

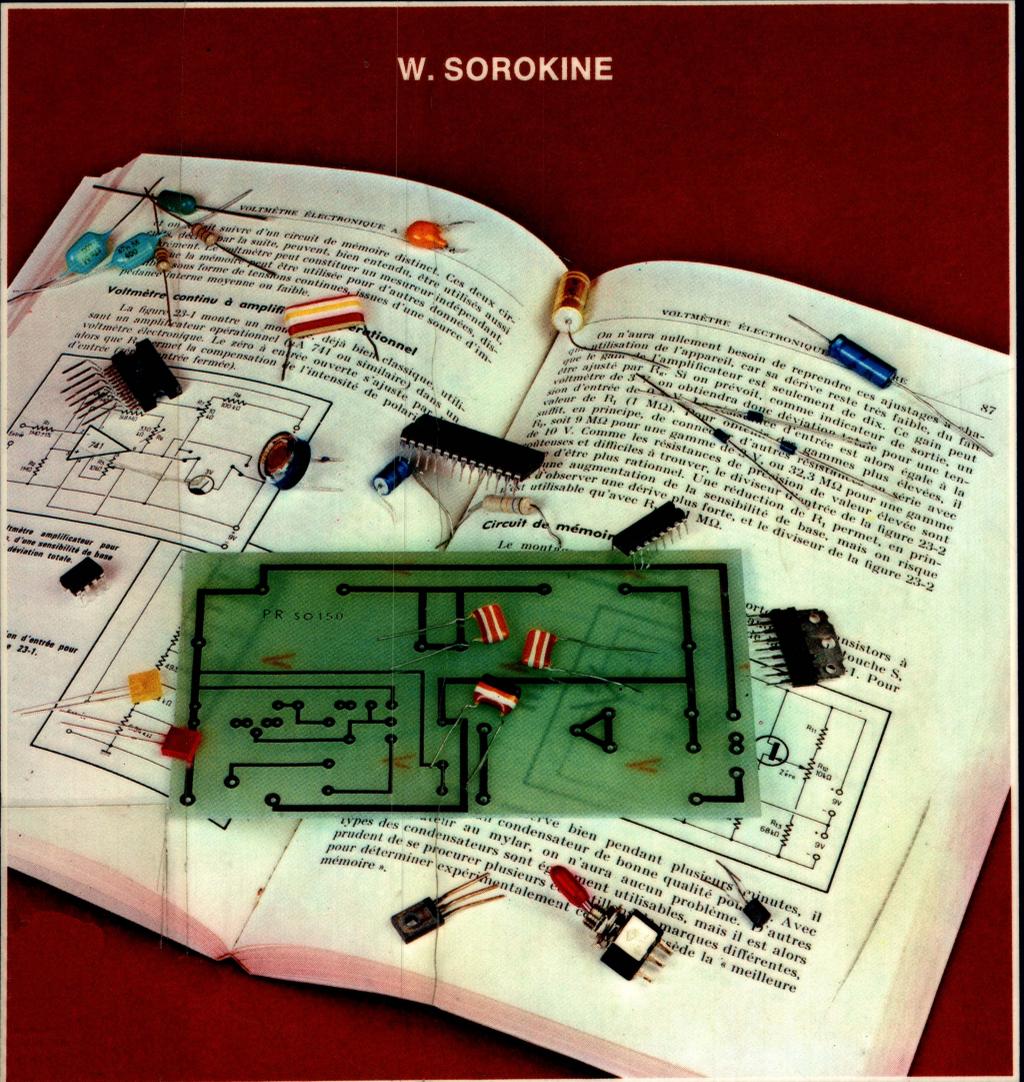
# 200

## MONTAGES

# ÉLECTRONIQUES

## SIMPLES

W. SOROKINE



S.E.C.F.



ÉDITIONS RADIO

**200**  
**MONTAGES**  
**ÉLECTRONIQUES**  
**SIMPLES**

**du même auteur aux Éditions Radio :**

- Le dépiage des pannes TV par la mire et l'oscilloscope
- Pannes radio
- Pannes TV
- Schémathèque
- TV dépannage (3 tomes)
- Dépannage des radiorécepteurs
- 50 montages électroniques à thyristors
- 25 appareils de mesure

*en collaboration avec J.-C. Potiron :*

- 100 montages électroniques à transistors

*en collaboration avec J. Soelberg :*

- Pratiquez l'électronique en 15 leçons

W. SOROKINE



**200**  
**MONTAGES**  
**ÉLECTRONIQUES**  
**SIMPLES**

*Une sélection de schémas  
d'utilisation pratique*

---

3<sup>e</sup> édition augmentée

S. E. C. F.



**Editions Radio**

9, RUE JACOB - 75006 PARIS  
TEL. 329.63.70

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

© SECF Éditions Radio, Paris  
1981

*de traduction, de reproduction  
tion réservés pour tous pays*

Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : avril 1984  
Éditeur n° 974 - Imprimeur : 779373  
I.S.B.N. 2 7091 0842 9

## AVANT-PROPOS

*L'électronique offre, dans tous les domaines de la vie quotidienne, un champ d'applications dont les limites s'élargissent, sans cesse et où un technicien trouve toujours quelque chose à réaliser, soit en vue d'une utilisation pratique (clignotants pour automobiles, systèmes d'alarme, sonnettes, etc.), soit, plus simplement, pour le plaisir d'expérimenter.*

*La plupart des montages décrits dans les pages qui suivent ne demandent qu'un minimum de matériel : 2-4 transistors, quelques diodes, une dizaine de résistances et condensateurs. L'assemblage de ces composants, avec tout ce dont on dispose actuellement sur le marché, peut se faire presque toujours en un minimum de temps, du moins pour le montage d'essai, que l'on peut alimenter à l'aide d'une batterie de piles ou d'accumulateurs.*

*En un mot, il suffit le plus souvent d'une soirée ou d'un après-midi pour réaliser un montage et voir si « ça marche ». Si tel est le cas, on passe à la réalisation définitive. Mais si la « maquette » ne donne pas tout à fait ce que l'on attendait, il y a tout un travail de mise au point à faire (en supposant, bien entendu, qu'aucune erreur de montage n'ait été commise), ce qui constitue, à notre avis, le plus instructif et le plus passionnant des passe-temps.*

*Précisons, néanmoins, que la plus grande partie des montages décrits a été réellement réalisée et doit fonctionner, par conséquent, comme prévu avec, tout au plus, quelques minimes retouches de la valeur de certains composants, inévitables surtout lorsqu'on utilise des transistors autres que ceux indiqués.*

*C'est, d'ailleurs, pour cette raison que le premier chapitre de cet ouvrage est consacré à la vérification et aux mesures des transistors et diodes, opérations indispensables lorsqu'on doit*

*choisir ces composants en tenant compte des conditions particulières de leur utilisation dans un montage donné ou, plus simplement, lorsqu'on veut s'assurer que les transistors ou les diodes dont on dispose sont en bon état.*

*Un chapitre important est consacré, d'autre part, aux alimentations stabilisées, équipement de base indispensable à tout électronicien, quelles que soient ses « aspirations ».*

*Enfin, nous pensons que les différents exemples de montages proposés peuvent constituer, dans le cadre de l'enseignement professionnel, une mine inépuisable de sujets de travaux pratiques et de projets.*

W. S.

### **Note pour la 3<sup>e</sup> édition**

Le volume que vous avez entre les mains est la 3<sup>e</sup> édition de l'ouvrage « Montages électroniques simples », profondément remaniée et mise à jour. En particulier, les circuits intégrés y ont été largement introduits, et nous espérons qu'il nous sera possible de faire encore mieux dans la prochaine édition.

On sait utiliser un transistor, même inconnu, car il est relativement facile de se faire une idée suffisamment précise sur ses caractéristiques et ses possibilités et de repérer ses « sorties ». On sait aussi associer plusieurs transistors afin de réaliser un ensemble remplissant une ou plusieurs fonctions bien déterminées. On peut intervenir sur chaque composant d'un système ainsi créé de façon à modifier son comportement dans tel ou tel sens. Enfin, en cas de défaillance d'un des composants, il est toujours facile de localiser et de supprimer le défaut.

Mais si on a affaire à un circuit intégré dont on ne connaît rien, il nous est impossible de l'utiliser avant d'avoir trouvé le nom de son fabricant et obtenu son brochage et toutes les indications sur son emploi. Il est juste de dire, cependant, que ce genre de renseignements est en général distribué par les fabricants avec beaucoup de bonne volonté, d'autant plus que tous les circuits « classiques » figurent dans à peu près tous les catalogues, avec, tout au plus, le numéro de référence un peu modifié :  $\mu$ A741T, AD741H, MC1741G, RT741T, LM741H etc., etc.

W. SOROKINE

# **18** montages destinés à essayer, trier, apparier les transistors, les thyristors et les diodes

L'essai, l'identification et la comparaison des transistors sont des opérations dont on a constamment besoin dans tout atelier de dépannage et dans tout laboratoire. Suivant les besoins, on peut concevoir des transistormètres ultra-simples, ou des appareils beaucoup plus compliqués, dont les indications sont beaucoup plus sérieuses que les renseignements très approximatifs fournis par les premiers.

Il est donc intéressant de savoir ce que l'on peut obtenir de tel ou tel appareil, pour pouvoir bien choisir en fonction de ses besoins.

Nous nous proposons de donner une documentation aussi complète que possible sur différents transistormètres.

## **Un appareil simple pour vérifier les transistors**

### **Principe et constitution de l'appareil**

Que ce soit dans un atelier de dépannage, ou dans le cadre de la réalisation d'une maquette, on se contente de mesurer, le plus souvent, les paramètres suivants d'un transistor :

Courant inverse de la jonction collecteur-base,  $I_{cbo}$  ;

Courant inverse de la jonction émetteur-base,  $I_{ebo}$  ;

Courant initial de collecteur,  $I_{ces}$  ;

Gain en courant  $\beta$ , pour le montage à émetteur commun.

La mesure du courant inverse de la jonction collecteur-base se fait suivant le montage de la figure 1-1a, le circuit d'émetteur étant ouvert. La mesure du courant inverse de la jonction émetteur-base se fait suivant le montage de la figure 1-1b, et c'est évidemment le circuit de collecteur qui reste ouvert.

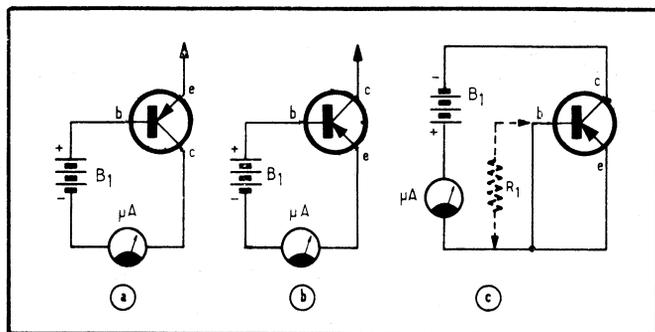


Fig. 1-1. — Mesure du courant inverse de la jonction collecteur-base (a), et de la jonction émetteur-base (b). Mesure du courant initial de collecteur (c).

Le schéma de la figure 1-1c montre le montage utilisé pour mesurer le courant initial de collecteur, et on voit que la base y est court-circuitée avec le collecteur. Cependant, un transistor fonctionne dans la pratique dans les conditions plus « dures ». Afin de rapprocher le plus possible les conditions d'essai des conditions réelles d'emploi, il est recommandé d'intercaler une résistance telle que  $R_1$  entre la base et l'émetteur, mais en veillant à ce que la valeur de cette résistance ne dépasse pas 60 à 100 k $\Omega$ . Une résistance de base beaucoup plus élevée peut conduire à une mise hors d'usage du transistor.

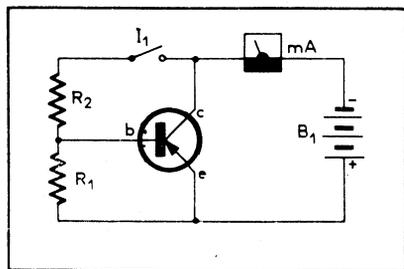


Fig. 1-2. — Mesure du coefficient d'amplification en courant, en montage à émetteur commun.

Lorsqu'on veut mesurer le coefficient d'amplification  $\beta$ , le transistor à essayer est connecté en amplificateur à courant continu à émetteur commun (fig. 1-2). Dans ces conditions, le coefficient  $\beta$  peut être approximativement déterminé par la relation

$$\beta = \frac{I_c}{I_b}$$

Etant donné que la résistance de la jonction base-émetteur est faible par rapport à  $R_1$ , le courant de base dépend essentiellement

de la résistance de polarisation  $R_2$ . Comme pour la plupart des transistors le courant de collecteur est toujours 50 à 150 fois plus grand que le courant de base, et que ces deux courants varient dans le même sens, il devient possible de ramener la mesure de  $\beta$  à celle de l'accroissement du courant de collecteur, en fixant un certain courant de base à l'aide de la résistance  $R_2$ . La valeur de cette résistance peut être alors calculée par la relation

$$R_2 = \frac{E_B \beta_{\max}}{I_{\max}}$$

où  $E_B$  est la tension nominale de la batterie d'alimentation,  $I_{\max}$  est l'intensité maximale que peut mesurer le milliampèremètre utilisé (déviation totale), et où  $\beta_{\max}$  représente la valeur maximale de  $\beta$  que l'on se propose de mesurer.

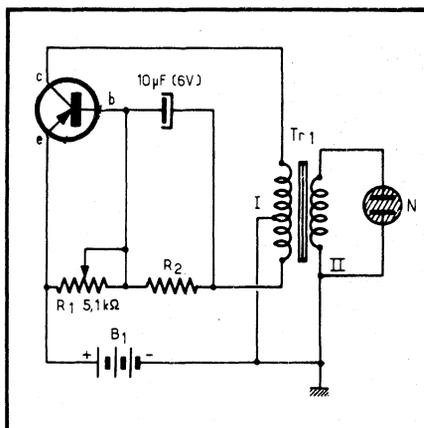


Fig. 1-3. — Vérification d'un transistor en régime d'oscillation.

Parfois, pour avoir une idée plus complète sur les possibilités d'un transistor, on le vérifie pour ainsi dire en régime « dynamique » (fig. 1-3). Le transistor est alors connecté en oscillateur-relaxateur utilisant un transformateur TR 1. Si le transistor essayé est en bon état, des oscillations prennent naissance, et leur fréquence dépend des caractéristiques du transformateur. Il est à remarquer que le montage de la figure 1-3 n'est autre chose qu'un convertisseur continu-alternatif du type asymétrique.

Le tube au néon N connecté aux bornes du secondaire du transformateur TR 1 sert pour indiquer si l'oscillateur fonctionne ou non, c'est-à-dire si le transistor essayé est bon ou franchement mauvais. Si l'on veut avoir une idée plus précise sur les qualités du transistor essayé, il faut mesurer l'amplitude de la tension d'oscillation.

Lorsqu'on essaie des transistors de types différents à l'aide du schéma de la figure 1-3, il faut, pour chaque type, choisir le régime de

fonctionnement optimal à l'aide de la résistance variable  $R_1$ , tout en mesurant la tension aux bornes du secondaire du TR 1. Le réglage de  $R_1$  (munie d'un cadran gradué) et la valeur de la tension à la sortie peuvent servir de repères pour des essais à venir sur des transistors du même type.

Bien entendu, lorsqu'on passe de la mesure d'un  $p-n-p$  (fig. 1-3) à celle d'un  $n-p-n$ , il est nécessaire d'inverser la batterie et l'appareil de mesure.

Le schéma général de l'appareil à essayer les transistors et les diodes est représenté dans la figure 1-4. Son alimentation est assurée par trois piles au mercure montées en série (analogues aux piles RM-502 *Mallory*), ce qui donne une tension voisine de 4,2 V. Nous pensons que l'utilisation d'une pile normale de 4,5 V ne présente aucun inconvénient.

Les transistors à essayer,  $p-n-p$  ou  $n-p-n$ , sont connectés à l'aide de trois bornes à ressorts ou d'un autre dispositif commode quelconque, après avoir placé les inverseurs  $S_1-S_2$  en position correspondant à la « polarité » du transistor essayé. En connectant le transistor essayé successivement suivant les trois schémas de la figure 1-1, on mesure déjà les courants correspondants.

Pour mesurer la valeur moyenne du coefficient  $\beta$ , on doit appuyer sur l'interrupteur-poussoir double  $S_3$ . La résistance de polarisation  $R_2$  est alors introduite dans le circuit de base, tandis qu'une résistance  $R_3$  vient en shunt sur le microampèremètre. La résistance  $R_4$ , en série avec le microampèremètre, sert uniquement pour limiter le courant initial dans le cas où le transistor est défectueux.

L'inverseur  $S_4$  permet de choisir le régime d'essai : en continu ou en oscillation.

Le transformateur TR 1 est réalisé sur un circuit  $31 \times 36$ , à peu près, avec une section du noyau de 0,9 à 1 cm<sup>2</sup>. Le primaire comporte 120 spires en fil émaillé de 0,25 mm (avec une prise à 100 spires). Le secondaire comprend 1 600 spires en fil émaillé de 0,08 mm. La tension aux bornes du secondaire est mesurée à l'aide du voltmètre à diode, comprenant le microampèremètre M (200  $\mu$ A) et la diode D, qui peut être d'un type quelconque, dit « usages généraux » (OA 79, OA 81, OA 85, etc.).

### Montage et mise au point

L'ensemble de l'appareil peut être monté sur un panneau en matière isolante de  $150 \times 100$  mm, logé dans un boîtier de 50 mm de profondeur. Les dimensions exactes dépendent, bien entendu, du matériel utilisé et de l'encombrement du microampèremètre.

La mise au point peut commencer par le choix de la valeur à donner aux résistances  $R_2$  et  $R_3$ , en fonction des caractéristiques du microampèremètre utilisé. Si la résistance propre du microampèremètre est  $r$ , et si nous désignons par  $n$  le « coefficient multiplicateur » de sensibilité (pour un microampèremètre de 200  $\mu$ A le coefficient  $n$

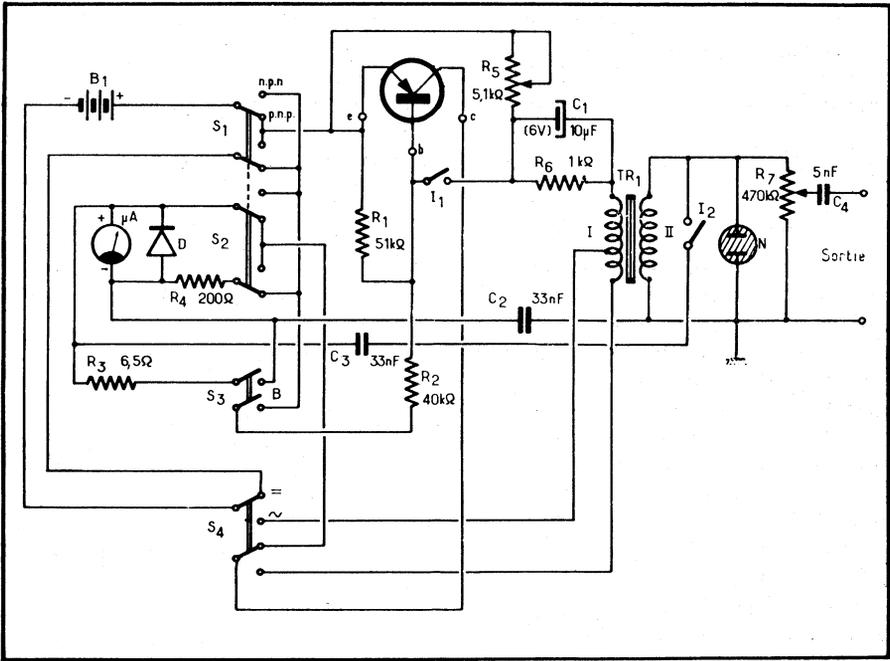


Fig. 1-4. — Schéma général de l'appareil à essayer les transistors et les diodes.

est égal à 10 si on veut aller jusqu'à 2 mA, et à 100 si on veut aller jusqu'à 20 mA), la valeur de  $R_3$  est calculée à l'aide de la relation

$$R_3 = \frac{r}{n - 1}.$$

Par exemple (et c'est le cas du schéma de la figure 1-4), si la résistance  $r$  est de 650  $\Omega$ , nous devons avoir  $R_3 = 6,57 \Omega$  pour que la déviation totale corresponde à 20 mA.

Quant à la résistance  $R_2$ , nous la calculons à l'aide de la relation indiquée plus haut, pour le schéma de la figure 1-2. C'est ainsi que nous trouverons que  $R_2 = 40 \text{ k}\Omega$  pour un microampèremètre de 200 ou de 150  $\mu\text{A}$  et une valeur maximale de  $\beta$  respectivement de 200 ou de 150, si la tension de la batterie est de 4 V. Pour  $E_B = 4,2 \text{ V}$ , nous trouverons alors  $R_2 = 42 \text{ k}\Omega$  et pour  $E_B = 4,5 \text{ V}$  on aura  $R_2 = 45 \text{ k}\Omega$ .

Le courant de base sera alors égal à 100  $\mu\text{A}$  pour tous les transistors utilisés, car nous pouvons négliger le courant de la jonction base-émetteur, shuntée par  $R_1$ . La déviation totale du microampèremètre correspondra à la valeur de  $\beta$  égale à la sensibilité de cet appareil :  $\beta = 200$  pour un micro ampère-mètre de 200  $\mu\text{A}$ , etc.

Si on veut mesurer le courant inverse d'une diode, on connecte la « cathode » à la borne *c* (collecteur), et l'« anode » à la borne *e* (émetteur). A noter que le courant inverse d'une diode H.F. au germanium ne doit pas dépasser 5 à 10  $\mu\text{A}$ . Pour les diodes à jonction, redresseuses de puissance moyenne, ce courant atteint 20-30  $\mu\text{A}$ , et pour les diodes de puissance 200-300  $\mu\text{A}$  (en supposant une tension inverse de 4 V).

Le courant inverse des diodes silicium de petite puissance n'est pas mesurable dans ces conditions.

Pour mettre au point l'oscillateur, on place l'inverseur *S*<sub>1</sub> dans la position correspondante et on ferme l'interrupteur *I*<sub>1</sub>. Un voltmètre électronique est connecté aux bornes du secondaire du TR 1 et on débranche provisoirement le tube néon *N*. On branche aux bornes de mesure un transistor dont on est certain, et dont le gain  $\beta$  est au moins de 30 à 40. En faisant varier la résistance *R*<sub>3</sub>, on provoque ensuite le démarrage de l'oscillateur. Il faut penser que la tension apparaissant au secondaire du TR 1 peut être assez élevée et atteindre, suivant le transistor utilisé, 100 à 150 V. Lorsqu'on est sûr que l'oscillateur fonctionne normalement, on reconnecte le tube néon, qui sert d'indicateur de « mauvais » et « bon », ce dernier terme ne signifiant pas forcément « très bon ».

Ensuite, en choisissant la valeur des capacités *C*<sub>2</sub> et *C*<sub>3</sub>, on cherche à obtenir une déviation sur quelque 70 % de l'échelle lorsqu'on connecte aux bornes de mesure un transistor en bon état et présentant un coefficient  $\beta$  de 80 à 100.

Dans ces conditions, le voltmètre électronique connecté en parallèle sur le microampèremètre doit indiquer une tension de 80 à 100 mV.

L'oscillateur étant en fonctionnement, on augmente progressivement la valeur de *R*<sub>3</sub> en observant le tube néon et l'indication du microampèremètre. Le courant minimal, à partir duquel l'oscillation cesse (et le tube néon *N* s'éteint) constitue une indication pour un transistor donné.

Tout comme un multivibrateur ordinaire, cet appareil peut servir à la vérification d'un récepteur ou d'un amplificateur, car le spectre de fréquences émises est très riche en harmoniques. La résistance *R*<sub>7</sub> peut servir pour doser la tension de sortie, dont la valeur, lorsque *I*<sub>2</sub> est ouvert, atteint 30 V. Si l'on ferme *I*<sub>2</sub>, la tension de sortie maximale tombe à quelque 15 V, mais la forme de la tension se rapproche de la sinusoïde.

## Vérification d'un transistor à l'aide d'un ohmmètre

Pour déterminer le gain en courant  $\beta$  d'un transistor de faible puissance on utilise généralement un microampèremètre, mais il est possible également d'employer un ohmmètre, à condition de prendre quelques précautions. Le schéma de la figure 1-5 montre comment

il faut procéder, la tension nécessaire à l'essai étant fournie par la batterie de l'ohmmètre, dont il est indispensable de repérer la polarité, bien entendu.

On procède de la façon suivante. L'ohmmètre, préalablement remis à zéro, est connecté suivant l'indication du schéma et on note les deux valeurs de résistance lues sur son cadran :  $r_1$  lorsque  $R_1$  est en circuit ;  $r_2$  lorsque  $R_2$  est en circuit. Le coefficient  $\beta$  est alors calculé à l'aide de la relation

$$\beta = \frac{R_2 - R_1}{r_2 - r_1}$$

On y néglige la résistance propre de la jonction  $n-p$ , ce qui ne présente pratiquement aucune importance.

Fig. 1-5. — Principe de la vérification d'un transistor à l'aide d'un ohmmètre.

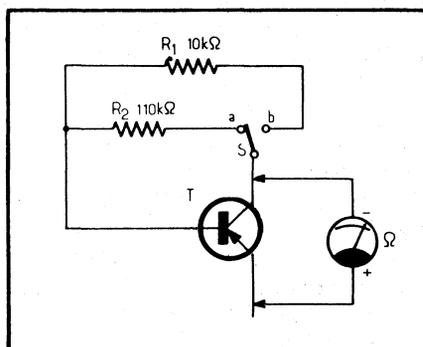
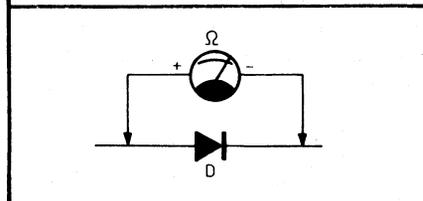


Fig. 1-6. — Principe de la vérification d'une diode à l'aide d'un ohmmètre.



Pour l'essai des transistors  $n-p-n$ , il suffit d'inverser la polarité de l'ohmmètre. Quant à cette polarité, le moyen le plus simple de la déterminer est d'utiliser une diode quelconque (fig. 1-6). Lorsque le sens de branchement correspond à celui du schéma, l'ohmmètre doit indiquer une résistance faible, inférieure à  $2\text{ k}\Omega$  dans tous les cas.

On utilisera, dans l'ohmmètre dont on dispose, les sensibilités  $1\ 000$  ou  $10\ 000\ \Omega$  (au milieu de l'échelle) et on évitera, à moins qu'il ne s'agisse d'un transistor de moyenne puissance, de descendre sur les sensibilités inférieures, car le courant, au moment de la mesure, peut alors se trouver supérieur à ce que le transistor essayé peut admettre.

Il est également prudent de choisir pour ces essais un ohmmètre dont la batterie d'alimentation ne soit que de  $1,5\text{ V}$ , car la tension de

claquage de la jonction d'émetteur est très faible dans certains transistors du type « diffusé ».

A noter enfin que si l'aiguille de l'ohmmètre ne dévie ni pour  $R_1$  ni pour  $R_2$ , c'est que le transistor est défectueux.

## Six transistormètres simples

La plupart des appareils que l'on nomme à tort transistormètres et qui ne sont, en réalité, que des essayeurs de transistors et, souvent, de diodes, fonctionnent suivant le principe illustré par le schéma de la figure 1-7. Lorsque l'interrupteur S est ouvert, la batterie B, l'émetteur et le collecteur du transistor essayé, la résistance limiteuse  $R_1$  et le milliampèremètre forment un circuit fermé dont la base est exclue. Dans ces conditions, on mesure le courant résiduel, le courant de fuite qui, pour un élément en bon état, a un ordre de grandeur de quelques microampères ou, du moins, d'une faible fraction de milliampère, lorsqu'il s'agit d'un transistor au germanium et 50 à 100 fois moins pour un « silicium ». Un courant résiduel plus élevé indique un défaut ou un court-circuit franc entre l'émetteur et le collecteur. Dans ce dernier cas la résistance  $R_1$  limite l'intensité possible et protège le milliampèremètre.

Si l'on ferme l'interrupteur S, un faible courant de base circule à travers  $R_2$  et provoque une augmentation sensible du courant du collecteur, si le transistor essayé est en bon état. Si le courant de collecteur n'augmente pas lorsqu'on ferme S, cela dénote un défaut, le plus souvent une coupure.

Lorsqu'il s'agit d'un montage à émetteur commun, comme celui de la figure 1-7, le rapport de l'accroissement du courant de collecteur au courant de base représente le gain en courant du transistor essayé.

La nécessité de pouvoir essayer aussi bien les *n-p-n* que les *p-n-p* exige soit deux « entrées » séparées, soit une commutation.

Le « Transistor-Tester » le plus simple que l'on puisse imaginer est celui de la figure 1-8. Il possède deux « entrées », deux boutons-poussoirs et un milliampèremètre. Ce dernier est muni d'un cadran comportant deux échelles : une échelle à secteurs colorés différemment, permettant d'apprécier si le courant résiduel mesuré est normal ou trop élevé ; une échelle de 0 à 10 pour l'appréciation du gain en courant.

Il est bien évident que cet appareil, d'une extrême simplicité, ne peut servir que pour des appréciations rapides et tout à fait approximatives. Il permet également de vérifier l'état de la batterie qui l'équipe si l'on réunit les bornes « E » et « C » à l'aide d'une résistance de 600  $\Omega$ . Dans ces conditions, si la tension de la batterie est encore normale, le milliampèremètre doit dévier à fond.

L'appareil dont le schéma est représenté dans la figure 1-9 permet, en dehors de l'essai des transistors *p-n-p* et *n-p-n*, celui des diodes ou des redresseurs. On remarquera un potentiomètre connecté en parallèle sur le milliampèremètre et agissant en shunt variable.

L'essai d'un transistor commence avec les boutons poussoirs  $S_1$  et  $S_2$  appuyés. On règle le shunt variable de façon à amener l'aiguille du milliampèremètre exactement sur l'extrémité de l'échelle. Ensuite, en

Fig. 1-7. — Schéma de principe d'un « transistormètre » simple.

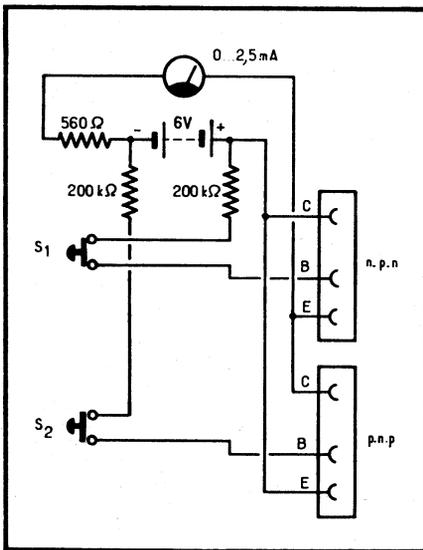
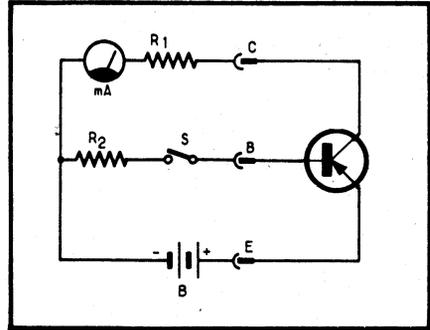
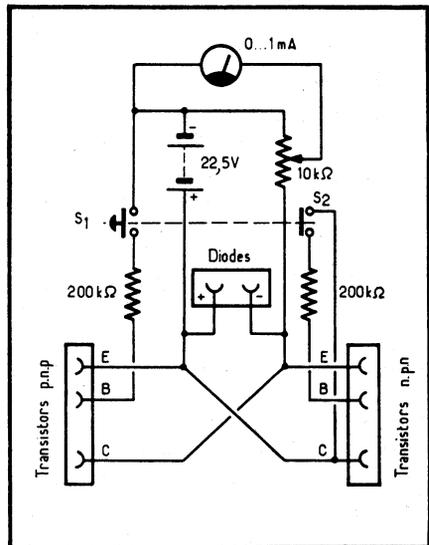


Fig. 1-9. — Avec cet appareil il est possible de vérifier également les diodes.

Fig. 1-8. — Schéma d'un « Transistor Tester ».



laissant revenir  $S_1$  et  $S_2$  en position de repos on mesure le courant de fuite, dont la valeur donne une idée sur le gain en courant du transistor essayé.

Si l'on connecte aux prises d'essai de diodes un écouteur piézo ou l'entrée haute impédance d'un signal-tracer, on peut se rendre compte si le transistor essayé « fait du bruit ».

Les diodes ou les redresseurs à essayer doivent être connectés d'abord dans le sens indiqué, c'est-à-dire dans celui de la conduction, après quoi on ajuste le shunt de façon à obtenir la déviation totale du milliampèremètre. En inversant ensuite la diode essayée, on apprécie le rapport des courants direct et inverse.

Indiquons, pour fixer les idées, que le courant de fuite mesuré avec quelques transistors courants se situe entre une déviation à peine perceptible, pratiquement nulle (AF 114, AF 117, BSY 10, etc.) et une déviation comprise entre 0,05 et 0,15 (OC 72, ASY 28, etc.).

Pour la plupart des diodes, le courant inverse est pratiquement nul, mais on rencontre quelques types qui accusent une déviation très faible, mais néanmoins visible, de l'ordre de 0,05 à 0,08 (diode OA 70, par exemple).

Enfin, il est important de noter que pour les essais des transistors du type « diffusé », la tension de la batterie d'alimentation doit être ramenée à 4,5 V.

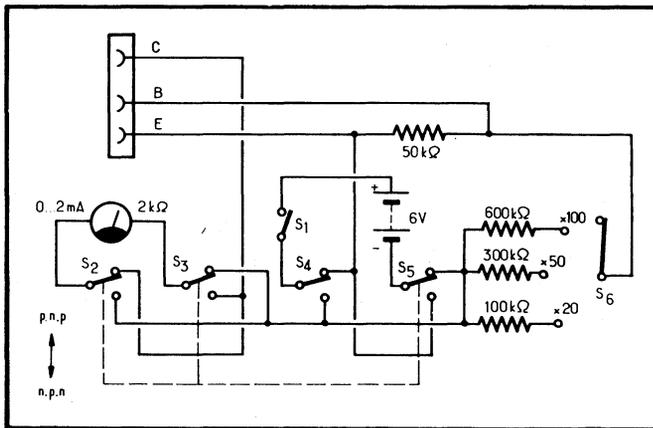


Fig. 1-10. — Cet appareil permet la mesure du gain en trois « gammes ». La section  $S_4$  de l'inverseur est commandée avec  $S_2$ ,  $S_3$  et  $S_5$ .

Le schéma de la figure 1-10 représente un appareil qui ne comporte qu'une seule « entrée », utilisable aussi bien pour les *p-n-p* que pour les *n-p-n* grâce à une commutation appropriée ( $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_5$ ). Un interrupteur ( $S_1$ ) existe dans le circuit d'alimentation et constitue une « sécurité » supplémentaire contre le danger d'erreur *n-p-n* ou *p-n-p*, erreur qui peut conduire à la destruction du transistor essayé.

On remarquera la façon dont le gain en courant est mesuré sur cet appareil. Trois résistances de valeurs différentes peuvent être introduites par le contacteur  $S_6$  dans le circuit de base. Elles sont prévues de manière que le courant de base puisse être de 10, 20 ou 50  $\mu\text{A}$ . Dans ces conditions, pour apprécier le gain en courant il suffit de multiplier par 10, 20 ou 50 la différence entre le courant de collec-

teur pour la position correspondante de  $S_6$  et le courant résiduel, mesuré lorsque  $S_6$  est sur la position libre.

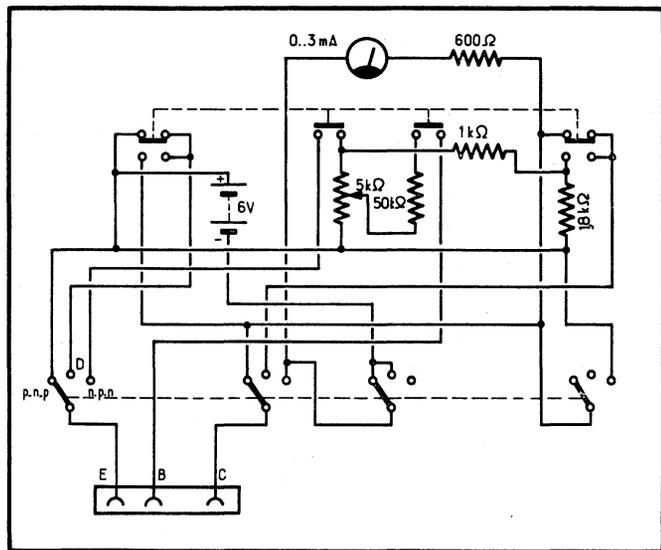


Fig. 1-11. — Schéma d'un autre « transistor tester ».

Malgré son apparente complication, le schéma de la figure 1-11 est très simple. Le potentiomètre de  $5\text{ k}\Omega$  permet d'ajuster un courant de base de telle ou telle valeur. Il en résulte que si, par cette manœuvre, on s'arrange pour obtenir toujours la même déviation du milliampèremètre, on peut graduer le cadran du potentiomètre directement en valeurs de gain en courant. Ce dernier est mesuré lorsque le bouton-poussoir quadruple est appuyé. Lorsque ce bouton est en position de repos, le milliampèremètre doit indiquer le courant résiduel et son cadran est partagé en plusieurs secteurs, correspondant au courant résiduel admissible pour tel ou tel type de transistor.

La position « D » du contacteur à trois positions correspond à l'essai des diodes.

Les schémas que nous venons d'analyser brièvement ont été élaborés à l'époque où la technologie des transistors était encore à ses débuts et où les performances des types disponibles étaient modestes. On peut dire qu'à l'heure actuelle ces appareils ne correspondent plus à tous les besoins. Il est cependant utile de les connaître, car ils peuvent encore rendre des services dans certains cas particuliers. Et c'est pour cette raison que nous allons donner quelques explications à propos d'un appareil de conception analogue.

Le schéma de la figure 1-12 appartient à la même catégorie de « transistor testers » que ceux décrits plus haut : vérification du courant de fuite à circuit de base ouvert et appréciation du gain en courant en montage à émetteur commun. De plus, il permet de déceler certains courts-circuits et certaines coupures internes.

L'appréciation du gain en courant est possible en effectuant le rapport du courant de collecteur  $I_c$  au courant de base  $I_b$  qui le provoque. On démontre que ce rapport est suffisamment voisin de celui des petits accroissements, c'est-à-dire  $\Delta I_c / \Delta I_b$  pour donner une valeur approchée du gain.

Si l'on s'arrange pour avoir un courant de base constant, d'une certaine valeur déterminée, les indications du milliampèremètre M peuvent être traduites directement en valeurs de gain. Par exemple, si nous admettons que le courant de base est de  $100 \mu\text{A}$  et que le courant de collecteur correspondant est de  $2,5 \text{ mA}$ , le gain sera donné par le rapport  $2,5/0,1 = 25$ . Si le milliampèremètre nous indique  $3,8 \text{ mA}$  le gain sera égal à 38 et ainsi de suite.

Or, dans un montage simple, comme celui de la figure 1-12 ou analogue, on peut considérer que la résistance interne base-émetteur est négligeable par rapport à une résistance qui serait placée entre le pôle « moins » de la batterie et la base. Autrement dit, l'émetteur étant connecté au « plus » (dans le cas d'un *p-n-p*), le fait d'introduire une résistance R entre le « moins » et la base revient à shunter la batterie d'alimentation de tension E par la résistance R, donc à créer un courant de base  $I_b = E/R$ .

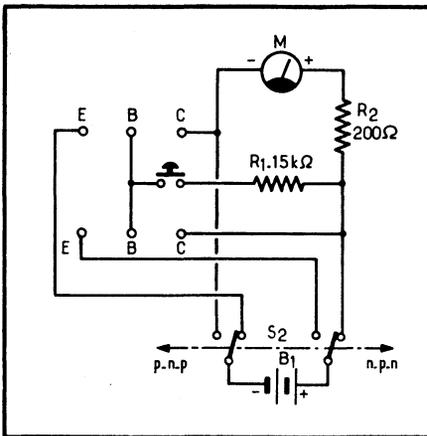


Fig. 1-12. — Schéma d'un « transistor-mètre » permettant la mesure du courant de fuite de collecteur et l'appréciation du gain.

Dans le schéma de la figure 1-12 la valeur indiquée pour la résistance de base  $R_1$  donne  $I_b = 100 \mu\text{A}$  avec une batterie de  $1,5 \text{ V}$ . Si le milliampèremètre M est prévu pour une déviation maximale de  $5 \text{ mA}$ , il sera possible de mesurer des valeurs de gain jusqu'à  $\beta = 50$ . Si l'on veut pouvoir mesurer les valeurs de gain supérieures à 50, il faut modifier la valeur de  $R_1$  de façon à réduire le courant  $I_b$ . Par exemple, avec  $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$ , le courant de base ne sera que de  $50 \mu\text{A}$ , de sorte que la déviation  $5 \text{ mA}$  correspondra à  $\beta = 5/0,05 = 100$ .

On voit également que l'on peut, en laissant le même courant de base, utiliser un milliampèremètre de  $10 \text{ mA}$ , bien que cette solution soit moins indiquée, à cause du courant de collecteur qui peut être excessif pour certains transistors.

Le courant initial, le courant de fuite, est en principe insignifiant par rapport à la sensibilité du milliampèremètre utilisé, et ne donne lieu qu'à une déviation imperceptible. En effet, pour la plupart des transistors au germanium que l'on rencontre dans la pratique ce courant se situe vers 30 à 50  $\mu\text{A}$  et atteint rarement 100  $\mu\text{A}$ , du moins à la température ambiante normale, de l'ordre de 25 °C. Mais il ne faut pas oublier que le courant résiduel de collecteur à circuit de base ouvert est assez instable et varie fortement avec la température, augmentant très vite lorsque cette dernière augmente.

Toujours est-il que si l'on voit, par exemple, que le courant résiduel d'un transistor est, dès le départ, de quelque 500  $\mu\text{A}$ , il est à peu près certain que le transistor essayé est défectueux, à moins qu'il ne s'agisse d'un accident dû à un échauffement excessif imprévu.

La résistance  $R_2$  dans le circuit de collecteur protège le milliampèremètre contre un courant excessif qui pourrait résulter d'un court-circuit interne dans le transistor essayé. Le fait qu'en position *p-n-p* la résistance  $R_1$  se trouve connectée après le milliampèremètre ne change pratiquement rien à l'ensemble.

### Quelques considérations à propos des mesures sur un transistor

D'une façon générale, il est recommandé, avant de mesurer les différents courants d'un transistor, de s'assurer qu'aucune de ses jonctions n'est en court-circuit. Cette vérification peut se faire à l'aide d'un ohmmètre à condition que :

- a) Le courant traverse une jonction dans le sens direct ;
- b) Ce courant ne puisse, en aucun cas, dépasser le courant maximal pour la jonction essayée.

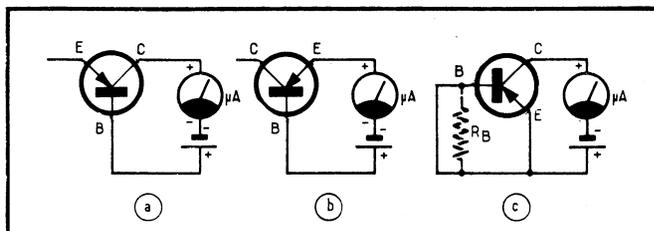
On fera donc tout d'abord attention au type d'ohmmètre utilisé, dont on aura soin de repérer la polarité. On utilisera un ohmmètre dont la batterie interne est constituée par un seul élément de 1,5 V, et on se limitera à des sensibilités dont le courant, à circuit fermé, ne dépasse par 1 mA. Il est facile de s'en assurer à l'aide d'un milliampèremètre quelconque.

La mesure de la résistance directe d'une jonction se fera en connectant à la base le « moins » de l'ohmmètre, s'il s'agit d'un *p-n-p*, et le « plus » si l'on a affaire à un *n-p-n*. L'autre fil de l'ohmmètre sera successivement mis en contact avec l'émetteur et avec le collecteur.

La résistance que l'on doit normalement trouver dans ces conditions est du même ordre de grandeur pour les deux mesures et se situe vers 300-400  $\Omega$  lorsqu'il s'agit d'un transistor de faible puissance, H.F. ou B.F. au germanium. Pour les transistors au silicium cette résistance est 3 à 4 fois plus élevée. De toute façon, si l'on trouve ainsi une résistance nulle ou infinie, le transistor est mauvais.

La résistance mesurée diminue lorsqu'il s'agit de transistors plus puissants. Ainsi, elle n'est que de 120 à 140  $\Omega$  pour un OC 72, et de quelque 80  $\Omega$  seulement lorsqu'il s'agit d'un AC 151 ou similaire.

Fig. 1-13. — Les trois schémas de principe pour la mesure du courant inverse de collecteur (a), du courant inverse émetteur-base (b) et du courant résiduel de collecteur (c).



Lorsque ces mesures préliminaires n'ont décelé rien d'anormal on peut mesurer le courant inverse de collecteur, à l'aide d'un microampèremètre et d'un montage représenté dans la figure 1-13 a. L'émetteur du transistor essayé est « en l'air ». Le courant mesuré dans ces conditions est généralement désigné dans les notices par  $I_{cbo}$ , qui en précisent très souvent la valeur normale dans certaines conditions bien définies de tension base-collecteur et de température.

Ensuite on mesure le courant inverse de la jonction émetteur-base ( $I_{ebo}$ ), avec le collecteur déconnecté, « en l'air », suivant le schéma de la figure 1-13 b. On trouvera généralement une valeur nettement plus élevée pour le courant  $I_{ebo}$ .

Enfin, on réalise le montage de la figure 1-13 c pour mesurer le courant résiduel de collecteur, la base étant court-circuitée avec l'émetteur. Dans certains cas le courant résiduel de collecteur est mesuré en intercalant entre la base et le « plus » de la pile une résistance telle que  $R_B$ .

Le schéma de principe de la figure 1-14 a permet d'apprécier le gain en courant du transistor essayé, utilisé en montage à émetteur commun. Tout d'abord, l'interrupteur I est fermé et le contacteur  $S_1$  placé sur 1. Comme on l'a déjà vu, on mesure dans ces conditions le courant

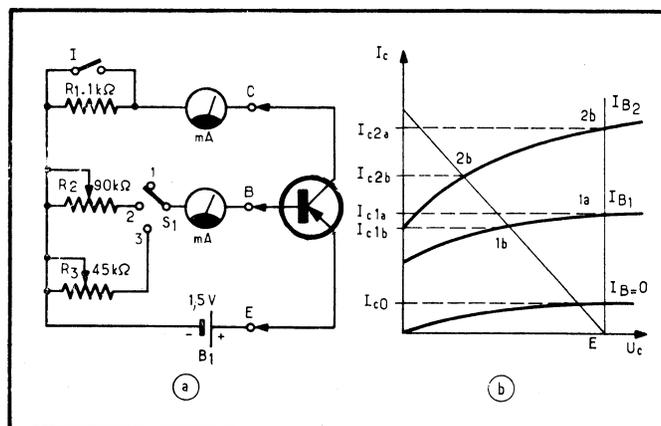


Fig. 1-14. — Schéma de principe pour la mesure du gain et de la conductance de sortie (a) et réseau de courbes  $I_c/U_c$  avec la droite de charge (b).

de fuite  $I_{cbo}$  de collecteur à circuit de base ouvert. Ce courant est toujours plus élevé que celui que l'on peut mesurer avec le montage de la figure 1-13 c, à circuit de base fermé.

En plaçant ensuite  $S_1$  successivement sur 2 et 3 on note le courant de collecteur correspondant au courant de base respectivement de 50 et 100  $\mu\text{A}$ , obtenu, pour ces deux positions, par l'ajustement des résistances  $R_2$  et  $R_3$ . Le gain en courant  $\beta$  sera alors donné par la relation approximative

$$B \approx \frac{I_{c2} - I_{c1}}{I_{b2} - I_{b1}}$$

les courants  $I_{c2}$  et  $I_{b2}$  correspondant à la position 3 du contacteur  $S_1$ , bien entendu. Il est clair qu'il n'est nullement nécessaire de fixer le courant de base à 50 et 100  $\mu\text{A}$  et que l'on peut prendre deux autres valeurs quelconques. L'essentiel c'est que les deux appareils de mesure permettent d'observer les valeurs extrêmes avec un maximum de précision, de sorte que le circuit de base sera équipé d'un microampèremètre de 100 à 200  $\mu\text{A}$  de déviation totale au maximum.

Le courant résiduel de collecteur à circuit de base fermé (fig. 1-13 c), que l'on désigne souvent par  $I_{ces}$ , le même courant à circuit de base ouvert ( $I_{ceo}$ ) et le gain  $\beta$  sont liés par une relation approximative

$$I_{ceo} \approx \frac{I_{ces}}{1 + \beta}$$

Le montage de la figure 1-14 a permet également de se faire une idée sur la résistance de sortie du transistor, plus exactement sur sa conductance de sortie  $h_{22}$ , qui représente le rapport d'une variation du courant de sortie à la variation correspondante de la tension de sortie, à entrée ouverte (ou du moins présentant une résistance élevée).

Pour cela on ouvre l'interrupteur I, ce qui introduit une résistance de charge  $R_1$  dans le circuit de collecteur. Ensuite, on place le contacteur  $S_1$  successivement sur 1, 2 et 3, et on note les valeurs correspondantes du courant de collecteur. Pour la position 1 on aura un certain courant  $I_{co}$ , qui sera pratiquement le même que sans résistance  $R_1$ , c'est-à-dire égal à  $I_{ceo}$  (fig. 1-14 b). Pour la position 2 la différence entre les courants de collecteur sans résistance  $R_1$  ( $I_{c1a}$ ) et avec cette résistance

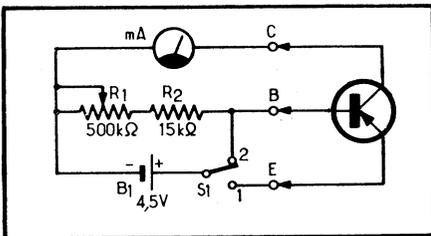


Fig. 1-15. — Schéma simple permettant d'apprécier le gain et de mesurer le courant inverse de collecteur à circuit d'émetteur ouvert.

( $I_{c1b}$ ) est déjà sensible. Elle s'accroît encore pour la position 3, où nous trouvons respectivement  $I_{c2a}$  et  $I_{c2b}$ . Les points correspondants des courbes caractéristiques permettent de tracer une droite de charge.

Quant à la conductance de sortie, elle sera déterminée par la relation

$$h_{22} = \frac{I_{c1a} - I_{c1b}}{U_c - R_1 I_{c1b}}$$

Nous avons déjà indiqué que le gain en courant  $\beta$  pouvait être déterminé, approximativement, par le rapport  $I_c/I_b$ . A partir de ce principe on peut réaliser un montage très simple, permettant d'apprécier ce gain, et qui est représenté dans la figure 1-15. La mesure se fait avec l'inverseur  $S_1$  en position 1 et le potentiomètre  $R_1$  réglé de telle façon que le courant de collecteur soit exactement de 1 mA. Cela revient donc à ajuster, par  $R_1$ , le courant de base du transistor essayé de façon que son courant de collecteur soit toujours de 1 mA. Autrement dit, il devient possible de graduer le cadran de ce potentiomètre directement en valeurs de gain. Avec les valeurs indiquées sur le schéma, le courant de base peut être modifié, d'après ce qui a été dit plus haut, entre 10  $\mu$ A environ et 300  $\mu$ A, ce qui donne la possibilité d'apprécier le gain dans les limites de 100 à 3,3 environ.

Lorsqu'on place  $S_1$  sur 2, on peut mesurer le courant inverse de collecteur à circuit d'émetteur ouvert. Bien entendu, tous les schémas indiqués sont utilisables pour les transistors *n-p-n*; il suffit d'inverser la polarité de la batterie et celle du microampèremètre. Enfin, pour le montage de la figure 1-15, rien n'empêche d'utiliser une batterie  $B_1$  de 1,5 V, en modifiant la valeur des résistances (à diviser par 3, environ).

### Appareil pour la mesure du gain avec le courant de base fixe

La méthode simpliste, qui consiste à intercaler une résistance de valeur suffisamment élevée dans le circuit de base et à supposer qu'il y circule un certain courant  $I_b$ , après quoi il ne reste plus qu'à diviser l'indication du milliampèremètre intercalé dans le circuit de collecteur par  $I_b$  pour avoir la valeur du gain, présente évidemment l'attrait d'une extrême simplicité, mais aussi quelques inconvénients, au sujet desquels il n'est pas inutile de dire quelques mots.

Le premier inconvénient de ce procédé est qu'on n'y tient pas compte du courant  $I_{co}$ . Bien que l'on opère le plus souvent avec des courants de collecteur de 1 à 3 mA et que le courant  $I_{co}$  est, généralement, du moins pour les transistors au germanium, de 10 à 20  $\mu$ A, le fait de le négliger peut conduire, comme on va le voir, à une erreur appréciable.

En effet, on connaît la relation entre les courants  $I_b$ ,  $I_c$  et  $I_{co}$  et le gain  $\beta$  :

$$\beta I_b = I_c - \beta I_{co}$$

Or, ce que nous avons utilisé jusqu'à présent, c'est seulement  $\beta I_b = I_c$ . En d'autres termes nous avons négligé le facteur  $\beta I_{co}$  qui, comme nous allons le voir, est loin d'être négligeable par rapport aux autres.

Supposons, en effet, que  $\beta = 50$  et  $I_{c0} = 10 \mu\text{A}$ , chiffres qui cadrent avec les ordres de grandeur réels. Cela veut dire que  $\beta I_{c0} = 500 \mu\text{A}$  et que si nous opérons avec un courant  $I_c = 1 \text{ mA}$  l'erreur commise est de 50 %. Elle sera encore de 25 % avec  $I_c = 2 \text{ mA}$  et ainsi de suite.

On peut évidemment songer à mesurer d'abord le courant  $I_{c0}$  et d'introduire ensuite la correction correspondante dans la mesure finale. Mais cela exclut la commodité de pouvoir lire directement le gain sur le cadran du milliampèremètre, car la correction ne sera pas la même pour tous les transistors, même si leur gain est identique.

Il faut noter cependant que le facteur  $\beta I_{c0}$  a une valeur maximale lorsqu'il s'agit d'un montage à circuit de base ouvert. Dans la réalité ce cas se présente rarement, et le courant  $I_{c0}$  prend une valeur moindre, pouvant se rapprocher de  $I_{c0s}$ .

Le deuxième inconvénient de la mesure de  $\beta$  en utilisant le rapport  $I_c/I_b$  consiste en ce que le courant de collecteur, au moment de la mesure, peut être très différent lorsqu'il s'agit de transistors dont le gain est également différent. Nous signalons simplement cet inconvénient sans en donner l'explication théorique qui nous entraînerait trop loin.

Enfin, le troisième inconvénient vient de ce que l'on utilise de trop grands accroissements pour le courant de collecteur et pour celui de base. En toute rigueur, la mesure du gain devrait s'effectuer en imposant au transistor essayé un certain régime indépendant de ses paramètres, et en donnant ensuite au courant de base  $I_b$  un faible accroissement  $\Delta I_b$ , ce qui se traduit par un accroissement  $\Delta I_c$  du courant de collecteur. Si l'accroissement  $\Delta I_c$  reste suffisamment faible pour que la valeur de  $\beta$  dans ces conditions ne diffère pas de plus de 5 à 10 % de sa valeur avant cet accroissement, on peut dire que

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} .$$

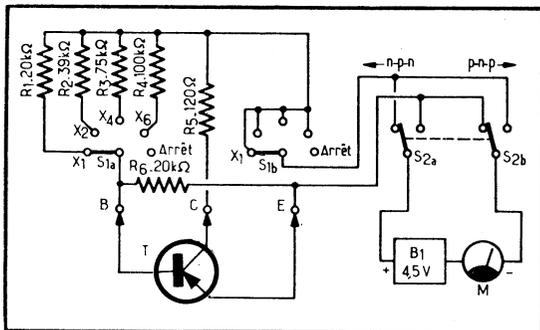
Au contraire, si l'on tolère un accroissement  $\Delta I_c$  important, on obtient pour le gain une certaine valeur moyenne pour l'intervalle  $I_c$  à  $I_c + \Delta I_c$ . Toutes ces causes d'erreur font que les appareils destinés à « mesurer » le gain en partant simplement du rapport  $I_c/I_b$  nous donnent dans le meilleur des cas un résultat valable à 25-30 % près. Malheureusement, si l'on veut une précision plus grande, on arrive immédiatement à des montages beaucoup plus compliqués.

Une certaine amélioration peut cependant être réalisée en prévoyant la possibilité d'obtenir plusieurs valeurs de courant de base, de façon à faire travailler les transistors essayés avec des courants de collecteur pas trop différents. De plus, cela nous permet d'essayer un même transistor avec plusieurs valeurs de courant de collecteur et de voir ainsi l'influence de ce courant sur le gain.

Le schéma d'un « transistormètre » de ce type est représenté dans la figure 1-16, mais ce schéma très simple présente un inconvénient : le courant de base du transistor essayé traverse également l'appareil de

mesure et fausse évidemment les résultats. Pour bien faire, il serait souhaitable de prévoir une commutation séparée pour le milliampère-mètre, et on arrive ainsi à un schéma un peu plus perfectionné, celui de la figure 1-17.

Fig. 1-16. — Schéma d'un « mesureur de gain » à quatre gammes.

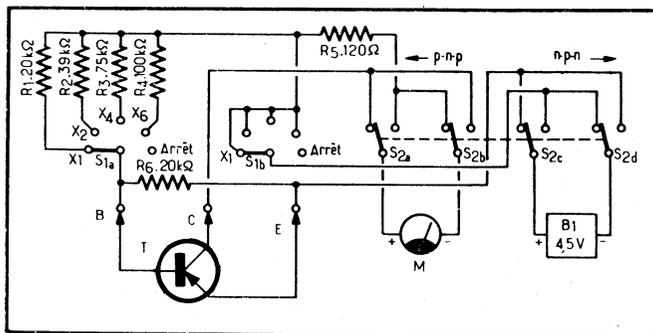


Les courants de base prévus sont de 33, 50, 100 et 200  $\mu\text{A}$  et la valeur des quatre résistances commutables a été calculée de façon à les obtenir avec une batterie d'alimentation de 4,3 à 4,4 V. Une batterie utilisée d'une façon intermittente se maintient en effet longtemps à ce niveau.

L'appareil décrit a été prévu pour un courant de collecteur maximal de 10 mA, et le milliampèremètre M doit donc avoir cette sensibilité. Les valeurs choisies pour le courant de base permettent donc la mesure du gain en quatre gammes avec, pour chacune, la valeur maximale suivante :

$$\begin{aligned} \beta &= 50 \text{ pour } R_1 = 20 \text{ k}\Omega ; \\ \beta &= 100 \text{ pour } R_2 = 39 \text{ k}\Omega ; \\ \beta &= 200 \text{ pour } R_3 = 75 \text{ k}\Omega ; \\ \beta &= 300 \text{ pour } R_4 = 100 \text{ k}\Omega ; \end{aligned}$$

Fig. 1-17. — Perfectionnement du montage de la figure 1-16, par l'adjonction d'une commutation pour le milliampère-mètre.



La lecture est particulièrement commode si l'on emploie un milliampèremètre avec un cadran gradué de 0 à 50. On lit alors directement la

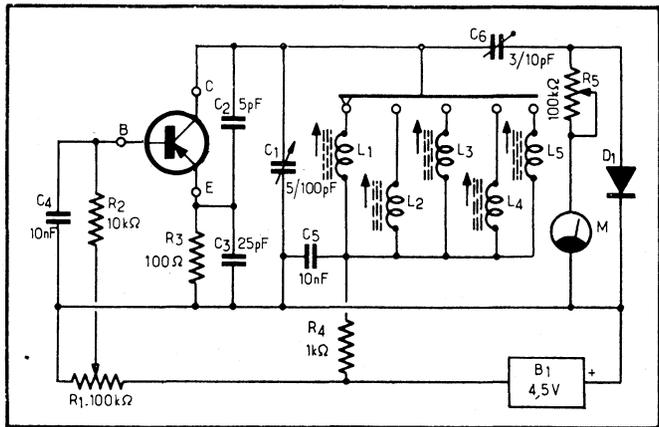
valeur de  $\beta$  sur la position  $\times 1$ , on multiplie la lecture par 2 sur la position  $\times 2$  et ainsi de suite. Bien entendu, si l'on utilise un milliampèremètre dont le cadran est gradué de 0 à 100, il faudrait modifier les coefficients multiplicateurs des quatre « gammes » : 0,5, 1, 2, 3.

On remarquera qu'une résistance fixe ( $R_6$ ) est prévue entre la base et l'émetteur du transistor essayé. Son utilité est de réduire un peu l'influence du courant  $I_{ceo}$  sur la déviation de l'aiguille de M. De plus, la base ne reste ainsi jamais « en l'air », ce qui n'est pas à négliger. Quant à la résistance  $R_5$ , elle constitue une protection pour l'appareil de mesure dans le cas d'un court-circuit interne dans le transistor essayé.

### Transistormètre à oscillateur H.F.

L'appareil dont le schéma est représenté dans la figure 1-18 permet d'essayer un transistor en régime d'oscillation, avec un jeu de cinq bobines permettant de couvrir la gamme de 400 kHz à 30 MHz à peu près. Comme le condensateur variable  $C_1$  permet de couvrir cette gamme pratiquement sans trou, il devient possible de déterminer avec suffisamment d'exactitude la fréquence  $f_{max}$  à laquelle l'oscillation cesse.

**Fig. 1-18.** — Voici un appareil qui permet de fixer assez rapidement la limite en fréquence d'un transistor, en le faisant osciller à une fréquence de plus en plus élevée.



L'oscillateur lui-même est constitué par une des bobines  $L_1$ - $L_5$  et le condensateur variable  $C_1$ . La réaction se fait par le diviseur capacitif  $C_2$ - $C_3$  qui introduit la tension de réaction dans le circuit d'émetteur. Le point de fonctionnement peut être ajusté par  $R_1$ , qui permet de modifier le courant de base. Dans ces conditions le courant de collecteur est commandé entre 0,1 à 0,2 mA à peu près et 5 mA. Il est à signaler que pour la plupart des transistors le courant de collecteur en régime d'oscillation est de l'ordre de 1 à 2 mA. Les résistances  $R_2$  et  $R_4$  protègent le transistor contre le danger d'une batterie inversée. Cette dernière, dont la polarité indiquée sur le schéma correspond à l'essai d'un  $p-n-p$ , peut être munie d'un inverseur, pour passer plus commodément du  $p-n-p$  au  $n-p-n$ .

La présence de l'oscillation est indiquée par le microampèremètre M, de 50 à 150  $\mu A$ , avec une résistance série  $R_5$  qui permet d'en ajuster

la sensibilité, en fonction du transistor essayé. La diode D1 peut être d'un type quelconque : OA70, OA85, etc.

L'essai d'un transistor se fait de la façon suivante. Après avoir connecté le transistor aux bornes E-B-C on met en circuit la bobine  $L_1$ , que l'on suppose prévue pour la gamme la plus basse : 400 à 700 kHz environ. Le condensateur  $C_1$  étant placé, pour commencer, au maximum de sa capacité, on cherche à obtenir l'oscillation en réglant  $R_1$ . Avec certains transistors B.F., du type OC70, OC71, etc., il est possible que l'on ne puisse obtenir aucune oscillation. Le transistor essayé ne doit pas être considéré comme défectueux pour autant, car cet appareil est prévu surtout pour la mise en évidence des qualités H.F. d'un semi-conducteur.

Donc, l'oscillation étant obtenue et la sensibilité du microampèremètre M réglée au maximum par  $R_5$ , on diminue progressivement la capacité de  $C_1$ . Si l'oscillateur décroche à un moment donné, on essaie de le faire redémarrer en agissant sur  $R_2$ . Si cette manœuvre demeure sans effet, c'est que l'on a atteint la fréquence maximale d'oscillation  $f_{max}$ . Au contraire, si l'oscillation existe sur toute l'étendue de la gamme 400-700 kHz, on passe à la gamme suivante ( $L_2$ ; 2-5 MHz) et on répète toutes les opérations, en commençant par la fréquence la plus basse.

D'une façon générale, il faut considérer qu'un transistor essayé dans ces conditions peut être utilisé en amplificateur ou en montage « impulsif » tel que bascule, trigger, multivibrateur, etc., à une fréquence ne dépassant pas le cinquième (à la rigueur) ou le dixième (sûrement) de  $f_{max}$ . Autrement dit, si nous trouvons, par exemple, que  $f_{max}$  se situe vers 10 MHz, le transistor essayé pourra être utilisé à la rigueur jusqu'à vers 2 MHz avec un rendement le plus souvent incertain, ou jusqu'à vers 1 MHz avec un rendement normal.

Pour chiffrer la fréquence  $f_{max}$  il n'est guère possible de graduer le cadran du condensateur variable  $C_1$  directement en mégahertz, car la fréquence d'oscillation peut varier très sensiblement d'un transistor à l'autre pour une même position du  $C_1$ . Il est donc nécessaire d'avoir recours soit à un récepteur disposé à proximité, soit à un « grid-dip », ce qui est préférable.

Voici les caractéristiques des différentes bobines :

$L_1$ . — Mandrin de 12 mm de diamètre. Bobine en « nids d'abeilles » de 500 spires, en fil émail-soie de 0,15 mm ;

$L_2$ . — Mandrin de 15 mm de diamètre (également pour les bobines  $L_3$  et  $L_4$ ). Bobine de 60 spires jointives en fil de 0,6 mm ;

$L_3$ . — Bobine de 43 spires jointives en fil de 0,6 mm ;

$L_4$ . — Bobine de 18 spires jointives en fil de 0,6 mm ;

$L_5$ . — Mandrin fileté de 15 mm de diamètre en stéatite H.F. Bobine de 7 spires en fil émaillé de 1 mm, espacées de 1 mm.

Rien n'empêche d'ajouter encore une bobine à cet appareil, de quelque 3 spires, qui devrait permettre de couvrir la gamme de 30 à 50 MHz à peu près.

**Appareil pour mesurer le gain  $\beta$  à courant de collecteur constant**

Son schéma est celui de la figure 1-19 et il permet non plus une évaluation très approximative du gain  $\beta$ , mais une appréciation que l'on peut qualifier déjà de mesure. Cette mesure se fait en régime dyna-

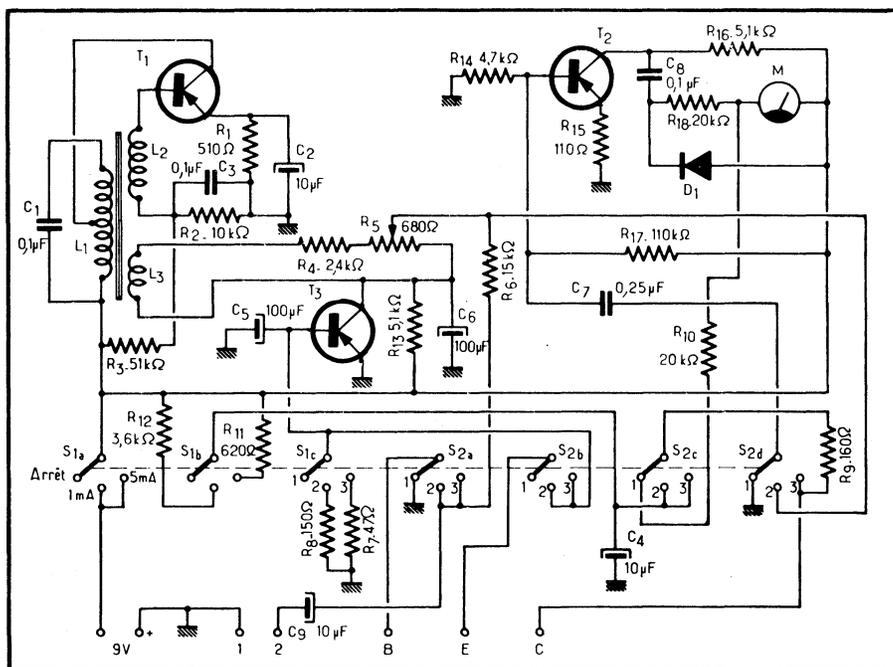


Fig. 1-19. — Ici, un transistor p-n-p est essayé en régime dynamique et à courant de collecteur constant. On peut mesurer le gain et la résistance d'entrée.

mique, en appliquant au transistor essayé un faible signal B.F. à 1 000 Hz et en opérant avec un courant de collecteur qui peut prendre deux valeurs fixes : 1 et 5 mA. La tension de collecteur du transistor mesuré est de 5 V.

On peut également, en connectant une résistance additionnelle aux bornes prévues à cet effet, mesurer la résistance d'entrée  $R_e$  d'un transistor, toujours à 1 000 Hz. Ce paramètre, souvent utile dans la pratique, varie fortement en fonction du régime de fonctionnement et n'est que rarement indiqué dans les recueils de caractéristiques.

Enfin, cet appareil permet de mesurer le courant inverse de collecteur  $I_{cbo}$ , dans les limites de 0 à 50  $\mu$ A, ce qui correspond à la déviation totale du microampèremètre M de la figure 1-19.

L'alimentation se fait à l'aide de deux batteries de 4,5 V connectées en série. La consommation globale de l'appareil lui-même, et sans tenir compte du transistor essayé, est de 8 mA environ.

Comme on le voit d'après le schéma, le transistor essayé se trouve placé, connecté aux bornes de mesure B-E-C, en montage à émetteur commun pour l'alternatif. Dans son circuit de collecteur on trouve, en partant de la borne C, la résistance  $R_9$  et l'une des résistances,  $R_{11}$  ou  $R_{12}$ , commutées pour que la tension du collecteur soit de 5 V pour les deux valeurs du courant d'émetteur : 1 ou 5 mA. En même temps, la résistance qui se trouve dans le circuit d'émetteur du transistor essayé est commutée par  $S_{1c}$  :  $R_8$  ou  $R_9$ .

Le régime imposé au transistor essayé est maintenu automatiquement à l'aide d'un étage amplificateur de courant continu utilisant le transistor  $T_3$ . La polarisation de base de ce transistor est fixée par  $R_7$  ou  $R_8$ , tandis que la base du transistor essayé reçoit sa polarisation à partir du collecteur  $T_3$ , à travers  $R_6$ . Si le courant d'émetteur du transistor essayé augmente pour telle ou telle raison, la polarisation de base du  $T_3$  augmente également, et la tension au collecteur de ce transistor diminue. Il en résulte que le courant de base du transistor essayé diminue également, ce qui ramène son courant d'émetteur à sa valeur initiale.

En d'autres termes, l'amplificateur à deux étages se composant du transistor  $T_3$  et du transistor essayé, est soumis à une contre-réaction énergétique en continu. Pour y éviter l'apparition d'une contre-réaction en alternatif, la base et le collecteur du  $T_3$  sont découplés vers la masse (le « plus » de la batterie) par  $C_5$  et  $C_6$ . L'efficacité du dispositif stabilisateur est telle que lors des essais de transistors dont le gain se situait entre 15 et 200 le courant d'émetteur du transistor mesuré ne dépassait pas les limites 1-1,08 mA sur la position 1 mA, et 5-5,3 mA sur la position 5 mA.

La présence d'un amplificateur spécial pour la stabilisation fait que, dans sa forme de la figure 1-19, l'appareil décrit ne peut essayer que des transistors *p-n-p*. Mais il est parfaitement possible de l'adapter aux transistors *n-p-n* également, au prix d'une commutation supplémentaire appropriée dont nous ne pouvons pas entreprendre l'étude ici.

Le générateur du signal 1 000 Hz utilisé pour la mesure emploie le transistor  $T_1$  associé à un bobinage-oscillateur  $L_1$ - $L_2$ - $L_3$ . Il est très important que l'amplitude du signal délivré (environ 500 mV eff. aux bornes de  $L_3$ ) demeure constante pendant la durée d'une mesure. Pour cela, le régime de l'oscillateur est stabilisé par  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ .

Le signal disponible sur  $L_3$  est appliqué d'abord au diviseur de tension  $R_4$ - $R_5$ , à la sortie duquel son amplitude ne dépasse guère 95 mV eff. Enfin, le signal 1 000 Hz atteint la base du transistor essayé à travers  $R_6$ . La valeur des résistances  $R_6$  et  $R_9$  doit être choisie de façon que la tension de sortie du générateur et la tension alternative apparaissant aux bornes de  $R_9$  aient la même amplitude lorsque le gain du transistor essayé est égal à 100. Dans ces conditions, si l'on s'arrange, en ajustant  $R_5$ , pour obtenir un signal 1 000 Hz tel que le microampèremètre M dévie à fond lorsque  $S_2$  est en position 2 (« Calibrage »), cette même déviation complète aura lieu pour  $\beta = 100$  lors de la mesure ( $S_2$  en position 3).

Le transistor  $T_2$ , le microampèremètre  $M$ , avec son redresseur  $D_1$ , et les circuits qui s'y rapportent constituent le millivoltmètre indicateur, dont  $T_2$  représente l'étage amplificateur (gain en tension = 30 environ).

La mesure du courant  $I_{cbo}$  se fait comme d'habitude, avec l'émetteur non connecté (position 1 du contacteur  $S_2$ ). La résistance  $R_{10}$  se place ici en série avec le microampèremètre  $M$ , mais ne sert qu'à protéger ce dernier dans le cas où le transistor essayé serait en court-circuit, par exemple.

Pour mesurer la résistance d'entrée du transistor essayé on connecte une résistance aux bornes 1-2 et on l'ajuste de façon que la déviation de  $M$ , lors de la mesure du gain  $\beta$ , diminue de moitié. On peut dire alors que la résistance ajoutée en 1-2 est égale à la résistance d'entrée du transistor.

Pour de multiples raisons que nous ne pouvons guère analyser ici, la précision de l'appareil décrit se situe vers  $\pm 10\%$  lors de la mesure du gain  $\beta$ , et vers  $\pm 20\%$  lors de celle de la résistance d'entrée.

Le microampèremètre  $M$  est un  $50\ \mu\text{A}$  de déviation totale. Le contacteur  $S_1$  est à 1 galette, 3 circuits et 3 positions, et le contacteur  $S_2$  à 2 galettes du même type. Il est souhaitable que les résistances  $R_6$  et  $R_9$  soient à tolérance de  $\pm 5\%$  ou moins.

Les bobinages oscillateurs sont réalisés sur un tore en ferrite, de  $17 \times 8 \times 5\ \text{mm}$ , de perméabilité initiale 2000. Tous les enroulements sont faits en fil émail-soie de  $0,15\ \text{mm}$  avec le nombre de spires suivant :  $L_1 = 500$  spires, avec une prise au milieu ;  $L_2 = 80$  spires ;  $L_3 = 20$  spires. Si l'on utilise un tore de perméabilité initiale moindre, par exemple, 1000, le nombre de spires de tous les enroulements est augmenté de  $30\%$  environ. Il est également possible de réaliser les bobinages de l'oscillateur sur un circuit EI, mais on devra alors déterminer expérimentalement le nombre de spires des différents enroulements, leur rapport restant le même.

Les trois transistors utilisés peuvent être du même type :  $p-n-p$ ; B.F.; faible puissance, germanium ou silicium; gain en courant supérieur à 50-60 pour un courant de collecteur de  $1\ \text{mA}$ . La diode  $D_1$  sera une OA70, OA85 ou analogue.

La mise au point de l'appareil se fera en trois étapes :

*Dispositif stabilisateur.* — On connecte aux bornes B-E-C un transistor « faible puissance »  $p-n-p$  à gain en courant relativement faible : 20 à 30, par exemple. On intercale un milliampèremètre pouvant mesurer  $5\ \text{mA}$ . Le contacteur  $S_1$  étant en position 2 ( $1\ \text{mA}$ ), on ajuste  $R_8$  pour obtenir cette intensité du courant de collecteur avec le plus de précision possible. Ensuite, on fait passer  $S_1$  en position 3, et on ajuste  $R_7$  pour obtenir  $5\ \text{mA}$ . On remplace alors le transistor essayé par un autre, à gain beaucoup plus élevé (100 ou plus) et on s'assure que le courant de collecteur ne varie pas de plus de  $40-50\ \mu\text{A}$ .

*Oscillateur 1000 Hz.* — Le mieux serait d'utiliser un oscilloscope, que l'on connecte à l'enroulement  $L_3$ . En modifiant, par essais successifs, le nombre de spires de  $L_2$  on cherche à obtenir un signal aussi peu distordu que possible et d'amplitude aussi élevée que possible. La fréquence est ajustée en choisissant une valeur convenable pour  $C_1$ . Le fonctionnement de l'oscillateur peut être considéré comme normal si l'on peut obtenir au moins 75 mV eff. aux bornes de  $R_5$ . On peut agir, dans une certaine mesure, sur la valeur de  $R_4$ .

*Amplificateur de l'indicateur.* — On déconnecte  $C_7$  du côté  $S_{2a}$  et on applique, à travers ce condensateur, un signal 1000 Hz fourni par un générateur B.F. dont l'impédance de sortie est de l'ordre de 600  $\Omega$ . On doit obtenir une déviation complète de  $M$  pour un signal de 50 mV eff. Si le gain de l'étage  $T_2$  semble insuffisant, on essaie de diminuer un peu  $R_{15}$ . Ensuite, après avoir déconnecté  $C_8$ , on s'assure que la tension sur le collecteur du  $T_2$  est bien de 4 à 4,5 V. Si tel n'est pas le cas, on agit sur  $R_{17}$ , après quoi on vérifie encore une fois le gain de l'étage. Ensuite, on reconnecte  $C_7$  au  $S_{2a}$  que l'on place en position 2, et en agissant sur  $R_5$  on cherche à amener l'aiguille de  $M$  exactement sur la dernière graduation de l'échelle (100).

### Transistormètre à courant de collecteur variable

Tous les appareils décrits plus haut permettent d'effectuer certaines mesures sur un transistor placé dans les conditions d'un ou de deux régimes fixes. Or, il est parfois intéressant de pouvoir observer comment varient les paramètres d'un transistor lorsqu'on modifie l'un d'eux d'une façon progressive. L'appareil représenté dans la figure 1-20 permet certaines de ces mesures : gain en courant  $\beta$  en montage à émetteur commun ; courant résiduel de collecteur à circuit de base ouvert  $I_{co}$  ; courant résiduel de collecteur lorsque la base est réunie à l'émetteur ( $I_{cs}$ ) ; résistance d'entrée du transistor. Comme pour l'appareil précédent, celui de la figure 1-20 a été réalisé pour l'essai des transistors *p-n-p* seulement, mais son adaptation aux *n-p-n* ne doit pas présenter de trop grandes difficultés.

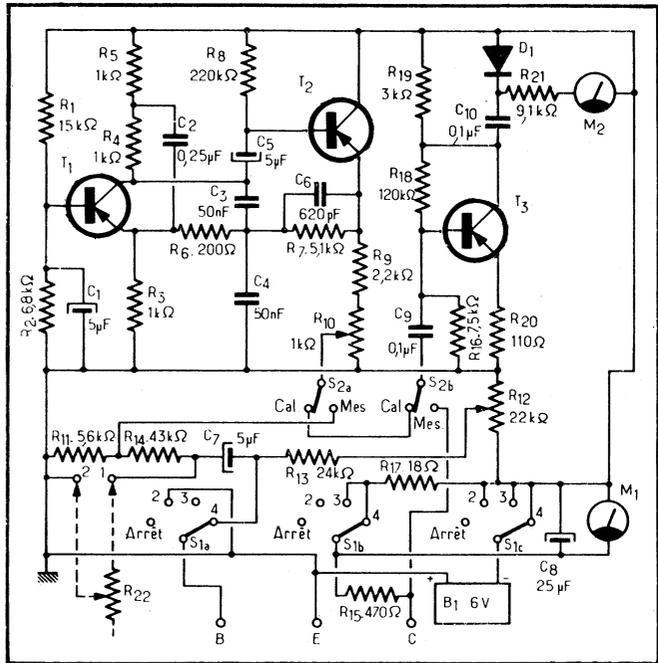
De plus, seules sont possibles les mesures sur des transistors de faible puissance, avec des courants de collecteur ne dépassant pas 6-8 mA.

La mesure du courant  $I_{co}$  se fait sur la position 3 du contacteur  $S_1$ , et celle du courant  $I_{cs}$  sur la position 2. Ces deux mesures ne demandent aucune explication, l'intensité mesurée étant directement lue sur le microampèremètre  $M_1$ , de 300  $\mu A$  à déviation complète.

Pour mesurer  $\beta$  et  $R_e$  on applique à la base du transistor essayé un signal B.F. fourni par l'oscillateur constitué par  $T_1$  et  $T_2$ . La composante alternative du courant de base du transistor mesuré est déterminée uniquement par la tension fournie par l'oscillateur et par la valeur de  $R_{14}$ .

Le courant de collecteur du transistor mesuré est égal à son courant de base multiplié par  $\beta$ , tandis que la valeur de  $R_{15}$  ne représente

**Fig. 1-20. — A l'aide de cet appareil on mesure encore le gain et la résistance d'entrée, mais à courant de collecteur ajustable.**



que le centième de celle de  $R_{14}$ . Il en résulte que si  $\beta = 100$ , la tension alternative aux bornes de  $R_{15}$  sera égale à la tension de sortie de l'oscillateur.

Cette dernière peut être mesurée, en position « Cal. » (calibrage) du contacteur  $S_2$ , par le millivoltmètre  $T_3$ - $M_2$ . Il suffit donc de s'arranger, par le réglage de  $R_{10}$ , pour amener l'aiguille de  $M_2$  (100  $\mu A$ ) exactement sur la division 100 (extrême) de l'échelle. Après cela, en passant sur « Mesure » par  $S_2$  et en commutant  $S_1$  sur 4 on lit directement la valeur de  $\beta$  sur le cadran de  $M_2$ . La précision de la mesure dépend de celle des résistances  $R_{14}$  et  $R_{15}$ .

Après la mesure de  $\beta$  on peut déterminer la résistance d'entrée  $R_e$  du transistor. Supposons que le milliampèremètre  $M_2$  ait indiqué 40 pour  $\beta$ . Si nous connectons, dans ces conditions, une résistance additionnelle  $R_{22}$  aux bornes 1-2, la déviation du  $M_2$  diminuera, car une partie du courant de base sera dérivée par cette résistance. Si nous nous arrangeons pour que la déviation de  $M_2$  diminue de moitié, la résistance  $R_{22}$ , sera égale à la résistance d'entrée  $R_e$  du transistor.

L'oscillateur lui-même est constitué par le transistor  $T_1$ , utilisé en montage à base commune et filtre sélectif dans le circuit de réaction. La fréquence produite est voisine de 2,5 kHz. L'étage  $T_2$  est un adaptateur d'impédance et séparateur, dont le rôle est de diminuer l'influence de la charge sur la fréquence et l'amplitude des oscillations.

La base du transistor essayé reçoit une polarisation variable par  $R_{12}$  et le signal en provenance de l'oscillateur. Le potentiomètre  $R_{12}$

permet donc de faire varier le courant de collecteur du transistor essayé. Sur les positions 3 et 4 du  $S_1$  le microampèremètre M1 est shunté par  $R_{17}$ , ajusté de façon à ramener sa sensibilité à 6-8 mA à déviation totale.

Il est souhaitable que la sensibilité du millivoltmètre  $T_3$ -M2 soit telle que le galvanomètre dévie à fond pour une tension de 50 mV eff. à 2,5 kHz, en provenance de l'oscillateur. Si la sensibilité est nettement insuffisante, on peut penser que le gain du  $T_3$  n'est pas assez grand.

Les trois transistors sont des *p-n-p* B.F. de faible puissance, présentant un gain de 50 ou plus.

## Un transistormètre utilisant une source de courant constant

Nous avons passé en revue, plus haut, des montages permettant de mesurer le gain en courant  $\beta$  d'un transistor d'une façon plus ou moins rapide et pratique et avec une précision variable suivant la méthode utilisée. L'appareil décrit ci-après présente la particularité de permettre la mesure du gain  $\beta$  avec une grande précision et par lecture directe sur le cadran d'un milliampèremètre, pour les transistors *p-n-p* ou *n-p-n*, au germanium ou au silicium.

Ainsi que le schéma de la figure 1-21 le montre, le transistor essayé reçoit un courant de base de  $100 \mu\text{A}$  et son courant de collecteur est, de ce fait, fonction du gain. La valeur de  $100 \mu\text{A}$  a été choisie pour deux rai-

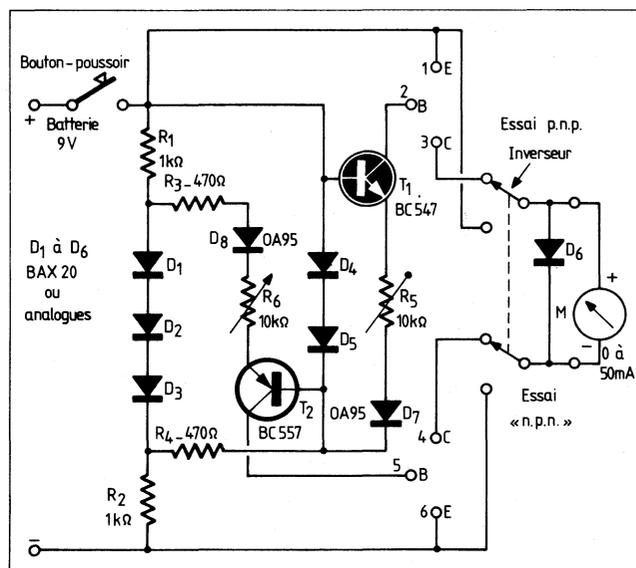


Fig. 1-21. — Schéma général du transistormètre à source de courant constant.

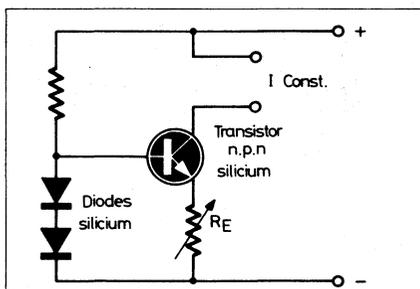
sons : ce chiffre rond facilite et simplifie la graduation de l'appareil de mesure pour la lecture directe de  $\beta$ ; cette valeur place le transistor essayé dans les conditions de fonctionnement proches de celles de « grand signal », c'est-à-dire des conditions réelles. En effet, la valeur de  $\beta$  lors de l'amplification de très petits signaux est nettement plus élevée.

Le courant de base nécessaire pourrait être obtenu à l'aide d'une simple résistance série, mais cette solution présenterait deux inconvénients : le courant de base, à tension d'alimentation constante, est influencé par la tension  $U_{be}$ , différente suivant qu'il s'agit d'un transistor au germanium ou au silicium; le courant de base varie beaucoup avec la tension d'alimentation.

Pour éviter ces deux inconvénients, on a recours à deux sources de courant constant, fournissant le courant de base pour le transistor essayé : l'une pour les transistors  $p-n-p$  (nous la désignerons par SCC1), l'autre pour les transistors  $n-p-n$  (source SCC2).

La figure 1-22 représente le schéma de principe d'une SCC utilisant un transistor  $n-p-n$ . Si on y maintient constante la tension  $U_{be}$ , le courant de collecteur sera également constant et pratiquement indépendant de la tension d'alimentation. La valeur de ce courant peut être ajustée en

Fig. 1-22. — Principe de la source de courant constant.



agissant sur celle de la résistance d'émetteur  $R_E$ . D'autre part, pour stabiliser la tension base-émetteur, on a recours à deux diodes silicium, dont la chute de tension aux bornes est pratiquement constante, ce qui compense les variations éventuelles de la tension d'alimentation.

Les deux diodes de la figure 1-22 correspondent aux diodes  $D_4$  et  $D_5$  de la figure 1-21, et elles sont communes aux deux sources de courant constant. L'influence de la température sur la chute de tension à leurs bornes est compensée par les diodes germanium  $D_7$  et  $D_8$  pour chaque SCC. Par exemple, si la chute de tension sur  $D_4$ - $D_5$  diminue lorsque la température s'élève, celle aux bornes de chaque diode germanium diminue de la même quantité, de sorte que la différence de potentiel base-émetteur et le courant de collecteur demeurent constants.

Pour éliminer l'influence des variations de la tension d'alimentation sur celle de base-émetteur, une « préstabilisation » par les diodes  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  est prévue, commune aux deux SCC.

La diode  $D_6$  évite toute surcharge de l'appareil de mesure et limite la tension aux bornes de sortie à quelque 0,8 V. Sa présence est sans influence sur les mesures.

La réalisation ne présente aucune difficulté particulière et le choix des composants n'est nullement critique. Le montage étant terminé, il est nécessaire d'ajuster les deux SCC. Pour SCC1, on connecte un microampèremètre entre 1 et 2 et on règle  $R_5$  de façon à avoir 100  $\mu\text{A}$ . On répète la même opération pour SCC2, en connectant le microampèremètre entre 5 et 6 et en réglant  $R_6$  pour avoir 100  $\mu\text{A}$ .

Lorsqu'on se propose d'essayer un transistor, on commence par contrôler à l'ohmmètre ses diodes, suivant la figure 1-23. On doit trouver une différence très nette, de plusieurs ordres de grandeur, entre la résistance directe et la résistance inverse. Si les deux sont du même ordre de grandeur, le transistor est défectueux. Ensuite, on place le transistor sur le support correspondant à sa polarité, on appuie sur le bouton-poussoir et on lit le gain  $\beta$  directement sur le milliampèremètre, 1 mA correspondant à  $\beta = 10$ .

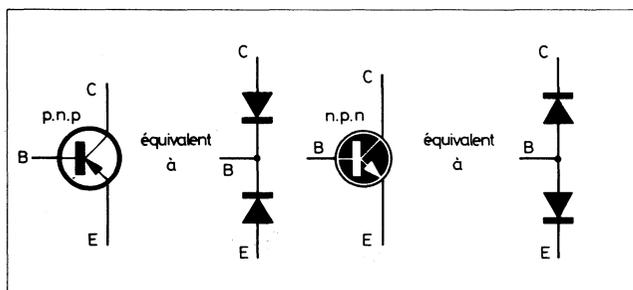


Fig. 1-23. — Représentation équivalente des transistors  $p-n-p$  et  $n-p-n$ .

En ce qui concerne les transistors on peut, bien entendu, utiliser des équivalences » « telles que BC107, BC147, BC171, etc. (pour  $T_1$ ), et BC157, BC177, BC213, etc. (pour  $T_2$ ).

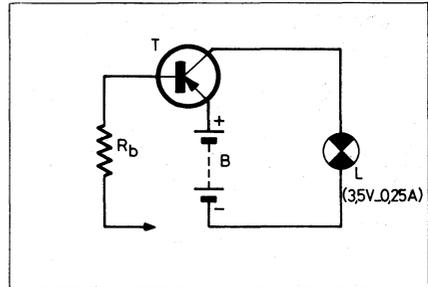
Les diodes  $D_1$  à  $D_6$  peuvent être des « silicium » telles que BAV10, BA210, BA170, etc., et les diodes  $D_7$  et  $D_8$  des « germanium » du type OA92, OA71, AA117, AA132, etc.

## Une méthode simple pour vérifier les transistors de puissance

On peut se faire une idée sur l'état d'un transistor de puissance sans recourir à des transistormètres ou autres appareils spéciaux. On connecte, entre le collecteur et l'émetteur du transistor une ampoule du type « lampe de poche » (3,5 V — 0,2 à 0,3 A) et une batterie de 4,5 V, dans le sens indiqué sur le schéma de la figure 1-24 s'il s'agit d'un  $p-n-p$  et dans le sens opposé si l'on essaie un  $n-p-n$ . Si le transistor est en bon état, la résistance de l'espace collecteur-émetteur est, dans ces conditions, très élevée et l'ampoule ne s'allume pas.

Ensuite, on réunit la base au pôle « moins » de la batterie (ou le pôle « plus » s'il s'agit d'un  $n-p-n$ ) à l'aide d'une résistance de 100 à 200  $\Omega$ . Encore une fois, si le transistor est en bon état, son courant de collecteur augmente considérablement et l'ampoule L s'allume. Si l'ampoule ne s'illumine qu'à faiblement ou reste sombre, on essaie de réduire la valeur de  $R_b$  jusqu'à 50  $\Omega$ . Si, malgré tout, l'ampoule reste sombre, on peut dire que le transistor est défectueux.

Fig. 1-24. — Montage à réaliser pour un essai rapide d'un transistor de puissance.



Des essais effectués sur un grand nombre de pièces ont montré qu'avec des transistors en bon état et présentant un gain en courant élevé l'ampoule s'illumine même lorsque la valeur de  $R_b$  est de quelque 1 000  $\Omega$ .

Pour effectuer cet essai on peut utiliser une batterie dont la tension est comprise entre 3 et 12 V, avec une ampoule de tension correspondante, mais dont la consommation est inférieure à 0,5 A.

## Un testeur pour l'essai rapide des transistors

On a parfois besoin de trier rapidement un lot plus ou moins important de transistors de toute provenance, de différents types,  $p-n-p$  ou  $n-p-n$ , etc. L'appareil décrit ici permet de déterminer presque instantanément si le transistor connecté aux bornes d'essai est en bon état et s'il s'agit d'un  $p-n-p$  ou d'un  $n-p-n$ .

Comme le montre le schéma de la figure 1-25, il s'agit d'un montage utilisant six portes « Nand », trois diodes luminescentes et un transistor  $T_1$  précédé d'un redresseur  $D_2-D_4$ . Les portes P1.1, P1.2 et P1.3 forment un générateur de signal que l'on applique à l'émetteur et au collecteur du transistor essayé, mais de façon telle qu'au moment où le niveau sur le collecteur est élevé celui sur l'émetteur est bas, ce qui équivaut à un signal dont la polarité change continuellement. La tension ainsi appliquée entre le collecteur et l'émetteur ne dépasse pas 3,5 V, ce qui élimine tout risque de claquage des jonctions.

En même temps, la base du transistor essayé reçoit un signal de 5 kHz fourni par le générateur utilisant les portes P2.1, P2.2 et P2.3. Si le transistor est en bon état, ce signal, amplifié, est redressé par  $D_2-D_4$

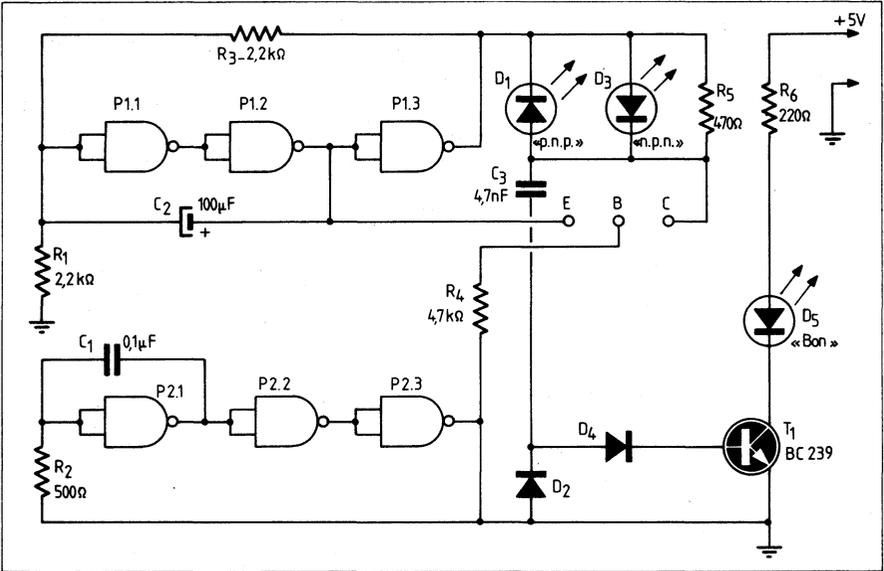


Fig. 1-25. — Schéma d'un testeur pour l'essai rapide des transistors.

et la tension continue qui en résulte « ouvre » le transistor  $T_1$  et provoque l'illumination continue de la diode  $D_5$ . En même temps, l'une des diodes  $D_1$  ou  $D_3$  clignote et montre s'il s'agit d'un  $n-p-n$  ou d'un  $p-n-p$ .

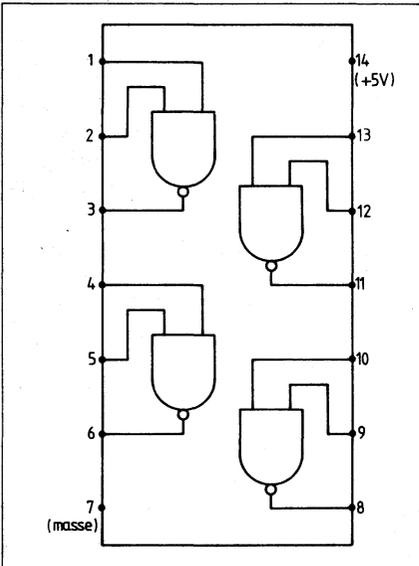


Fig. 1-26. — Schéma interne d'un circuit intégré du type 7400 (vu dessus).

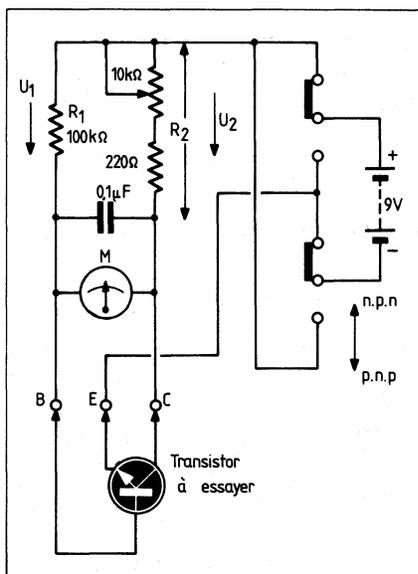
Il n'existe pas, à notre connaissance, de circuit intégré à 6 portes « Nand » à deux entrées, de sorte que nous devons utiliser deux C.I. classiques à quatre portes de ce type chacun, où nous n'avons que l'embaras du choix : SN7400 N (*Texas*), MC7400 P (*Motorola*), N7400F-N (*Signetics*), etc. La figure 1-26 montre la structure interne de ces C.I. en boîtier 14 broches.

Les diodes  $D_2$  et  $D_4$  peuvent être des 1N4148 ou analogues et le transistor  $T_1$  choisi parmi les types tels que BC109, BC549, BC269, BC319, etc. Quant aux diodes électroluminescentes, on peut utiliser, par exemple CQY95 (émission verte) pour  $D_5$  et CQY97 (émission jaune) pour  $D_1$  et  $D_3$ .

## Un montage très simple pour mesurer le gain d'un transistor

Tout technicien a, plus ou moins souvent, besoin de vérifier l'état d'un transistor et, surtout, de se faire une idée sur ses qualités d'amplificateur, c'est-à-dire de mesurer son gain. L'appareil très simple décrit ici ne comporte qu'un minimum de composants, mais se révèle d'une grande utilité, comme il l'a d'ailleurs montré pendant plus d'une année de « service » dans un atelier de SAV.

Fig. 1-27. — Un montage très simple pour mesurer le gain d'un transistor.



Le schéma de la figure 1-27 ne demande aucune explication sinon qu'il est nécessaire d'employer un microampèremètre M de 50-0-50  $\mu$ A, à zéro central, car il s'agit, en fait, d'observer l'équilibre d'un pont formé par  $R_1$ ,  $R_2$ , la jonction base-émetteur et la résistance de l'espace collecteur-émetteur du transistor essayé. La branche  $R_2$  est constituée par une résis-

tance fixe de 220  $\Omega$  et une variable de 10 k $\Omega$  de valeur maximale. Si on désigne par  $U_1$  et  $U_2$  la chute de tension ayant lieu, respectivement, sur  $R_1$  et  $R_2$ , la condition d'équilibre du pont est réalisée lorsque  $U_1 = U_2$ .

D'autre part, le gain  $G$  du transistor essayé est exprimé par le rapport

$$G = I_c/I_b = R_1/R_2$$

puisque le rapport des courants représente l'inverse de celui des résistances. Dans ces conditions, si on désigne par  $r$  la valeur de la résistance variable de 10 k $\Omega$  pour une certaine position de son curseur pour laquelle l'équilibre du pont est obtenu, on peut écrire

$$G = 100\,000/(220 + r)$$

Si nous calculons  $G$  en fonction de  $r$  nous constatons que  $G = 100$  pour  $r$  légèrement supérieure à 700  $\Omega$  seulement. Il nous faut donc une résistance variable dont la valeur soit maximale à son point de départ (valeur minimale de  $G$ , soit 10 environ) et varie rapidement jusqu'à mi-course à peu près, où elle doit représenter quelque 700  $\Omega$ . Autrement dit, il nous faut un potentiomètre logarithmique connecté à l'envers. Il en résultera un certain étalement des faibles valeurs de  $G$  (de 10 à 140 à peu près).

Il faut ajouter encore que les indications de l'appareil sont pratiquement indépendantes de la tension de la batterie et que le fait de connecter un  $p-n-p$  en position  $n-p-n$  n'a aucune importance : simplement, il sera impossible d'équilibrer le pont (l'aiguille restera sur 0 pour n'importe quelle position du potentiomètre). Si cela se produit sur les deux positions,  $p-n-p$  et  $n-p-n$ , c'est que le transistor est défectueux.

La graduation du cadran se fera en se basant sur la relation donnée plus haut, c'est-à-dire en marquant les points où la résistance  $r$  correspond à des valeurs « rondes » de  $G$ .

## Un testeur de transistors sans aucune commutation

Autrement dit, il suffit de connecter un transistor inconnu aux trois bornes ou prises d'entrée de l'appareil pour savoir immédiatement s'il s'agit d'un  $n-p-n$  ou d'un  $p-n-p$  et si ce transistor est bon ou défectueux.

L'appareil, dont le schéma est représenté dans la figure 1-28, est équipé d'un circuit intégré CD4049, sextuple porte de puissance (inverseur), dont on trouve de nombreuses équivalences : MC14049UB (*Motorola*), MEF4049BP (*Signetics*), etc. Il faut tenir compte, lors de son montage, qu'il s'agit d'un « MOS », et prendre les précautions nécessaires.

L'oscillateur formé par les portes 1 et 2 attaque les jonctions  $p-n$  ou  $n-p$  du transistor à travers les portes 3-4 et 5-6. Dans le cas d'un court-circuit interne le courant à travers la jonction base-émetteur du transistor atteint 11 mA (9 V/820  $\Omega$ ), courant que les portes 5-6 connectées en parallèle commutent sans inconvénient.

Lorsque le transistor à essayer est mis en place, la diode  $D_3$  s'allume s'il s'agit d'un  $n-p-n$ , et la diode  $D_4$  dans le cas d'un  $p-n-p$ , ce qui signifie que le transistor est bon. Si les deux diodes s'allument en même temps ou si les deux restent éteintes, le transistor est défectueux.

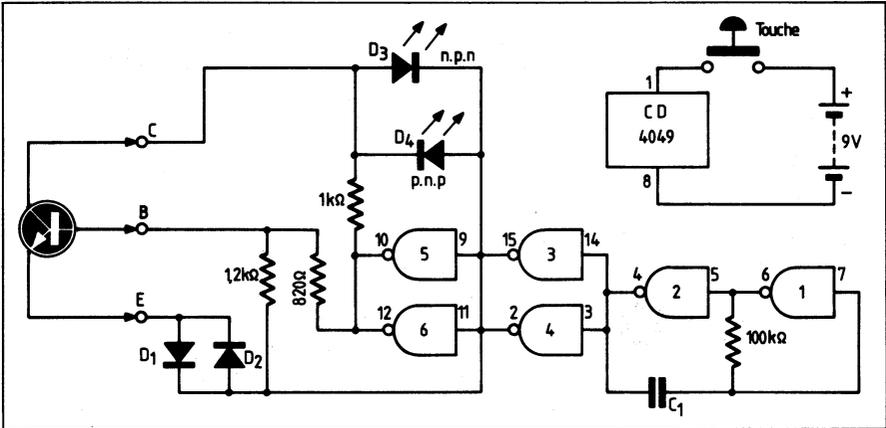


Fig. 1-28. — Schéma du testeur de transistors sans aucune commutation.

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont des 1N914, que l'on peut remplacer par des 1N4148, BA168, BA217, BAX13, etc. Les deux LED ( $D_3$  et  $D_4$ ) peuvent être des CQY94 (verte) ou CQY96 (jaune). La valeur de  $C_1$  peut être de 0,1 à 1  $\mu\text{F}$ .

L'alimentation se fait à l'aide d'une pile 9 V suivant le schéma en haut et à droite de la figure 1-28.

## Appareil permettant d'apparier rapidement des transistors

L'appareil très simple, dont la figure 1-29 représente le schéma, permet de choisir rapidement, dans un lot, deux transistors dont le gain est identique, ou du moins très voisin, en trois points de la caractéristique  $I_c/I_b$ . Comme on le voit, les résistances émetteur-collecteur des deux transistors et les résistances  $R_4$  et  $R_8$  forment un pont dont l'une des diagonales contient un microampèremètre  $M$  à zéro central, de 100  $\mu\text{A}$  (50-0-50).

La valeur des résistances  $R_1$ - $R_3$  et  $R_7$ - $R_9$  est choisie de façon que chacune des deux bases reçoive, pour les trois positions du contacteur  $S_1$ , un courant de 1, 10 et 100  $\mu\text{A}$ .

Si le gain des deux transistors est le même, leur courant de collecteur sera aussi le même pour chacune des trois positions du contacteur, de sorte que le microampèremètre  $M$  n'accusera aucun courant. Si le gain n'est pas le même, un courant prend naissance dans le circuit du microampèremètre, dont l'aiguille dévie vers le transistor dont le gain est le plus élevé.

Il est nécessaire de choisir les résistances  $R_1$ - $R_7$ ,  $R_2$ - $R_8$ ,  $R_3$ - $R_9$  et  $R_4$ - $R_6$  de façon que leurs valeurs ne soient pas différentes de plus de 1 %.

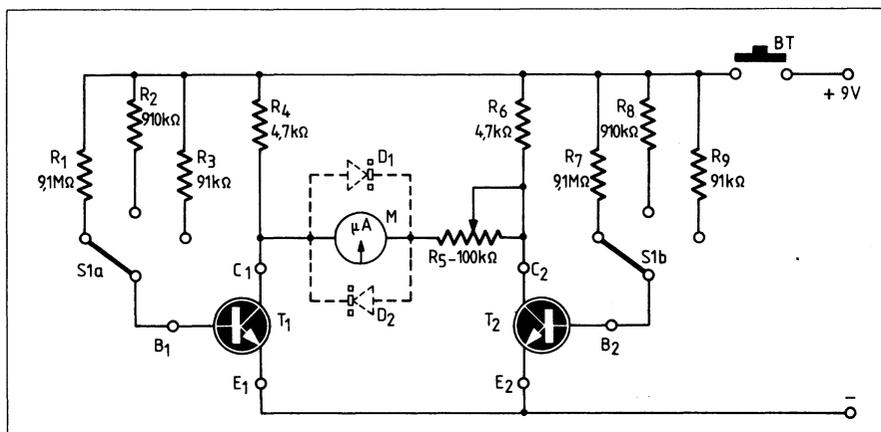


Fig. 1-29. — Schéma de l'appareil permettant d'apparier des transistors.

La résistance  $R_5$  permet d'agir sur la sensibilité du microampèremètre et doit être placée en position de résistance maximale avant chaque manipulation, qui consiste à placer les deux transistors sur les supports correspondants, à commuter  $S_1$  en position moyenne et à appuyer sur le bouton BT, en même temps qu'on agit sur  $R_5$  de façon à diminuer sa résistance, tout en observant M pour apprécier le déséquilibre éventuel. Si ce dernier ne se manifeste pas, on déplace  $S_1$  sur les positions 1 et 3 pour s'assurer que tout va bien avec un courant de base très différent.

Si on constate un déséquilibre important même au premier essai, on conserve l'un des transistors (par exemple celui dont le gain est le plus élevé), que l'on considère comme « étalon », et on répète l'opération avec d'autres transistors du même lot. Si on arrive à la conclusion qu'il n'y existe aucun transistor pouvant être apparié à « l'étalon », on recommence toute la série d'essais avec un autre transistor comme étalon et ainsi de suite.

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$ , au germanium et d'un type quelconque, servent à protéger le microampèremètre dans le cas d'une surcharge accidentelle.

Tel qu'il est décrit l'appareil peut servir pour apparier les transistors de faible puissance (150 à 300 mW à peu près). Si on veut l'adapter pour apparier les transistors de moyenne et de grande puissance, il faut modifier en conséquence la valeur des résistances  $R_1$ - $R_4$  et  $R_6$ - $R_9$ .

Pour apparier les transistors  $p-n-p$ , il suffit d'inverser la polarité de la batterie.

# 58

## appareils de mesure sur les composants

- 11 voltmètres, millivoltmètres
- 4 microampèremètres, ohmmètres
- 16 mesureurs de R, C ou L
- 3 fréquencemètres
- 10 générateurs divers
- 6 générateurs à quartz
- 7 divers
- 1 calibrateur pour oscilloscope

### Un millivoltmètre à transistors

Cet appareil (fig. 2-1) permet de mesurer des tensions alternatives de 3 mV à 1 V (pleine déviation) dans la gamme de fréquences allant de 10 Hz à 1 MHz avec une précision de l'ordre de  $\pm 2$  dB (1,3 %). La résistance d'entrée de ce millivoltmètre est de quelque 500 k $\Omega$ .

Pour obtenir une résistance d'entrée élevée, le premier étage est équipé d'un transistor « faible bruit » monté en collecteur commun. Le diviseur de tension qui constitue la résistance d'émetteur de ce transistor assure la couverture des six gammes prévues : 3 mV — 10 mV — 30 mV — 100 mV — 300 mV — 1 V. Il est donc possible de lire les tensions de l'ordre de 0,3 mV, soit 300  $\mu$ V.

L'amplificateur à proprement parler comprend les transistors  $T_2$  et  $T_3$  à liaison directe, avec une contre-réaction en continu par  $R_5$ . L'alimentation se fait à l'aide d'une batterie de 9 V, dont la tension est stabilisée à l'aide d'une diode Zener ( $D_5$ ).

L'ensemble indicateur comprend un pont redresseur  $D_1$ - $D_4$  et un microampèremètre M de 100  $\mu$ A. Le contacteur  $S_2$  sert pour la mise en marche (position 3) et aussi pour la vérification de l'état de la

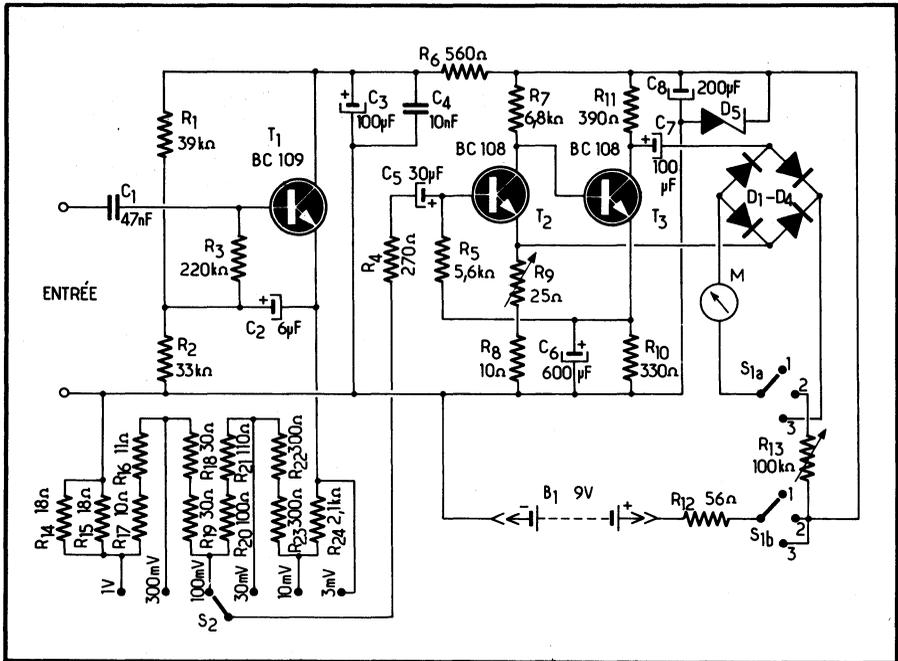


Fig. 2-1. — Ce millivoltmètre permet de mesurer des tensions alternatives de 3 mV à 1 V (pleine échelle).

batterie (position 2), la résistance  $R_{13}$  étant réglée une fois pour toutes de façon à amener l'aiguille de  $M$  sur le repère correspondant à la tension nominale de la batterie  $B_1$ .

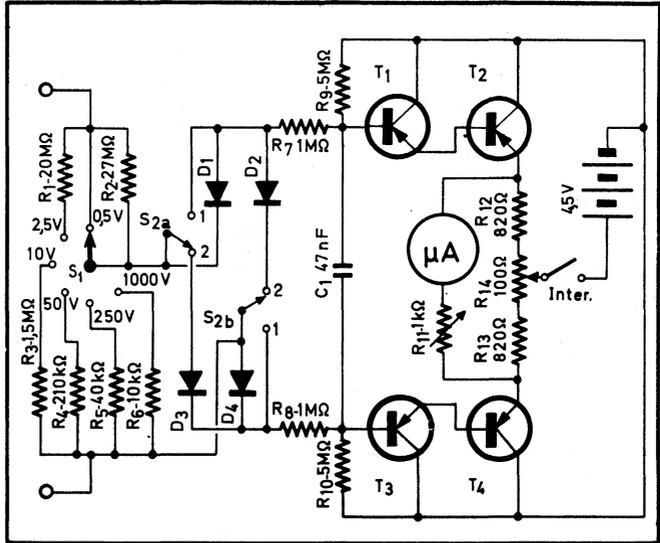
La diode Zener  $D_5$ , de 250 à 300 mW, doit être prévue pour une tension de stabilisation nominale de 7 à 8,5 V, ce qui correspond à des diodes telles que BZY88 (C7V5 ou C8V2), BZX46 (C7V5 ou C8V2), BZX79 pour les mêmes tensions, etc. En tant que diodes du pont  $D_1$ - $D_4$  on peut prendre des OA 70, OA 90 ou analogues.

## Deux voltmètres électroniques

Le voltmètre électronique à transistors représenté dans la figure 2-3 permet de mesurer les tensions continues et les tensions alternatives jusqu'à 30 kHz environ. La mesure de ces tensions se fait en six gammes : 0,5 - 2,5 - 10 - 50 - 250 - 1 000 V. La résistance d'entrée est de 3 M $\Omega$  sur la première de ces gammes, de 15 M $\Omega$  sur celle de 2,5 V et de 20 M $\Omega$  sur toutes les autres.

La tension à mesurer est appliquée à un diviseur à rapport variable  $R_1$ - $R_6$  (contacteur  $S_1$ ), puis redressée par un pont à quatre diodes

Fig. 2-2. — Voltmètre électronique pour tensions continues et alternatives de 0,5 V à 1 000 V.



(D<sub>1</sub>-D<sub>4</sub>) lorsqu'il s'agit d'une tension alternative (position 2 de l'inverseur S<sub>2</sub>), avant d'atteindre un amplificateur différentiel de courant T<sub>1</sub>-T<sub>4</sub>, à sortie symétrique par les émetteurs. Le microampèremètre est un 50 μA (déviations totale) à résistance propre de 3,5 kΩ.

L'avantage d'un amplificateur tel que celui de la figure 2-2 est d'avoir une résistance d'entrée élevée et d'être peu sensible pour certains signaux parasites. Le signal à mesurer amplifié provoque le déséquilibre du pont formé par les résistances, R<sub>12</sub>, R<sub>13</sub> et R<sub>14</sub>, et la déviation du microampèremètre. La résistance ajustable R<sub>14</sub> sert pour régler le zéro.

Les transistors utilisés sont des germanium *p-n-p*, B.F. faible puissance, répondant aux caractéristiques suivantes : pour T<sub>1</sub> et T<sub>3</sub>, courant I<sub>cb0</sub> < 80 μA et gain de courant β > 30 ; pour T<sub>2</sub> et T<sub>4</sub>, courant I<sub>cb0</sub> < 100 μA et gain de courant β > 40. Cela correspond à la plupart des transistors des séries AC125, AC126, AC132, AC122, etc.

Rien n'empêche, au contraire, d'essayer cet appareil avec des transistors silicium tels que BC178, BC558, BC260, BC308, etc.

Lors de la mise au point, on doit s'assurer que la tension collecteur-émetteur est de l'ordre de 0,7 V pour les transistors T<sub>1</sub> et T<sub>3</sub> et de quelque 1,5 V pour T<sub>2</sub> et T<sub>4</sub>.

Un voltmètre différentiel de ce type est pratiquement insensible aux variations de la tension d'alimentation : l'erreur supplémentaire ne dépasse pas ± 2,5 % lorsque la tension d'alimentation varie de ± 25 %.

Les courants résiduels très faibles et une excellente stabilité thermique des transistors au silicium permettent de réaliser d'une façon plus simple un voltmètre à sensibilités multiples (fig. 2-3), analogue par son principe à celui de la figure 2-2. On y utilise seulement deux transistors et la résistance d'entrée de ce voltmètre est de l'ordre de 500 kΩ. Pour

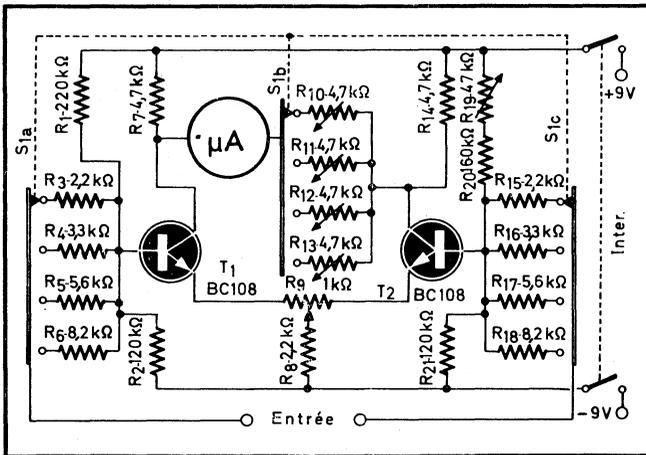


Fig. 2-3. — Voltmètre électronique à 2 transistors silicium.

obtenir une déviation complète de l'appareil de mesure, il suffit d'appliquer à l'entrée une tension continue de quelque 30 mV, ce qui provoque l'augmentation du courant de collecteur de l'un des transistors et la diminution de celui de l'autre.

Le contacteur triple  $S_1$  permet de choisir l'une des quatre sensibilités prévues : 1 — 2,5 — 10 — 25 V. L'étalonnage se fait, sur chaque sensibilité, par les ajustables  $R_{10}$  —  $R_{13}$ . Le courant de repos de chaque transistor doit être de l'ordre de 0,7 mA, et la tension de collecteur de 7,5 V environ.

## Un microampèremètre à transistors

Il est fréquent qu'un technicien possède un milliampèremètre relativement peu sensible, de quelque 5 à 10 mA de déviation totale, qu'il peut transformer en un microampèremètre de grande sensibilité, en lui adjoignant un amplificateur à transistors.

La réalisation décrite ici a, comme point de départ, les caractéristiques suivantes :

1. — Déviation totale de l'appareil de mesure pour un courant à l'entrée de 50  $\mu$ A ;
2. — Influence aussi réduite que possible des variations de la température sur la stabilité du zéro et sur le gain de l'amplificateur ;
3. — Influence aussi réduite que possible de la dispersion des caractéristiques des transistors utilisés. Autrement dit, le remplacement d'un ou de plusieurs transistors par d'autres, du même type, mais de provenance quelconque, ne doit pas se répercuter sur l'étalonnage, le réglage du zéro, etc. ;

4. — L'amplificateur doit être linéaire en ce qui concerne l'amplitude ;
5. — Il ne doit y avoir aucun réglage du zéro à l'entrée.

Un amplificateur est linéaire et stable lorsqu'il est soumis à une contre-réaction dite totale, de l'ordre de 100 %, ce qui est le cas, par exemple, d'un étage monté en collecteur commun. Cependant, un tel étage ne peut pas fournir le gain en courant nécessaire, qui doit être de 100 si l'on veut faire dévier à fond un milliampèremètre de 5 mA avec un courant de 50  $\mu\text{A}$  à l'entrée. En réalisant une combinaison de transistors *p-n-p* et *n-p-n* on arrive à former un transformateur d'impédance qui permet de résoudre le problème posé.

Si l'on regarde le schéma élémentaire de la figure 2-4, on voit que le courant de collecteur du transistor  $T_1$  augmente lorsque la tension continue appliquée à l'entrée devient plus positive. Le couplage direct entre les transistors  $T_1$  et  $T_2$  fait que le courant de base de  $T_2$  augmente aussi et, par conséquent, le courant de collecteur de ce transistor. La chute de tension aux bornes de la résistance  $R_3$  augmente et la tension à la sortie devient plus positive. La variation de la tension continue à la sortie se trouve appliquée, en totalité, à l'émetteur du transistor  $T_1$  qui devient, par conséquent, plus positif, ce qui s'oppose à l'accroissement du courant de collecteur de  $T_1$ .

Un tel ensemble constitue un transformateur d'impédance dont le gain en tension est de 0,9 environ, tandis que le gain global en courant représente le produit des gains des deux transistors, de 30 pour chacun, ce qui donne presque 1 000.

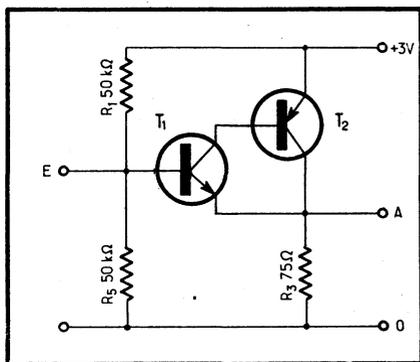


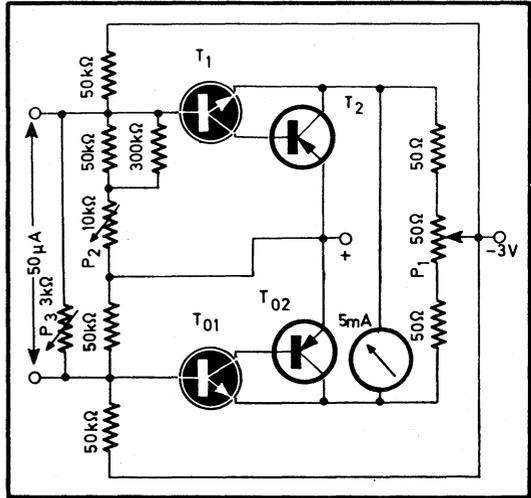
Fig. 2-4. — La combinaison d'un transistor *n-p-n* et d'un *p-n-p* constitue un amplificateur à résistance d'entrée élevée et résistance de sortie faible.

Le transistor  $T_1$  est un *n-p-n* silicium faible puissance, par exemple un BC171, un 2N2926 ou analogue. Le  $T_2$  est un *p-n-p*, également silicium, du type 500 mW, ce qui correspond, par exemple, à BC327, BC328, etc. A l'aide d'un appareil approprié permettant de mesurer le coefficient  $\beta$ , on trie les transistors dont on dispose de façon à apparier le mieux possible  $T_1 - T_{01}$  d'une part et  $T_2 - T_{02}$  de l'autre (fig. 2-5).

Le schéma d'ensemble d'un microampèremètre réalisé suivant ce principe et utilisant un montage symétrique de deux amplificateurs

est représenté dans la figure 2-5. Le milliampèremètre utilisé est un 5 mA dont la résistance propre est de  $10\ \Omega$ . Etant donné le gain de courant qui est de 1 000, la résistance d'entrée est de  $10\ \text{k}\Omega$  environ, ce qui

Fig. 2-5. — Schéma complet d'un microampèremètre utilisant un montage symétrique de deux étages « composites » suivant la figure 2-5.



correspond à une déviation totale du milliampèremètre pour  $5\ \mu\text{A}$  à l'entrée. Comme on n'a besoin, d'après les caractéristiques imposées, que de  $50\ \mu\text{A}$ , un shunt ajustable  $P_3$  permet d'abaisser la résistance d'entrée. Ce shunt a un avantage supplémentaire, celui d'améliorer la symétrie et la stabilité, ce qui demande quelques mots d'explication.

Si l'on considère un voltmètre à transistors simple, comme celui de la figure 2-6, le processus d'équilibrage, de réglage du zéro, doit se dérouler dans l'ordre suivant : court-circuiter l'entrée et régler le zéro à l'aide de  $P_1$  ; enlever le court-circuit à l'entrée et régler le zéro à l'aide de  $P_2$ . Recommencer toutes les opérations autant de fois que cela est nécessaire.

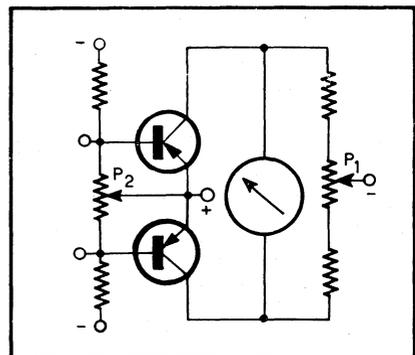


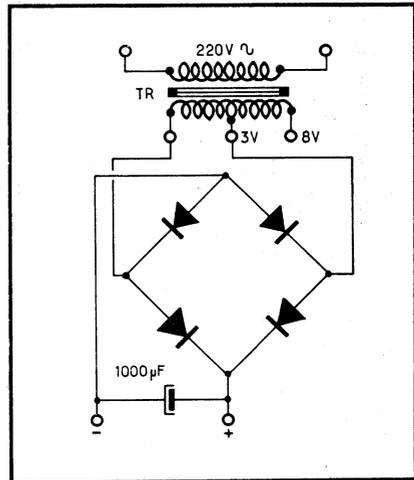
Fig. 2-6. — Dans un milliampèremètre utilisant un montage symétrique de deux transistors, la position du zéro s'obtient par deux réglages, l'un à l'entrée et l'autre à la sortie.

Dans le montage décrit, la résistance en circuit de  $P_3$  représente le dixième de la résistance d'entrée et équivaut pratiquement à un court-circuit. Il est donc inutile de régler le zéro à l'entrée et il suffit d'ajuster  $P_2$  une fois pour toutes.

Supposons maintenant qu'à la suite d'une dérive d'origine thermique le collecteur de  $T_2$  devienne plus positif de 10 mV. A cause de la contre-réaction totale par l'émetteur de  $T_1$ , la base de ce transistor « répercutée » la même variation. Cela entraîne une variation de quelque 9 mV, dans le sens positif, à la base de  $T_{01}$ , ce qui se traduit par le collecteur de  $T_{02}$  devenant plus positif de  $0,9 \times 9 = 8$  mV environ (le gain de tension de l'amplificateur est, en effet, de 0,9). On voit que la différence de potentiel indiquée par l'appareil de mesure n'est que de 2 mV. Si la résistance  $P_3$  n'existait pas, la tension positive appliquée à la base de  $T_{01}$  serait nettement plus faible, donc l'accroissement de la tension positive sur le collecteur de  $T_{02}$  également plus faible et le déséquilibre plus prononcé. En somme, le réglage de  $P_3$  permet de réduire l'importance des dérives indésirables à l'entrée et à la sortie, sans influencer la tension de mesure, qui n'apparaît pas comme chute de tension aux bornes de  $P_3$ .

Cet appareil a été essayé à la sortie d'un voltmètre électronique à tubes et on n'a observé, après une dizaine d'heures de fonctionnement ininterrompu, qu'une dérive correspondant à la moitié d'une division de cadran.

Fig. 2-7. — Schéma du bloc d'alimentation pour le microampèremètre décrit.



Un petit bloc d'alimentation, dont le schéma est représenté dans la figure 2-7, a été réalisé. La consommation est de 20 mA environ sous 3 V et il est recommandé de ne pas dépasser 6 V (consommation 60 mA), car les transistors s'échauffent d'une façon excessive. Lors de la mise sous tension, on règle d'abord le zéro par  $P_1$  et  $P_2$ , puis la déviation totale sur 50  $\mu$ A par  $P_3$ .

## Un microampèremètre avec un milliampèremètre de 1 mA

Ce microampèremètre à plusieurs sensibilités, dont le schéma est reproduit dans la figure 2-8, utilise un circuit intégré 709 et permet de mesurer des intensités continues entre  $1 \mu\text{A}$  et  $100 \text{ mA}$  (pleine déviation), en six calibres. Il permet donc de lire facilement un courant de l'ordre de  $0,1 \mu\text{A}$ , soit  $100 \text{ nA}$ .

L'entrée du circuit intégré est protégée contre toute surtension par les diodes  $D_1$  et  $D_2$  montées en opposition et qui peuvent être des « silicium » quelconques telles que 1N914, 1N4148, BA217, BA100, etc.

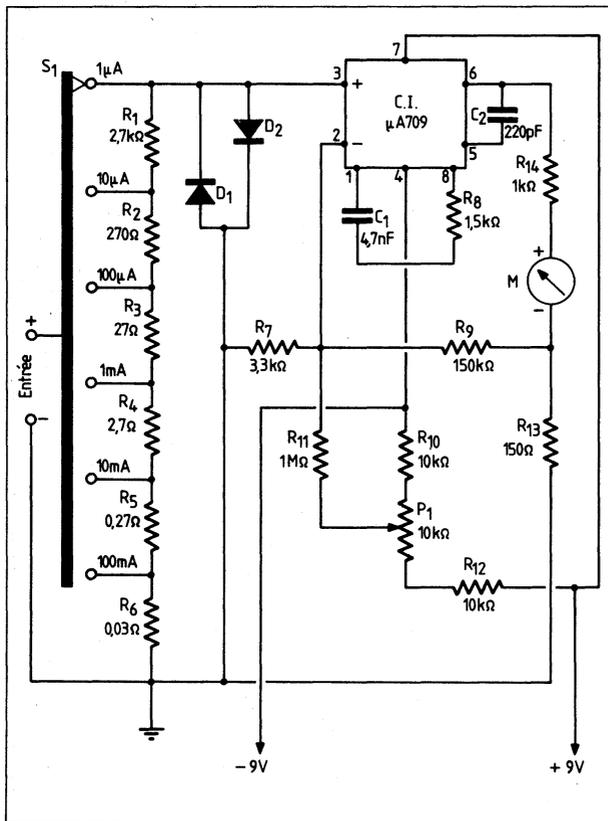


Fig. 2-8. — Schéma du microampèremètre utilisant un milliampèremètre de 1 mA.

Pour obtenir une déviation complète de  $1 \text{ mA}$  à la sortie avec un courant de  $1 \mu\text{A}$  à l'entrée il est nécessaire que l'amplificateur opérationnel intercalé entre les deux ait un gain de  $1\,000$ , ce que l'on obtient en respectant certaines relations entre les éléments du circuit de contre-réaction surtout.

Il faut, en particulier, que le rapport  $(R_7 + R_9)/R_7 \cdot R_{13}$  soit égal à  $1/3$ , ce que l'on obtiendra en ajustant soigneusement la valeur des résistances

en jeu, car si on s'en tient aux valeurs du schéma, ce rapport n'est pas 0,333, mais 0,3097 env.

Or, le gain est égal à la résistance  $R$  qui se trouve aux bornes d'entrée pour une position donnée de  $S_1$  ( $R = 3\ 000\ \Omega$  pour  $1\ \mu\text{A}$ ,  $300\ \Omega$  pour  $10\ \mu\text{A}$ , etc.) multipliée par le rapport indiqué plus haut, ce qui donne bien 1 000 à condition que ce rapport soit égal à  $1/3$ .

La solution consisterait à régler  $R_7$  à  $3\ \text{k}\Omega$ ,  $R_9$  à  $147\ \text{k}\Omega$  et à laisser à  $R_{13}$  sa valeur de  $150\ \Omega$ .

Bien entendu, les résistances  $R_1$  à  $R_6$  doivent être à tolérance très serrée,  $\pm 0,5\ \%$  si possible. Quant à la résistance  $R_6$ , penser que 10 cm de fil email de 0,25 mm représentent  $0,036\ \Omega$  environ.

Le circuit intégré  $\mu\text{A}\ 709$  est un des plus classiques qui soient et ses équivalences sont nombreuses et existent chez tous les fabricants : TAA522 (*Siemens*), LM709H (*National*), S5709T (*Signetics*), SN52709L (*Texas*), etc.

L'appareil de mesure  $M$  est évidemment un milliampèremètre de 1 mA. La résistance réglable  $P_1$  permet d'ajuster le zéro de l'appareil.

## Un millivoltmètre à résistance propre de $200\ \text{k}\Omega/\text{V}$

Le schéma général de ce millivoltmètre est celui de la figure 2-9 où il est prévu pour cinq sensibilités, de 0,1 à 10 V. Le circuit intégré utilisé est un CA3018 (*R.C.A.*) qui n'est autre chose que quatre transistors identiques et séparés (à part un couplage émetteur-base), réunis dans un boîtier métallique rond, type TO-5 à 12 sorties. La structure interne de cet ensemble est indiquée dans la figure 2-10 *a* et en plaçant ce schéma dans celui de la figure 2-9 on constate que les transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont montés en amplificateur différentiel, tandis que  $T_3$ - $T_4$  forment une source de courant constant dans leur circuit d'émetteurs.

Chaque transistor de ce C.I. admet une dissipation maximale de 300 mW et un courant de collecteur maximal de 50 mA, le gain se situant vers 60-70 à 1 mA, avec une fréquence de transition atteignant 400 MHz.

L'appareil de mesure  $M$  est un microampèremètre de  $100\ \mu\text{A}$  et la mise au point de l'appareil se fait de la façon suivante :

1. — Court-circuiter les sorties 3 et 6 du C.I. et régler  $R_{13}$  pour amener l'aiguille sur le zéro;
2. — Enlever le court-circuit entre 3 et 6 du C.I., laisser l'entrée ouverte et régler  $R_7$  pour ramener l'aiguille sur le zéro;
3. — Choisir une des sensibilités prévues et appliquer à l'entrée une tension qui doit provoquer la déviation complète de l'aiguille (p. ex. 1 V sur la sensibilité 1 V, etc.). Régler  $R_{12}$  pour obtenir exactement la déviation maximale;
4. — Revenir sur les opérations 1 et 2 et retoucher si nécessaire.

Si on éprouve des difficultés pour trouver un C.I. CA3018, on peut très certainement le remplacer par un C.I. type TCA971 ou TCA991

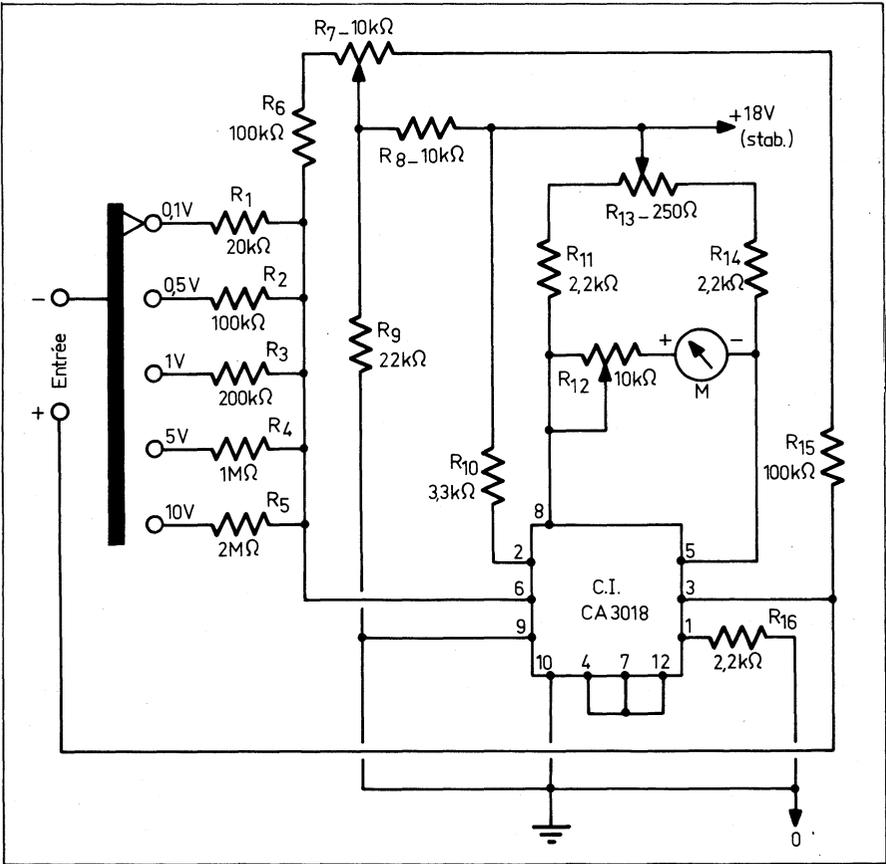


Fig. 2-9. — La résistance propre de ce millivoltmètre est de 200 kΩ/V.

(Siemens) dont la figure 2-10 b montre la structure interne, qui est présenté en boîtier DIL à 14 broches et qui contient cinq transistors dont les caractéristiques sont même plus poussées que celles du CA3018 : tensions collecteur-base et collecteur-émetteur plus élevées, courant de collecteur maximal 200 mA, puissance dissipée 500 mW, fréquence-limite 150 MHz (TCA971) ou 350 MHz (TCA991).

La tension d'alimentation (18 V) doit être stabilisée.

### Millivoltmètre à résistance d'entrée de 10 MΩ sur toutes les gammes

A la différence du millivoltmètre décrit précédemment, celui dont le schéma est représenté dans la figure 2-11 présente une résistance d'entrée de 10 MΩ, sur toutes les sensibilités qui sont ici au nombre de 5 (0,1-0,5-1-

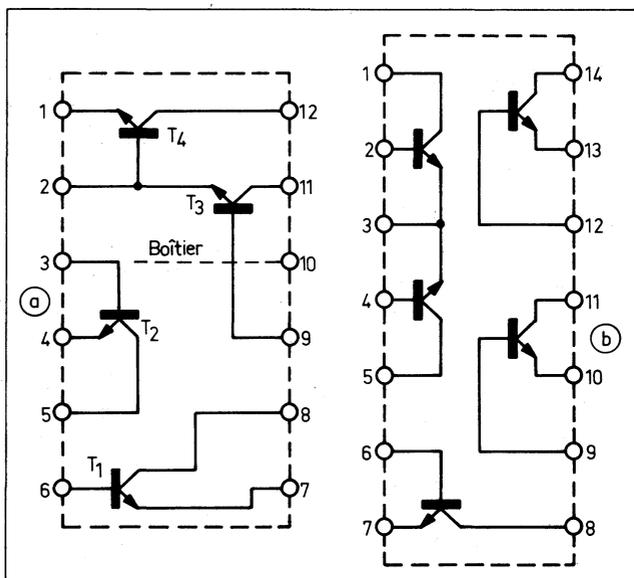


Fig. 2-10. — Structure interne de circuits intégrés CA 3018 (RCA) en a, et TCA 971 ou TCA 991 (Siemens) en b.

5-10 V), mais qui peuvent être étendues vers les tensions plus élevées ou réparties différemment (p. ex. 0,1-0,3-1-3-10 V, etc.) en modifiant en conséquence le diviseur de tension  $R_1$ - $R_5$ .

L'entrée de l'amplificateur opérationnel C.I. est protégée contre toute surcharge, d'une part grâce au double filtre  $R_6$ - $C_1$ - $R_7$ - $C_2$ , et de l'autre par les diodes  $D_1$  et  $D_2$  montées en opposition.

Le circuit intégré C.I. figurant dans la description originale est un AD503K (Analog Devices) dont l'originalité réside dans l'utilisation de transistors à effet de champ pour les deux entrées de l'amplificateur opérationnel. Nous pensons que ce C.I. est analogue aux amplificateurs opérationnels tels que  $\mu$ A740T (Signetics), LH740AH (National Semiconductor),  $\mu$ A740 (Fairchild), etc., qui sont tous à entrées par FET, et présentés en règle générale en boîtier TO-99 à 8 sorties.

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  peuvent être des BAV69, BAV21, BAX12A et, en général, toute diode silicium supportant une tension inverse de 600 à 1 000 V. La tension de service des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  doit être de 1 kV.

Les résistances utilisées dans la réalisation originale sont d'une précision qu'il sera difficile d'obtenir dans la pratique courante. Pour le diviseur de tension d'entrée, cette précision est de  $\pm 0,1$  %, qui, à notre connaissance n'existe que dans les séries APO933, AR75 et APLT1 (R.T.C.), et seulement avec 1 M $\Omega$  comme valeur maximale. Les résistances  $R_8$  et  $R_9$  sont à  $\pm 0,25$  %, les autres ( $R_{11}$  et  $R_{12}$ ) étant à  $\pm 1$  %. La précision de  $R_6$  et  $R_7$  n'est pas critique.

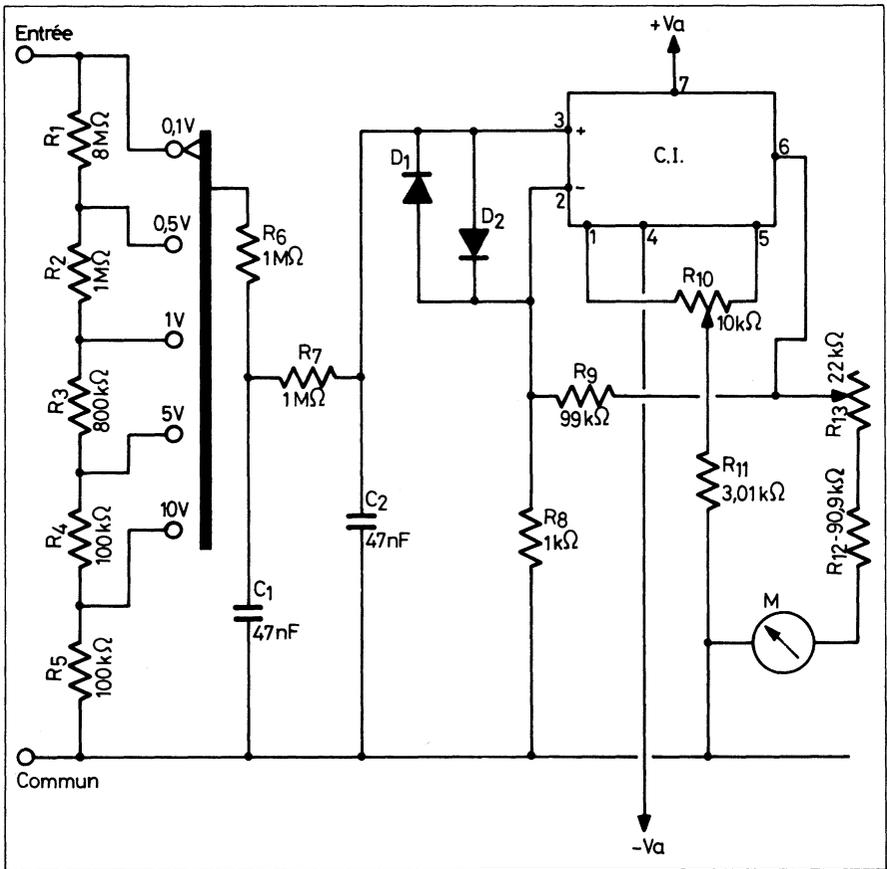


Fig. 2-11. — Schéma du millivoltmètre à résistance d'entrée de  $10\text{ M}\Omega$  sur toutes les gammes.

Le potentiomètre  $R_{10}$  sert au réglage du zéro et  $R_{13}$  à celui de la déviation maximale du microampèremètre  $M$ , qui est un  $100\ \mu\text{A}$ . La tension d'alimentation  $V_a$  peut être de 9 à 12 V, stabilisée de préférence.

### Un millivoltmètre dont la première sensibilité (en continu) est de 10 mV

Cet appareil, dont le schéma est représenté dans la figure 2-12, permet, en effet, d'apprécier des tensions continues inférieures à 1 mV, puisque sa première sensibilité correspond à 10 mV à pleine déviation. Il est réalisé autour du circuit intégré LM4250 (*National Semiconductor*), amplificateur opérationnel fonctionnant parfaitement avec une tension d'alimentation de  $\pm 1,5\text{ V}$ .

Pour un appareil correctement réglé la tension de sortie maximale est de 300 mV sur toutes les sensibilités, ce qui impose le choix du microampèremètre M, dont la résistance propre est supposée égale à 2 k $\Omega$ . Dans ces conditions, pour obtenir un courant de 50  $\mu$ A dans le circuit de mesure, il faut que la valeur en circuit de R<sub>10</sub> soit de 4 k $\Omega$ .

Le potentiomètre R<sub>5</sub> permet d'ajuster le zéro du microampèremètre et la résistance variable R<sub>10</sub> la déviation maximale, en tenant compte de la résistance propre de l'appareil de mesure.

Les deux diodes en opposition, D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub>, qui protègent l'entrée de l'amplificateur opérationnel contre des « surintensités » accidentelles sont efficaces jusqu'à plus de 75 mA. Elles peuvent être des 1N914, 1N4148, BA217, etc.

L'alimentation de l'ensemble est assurée par deux petites piles de 1,5 V, qui seront certainement suffisantes pour plus d'un an de fonctionnement, car le courant de repos de ce millivoltmètre est de l'ordre de 0,6  $\mu$ A et sa consommation en fonctionnement est de 1,8  $\mu$ W.

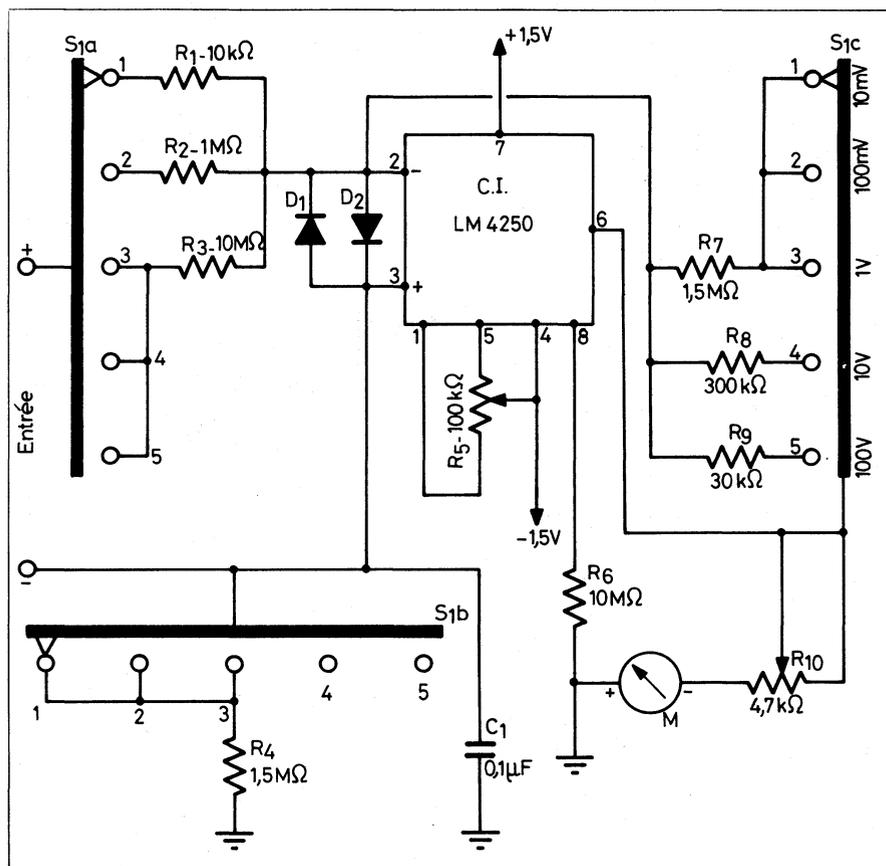


Fig. 2-12. — Millivoltmètre dont la première sensibilité (en continu) est de 10 mV.

## Un millivoltmètre pour tensions continues de 10 mV à 50 V

Le millivoltmètre pour tensions continues dont le schéma est reproduit dans la figure 2-13 possède huit sensibilités, permettant de mesurer les tensions suivantes (pleine déviation) : 10, 50, 100 et 500 mV; 1, 5, 10 et 50 V. La résistance d'entrée élevée (10 M $\Omega$  sur toutes les sensibilités) est obtenue, en particulier, grâce à l'utilisation d'un transistor à effet de champ dans l'étage d'entrée.

L'ensemble du montage comprend deux FET ( $T_1$  et  $T_2$ ) et un amplificateur opérationnel constitué par le circuit intégré C.I., du type  $\mu A709$ . Le transistor  $T_1$  est utilisé en montage drain commun ou « source follower » et sa tension de sortie, prélevée sur la résistance de charge  $R_8$  est appliquée à l'entrée 3, non inverseuse, de l'amplificateur opérationnel. Une tension de contre-réaction, prélevée à la sortie 6 du C.I., est appliquée, à travers  $T_2$ , à l'entrée 2, inverseuse, du C.I. Le taux de contre-réaction est ajusté par  $R_{14}$  sur les deux premières gammes, et par  $R_{15}$  sur les autres.

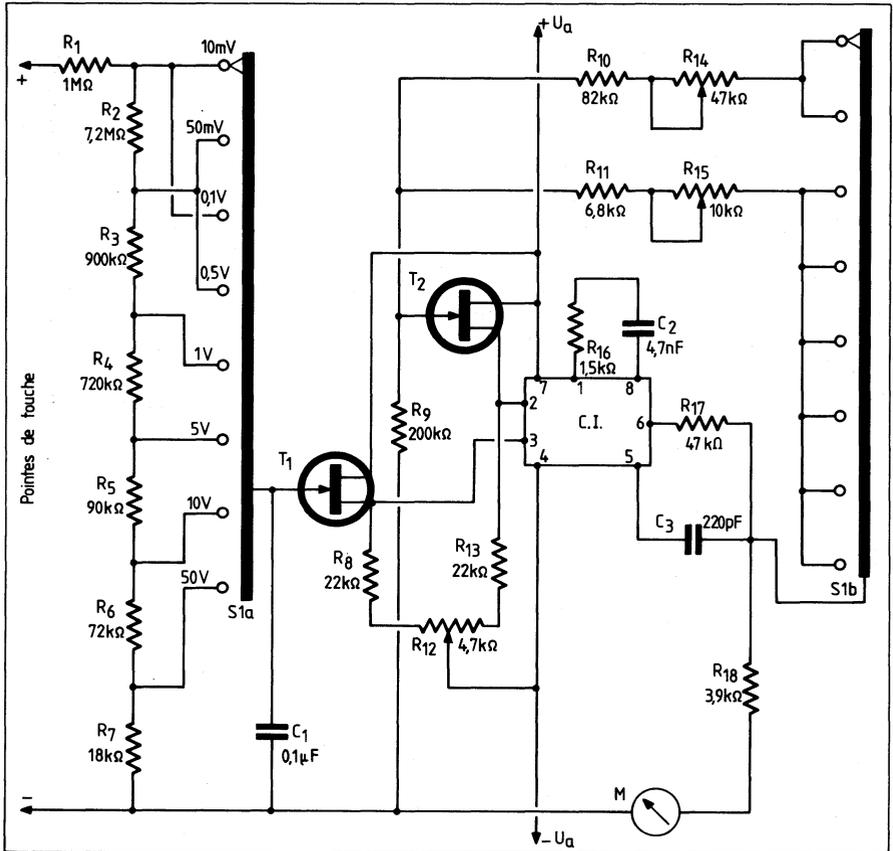


Fig. 2-13. — Millivoltmètre pour tensions continues de 10 mV à 50 V.

Le milliampèremètre M, indicateur de la tension mesurée, est un 1 mA, dont le zéro est ajusté par le potentiomètre  $R_{12}$ . La résistance  $R_{16}$  et les condensateurs  $C_2$  et  $C_3$  constituent des éléments de correction de l'amplificateur opérationnel.

Les deux transistors à effet de champ,  $T_1$  et  $T_2$ , sont du même type, canal  $n$ , 2N5054. Nous pensons qu'il est possible de les remplacer éventuellement par des transistors tels que BF245, 2N3819, ESM4303, etc.

Le circuit intégré C.I. ne pose aucun problème et tous les fabricants en possèdent des équivalences qui existent soit en boîtier rond TO-99, soit en boîtier DIL à 14 ou à 8 pattes : SN72709L (Texas, TO-99), SN72709 (Texas, DIL 14 pattes),  $\mu$ A709CA (Signetics, DIL 14 pattes),  $\mu$ A 709T ou  $\mu$ A709CT (Signetics, TO-99), LM709CH (National, DIL 14 pattes), etc.

## Voltmètre pour tensions continues de 0,2 à 50 V

Ce voltmètre, à huit sensibilités (0,2-0,5-1-2-5-10-20-50 V) et dont le schéma est représenté dans la figure 2-14, se distingue par une résistance d'entrée très élevée, de l'ordre de 500 k $\Omega$ /V. A noter que si on a besoin de mesurer des tensions plus élevées que 50 V, on peut le faire facilement à l'aide d'un diviseur de tension de rapport 1/10 ajouté extérieurement et

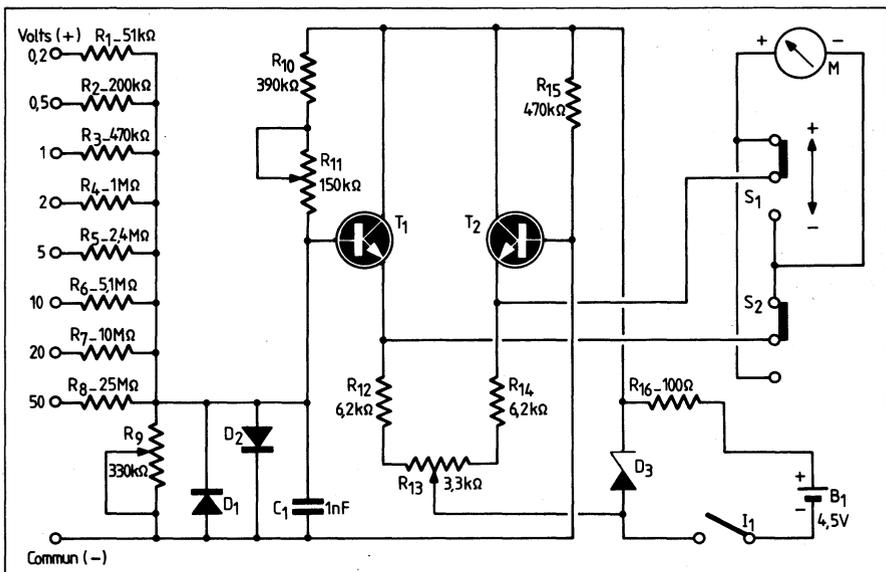


Fig. 2-14.— Voltmètre pour tensions continues de 0,2 à 50 V.

constitué, par exemple, par un pont de deux résistances : 9 M $\Omega$  et 1 M $\Omega$  ou 18 M $\Omega$  et 2 M $\Omega$ . La résistance d'entrée du voltmètre muni d'un tel diviseur sera évidemment inférieure, en kilohms par volt, à celle du volt-

mètre sans diviseur, mais cela a beaucoup moins d'importance lors de la mesure des tensions élevées.

Le montage de ce voltmètre représente un amplificateur différentiel utilisant deux transistors *p-n-p* connectés en collecteur commun, le micro-ampèremètre *M*, de 100  $\mu\text{A}$ , étant connecté entre les deux émetteurs, à travers l'inverseur double  $S_1-S_2$ , qui permet d'inverser la polarité de *M*, ce qui évite, dans certaines mesures, de le faire avec les pointes de touche ou les cordons de mesure. Le potentiomètre  $R_{13}$  permet d'ajuster le zéro du microampèremètre.

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  protègent l'entrée de l'amplificateur de toute surtension accidentelle qui peut être dangereuse pour les transistors.

L'alimentation se fait à partir d'une batterie de 4,5 V dont aucun des pôles n'est réuni à la masse de l'appareil, dont la tension est stabilisée par  $R_{16}-D_3$  et dont le circuit comporte un interrupteur  $I_1$  de mise en marche-arrêt.

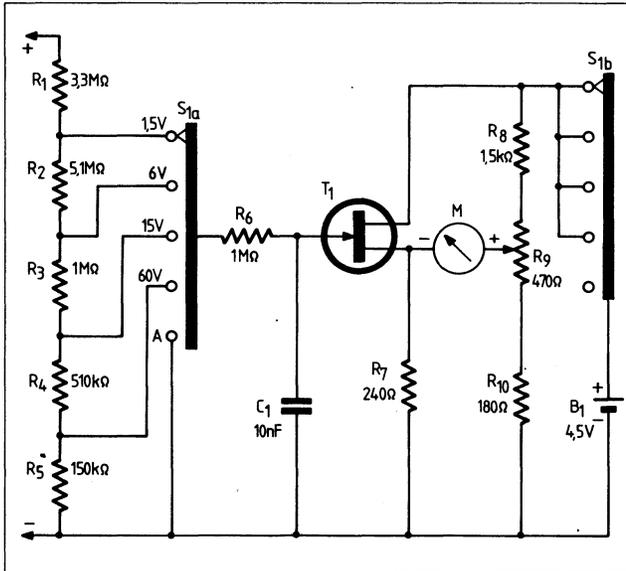


Fig. 2-15. — Adaptateur pour un multimètre, utilisant un transistor à effet de champ.

Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  peuvent être au germanium ou, de préférence, au silicium, mais il est nécessaire de trier les semi-conducteurs disponibles pour en choisir deux, dont le gain ne diffère de plus de 10 %. De plus, s'il s'agit de transistors au germanium, il est indispensable de s'assurer que leur courant  $I_{cbo}$  ne dépasse pas 1  $\mu\text{A}$  si on veut que la stabilité thermique de l'appareil soit satisfaisante. Si on ne prend pas ces précautions, la dérive du zéro peut atteindre plus de 5-6 divisions (sur 100) après une heure de fonctionnement. Pour améliorer la stabilité thermique, toujours dans le cas de transistors germanium, il est souhaitable que  $T_1$  et  $T_2$  soient étroitement serrés, glissés, dans un bloc d'aluminium ou de laiton. Si on utilise des transistors silicium cette précaution est inutile.

En ce qui concerne les transistors « utilisables », on peut choisir parmi les types suivants : AF127, AF136, AF132 (germanium) ou BF451, BF441, BF340 (silicium). On peut également utiliser des transistors  $n-p-n$  de caractéristiques similaires, auquel cas il est nécessaire d'inverser la polarité de la batterie  $B_1$  et la diode Zener  $D_3$ . Cette dernière peut être une BZX55-C3V3, BZX83-C3V3, etc.

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  peuvent être des « silicium » quelconques 1N914, 1N4148, BA100, etc. La mise au point de l'appareil doit commencer par l'équilibrage de l'amplificateur c'est-à-dire par le réglage de  $R_{11}$  et  $R_{13}$ , que l'on commence par placer en position moyenne, ce qui se traduit inévitablement par un écart de l'aiguille à gauche ou à droite du zéro. Comme il est plus commode d'avoir cet écart à droite, on commute éventuellement  $S_1-S_2$  dans le sens voulu.

Après cela, on réunit les bases des deux transistors et on règle  $R_{13}$  de façon à ramener l'aiguille sur le zéro. Ensuite, on enlève la liaison des deux bases et on règle de nouveau le zéro, mais en agissant sur  $R_{11}$ . Ces deux réglages réagissent l'un sur l'autre de sorte qu'il est nécessaire de les répéter l'un après l'autre autant de fois qu'il le faut, jusqu'à ce que l'aiguille demeure sur le zéro aussi bien lorsque les deux bases sont réunies, que quand elles sont séparées.

L'étalonnage du voltmètre sera fait par comparaison avec un voltmètre de précision, sur la sensibilité 1 V, pour commencer, où on ajuste la résistance  $R_9$  de façon à obtenir une déviation complète de l'aiguille. Pour l'étalonnage sur les autres sensibilités, il convient d'agir sur la valeur des résistances série  $R_1$  à  $R_8$ , sans toucher à  $R_9$ .

## Adaptateur à TEC (ou FET) pour un multimètre

Cet adaptateur est destiné à « compléter » un multimètre, dont on désire augmenter la résistance d'entrée et la porter à 10 M $\Omega$ . Les sensibilités prévues sont au nombre de quatre : 1,5-6-15-60 V. L'appareil utilise un transistor à effet de champ  $T_1$ , monté à drain commun, c'est-à-dire en « source follower ». La résistance  $R_6$  et le condensateur  $C_1$  empêchent les inductions alternatives parasites sur l'entrée du transistor.

L'alimentation se fait par une batterie de 4,5 V, la consommation de l'adaptateur ne dépassant pas 7 mA. L'alimentation est coupée sur la cinquième position du contacteur  $S1a$  (fig. 2-15).

Le transistor à utiliser doit présenter un courant initial de drain d'au moins 5 mA (sous 4,5 V) et une pente supérieure à 2 mA/V, ce qui est pratiquement le cas des transistors tels que BC264, A, B, C ou D, BF245, A, B ou C, 2N5668, 2N5949, BFW10, etc.

De toute façon, si on veut mesurer ces paramètres sur un transistor qu'on ne connaît pas, on s'inspirera des deux schémas de la figure 2-16. On commence par mesurer le courant initial de drain en réalisant le montage de la figure 1-16 *a*, et on note la valeur  $I_d$  de ce courant. Ensuite, on réalise le montage de la figure 1-16 *b* en intercalant une pile de 1,5 V avec la polarité indiquée entre la porte (ou grille) et la source. Le courant

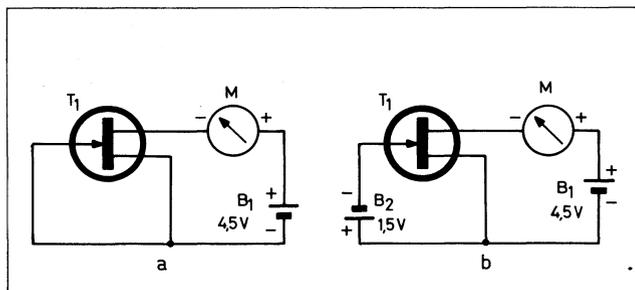


Fig. 2-16. — Montages à réaliser pour mesurer le courant initial de drain et la pente  $S$ .

de drain diminue et sa variation représente  $\Delta I_d$ . Dans ces conditions, la pente  $S$  est représentée, en mA/V, par le rapport

$$S = \Delta I_d / U_g,$$

où  $U_g$  est la tension de la porte (grille) par rapport à la source, soit 1,5 V.

La mise au point de l'adaptateur se réduit au choix de la valeur de  $R_7$ . En principe cet adaptateur est prévu pour être associé à un multimètre en position 0,3 mA en continu et on commence par réaliser les liaisons nécessaires et par commuter  $S_1$  en position 1,5 V. En agissant sur  $R_9$  on ramène au zéro l'aiguille du multimètre, après quoi on connecte à l'entrée une source de tension continue de 1,5 V, par exemple une pile. Si l'aiguille du multimètre dévie au-delà du maximum de l'échelle, il faut diminuer la valeur de  $R_7$  de façon à obtenir une déviation correcte, après quoi on contrôle cette déviation sur les autres gammes.

La précision et la stabilité des mesures avec cet adaptateur dépendent de la stabilité de la tension d'alimentation et il est souhaitable que cette dernière soit stabilisée. Pour cela, la tension de la batterie doit être augmentée à 9 V et on introduit une résistance de 220  $\Omega$  (0,5 W) entre  $R_8$  et le drain du transistor, tandis qu'une diode Zener, telle que BZY85-C4V7 ou analogue, dont la cathode sera connectée à la sortie drain et l'anode au « moins », constituera l'élément stabilisateur.

## Voltmètre alternatif à échelle dilatée

Pour surveiller les variations de la tension du secteur, il est très commode de pouvoir étaler sur toute l'étendue du cadran l'intervalle de 200 à 240 V, par exemple. Le schéma (fig. 2-17) représente un montage qui constitue une solution de ce problème, et qui est prévu pour un secteur de 220 V  $\pm$  20 V.

La tension à mesurer est redressée à l'aide de la diode au silicium BY 100, précédée de la cellule  $R_1$ — $C_1$ , qui lui évite toute surcharge instantanée au moment de la mise sous tension. De plus, le condensateur  $C_1$  court-circuite des impulsions occasionnelles à l'entrée, qui pourraient dépasser la tension inverse de pointe de la diode. Le condensateur  $C_2$  sera du type au papier métallisé, autant que possible, prévu pour une tension de service de 500 V en continu.

Le redresseur ainsi formé débite sur un pont constitué par les résistances  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_4$  pour un bras, et par  $R_5$  et la diode Zener OAZ 203 pour l'autre. La deuxième diagonale de ce pont, entre C et D, comporte un appareil de mesure (M), en série avec une résistance ajustable ( $R_6$ ). Lorsque le pont est en équilibre, les points C et D sont au même potentiel et aucun courant ne circule dans l'appareil de mesure M.

La diode OAZ 203 est équivalente à la diode BZX 79-C6V2.

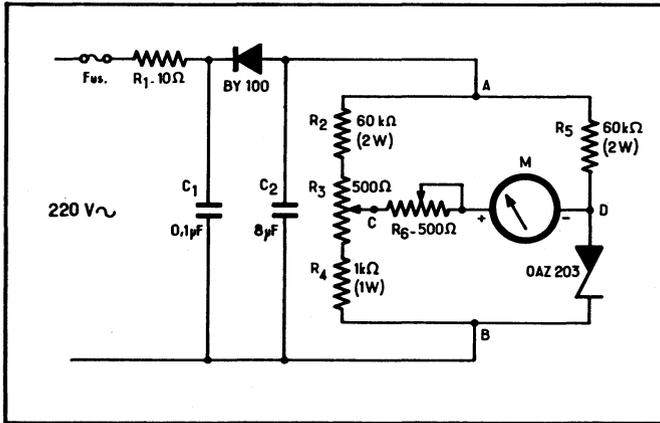


Fig. 2-17. — Schéma du voltmètre à échelle dilatée.

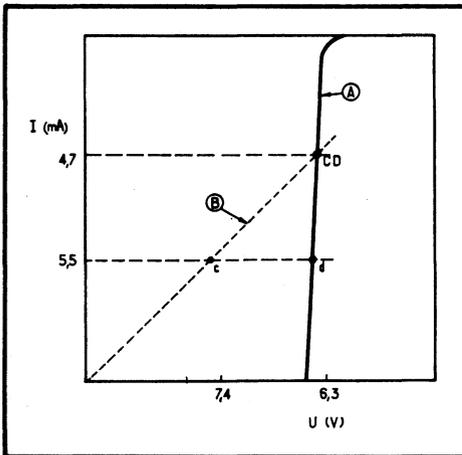


Fig. 2-18. — Graphique expliquant l'apparition d'une différence de potentiel entre les points C et D lors du déséquilibre du pont.

Sur le graphique de la figure 2-18, on voit en (A) la courbe caractéristique de la diode Zener et en (B) celle de la résistance entre les points C et B. Leur point d'intersection définit l'état d'équilibre du pont, c'est-à-dire l'égalité des potentiels en C et D. Lorsque la tension entre les points A et B augmente, le potentiel du point C augmente aussi, mais celui du point D reste pratiquement constant. Il en résulte un écart entre les points *c* et *d* des courbes correspondantes, écart se traduisant par une différence de potentiel enregistrée par M. On

voit, sur le graphique, que de part et d'autre du point *c* les écarts sont symétriques, ce qui veut dire que l'échelle des tensions indiquées par *M* sera linéaire.

L'appareil de mesure *M* lui-même sera un milliampèremètre à cadre mobile, de 1 mA de déviation totale, et d'une résistance propre voisine de 100 Ω.

En ce qui concerne la mise au point de l'ensemble, on commence par appliquer à l'entrée la plus faible des tensions à mesurer, soit 200 V, et on tare le zéro du milliampèremètre à l'aide de  $R_3$ . Après cela, on applique à l'entrée 240 V, et on règle  $R_6$  pour avoir la déviation maximale. Les deux opérations sont à répéter autant de fois que cela est nécessaire.

## Compression de l'échelle d'un instrument de mesure

A l'aide de circuits simples constitués de résistances et de diodes Zener, il est possible d'obtenir une compression des graduations d'un voltmètre sur un ou sur plusieurs secteurs de son échelle.

Pour le schéma de la figure 2-19 *a*, où  $R_i$  représente la résistance propre de l'instrument de mesure, la graduation de l'échelle, lorsque la tension à l'entrée augmente, dépend pour commencer, de la résistance  $R_2 + R_i$ , jusqu'à ce que la chute de tension sur  $R_2$  atteigne la tension de stabilisation nominale  $U_z$  de la diode *DZ*.

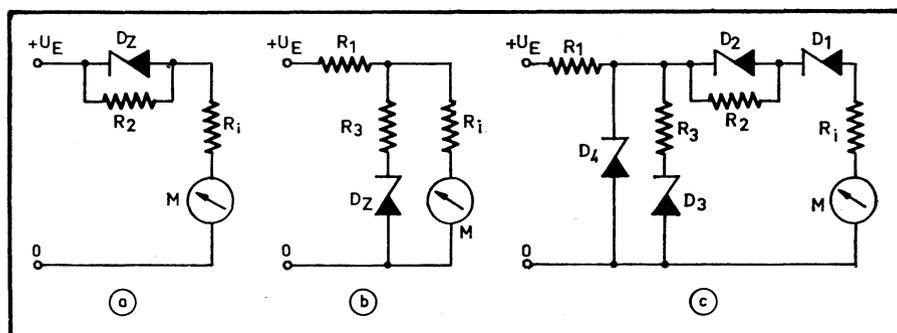


Fig. 2-19. — Des diodes Zener permettent de comprimer n'importe quel secteur de l'échelle d'un instrument de mesure.

A partir de ce moment, seule la résistance  $R_i$  est à prendre en considération, car la résistance différentielle  $r_z$  de *DZ* devient négligeable par rapport à  $R_i$ . Il en résulte que les graduations du cadran seront resserrées au début de l'échelle et cela d'autant plus que la valeur de  $R_2$  est plus grande. Si l'on supprime complètement  $R_2$ , autrement dit

si on la rend infinie, toutes les tensions appliquées inférieures à  $U_z$  sont pratiquement sans action et l'échelle des tensions mesurables commence avec  $U_z$ .

Dans le schéma 2-19 *b*, le circuit contenant une diode Zener est disposé en parallèle sur l'instrument de mesure, et son influence reste négligeable tant que la chute de tension aux bornes de ce circuit reste inférieure à  $U_z$ . Aussitôt que cette limite est dépassée, un courant commence à circuler à travers DZ, dont la résistance différentielle s'effondre, ce qui provoque une compression des graduations du cadran, d'autant plus marquée que la valeur de  $R_3$  est plus faible.

Si l'on court-circuite  $R_3$ , seule la résistance  $r_z$  compte et la tension que l'instrument peut mesurer est pratiquement limitée à  $U_z$ . Ce montage agit donc en tant que protection contre une surcharge éventuelle.

En utilisant simultanément des circuits DZ-R séries et parallèles, en même temps que des diodes Zener seules, on peut obtenir une graduation dont plusieurs sections présentent une allure particulière. Par exemple, pour le schéma 2-19 *c* la diode  $D_1$  coupe toute la graduation correspondant aux tensions faibles, inférieures à  $U_{z1}$ , après quoi le circuit  $D_2$ - $R_2$  détermine une plage à graduation resserrée, suivie d'une section à graduation normale. Enfin, la graduation vers la fin de l'échelle est de nouveau « comprimée » par l'action de  $D_3$ - $R_3$  et la diode  $D_4$ , agissant comme limiteur, constitue une protection contre une surcharge éventuelle.

## Mesure à échelle dilatée des tensions du secteur

On sait que les voltmètres alternatifs dont on dispose habituellement ne permettent qu'une appréciation assez grossière des faibles variations du secteur. Pour pouvoir effectuer plus commodément ce genre de mesure on réalise des voltmètres à échelle comprimée du côté des tensions faibles, de sorte que son point de départ correspond, par exemple, à 200 V et son point de pleine déviation à 250 V.

Le schéma de principe d'un tel voltmètre est représenté dans la figure 2-20, la tension  $U_0$  à l'entrée de ce circuit étant celle de sortie d'un redresseur, c'est-à-dire  $U_0 = k \cdot U_{\text{eff}}$ , où le coefficient  $k$  dépend de la structure du redresseur employé, tandis que  $U_{\text{eff}}$  représente la tension du secteur.

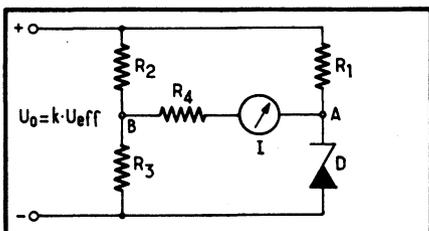
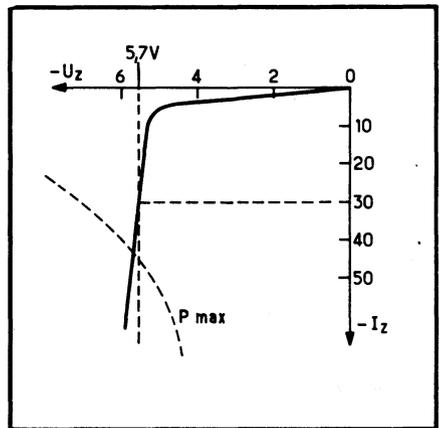


Fig. 2-20. — Schéma de principe du pont de mesure pour l'étalement de l'échelle.

La tension au point A est indépendante des variations du secteur, car elle est fixée à l'aide de la diode Zener D, placée dans sa zone de stabilisation par le courant déterminé par  $R_1$ . La tension au point B est fixée par le diviseur  $R_2$  et  $R_3$  et on s'arrange pour qu'elle soit la même des deux côtés, au départ, la tension du secteur étant à 200 V, par exemple, ce qui ramène le schéma à un pont équilibré, avec un courant nul dans la branche  $R_4$ , c'est-à-dire le milliampèremètre I.

Si la tension du secteur augmente, le potentiel du point B croît linéairement et un courant de plus en plus élevé circule à travers I. En choisissant convenablement la valeur de  $R_4$  on obtient, par exemple, que I dévie à fond pour 250 V (tension du secteur).

Fig. 2-21. — Allure de la courbe  $I_z/U_z$  de la diode Zener utilisée.



Pour déterminer la valeur des différents éléments de ce dispositif, il est nécessaire de prendre comme point de départ la courbe de la diode Zener utilisée, dont l'allure est celle de la figure 2-21 et qui correspond de très près à celle de la diode BZY 88 - C 5 V 6. On constate que dans la zone de courants comprise entre 10 et 50 mA, la tension aux bornes de la diode reste presque constante.

Si nous choisissons un point de fonctionnement correspondant à  $I_z = 30$  mA et  $U_z = 5,7$  V, la dissipation de la diode (env. 171 mW) reste encore très au-dessous de la dissipation maximale admissible pour une BZY 88 (environ 400 mW).

Calculons maintenant la résistance  $R_1$ , en tenant compte de la tension maximale à mesurer ( $U_{\max} = 250$  V), de la tension nominale de D ( $U_z = 5,7$  V) et du courant choisi pour le point de fonctionnement de la diode ( $I_z = 30$  mA). Il a été dit plus haut que la tension à l'entrée du dispositif était celle du secteur multipliée par un coefficient  $k$ . Dans la pratique, ce coefficient varie de 0,9 à 1,2, en fonction de la structure du redresseur et des diodes utilisées, mais nous pouvons très bien adopter  $k = 1$  en première approximation, ce qui nous donne

$$R_1 = \frac{U_{\max} - U_z}{I_z} = 8,13 \text{ k}\Omega.$$

La dissipation de cette résistance ( $R_1 \cdot I_z^2$ ) est de 7,2 W, et il faut prendre un modèle bobiné de 10 W, avec un collier réglable.

Pour la branche  $R_2$ - $R_3$  on détermine d'abord la valeur de  $R_3$ , en admettant que ce diviseur de tension est parcouru par une intensité  $I$  de 30 mA également et que la chute de tension  $U_B$  aux bornes de  $R_3$  est égale à  $U_z$ . Donc

$$R_3 = \frac{U_B}{I} = 190 \Omega,$$

avec une dissipation de 170 mW (on prendra 0,25 ou 0,5 W). Pour la réalisation pratique (fig. 2-22), on constituera un ensemble de deux résistances (270 et 330  $\Omega$ ) en parallèle, en série avec une résistance ajustable de 50  $\Omega$ .

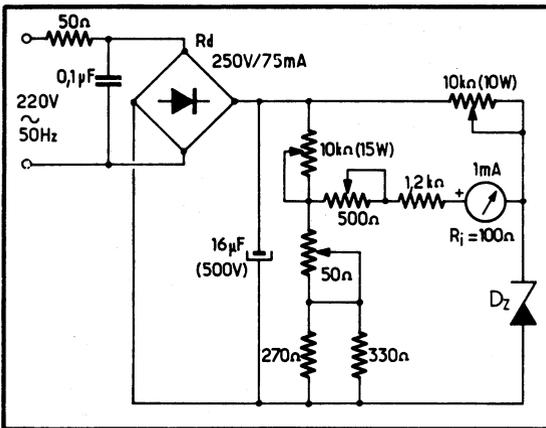


Fig. 2-22. — Réalisation pratique du dispositif pour la « compression » du zéro ou, si l'on préfère, l'étalement de l'échelle en fin de course.

La résistance  $R_2$  sera calculée, à partir de la tension minimale du secteur à mesurer ( $U_0 = 200 \text{ V}$ ), de la tension  $U_z$  et du courant  $I$ , par la relation

$$R_2 = \frac{U_0 - U_z}{I} = 6,48 \text{ k}\Omega,$$

avec une dissipation dont le calcul doit tenir compte de l'accroissement du courant à travers le diviseur  $R_2$ - $R_3$  lorsque la tension du secteur monte à 250 V :  $I + 7,5 \text{ mA} = I_2 = 37,5 \text{ mA}$ . Il en résulte, tous calculs effectués, que cette dissipation sera de quelque 9,1 W.

Dans la pratique,  $R_2$  sera constituée par une résistance bobinée à collier, de 10 k $\Omega$ -15 W.

Pour le calcul de la résistance  $R_4$ , on peut remarquer que la tension  $U_B$  augmente lorsque la tension du secteur passe à 250 V et devient  $U_{o \text{ max}} = 7,13 \text{ V}$ .

Admettons maintenant que le courant maximal dans la branche  $R_4$  soit de 1 mA pour la déviation totale de I, dont la résistance interne  $R_i$  est de 100  $\Omega$ , par exemple. La différence de potentiel maximale entre les points B et A étant de  $7,13 - 5,7 = 1,43 \text{ V}$ , la valeur de  $R_4$  sera évidemment

$$R_4 = \frac{1,43}{0,001} - R_i = 1\,330 \Omega.$$

Comme précédemment, cette résistance sera constituée par une fixe de quelque 1 à 1,2 k $\Omega$  avec, en série, une ajustable de 500  $\Omega$  environ.

Le redresseur à utiliser doit pouvoir fournir un courant de 60 mA sous 250 V et le condensateur électrochimique de 16  $\mu\text{F}$  à la sortie du redresseur peut être avantageusement remplacé par un « papier métallisé » de même valeur, nettement plus « fiable ».

La dispersion de la tension nominale des diodes Zener est inévitable, mais elle peut être compensée par l'ajustage de  $R_3$  (50  $\Omega$ ). De même, si le coefficient  $k$ , supposé égal à 1, s'écarte de cette valeur, la correction peut être faite par l'ajustage de  $R_1$  et de  $R_2$ .

Pour la mise au point du dispositif, il faut procéder dans l'ordre suivant :

A l'aide d'un transformateur (ou autotransformateur) à rapport réglable on applique une tension de 200 V exactement à l'entrée.

On règle l'ajustable de 50  $\Omega$  ( $R_3$ ) de façon à amener l'aiguille de I au zéro de l'échelle.

On applique ensuite, à l'entrée, 250 V et on ajuste la section réglable de  $R_4$  (500  $\Omega$ ) de façon à obtenir la déviation totale de I.

La cellule 50  $\Omega$ -0,1  $\mu\text{F}$  que l'on voit à l'entrée du redresseur (fig. 2-22) est destinée à protéger le redresseur contre les pointes de surtension.

## Ohmmètre à échelle linéaire

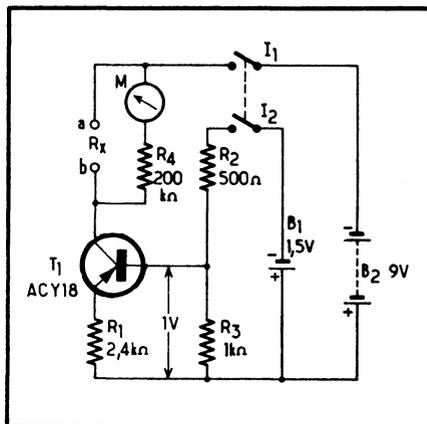
Étant donné que le courant de collecteur d'un transistor utilisé en base commune est pratiquement constant et ne dépend pas de la résistance de charge de collecteur ni de la tension appliquée à ce dernier, on peut utiliser ce montage pour réaliser un ohmmètre à échelle linéaire (fig. 2-23).

Le courant d'émetteur du transistor  $T_1$  est déterminé par la valeur de la résistance  $R_1$  et la chute de tension aux bornes de  $R_3$ . La résistance mesurée  $R_x$  est connectée en  $a-b$  et représente la charge de col-

lecteur. Comme le courant traversant cette résistance reste constant, la chute de tension à ses bornes, mesurée par le micro-ampèremètre M, de  $50 \mu\text{A}$ , monté en voltmètre, est directement proportionnelle à la valeur de la résistance.

La gamme de résistances mesurables va de 0 à  $25 \text{ k}\Omega$ . Le transistor indiqué sur le schéma peut être remplacé par un B.F. faible puissance quelconque ( $200$  à  $300 \text{ mW}$ ): SFT 251, SFT 252, 2 N 270, etc.

Fig. 2-22. — Ohmmètre à échelle linéaire pour résistances de faible valeur, jusqu'à  $25 \text{ k}\Omega$ .



## Un ohmmètre à échelle linéaire utilisant un circuit intégré

Le schéma de cet ohmmètre, dans sa forme simplifiée, a été publié il y a 3 ou 4 ans dans la revue « Électronics » (U.S.A.), le schéma de la figure 2-24 s'en inspirant pour la réalisation d'un ohmmètre à plusieurs gammes utilisant un circuit intégré du type  $\mu\text{A} 741$ , c'est-à-dire un amplificateur opérationnel très classique, qui existe pratiquement chez tous les fabricants et se présente en boîtier rond TO-99 ou en boîtier DIL à 8 ou 14 pattes.

L'ohmmètre réalisé suivant le schéma de la figure 2-24 présente la particularité de provoquer la déviation complète du milliampèremètre M lorsque la résistance à mesurer  $R_x$  est égale à la résistance étalon ( $R_1$  à  $R_5$ ) de la gamme choisie. Pour les résistances de valeur inférieure, la déviation est rigoureusement linéaire, ce qui veut dire que si on choisit la gamme  $100 \Omega$ , par exemple, et un milliampèremètre à échelle linéaire graduée de 0 à 100, une résistance de  $47 \Omega$  entraîne une déviation vers la graduation 47 (suivant la précision de la résistance).

Apparemment, la description originale n'impose aucune limite à la valeur des résistances étalon, et que, par conséquent, rien n'empêche de prévoir d'autres gammes :  $10 \Omega$ ,  $10 \text{ M}\Omega$ , etc.

Si on court-circuite les bornes d'entrée, la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel devient égale à celle qui est déterminée sur l'entrée

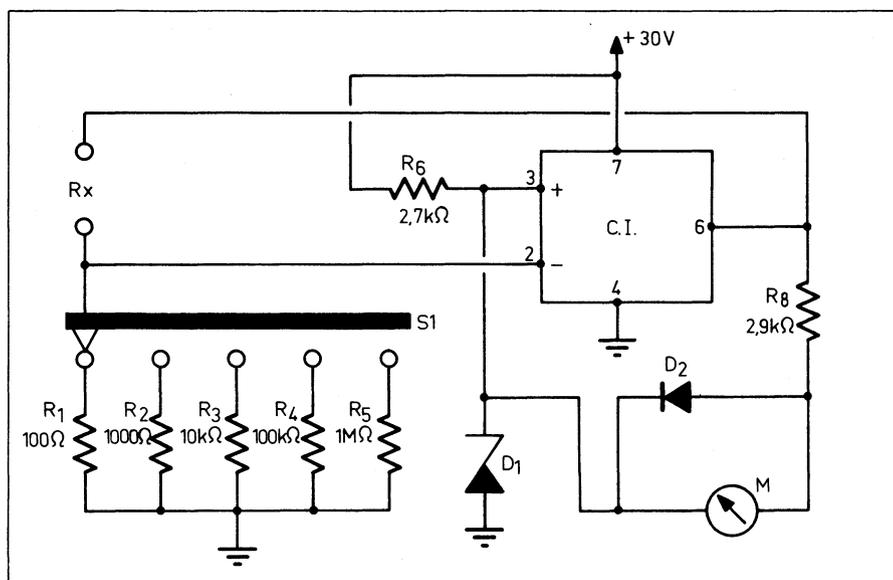


Fig. 2-24. — Schéma d'un ohmmètre à échelle linéaire et à cinq gammes de mesure.

non inverseuse par la diode Zener  $D_1$ , et cela à cause de la contre-réaction. Il en résulte qu'aucun courant ne traverse le milliampèremètre  $M$ , dont l'aiguille reste sur le zéro. A noter que le milliampèremètre  $M$  est un 1 mA de résistance propre de 100  $\Omega$ .

La diode Zener  $D_1$  est du type BZX 46-C12 ou analogue, la diode  $D_2$  étant une 1N914, 1N4148 ou analogue.

### Un pont à transistors pour la mesure de $R$ et de $C$

Cet appareil se compose d'un pont à proprement parler, comprenant les éléments étalons  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$ , le potentiomètre  $R_{10}$  et l'élément à mesurer  $C_x$  ou  $R_x$ , d'un multivibrateur oscillant sur 800 à 1 000 Hz et d'un étage amplificateur (fig. 2-25). L'indicateur d'équilibre est en principe constitué par un casque, connecté aux bornes « Ind. ».

Avec les valeurs indiquées pour les éléments étalons, les calibres se répartissent de la façon suivante :

1. — Résistances de 10  $\Omega$  à 1 000  $\Omega$  ;
2. — Résistances de 1 000 à 100 000  $\Omega$  ;
3. — Résistances de 0,1 à 10  $M\Omega$  ;

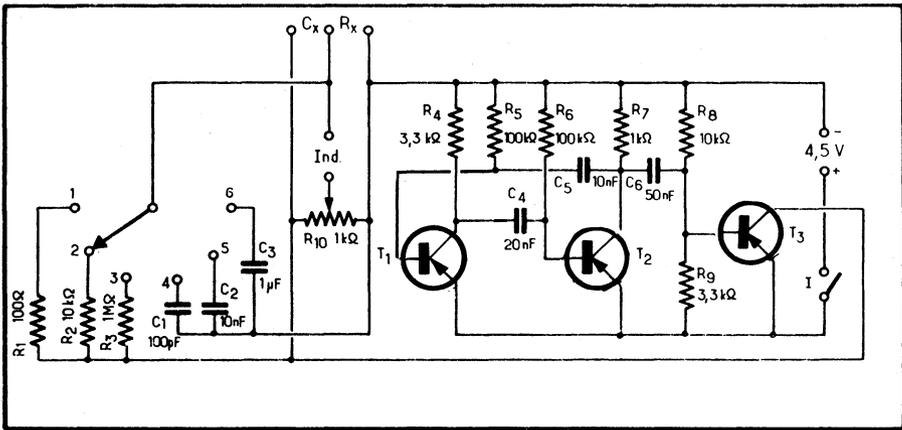


Fig. 2-25. — Schéma du pont à transistors décrit.

- 4. — Capacités de 10 pF à 1 nF ;
- 5. — Capacités de 1nF à 0,1 μF ;
- 6. — Capacités de 0,1 à 10 μF.

La lecture se fait sur le cadran du potentiomètre  $R_{10}$ , et l'échelle peut être la même pour toutes les gammes, avec la graduation 1 au milieu, 0,1 à l'une des extrémités et 10 à l'autre. Les indications de l'échelle seront donc multipliées par 100 Ω en gamme 1, par 10 kΩ en gamme 2, par 1 MΩ en gamme 3, par 100 pF en gamme 4, par 10 nF en gamme 5 et par 1 μF en gamme 6.

Le multivibrateur et l'amplificateur utilisent des transistors « universels » dy type AC 125, AC 126 ou analogues. En ajustant  $R_4$  et  $R_7$  on cherche à obtenir une amplitude maximale pour les oscillations. Par le choix de  $C_4$  on règle la fréquence, de façon à la « caler » vers 800-1 000 Hz. L'étalonnage se fait à l'aide de quelques résistances étalons, et la graduation obtenue doit être valable pour les capacités. Si, sur la gamme 4 (faibles capacités), on observe un écart par rapport à cette graduation, il faut diminuer  $C_1$ , de façon à compenser l'influence des capacités parasites.

Si on veut utiliser des transistors silicium, on peut adopter des types tels que BC 178, BC 558, etc.

Les éléments  $R_1$  à  $R_3$  et  $C_1$  à  $C_3$  seront à  $\pm 5\%$  tout au plus ou, si possible, à  $\pm 2\%$ .

L'alimentation se fait à l'aide d'une pile de 4,5 V. Le schéma de la figure 2-26 montre le principe du pont, la condition d'équilibre s'écrivant

$$R_x = \frac{a}{b} R_e,$$

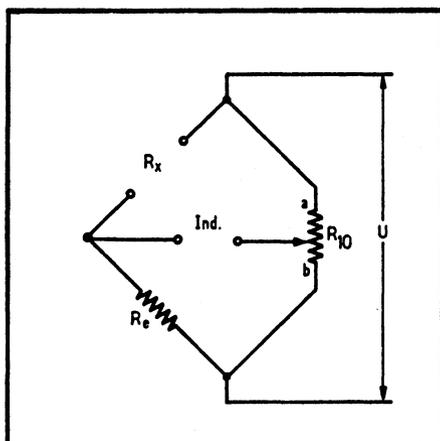


Fig. 2-26. — Principe de la mesure.

où  $a$  et  $b$  désignent la résistance des portions correspondantes du potentiomètre  $R_{10}$ . On voit que, pour les extrémités de l'échelle et un potentiomètre de  $1\,000\ \Omega$ , on a, approximativement,  $a = 90\ \Omega$  et  $b = 900\ \Omega$  pour  $a/b = 0,1$ , et l'inverse ( $a = 900\ \Omega$  et  $b = 90\ \Omega$ ) pour  $a/b = 10$ .

### Adaptateur pour mesurer L et C à l'aide d'un générateur H.F.

Cet adaptateur très simple, ne demandant qu'une bobine étalon et un condensateur variable muni d'un cadran gradué en valeurs de capacité, permet de mesurer, avec un générateur H.F. couvrant la bande de  $100\ \text{kHz}$  à  $28\ \text{MHz}$ , des capacités de  $10\ \text{pF}$  à quelque  $25\ \text{nF}$  et des inductances de  $1\ \mu\text{H}$  à  $25\ \text{mH}$  (fig. 2-27). Si on utilise un voltmètre électronique, il devient possible d'apprécier le coefficient de surtension  $Q$  des bobinages et circuits oscillants.

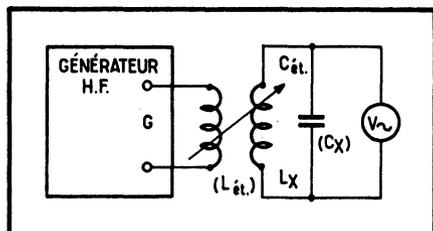


Fig. 2-27. — Schéma de principe du montage utilisé pour la mesure en H.F. d'une capacité ou d'une inductance.

### Principe de la mesure

Le générateur H.F., s'il est correctement étalonné, permet de déterminer avec précision la fréquence de résonance  $f_0$  d'un circuit composé soit d'une inductance inconnue  $L_x$  et d'une capacité connue  $C_0$ , soit d'une capacité inconnue  $C_x$  et d'une inductance connue  $L_0$ . En d'autres termes, connaissant deux des trois grandeurs en présence, on peut facilement calculer la grandeur inconnue,  $C_x$  ou  $L_x$  à l'aide de l'une des relations ci-dessous :

$$L = \frac{253.10^5}{C.f_0^2} ;$$

$$C = \frac{253.10^5}{L.f_0^2}$$

où  $C$  est exprimé en *picofarads*,  $L$  en *millihenrys* et  $f_0$  en *kilohertz*. Le plus souvent on représente ces relations sous forme de tableaux ou d'abaques.

Si on adopte pour la capacité étalon la valeur de 100 pF et pour l'inductance étalon celle de 100  $\mu$ H, les relations ci-dessus se simplifient beaucoup et deviennent plus faciles à calculer :

$$L_x = \frac{253.10^5}{f_0^2} ;$$

$$C_x = \frac{253.10^5}{f_0^2} ;$$

où  $C$  est exprimé en *picofarads*,  $L$  en *microhenrys* et  $f_0$  en *kilohertz*.

La bobine étalon de 100  $\mu$ H sera réalisée sur un mandrin de 25 mm de diamètre extérieur, en fil de 0,2 à 0,25 mm, email-soie ou email-nylon. L'enroulement, à une seule couche, comportera 70 spires aussi serrées que possible l'une contre l'autre. Si on utilise un mandrin de 18 à 20 mm de diamètre, il faut bobiner 100 spires en même fil et de la même façon.

En tant que condensateur étalon, prendre un condensateur double de  $2 \times 490$  ou  $2 \times 500$  pF et se procurer sa courbe d'étalonnage, que les constructeurs joignent habituellement à leur documentation. Il peut être utile de prendre un condensateur possédant des sections de faible capacité pour la FM. Le condensateur sera muni d'un cadran gradué en valeurs de capacité et comportant éventuellement deux échelles : une pour la section  $2 \times 500$  pF ; une autre pour la section  $2 \times 12$  pF (FM).

Il est de plus commode, lorsqu'on utilise un condensateur de  $2 \times 500$  pF (ou  $2 \times 490$  pF), d'établir deux graduations sur le cadran :

une pour les deux condensateurs en parallèle ; une autre pour une seule section, celle qui se trouve le plus près du cadran, suivant le dessin de la figure 2-30, par exemple.

L'adaptateur sera monté sur un petit châssis muni de bornes et dont les connexions doivent être réduites au minimum, de façon à réduire les capacités et les inductances parasites. Le schéma général de l'adaptateur est représenté dans la figure 2-28.

### Ajustage de la bobine étalon

Il est possible que la bobine étalon réalisée suivant les indications données plus haut présente une inductance supérieure à 100  $\mu\text{H}$ . Pour l'étalonner exactement à la valeur nécessaire, on réalise le montage de la figure 2-28. Si la capacité en parallèle est de 1 000 pF, la fréquence de résonance du circuit formé avec une bobine de 100  $\mu\text{H}$  est de 504 kHz. L'indicateur de résonance sera constitué par un voltmètre électronique, le signal H.F. étant détecté par la diode  $D_1$ , qui peut être du type quelconque pour détection H.F. ou vidéo. La résistance  $R_2$  sert pour diminuer l'influence de la charge du circuit de mesure sur le circuit étalonné.

Il est nécessaire, pour procéder à cet étalonnage, de laisser chauffer le générateur H.F. au moins pendant trente minutes, après quoi on vérifie que la fréquence de résonance du circuit étalonné est bien de 504 kHz. Si l'on trouve une fréquence plus basse, cela veut dire que la bobine comporte trop de spires. Pour savoir combien de spires il faut enlever, il faut penser que la fréquence est pratiquement proportionnelle à l'inverse du nombre de spires. Autrement dit, si l'on trouve une fréquence de résonance trop faible dans le rapport de 0,95, il y a à peu près 5 % de spires en trop.

### Mesure des petites capacités

Si la capacité à mesurer est plus faible que celle du condensateur variable étalon à sa valeur maximale, on utilise le montage de la figure 2-29. Le condensateur à mesurer est connecté aux bornes « C<sub>x</sub> » et le condensateur étalon est placé en position de capacité minimale, avec une seule section en service. En faisant varier la fréquence du générateur H.F. on cherche la résonance (maximum à l'indicateur), après quoi on déconnecte C<sub>x</sub> et, en faisant varier la capacité du condensateur étalon, on cherche à retrouver la résonance. Si cela n'est pas possible, on met en circuit la seconde section du condensateur étalon et on répète l'opération. Le point de résonance permet de lire, directement sur le cadran, la valeur de la capacité inconnue, dont il faut soustraire, cependant, la capacité propre de l'adaptateur (5 à 10 pF).

Fig. 2-28. — Schéma complet de l'adaptateur pour la mesure des capacités et des inductances à l'aide d'un voltmètre électronique (indiqué par erreur comme voltmètre alternatif) et d'un générateur H.F.

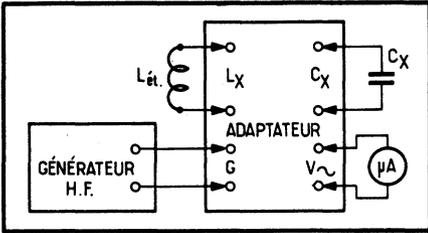
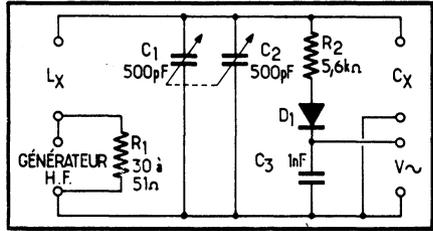
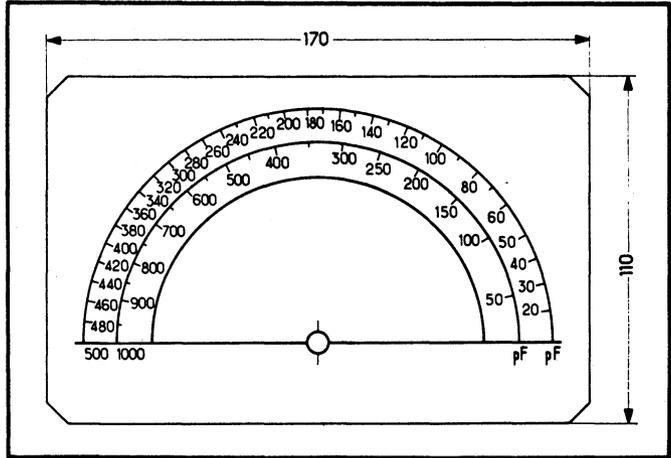


Fig. 2-29. — Montage utilisé pour l'ajustage de la bobine étalon ou pour la mesure des petites capacités.

Fig. 2-30. — Exemple de la graduation à établir sur le cadran d'un condensateur variable de  $2 \times 500$  pF utilisé en étalon de capacité.



Mesure des grandes capacités

Si la capacité du condensateur inconnu est supérieure à 1 000 pF (mais inférieure à 25 nF), on commence par placer le condensateur étalon sur 100 pF et on connecte le condensateur à mesurer à « C<sub>x</sub> ». En faisant varier la fréquence du générateur H.F., on cherche à obtenir la résonance et on détermine la valeur de la capacité du circuit d'après le tableau 2. La valeur de la capacité mesurée est égale à celle que l'on trouve dans le tableau, diminuée de la capacité du condensateur étalon

introduite au départ. Si on ne trouve pas la valeur nécessaire dans le tableau, on peut calculer la capacité inconnue  $C_x$  par la relation

$$C_x = \frac{253}{f_o^2} - 100$$

où  $C$  est exprimé en *picofarads* et  $f_o$  en *mégahertz*.

### Mesure d'une inductance

Si l'inductance à mesurer est inférieure à 1 000  $\mu\text{H}$ , on la mesure approximativement comme une capacité. On déconnecte la bobine étalon  $L_x = 100 \mu\text{H}$  et on la remplace par l'inductance à mesurer  $L_x$ . On règle la capacité du condensateur étalon à 95 pF, ce qui correspond à une capacité réelle dans le circuit de 100 pF. En faisant varier la fréquence du générateur H.F. on cherche la résonance du circuit, et on détermine  $L_x$  d'après le tableau 1 si  $f_o < 500 \text{ kHz}$  et d'après le tableau 2 si  $f_o > 500 \text{ kHz}$ .

Par exemple, en supposant toujours que la capacité du condensateur étalon soit réglée à 100 pF, on trouve que la fréquence de résonance du circuit constitué par l'inductance à mesurer  $L_x$  est de 1 900 kHz. Le tableau 2 nous indique immédiatement qu'à cette fréquence correspond une inductance de 70  $\mu\text{H}$ .

**Tableau 1. — Fréquences de résonance pour des valeurs de  $L_x$  ou de  $C_x$  comprises entre 1 000 et 25 000.**

$L_x$ ( $\mu\text{H}$ ) $C_x$ (pF)	$f_o$ (kHz)	$L_x$ ( $\mu\text{H}$ ) $C_x$ (pF)	$f_o$ (kHz)
1 000	503,1	4 300	241
1 100	479	4 700	232
1 200	459	5 100	223
1 300	442	5 600	212,6
1 500	412	6 200	202,3
1 600	398	6 800	193,5
1 800	376	7 500	183,5
2 000	356,3	8 200	175,2
2 200	341	9 100	167
2 400	325,9	10 000	159
2 700	307,8	12 000	145,1
3 000	291	15 000	130
3 300	278	18 000	118,2
3 600	265	20 000	112,4
3 900	255,8	25 000	100,2

**Tableau 2. — Fréquences de résonance pour les valeurs de  $L_x$  et de  $C_x$  comprises entre 10 et 1 000.**

$L_x$ ( $\mu$ H) $C_x$ (pF)	$f_0$ (kHz)	$L_x$ ( $\mu$ H) $C_x$ (pF)	$f_0$ (kHz)
10	5 040	410	784
20	3 550	420	775
30	2 900	430	767
40	2 510	440	759
50	2 250	450	749
60	2 050	460	740
70	1 900	470	734
80	1 780	480	725
90	1 680	490	719
100	1 590	500	714
110	1 510	520	697
120	1 450	540	684
130	1 390	550	676
140	1 340	560	671
150	1 300	580	661
160	1 260	600	650
170	1 220	620	639
180	1 190	640	629
190	1 140	650	624
200	1 120	660	620
210	1 100	680	610
220	1 080	700	601
230	1 050	720	592
240	1 025	740	585
250	1 005	750	580
260	988	760	576
270	969	780	569
280	950	800	562
290	935	820	555
300	920	840	548
310	905	850	546
320	890	860	542
330	875	880	536
340	863	900	531
350	850	920	525
360	839	940	518
370	824	950	515
380	815	960	513
390	805	980	509
400	795	1 000	504

### Mesure de la capacité répartie d'une bobine

Toute bobine présente une certaine capacité propre  $C_0$  que l'on appelle répartie, dont la présence introduit une erreur dans la mesure de l'inductance de cette bobine, car  $C_0$  vient s'ajouter à toutes les capacités qui se trouvent en parallèle.

Pour déterminer la valeur de  $C_0$  il est nécessaire de mesurer  $L_x$  sur deux fréquences dont l'une doit représenter le double de l'autre. Autrement dit, lors de la deuxième mesure on règle le condensateur étalon de façon que la fréquence de résonance soit le double ou la moitié de ce qui a été trouvé à la première mesure. Dans ces conditions, la valeur de  $C_0$  est déterminée par la relation

$$C_0 = \frac{C_2 - 4C_1}{3},$$

où  $C_2$  correspond à la capacité de la résonance sur la fréquence la plus basse, et  $C_1$  à la capacité donnant la fréquence de résonance deux fois plus élevée.

Par exemple, en mesurant l'inductance  $L_x$  avec une capacité étalon de 146 pF on trouve une fréquence de résonance de 725 kHz. On règle alors le générateur H.F. sur la fréquence double, soit 1450 kHz et on diminue lentement la capacité du condensateur étalon jusqu'à ce que l'on trouve une deuxième résonance, par exemple pour  $C_{e2} = 110$  pF. La valeur de la capacité répartie est alors :

$$C_0 = \frac{460 - 4.110}{3} = \frac{20}{3} = 6,7 \text{ pF.}$$

Une telle valeur de capacité répartie correspond à une bobine assez importante : P.O. d'un récepteur, par exemple. Les bobines à une seule couche présentent normalement une capacité répartie bien moindre, de l'ordre de 1,5 à 2 pF.

Si l'on veut connaître la valeur exacte d'une inductance  $L_x$ , en tenant compte de sa capacité répartie, on peut la calculer par la relation

$$L_x = \frac{19\,000}{f^2(C_2 - C_1)}$$

où  $f_2$  représente la fréquence la plus basse obtenue lors de la mesure de  $C_0$  (en mégahertz),  $C_2$  et  $C_1$  les valeurs de la capacité étalon lors de la mesure de  $C_0$  (en picofarads) et  $L_x$  la vraie valeur de l'inductance (en microhenrys).

## Un adaptateur pour la mesure de petites capacités

Cet appareil est prévu pour compléter un voltmètre dont la résistance d'entrée est égale ou supérieure à 20 k $\Omega$ /V et il permet de mesurer des capacités de 1 à 100 pF.

Son schéma général est représenté dans la figure 2-31 où les transistors  $T_1$  et  $T_2$  forment un multivibrateur fonctionnant à une fréquence de 100 kHz, tandis que le transistor  $T_3$  constitue un amplificateur. Les impulsions pratiquement rectangulaires prélevées à la sortie du multivibrateur sont différenciées par la cellule formée par le condensateur à mesurer  $C_x$  et une résistance,  $R_8$  ou  $R_9$  suivant la gamme de mesure. La valeur moyenne du signal différencié est proportionnelle à la capacité  $C_x$ .

Ce signal est ensuite appliqué à l'entrée de l'amplificateur à travers  $C_5$ . La diode  $D_2$  placée à l'entrée de l'amplificateur « coupe » les impulsions en lancée positive, tandis que les impulsions en lancée négative sont amplifiées par  $T_3$  et atteignent, à travers  $C_7$ , la diode  $D_3$  et la résistance  $R_{14}$ . La polarité de la diode  $D_3$  est telle que la tension de sortie est positive par rapport à la masse du montage.

La résistance ajustable  $R_{11}$  est prévue pour fixer le point de fonctionnement du transistor  $T_3$ , tandis que  $R_{13}$  sert à l'étalonnage avant une série de mesures.

En principe, cet adaptateur est prévu pour un voltmètre ou multimètre disposant d'un calibre « 1 V ». Si, comme c'est assez souvent le cas, le premier calibre correspond à 1,5 V, les mesures se feront dans les limites de la déviation correspondant à 1 V. La valeur de la capacité mesurée est lue sur l'échelle des tensions (continues) et son allure est parfaitement linéaire, la déviation totale correspondant à 10 pF sur la première gamme et à 100 pF sur la seconde.

L'utilisation de cet adaptateur est très simple. Après avoir mis l'appareil sous tension par  $I_1$  on place l'inverseur  $S_1$  sur la position correspondant à la capacité à mesurer et on appuie sur la touche  $BT_1$  ce qui connecte à la sortie du multivibrateur l'un des condensateurs étalons,  $C_3$  ou  $C_4$ , et l'une des résistances,  $R_8$  ou  $R_9$ . Sans lâcher la touche  $BT_1$  on règle  $R_{13}$  de façon à amener l'aiguille du voltmètre sur la graduation 1 V. Après cela on laisse remonter  $BT_1$ , on connecte le condensateur à mesurer aux bornes  $C_x$  et on lit sa valeur sur le cadran du voltmètre.

Il est nécessaire de refaire l'étalonnage de l'adaptateur après chaque commutation de gamme. D'autre part, l'inverseur  $S_1$  doit être à capacité propre aussi réduite que possible, faute de quoi on ne pourra pas mesurer les capacités de très faible valeur sur la première gamme.

Quant aux différents semi-conducteurs, on choisira parmi les types suivants :

- $T_1$  et  $T_2$  : BF 521, BF 451, BF 441, BF 340, etc.
- $T_3$  : BSW 24, 2N 2894, 2N 3546, 2N 2906, etc.
- $D_1$  : BZX46-C12, BZX55-C12, etc.
- $D_2$  et  $D_3$  : BAV 10, BA 210, BAX 78, etc.

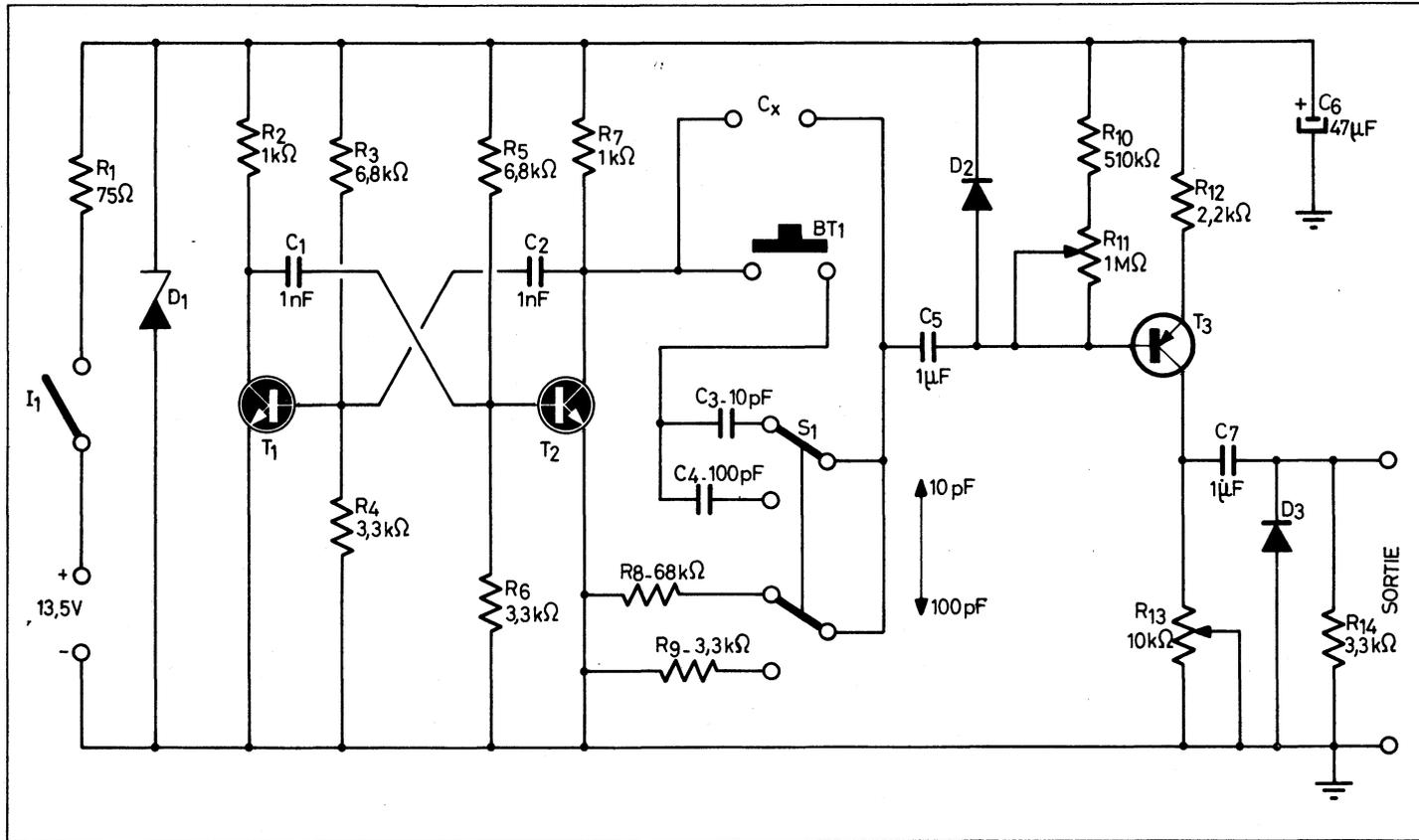


Fig. 2-31. — Schéma de l'adaptateur pour la mesure de petites capacités.

### Un capacimètre très simple

Ce petit appareil utilise deux circuits intégrés du type 555 et un nombre réduit de composants divers. Il permet la mesure rapide, par lecture directe sur le cadran d'un microampèremètre, des capacités de quelques picofarads à quelques microfarads (fig. 2-32).

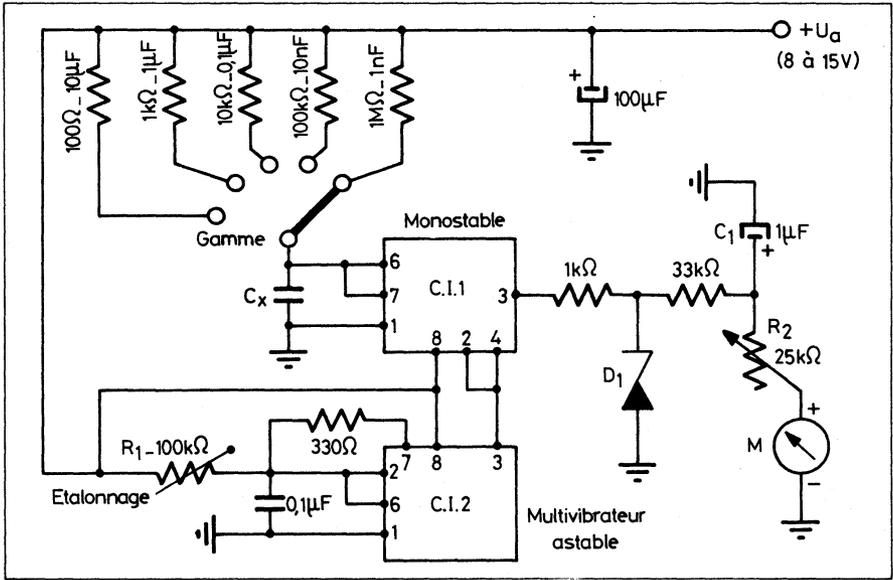


Fig. 2-32. — Ce capacimètre très simple permet de mesurer des capacités de moins de 50 pF à 10 μF.

Le circuit intégré C.I.2 fonctionne en multivibrateur astable sur une fréquence de l'ordre de 900 Hz, tandis que C.I.1 est un multivibrateur monostable. La tension de sortie crête-crête de ce dernier est ramenée à une valeur constante par la diode Zener D<sub>1</sub>, de sorte que la déviation du microampèremètre M est linéaire en fonction du rapport des deux constantes de temps, ce qui veut dire que l'échelle des capacités est linéaire et unique pour toutes les gammes dont la valeur maximale mesurable est indiquée sur le schéma.

Sur la gamme des plus faibles capacités (0 à 1 nF) l'aiguille du microampèremètre M ne revient pas complètement sur le zéro même si aucune capacité n'est connectée aux bornes de mesure, phénomène qui est dû aux capacités parasites inévitables et aussi à une tension de saturation existant à la sortie du circuit intégré. Cette dérive peut être facilement compensée en agissant sur le réglage du zéro « mécanique » du microampèremètre M. Ce dernier est un 100 μA, à résistance propre qui peut avoir une valeur quelconque, puisque la résistance variable R<sub>2</sub> permet de l'ajuster au mieux.

La diode Zener  $D_1$  peut être choisie parmi les types suivants : BZX 46-C6V2, BZX79-C6V2, etc.

Quant aux circuits intégrés 555, ils existent pratiquement chez tous les fabricants, soit en boîtier TO-99, soit en boîtier DIL à 8 pattes : SE 555 T ou NE 555 T (*Signetics*, TO-99), SE 555 V ou NE 555 V (*Signetics*, DIL), SN 72555 L ou P (*Texas*), CA 555 F ou T (*R.C.A.*), etc.

Il est à signaler qu'il existe aussi, sous la référence 556, un double 555, présenté en boîtier DIL à 14 pattes.

## Un capacimètre n'utilisant qu'un seul circuit intégré

Le principe de ce capacimètre, dont le schéma est représenté dans la figure 2-33, ressemble à celui du précédent et la gamme de capacités mesurables est la même (quelque 50 pF à 10  $\mu$ F), mais l'ensemble utilise un seul circuit intégré (double, il est vrai), passe d'une gamme à l'autre par commutation de capacités et fait appel, en tant qu'indicateur, à un milli-ampèremètre de 1 mA (ou, d'une façon générale, à n'importe quel multimètre sur la sensibilité 1 mA).

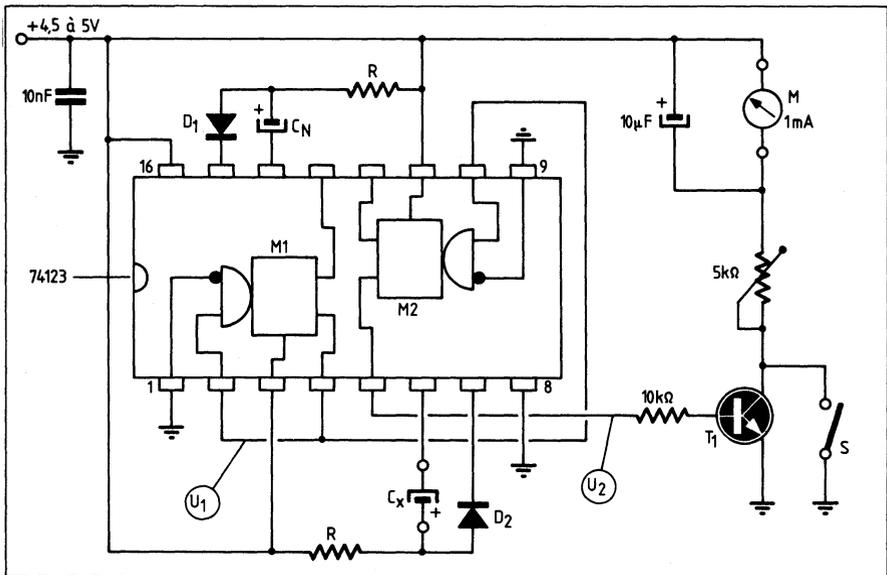
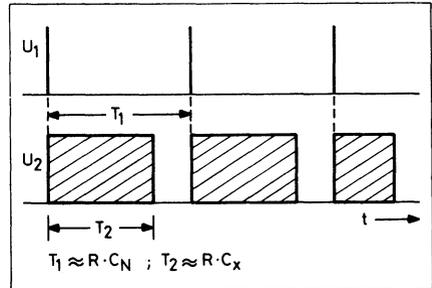


Fig. 2-33. — Ce capacimètre, n'utilisant qu'un seul circuit intégré, permet également la mesure de capacités entre 50 pF environ et 10  $\mu$ F.

Le circuit intégré utilisé, de la « famille » 74123, contient deux multivibrateurs monostables identiques,  $M_1$  et  $M_2$ , dont le premier fonctionne en oscillateur avec une période  $T_1$ , proportionnelle à la constante de temps

$R \cdot C_N$ . Chaque impulsion délivrée par cet oscillateur commande le monostable  $M_2$ , qui change d'état pendant un certain temps  $T_2$ , proportionnel à la constante de temps  $R \cdot C_x$ . Il en résulte, à la sortie de  $T_2$ , une tension  $u_2$ , représentée sur le graphique de la figure 2-34. Le temps  $T_2$  est d'autant plus long que la valeur de  $C_x$  est plus grande, et la surface hachurée, qui représente la valeur moyenne de  $u_2$ , augmente proportionnellement au rapport  $C_x/C_N$ . La tension  $u_2$  peut être mesurée par le milliampèremètre  $M$ , et on en déduit la valeur de  $C_x$ , à condition qu'elle soit inférieure ou tout au plus égale à  $C_N$ .

Fig. 2-34. — Graphique expliquant le fonctionnement du capacimètre de la figure 2-33.



La tension  $u_2$  est appliquée à la base du transistor  $T_1$ , dont le circuit de collecteur contient une résistance ajustable de 4,7 à 5  $k\Omega$  en série avec le milliampèremètre  $M$ . L'étalonnage consiste à court-circuiter le transistor par  $S$  et à régler la résistance ajustable de façon à obtenir une déviation complète de  $M$ . Si l'alimentation se fait à partir d'une batterie de 4,5 V et non par une source de tension stabilisée, il est nécessaire de répéter l'opération d'étalonnage de temps en temps pour tenir compte du vieillissement de la pile.

Les deux résistances  $R$  doivent avoir la même valeur avec le maximum de précision, comprise entre 27 et 33  $k\Omega$ . La commutation de gammes se fait par celle du condensateur  $C_N$ , dont la valeur sera de 1 nF, 10 nF, 100 nF, 1  $\mu F$  et 10  $\mu F$  pour les cinq gammes dont ces capacités indiquent la valeur maximale mesurable, la graduation de l'échelle étant parfaitement linéaire.

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont des silicium quelconques : 1N 4148 ou analogues. Le transistor  $T_1$  peut être un BC 108, BC 548, BC168, BC 172, BC 238, etc.

Quant au circuit intégré, on utilisera n'importe quel modèle parmi tels que SN 74123 J ou SN 74123 N (*Texas*), N 74123 F ou N 74123 A (*Signetics*), DM 74123 N (*National*), etc.

## Capacimètre à lecture directe pour la mesure des capacités de 100 pF à 1 $\mu F$

Cet appareil est prévu pour mesurer des capacités, en lecture directe, de 100 pF à 1  $\mu F$ , avec une précision de l'ordre de  $\pm 3$  %. Le principe de

son fonctionnement est schématisé sur la figure 2-35. Le condensateur à mesurer  $C_x$  est chargé, à travers la diode  $D_1$ , à l'aide d'impulsions négatives provenant d'un générateur. A la fin du processus, le condensateur  $C_x$  se trouve chargé avec la polarité telle que son « plus » se trouve du côté de la diode, qui est donc bloquée. Le condensateur va se décharger à travers la résistance de sortie du générateur et le microampèremètre, dont la déviation sera proportionnelle à la charge  $Q = CU$ . Si l'on fait  $U = \text{constante}$ , cette déviation sera proportionnelle à la capacité  $C$ . Rien ne change d'ailleurs, si l'on utilise, pour charger  $C_x$ , des impulsions positives, en inversant, bien entendu, le sens de branchement de la diode et du microampèremètre.

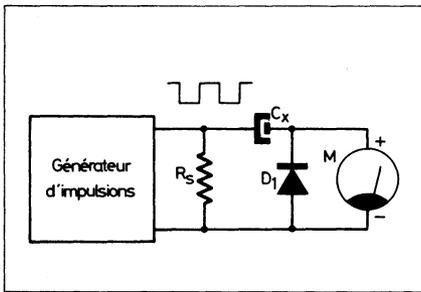


Fig. 2-35. — Schéma de principe du capacimètre.

Avant la mesure,  $C_x$  est remplacé par un condensateur étalon, déterminant une déviation totale du microampèremètre. Il est nécessaire que la résistance de sortie du générateur soit suffisamment faible pour que  $C_x$  puisse se charger à fond pendant une impulsion et que, d'autre part, la résistance de  $M$  soit suffisamment faible aussi, pour que  $C_x$  puisse se décharger complètement entre deux impulsions.

Dans l'appareil réalisé, dont la figure 2-36 représente le schéma, on utilise, pour charger  $C_x$ , une impulsion positive, ce qui explique l'inversion de polarité de la diode  $D_1$  et du microampèremètre.

Le générateur de signaux rectangulaires, utilisant les transistors  $T_1$  et  $T_2$ , permet d'obtenir des impulsions de durée variable par commutation des capacités  $C_1$  à  $C_4$ . La tension obtenue sur le collecteur de  $T_2$  sera très sensiblement rectangulaire.

Le transistor de couplage  $T_3$ , utilisé en collecteur commun, permet d'obtenir une résistance de sortie faible et une charge rapide du condensateur  $C_x$ . L'emploi de deux batteries séparées pour l'alimentation contribue à accroître la stabilité thermique de l'appareil. Les condensateurs étalons  $C_5$ - $C_8$  doivent être à  $\pm 5 \%$  si l'on se contente de la précision de mesures de  $\pm 10 \%$ . Le bouton poussoir  $I_1$  permet de placer l'appareil en position « Étalonnage », pour laquelle on règle  $M$  à la déviation maximale avec les bornes  $C_x$  ouvertes. Par exemple, si l'on fait cette opération en position  $C_7$  ( $0,1 \mu\text{F}$ ) et que la déviation est ensuite, avec un condensateur  $C_x$  inconnu, de 35 divisions sur 100, la capacité de  $C_x$  est de 35 nF.

Le microampèremètre  $M$  est un  $100 \mu\text{A}$ , avec un cadran divisé de 0 à 100. Les transistors (tous de même type) peuvent être des  $p-n-p$  quel-

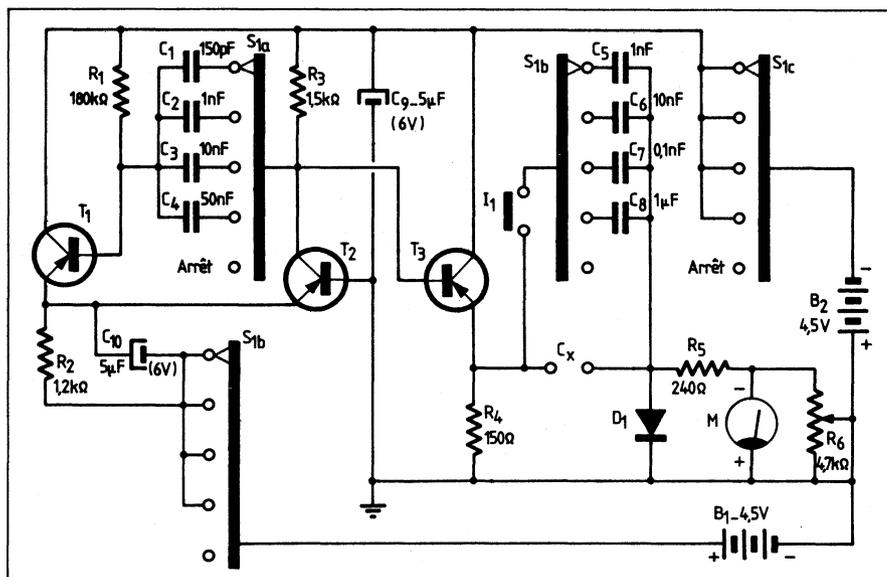


Fig. 2-36. — Schéma général du capacimètre. L'interrupteur  $I_1$  est un bouton-poussoir.

conques, de 50 à 100 mW, admettant un courant collecteur maximal de l'ordre de 20 mA, dont la fréquence de transition ( $\beta = 1$ ) est de quelque 10-30 MHz et dont le gain  $\beta$  est compris entre 30 et 70. On peut choisir parmi les types tels que AF 121, AF 136, BF 450, BF 451, BC 558, etc.

La mise au point de l'appareil se fera de la façon suivante, après une « chauffe » de 5 à 10 minutes :

1. — En position « 1 000 pF », enfoncer  $I_1$  et chercher à obtenir la déviation maximale par  $R_6$ . Si l'aiguille reste constamment au-dessous du maximum, il faut augmenter  $R_5$  (ce qui agit sur toutes les gammes) ou diminuer  $C_5$  (ce qui n'agit que sur la gamme « 1 000 pF »). Si l'aiguille dépasse le maximum pour toute position de  $R_6$ , on fait le contraire. Il est souhaitable d'avoir la déviation maximale pour une position moyenne de  $R_6$ .

2. — La déviation maximale étant obtenue, connecter en  $C_x$  un condensateur de 200 à 250 pF, à  $\pm 5\%$ . Si l'aiguille donne une indication excessive, il faut augmenter  $C_1$  (et diminuer  $R_5$ , pour rétablir le réglage initial de déviation maximale). Si l'aiguille ne dévie pas assez, il faut diminuer la valeur de  $C_1$  ou remplacer la diode  $D_1$ , dont la résistance directe est probablement trop élevée. On peut également connecter en parallèle deux diodes identiques.

3. — On répète les mêmes opérations pour les autres gammes, en choisissant, pour le contrôle, une capacité étalon donnant lieu à une déviation de 10 à 30 divisions.

## Comment mesurer les capacités à l'aide d'un voltmètre électronique

### Principe de base

Un procédé simple, donnant des résultats suffisants dans la pratique, est fondé sur l'utilisation d'un diviseur de tension capacitif suivant la figure 2-37, où  $U$  représente une tension alternative fournie par un générateur,  $C_N$  une capacité étalon,  $U_1$  la tension mesurée à ses bornes (à l'aide d'un voltmètre électronique) et  $C_x$  la capacité à mesurer.

On en tire l'expression de  $U_1$

$$U_1 = U \frac{C_x}{C_x + C_N} \quad (1)$$

et celle de la capacité inconnue  $C_x$

$$C_x = C_N \frac{U}{U - U_1} \quad (2)$$

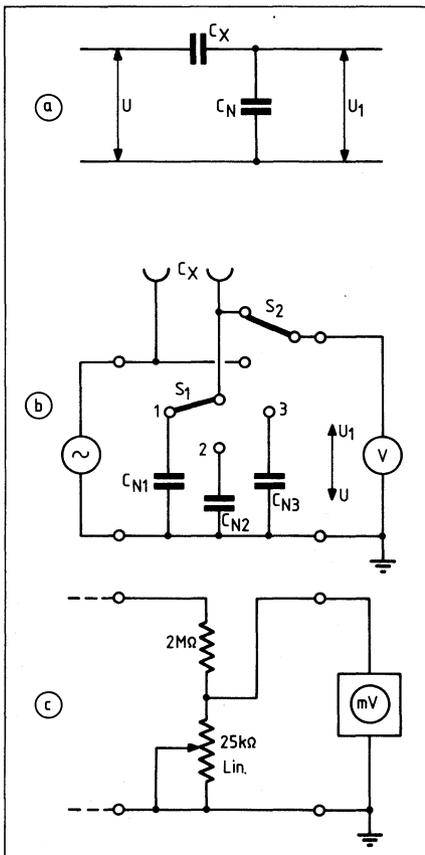


Fig. 2-37. — Principe de la mesure d'une capacité (a), schéma d'un capacimètre à trois sensibilités (b) et moyen d'augmenter la résistance d'entrée d'un millivoltmètre (c).

Il faut cependant tenir compte du fait que, pendant la mesure, la résistance d'entrée  $R_e$  du voltmètre utilisé se trouve en parallèle sur  $U_1$ . Pour que son influence soit négligeable, il est nécessaire que sa valeur soit au moins 5 fois plus élevée que la capacitance de  $C_N$ , c'est-à-dire que l'on ait

$$R_e \geq \frac{5}{\omega C_N} \tag{3}$$

Éventuellement, il convient d'ajouter à  $C_N$  les capacités parasites de câblage ou des conducteurs de liaison vers le point de mesure. Mais cela ne peut se concevoir que si la valeur de  $C_N$  est très faible, inférieure à 100 pF par exemple.

Cependant, pour satisfaire la condition définie par (3), étant donné les valeurs de  $C_N$  et de  $R_e$  en présence, il est nécessaire que la fréquence de la tension de mesure réponde à la condition

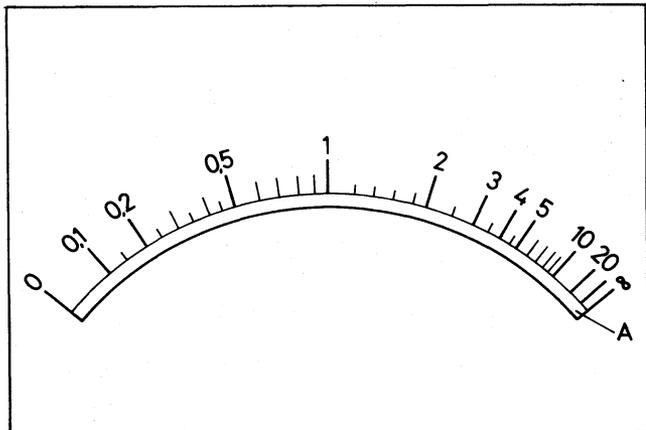
$$f \geq \frac{0,8}{C_N \cdot R_e} \tag{4}$$

En utilisant donc un générateur B.F. à fréquence variable, un voltmètre électronique et, par exemple, trois valeurs différentes de  $C_N$  (fig. 2-37 b), il est possible de réaliser très simplement un capacimètre à plusieurs sensibilités.

Le générateur B.F. peut être, en principe, quelconque, mais il est nécessaire que sa tension de sortie soit connue avec une précision suffisante et que sa résistance de sortie soit aussi faible que possible (600  $\Omega$  ou même moins), de façon que la présence du diviseur de tension capacitif ne l'influence que d'une façon négligeable, quelle que soit la valeur de  $C_x$  et de  $C_N$  et que l'on n'ait pas à retoucher constamment la tension  $U$  appliquée.

Le cadran de l'appareil de mesure utilisé peut être doté d'une graduation spéciale permettant la lecture directe de la capacité mesurée. Cette graduation, établie d'après la relation (1), peut être unique pour toutes les sensibilités, à condition de choisir les valeurs de  $C_N$  suivant la progres-

Fig. 2-38. — Exemple d'une graduation dont le milieu correspond à une valeur multiple de 10.



sion 1 - 100 - 10 000. De toute façon, la graduation milieu de l'échelle correspondra toujours à  $C_x = C_N$ . La figure 2-38 montre un exemple de graduation, avec 1 au milieu de l'échelle, ce qui peut correspondre, suivant le cas, à 1 nF, 10 nF, etc.

Les capacités étalons seront du type papier métallisé ou mylar et il est souhaitable que leur valeur soit ajustée avec le maximum de précision, car la précision des mesures en dépend en grande partie.

Il est à noter que si l'on ne dépasse pas 1 V pour la tension U, il est possible de mesurer des condensateurs électrochimiques.

### Exemple de réalisation

Si l'on choisit, par exemple, trois valeurs de  $C_N$ , suivant le schéma b de la figure 2-37, les gammes de mesure se répartiront de la façon suivante :

1. ( $C_N = 1$  nF). — 100 pF à 50 nF;
2. ( $C_N = 0,1$   $\mu$ F). — 10 nF à 5  $\mu$ F;
3. ( $C_N = 10$   $\mu$ F). — 1  $\mu$ F à 500  $\mu$ F.

La relation (4) montre que la fréquence minimale nécessaire sera, pour chacune de ces gammes, et en supposant que la résistance d'entrée du voltmètre électronique utilisé soit de l'ordre de 1 M $\Omega$  ( $R_e = 1$  M $\Omega$ ) :

$$\begin{aligned} &\geq 800 \quad \text{Hz pour la gamme 1;} \\ &\geq 8 \quad \text{Hz pour la gamme 2;} \\ &\geq 0,08 \text{ Hz pour la gamme 3.} \end{aligned}$$

En d'autres termes, il suffit que la fréquence de la tension de mesure soit supérieure à 800 Hz pour que les trois conditions ci-dessus soient satisfaites.

L'utilisation d'un capacimètre de ce genre est très simple. On commence par placer le condensateur à mesurer en  $C_x$ , après quoi on commute  $S_2$  en position U et on règle la tension de sortie du générateur de façon que V dévie à fond. En basculant ensuite  $S_2$  en position  $U_1$ , on lit la valeur de la capacité inconnue, en tenant compte de la position de  $S_1$ , c'est-à-dire du facteur multiplicateur de l'échelle.

Si l'on dispose d'un millivoltmètre alternatif, ou d'un voltmètre très sensible, on peut augmenter la résistance d'entrée apparente  $R_e$  de l'appareil de mesure en réalisant un diviseur de tension suivant la figure 2-37 c. Dans ce cas, la fréquence minimale de mesure sera de l'ordre de 400 Hz seulement.

Enfin, si l'on ne tient pas à mesurer des capacités de faible valeur, si l'on se contente des gammes 2 et 3 définies plus haut, par exemple, il est parfaitement possible d'utiliser une tension alternative à 50 Hz, prélevée sur un enroulement 6,3 V et ramenée à quelque 1 V à l'aide d'un diviseur de tension approprié.

## Comment mesurer l'inductance d'une bobine

Lorsqu'on n'a pas besoin d'une grande précision, la mesure de l'inductance d'une bobine à noyau magnétique peut se faire en réalisant le montage de la figure 2-39.

On applique à l'enroulement à mesurer  $L_1$  une tension alternative fournie par un générateur G, dont on règle l'atténuateur de sortie au maximum de façon à disposer de 10 à 30 V. Une résistance  $R_1$  est connectée en série avec  $L_1$  et un voltmètre électronique VE permet de mesurer la tension apparaissant soit aux bornes de  $L_1$ , soit aux bornes de  $R_1$ , grâce à l'inverseur S.

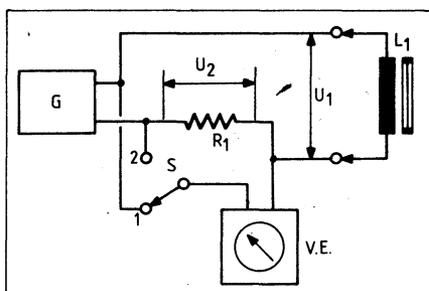


Fig. 2-39. — Mesure d'une bobine sans composante continue.

Il est recommandé de faire la mesure à une fréquence proche de la plus basse fréquence à laquelle fonctionne la pièce mesurée, car la perméabilité, et par conséquent l'inductance, dépendent de la fréquence. Si la mesure est effectuée à 50 Hz, et si la résistance  $R_1$  est de 100  $\Omega$ , la valeur de  $L_1$  peut être calculée, approximativement, par la relation

$$L_1 \approx 0,318 \frac{U_1}{U_2}. \quad (1)$$

Si l'on opère à la fréquence de 50 Hz, le générateur G peut être remplacé par le secondaire d'un transformateur donnant quelque 20 à 40 V. De plus, pour simplifier encore le calcul, et si l'on dispose d'un ohmmètre suffisamment précis (ou, mieux, d'un pont) on peut donner à  $R_1$  la valeur de 314  $\Omega$ , auquel cas on obtient

$$L_1 \approx \frac{U_1}{U_2}. \quad (2)$$

En réalité, ce que l'on mesure de cette façon n'est pas l'inductance  $L_1$ , mais l'impédance d'un circuit complexe formé par la réactance  $\omega L_1$  et une certaine résistance ohmique  $r_1$ , celle en courant continu de la bobine mesurée. Lorsque  $r_1$  peut être négligée par rapport à  $\omega L_1$  ( $\omega L_1 = 10$  à 15  $r_1$ ) le procédé est valable. C'est pratiquement le cas de tout le matériel normal, inductances de filtrage ou transformateurs de sortie. Pour ces derniers, il est conseillé de faire la mesure en chargeant le secondaire à l'aide d'une résistance de 3 à 5 ohms.

S'il arrive que la résistance  $r_1$  présente une valeur non négligeable par rapport à  $\omega L_1$ , ce qui peut avoir lieu avec certaines bobines de filtrage en fil fin, il vaut mieux utiliser la relation suivante, qui tient compte de  $r_1$  :

$$L_1 = \frac{U_1}{314 U_2} \sqrt{R_1^2 - r_1^2}. \quad (3)$$

Mais le cas le plus fréquent dans la pratique est celui d'une bobine traversée par une composante continue, auquel cas le montage de la figure 2-39 ne peut guère convenir, et il faut le remplacer par celui de la figure 2-40. Un circuit supplémentaire, contenant une pile avec un potentiomètre en parallèle, permet d'envoyer à travers la bobine mesurée un courant continu mesuré par un milliampèremètre. L'inductance placée en série avec le milliampèremètre sert uniquement à « bloquer » la composante alternative, à l'empêcher de circuler à travers le milliampèremètre et le potentiomètre, tandis que le condensateur  $C_1$ , placé en série avec le générateur  $G$ , empêche la composante continue de s'y égarer.

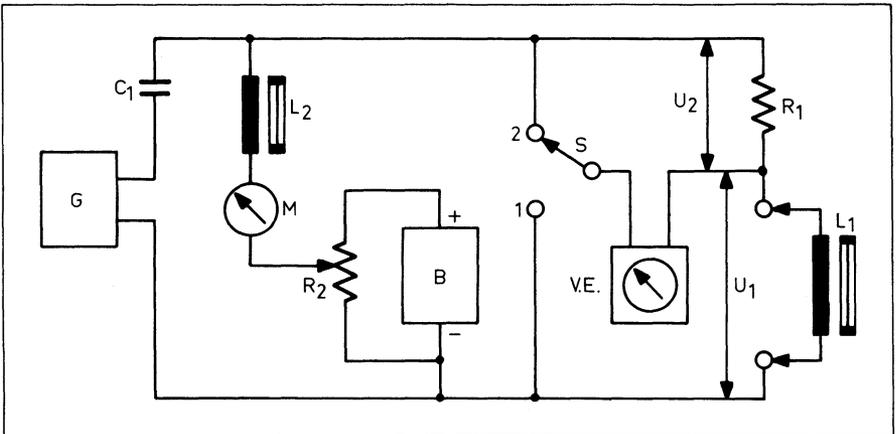


Fig. 2-40. — Mesure d'une bobine avec composante continue.

Le condensateur  $C_1$  sera de valeur élevée : 5 à 10  $\mu\text{F}$ , de préférence au papier ou électrochimique non polarisé. La réactance de la bobine en série avec le milliampèremètre devra être, évidemment, très élevée par rapport à celle de  $\omega L_1$  en série avec  $R_1$ , ce qui constitue un inconvénient de la méthode.

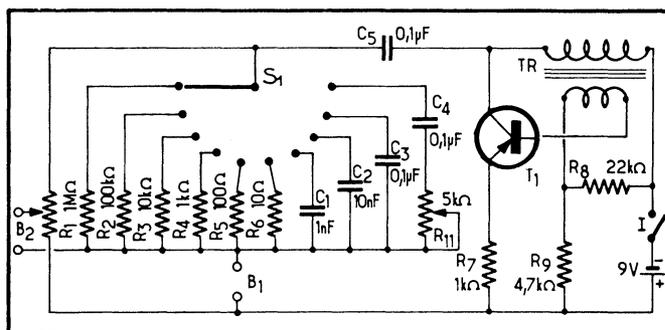
C'est pourquoi, lorsqu'il s'agit de mesurer des inductances élevées en présence d'une composante continue, on a plutôt recours à des montages en pont, dont il existe plusieurs variantes.

Mais nous pensons que cette méthode classique et simple peut rendre quelques services à tout technicien, et constituer le sujet de quelques travaux pratiques dans le cadre d'un enseignement professionnel.

## Pont de mesure RC à un seul transistor

Ce pont très simple (fig. 2-41) permet de mesurer les résistances de  $1\ \Omega$  à  $10\ \text{M}\Omega$ , en 6 gammes, et les capacités de  $10\ \text{pF}$  à  $10\ \mu\text{F}$  en 4 gammes. La commutation des gammes s'effectue par le contacteur  $S_1$ . Lors d'une mesure, la résistance ou le condensateur à mesurer doit être connecté aux bornes  $B_1$  et complète le pont constitué par le potentiomètre  $R_{10}$  (dont le curseur aboutit aux bornes  $B_2$ ) et l'un des éléments-étalons,  $R_1$  à  $R_6$  ou  $C_1$  à  $C_4$ , suivant le cas.

Fig. 2-41. — Pont de mesure pour résistances de  $1\ \Omega$  à  $10\ \text{M}\Omega$  et les capacités de  $10\ \text{pF}$  à  $10\ \mu\text{F}$ .



Le pont est alimenté par la tension alternative fournie par un oscillateur, composé d'un transistor ( $T_1$ ) et d'un transformateur (TR), et appliquée au pont à travers  $C_5$ . La fréquence d'oscillation dépend des caractéristiques du transformateur TR. Si l'on utilise un transformateur provenant d'un récepteur à transistors et présentant un rapport de l'ordre de 3/1, la fréquence émise est voisine de 50 Hz.

L'équilibre du pont est observé au minimum du son, à l'aide d'un casque sensible connecté aux bornes  $B_2$  et la recherche de cet équilibre se fait par  $R_{10}$ . Bien entendu, rien n'empêche de faire suivre les bornes  $B_2$  d'un amplificateur se terminant par un petit haut-parleur.

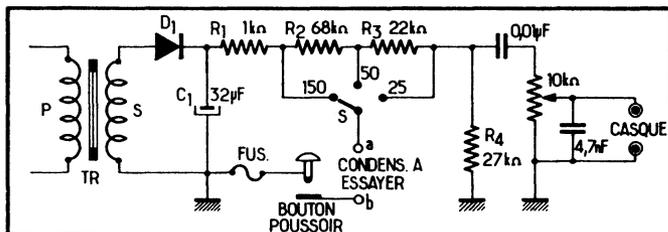
Si les résistances et les capacités étalons sont des éléments de précision (à  $\pm 1\%$ , par exemple), une seule graduation peut suffire pour toutes les gammes. La résistance ajustable  $R_{11}$  doit être réglée sur la gamme  $1\text{-}10\ \mu\text{F}$ , de façon à obtenir la concordance des graduations et des valeurs mesurées. Le transistor  $T_1$  est un AC 125, BC 178, BC 158, BC 558, etc.

## Appareil simple pour essayer les condensateurs électrochimiques

Cet appareil (fig. 2-42) permet d'essayer les condensateurs électrochimiques aussi bien H.T. que B.T. et son principe est très simple : une diode  $D_1$  redresse la tension alternative (de quelque 150 V) et débite sur une chaîne de résistances ( $R_1$ - $R_2$ - $R_3$ - $R_4$ ). Le condensateur électrochimique  $C_1$  de 22 à 33  $\mu\text{F}$ , assure seul un filtrage insuffisant, de sorte

qu'en l'absence de tout condensateur supplémentaire, nous devons percevoir très nettement un ronflement à la sortie, en y branchant un casque.

**Fig. 2-42. — Appareil simple pour essayer les condensateurs électrochimiques.**



Donc, si nous connectons un condensateur de bonne qualité aux bornes *a* et *b*, le filtrage sera amélioré et le ronflement à la sortie disparaîtra ou, du moins, diminuera fortement. Un commutateur à trois positions *S* permet de choisir la tension (150, 50 ou 25 volts) correspondant à la tension de service de l'électrochimique essayé. Les condensateurs du type « 500 volts » seront, bien entendu, essayés sur la position 150 volts. Un fusible *F*, constitué, par exemple, par une ampoule 6,3 volts, 0,1 ampère, est monté en série avec les bornes *a* et *b*, ainsi qu'un bouton-poussoir.

Pour faire l'essai, on branche le condensateur en *a* et *b*, on appuie le bouton pour le charger, puis on écoute le ronflement au casque, en appuyant *B* ou en le lâchant. Un condensateur qui provoque une nette diminution du ronflement dans ces conditions, peut être considéré comme bon.

## Un appareil simple pour mesurer les condensateurs électrochimiques

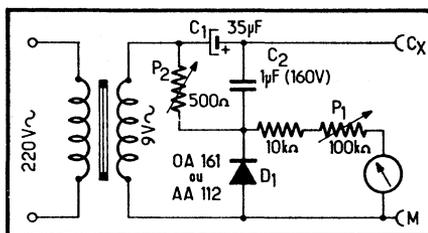
Cet appareil est prévu, en principe, pour être utilisé avec un contrôleur quelconque présentant une résistance propre de 20 kΩ/V et dont le cadran comporte une échelle pour la mesure des résistances, avec le zéro coïncidant avec celui de l'échelle des tensions-intensités. Dans ces conditions, la déviation de l'aiguille indique la valeur de la capacité, que l'on lit directement sur l'échelle des résistances.

Le schéma, comme on peut le voir (fig. 2-43), est d'une extrême simplicité. Un petit transformateur délivre, au secondaire, une tension de quelque 9 V, qui alimente un circuit formé d'un potentiomètre de 500 Ω (*P*<sub>2</sub>) et d'une diode (*D*<sub>1</sub>). Le contrôleur universel servant d'indicateur, commuté sur la sensibilité 10 V, est connecté en parallèle sur la diode *D*<sub>1</sub>, en série avec une résistance fixe de 10 kΩ et une autre, variable, de 100 kΩ (*P*<sub>1</sub>). Le point commun de *C*<sub>1</sub> et de *C*<sub>2</sub> est réuni, par une connexion blindée, au condensateur à mesurer *C*<sub>x</sub>.

Si c'est la sensibilité 10 V que l'on choisit pour la mesure, on règle d'abord *P*<sub>1</sub> de façon à obtenir la déviation complète de l'aiguille. Le

point 10 V correspond donc à 0  $\Omega$  de l'échelle des résistances. On étalonne ensuite soigneusement, au pont de préférence, un condensateur électrochimique dont la valeur représente un multiple de la graduation centrale de l'échelle «  $\Omega$  » : 50  $\mu\text{F}$  si cette graduation est 5 ; 10 ou 100  $\mu\text{F}$  si elle est 10 ; etc. Le condensateur ainsi préparé est connecté aux bornes de mesure et le potentiomètre  $P_2$  est ajusté de façon à amener l'aiguille exactement sur la graduation centrale de l'échelle «  $\Omega$  ». Dans ces conditions, l'étalonnage peut être considéré comme correct sur toute l'étendue de la gamme.

Fig. 2-43. — Appareil pour mesurer les condensateurs électrochimiques.



Si le contrôleur utilisé comporte une sensibilité différente, par exemple 15 V, il faut augmenter à 13-14 V la tension secondaire du transformateur d'alimentation.

La précision de lecture est bonne dans les limites approximatives de 20 fois la valeur « centrale » vers les valeurs supérieures et un dixième de cette valeur vers le « bas » de l'échelle.

## Capacimètre simple pour électrochimiques

Un appareil très simple, dont le schéma est représenté sur la figure 2-44, permet de mesurer la capacité des condensateurs électrochimiques entre 5 et 200  $\mu\text{F}$  à peu près, à condition que la résistance globale shuntant ce condensateur ne soit pas inférieure à quelque 5 k $\Omega$ .

La mesure de la capacité se fait avec une tension continue inférieure à 20 V, ce qui exclut toute décharge éventuelle désagréable lors d'un contact de la main avec les bornes de mesure 1-2. Quant à la valeur de la capacité, elle est indiquée directement par l'aiguille d'un milliampermètre.

Le fonctionnement de l'appareil a pour principe la mesure de la tension d'ondulation à la sortie du redresseur. Comme on le voit sur le schéma de la figure 2-44, la diode  $D_1$  fonctionne pour le redressement « monoalternance » de la tension fournie par le secondaire du transformateur, de sorte que la tension redressée se présente aux bornes de  $R_2$  sous l'aspect de la figure 2-45 a.

Comme le pont redresseur  $D_2$ - $D_3$  est connecté à la résistance  $R_2$  à travers le condensateur  $C_1$ , il ne reçoit que la composante alternative qui, redressée, fait dévier le milliampermètre M (déviation totale :

2 mA). Si l'on connecte aux bornes 1-2 un condensateur électrochimique quelconque, l'amplitude de la composante alternative aux bornes de  $R_2$  sera moindre et d'autant plus faible que la capacité du conden-

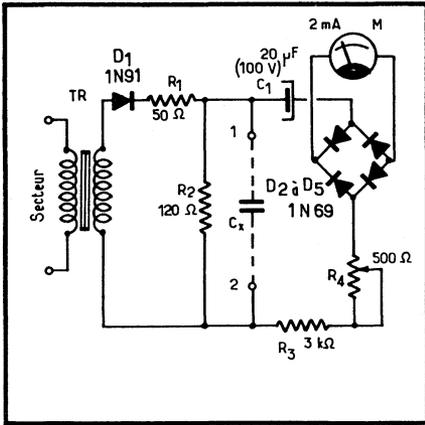


Fig. 2-45. — Allure de la composante alternative aux bornes de  $R_2$  en l'absence de toute capacité shunt (a), avec une valeur moyenne de capacité (b) et avec une capacité infinie (c).

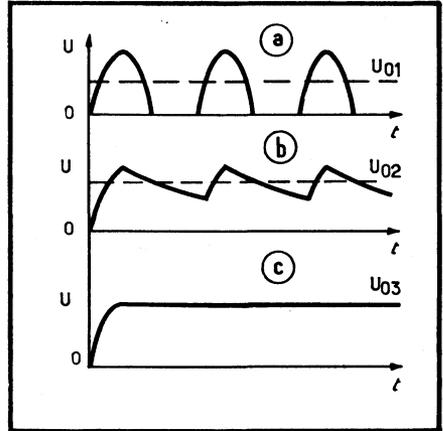


Fig. 2-44. — Schéma général du capaci-mètre décrit.

sateur ajouté sera plus élevé (fig. 2-45 b). On peut donc, après étalonnage, graduer le cadran de M directement en valeurs de capacité.

A l'aide de la résistance  $R_4$ , on ajuste la déviation de M de façon qu'elle soit totale en l'absence de toute capacité entre les bornes 1-2, ce qui correspond à la capacité nulle du condensateur essayé (par exemple condensateur coupé). Dans l'autre cas extrême, c'est-à-dire celui de la capacité infinie (condensateur en court-circuit) la tension aux bornes de  $R_2$  sera évidemment nulle (fig. 2-45 c et l'aiguille du milli-ampèremètre reviendra au zéro. La graduation du cadran de M aura donc l'allure de celle d'un ohmmètre.

L'étalonnage se fera à l'aide de quelques capacités étalons, ou de capacités préalablement mesurées à l'aide d'un pont. Pour la graduation dans la zone des capacités faibles il est conseillé d'utiliser des condensateurs au papier, dont le courant de fuite est toujours très faible.

Etant donné l'amplitude de la composante continue aux bornes de  $R_2$ , il est nécessaire que la tension de service des condensateurs mesurés ne soit pas inférieure à 12 V.

Un court-circuit dans le condensateur essayé ou l'inversion de sa polarité ne peuvent avoir aucune conséquence fâcheuse, car la résistance  $R_1$  limite le courant à travers  $D_1$ .

Lorsqu'un condensateur mesuré accuse une valeur nettement supérieure à sa capacité nominale, il faut vérifier son courant de fuite qui, pour un condensateur en bon état, ne doit pas dépasser  $100 \mu\text{A}$  par microfarad. Il faut écarter sans hésitation tout condensateur dont le courant de fuite dépasse  $300 \mu\text{A}$  par microfarad.

Le transformateur TR doit donner une tension de l'ordre de 26 V au secondaire, avec une intensité de 200 mA, et la diode redresseuse  $D_1$  doit être prévue pour une intensité du même ordre. Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont bobinées et prévues pour une dissipation de 5 W.

Il est évident que la description ci-dessus ne constitue qu'une « idée » et que le principe de l'appareil décrit peut être étendu et développé.

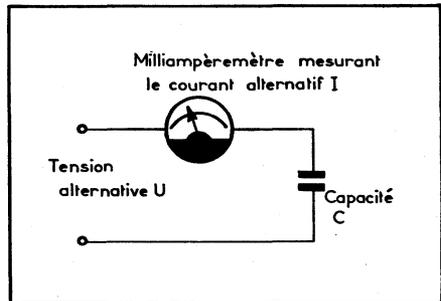
### Procédé simple pour mesurer les condensateurs électrochimiques

On sait qu'en connectant un condensateur à une source de tension alternative et en mesurant, à l'aide d'un milliampèremètre, le courant du circuit (fig. 2-46), on peut déterminer la capacité de ce condensateur à l'aide de la relation simple :

$$C = \frac{I}{2\pi \cdot f \cdot U},$$

où la capacité  $C$  est exprimée en *farad*, le courant  $I$  en *ampère* et la tension  $U$  en *volts*, et où  $f$  désigne la fréquence, en *hertz*, de la tension utilisée,  $\pi$  étant 3,14.

Fig. 2-46. — Principe de mesure d'une capacité à l'aide d'une tension alternative.



Cette relation peut servir à la mesure des condensateurs au mica, au papier et même des électrochimiques, à condition, pour ces derniers, d'employer une tension  $U$  très basse, de l'ordre de 2 volts.

D'autre part, étant donné que l'on mesure des microfarads et des milliampères, il est plus commode de transformer la formule ci-dessus pour ces deux unités, ce qui nous donne

$$C = 160 \times \frac{I}{f \cdot U}$$

ce qui devient, pour la fréquence de 50 hertz, la plus fréquemment employée ( $f = 50$ ),

$$C = 3,2 \times \frac{I}{U} .$$

En regardant cette formule, nous constatons qu'en prenant  $U = 1,6$  volt, nous obtenons une relation très simple et très commode

$$C = \frac{3,2 I}{1,6} = 2 \cdot I.$$

Autrement dit la capacité en *microfarads* sera égale au double du courant en *milliampères*. Si nous lisons 10 mA, la capacité est de  $2 \times 10 = 20 \mu\text{F}$ , etc.

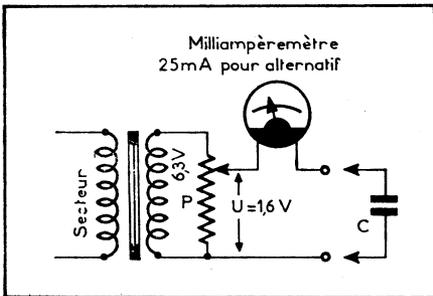


Fig. 2-47. — Réalisation pratique du principe de la figure 2-46.

Pratiquement, le dispositif peut être réalisé à l'aide du secondaire de chauffage d'un transformateur d'alimentation quelconque ou d'un petit transformateur de chauffage séparé, donnant par exemple 6,3 volts (fig. 2-47). Ce secondaire sera shunté par un potentiomètre P à gros débit, de façon à créer un courant permanent de l'ordre de 1 ampère et rendre la tension U pratiquement indépendante de la capacité mesurée.

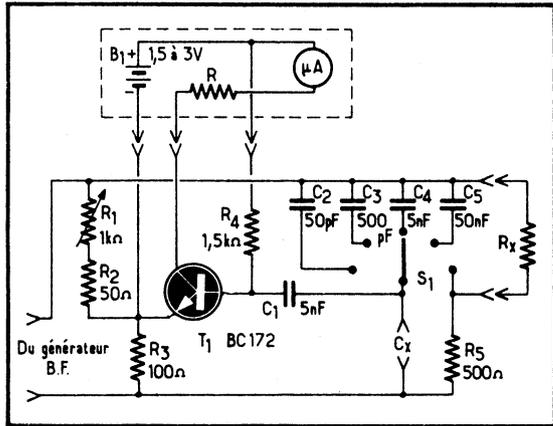
Le curseur de P sera réglé une fois pour toutes, en fonction de la tension du secteur, de façon à avoir 1,6 volt.

Le milliampèremètre peut être constitué par la sensibilité convenable d'un contrôleur universel ou par un appareil électromagnétique de 25 mA.

## Adaptateur pour un contrôleur

Cet adaptateur (fig. 2-40) permet de mesurer, à l'aide d'un contrôleur universel et d'un générateur quelconque délivrant un signal de quelque 1 000 Hz, des capacités de 25 pF à 0,5  $\mu$ F en quatre gammes, ainsi que des résistances jusqu'à 5 k $\Omega$  environ. Il s'agit d'un pont dont les branches sont constituées par les éléments  $R_1$ - $R_2$ - $R_3$ - $C_2$  (ou  $C_3$ ,  $C_4$  ou  $C_5$ )- $C_x$  lors de la mesure d'une capacité, et par  $R_1$ - $R_2$ - $R_3$ - $R_5$ - $R_x$  lors de la mesure d'une résistance.

Fig. 2-48. — A l'aide de cet adaptateur il est possible de mesurer des capacités avec un contrôleur.



La résistance variable  $R_1$  est munie d'un cadran, gradué en valeurs de résistance ou de capacité à l'aide d'un certain nombre d'éléments étalons. Le signal de déséquilibre prélevé sur l'une des diagonales du pont est amplifié par le transistor  $T_1$ , dont le circuit de charge est constitué par l'ohmmètre du contrôleur utilisé, avec sa résistance série  $R$ , son microampèremètre et la pile incorporée, 1,5 à 3 V suivant le cas.

Le pont est alimenté par un signal alternatif provenant d'un générateur quelconque, tandis que l'élément à mesurer est connecté aux bornes  $C_x$  s'il s'agit d'une capacité ou aux bornes  $R_x$  s'il s'agit d'une résistance. Le contacteur  $S_1$  est placé sur la position correspondant à la valeur à mesurer et on cherche, en agissant sur  $R_1$ , à obtenir la déviation minimale du microampèremètre. La valeur mesurée est égale à celle de l'élément étalon multipliée par le coefficient correspondant à la gamme choisie.

## Pour mesurer la capacité des condensateurs électrochimiques

L'appareil dont le schéma est représenté dans la figure 2-49 est prévu pour la mesure de condensateurs dont la capacité atteint ou dépasse 10  $\mu$ F,

c'est-à-dire, pratiquement, des condensateurs électrochimiques. La valeur supérieure mesurable est de  $1\,000\ \mu\text{F}$  et la précision des mesures est de l'ordre de  $10\ \%$ .

Le principe de cet appareil consiste à mesurer l'amplitude de la composante alternative d'une tension redressée lorsqu'on y connecte un condensateur de valeur inconnue. La tension alternative prélevée sur le secondaire  $S_1$  du transformateur TR est redressée, en monoalternance, par la diode  $D_1$ , dont la charge est constituée par le diviseur de tension  $R_1$ - $R_2$ . Si on connecte,

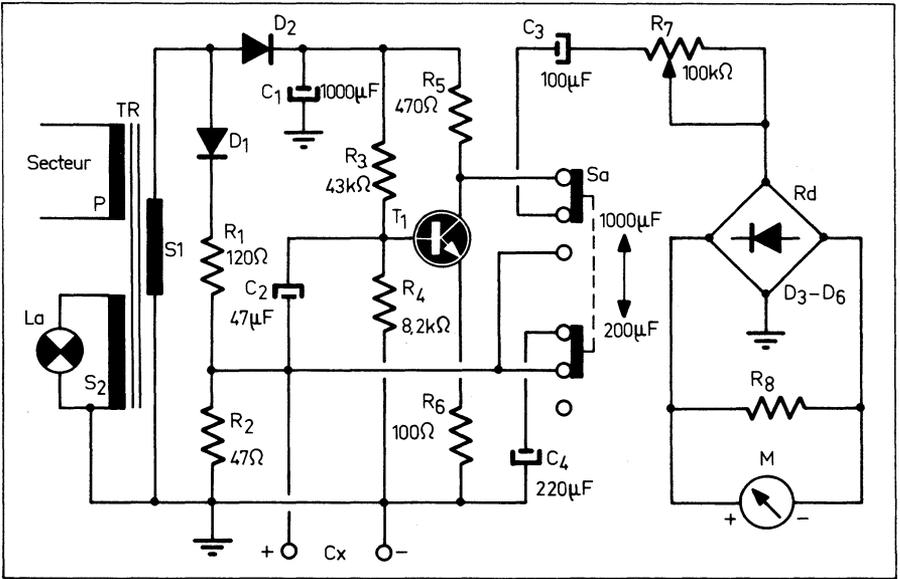


Fig. 2-49. — Schéma d'un capacimètre pour électrochimiques de quelque  $10\ \mu\text{F}$  à  $1\,000\ \mu\text{F}$ .

en parallèle sur  $R_2$ , un condensateur, l'amplitude de la composante alternative qui existe aux bornes de cette résistance devient d'autant plus faible que la capacité du condensateur est plus grande. Donc, en mesurant l'amplitude de la composante alternative on peut déduire la capacité du condensateur.

Pour mesurer cette composante on utilise le microampèremètre M précédé d'un redresseur en pont  $R_d$  constitué par des diodes du type 1N 4148 ou analogues. L'appareil comporte deux gammes de mesure : 0 à  $200\ \mu\text{F}$  et 0 à  $1\,000\ \mu\text{F}$ . Sur la première (inverseur  $S_a$  en position inférieure), la composante alternative prélevée sur le condensateur mesuré arrive directement (à travers  $C_3$  et  $R_7$ ) sur le redresseur de M, tandis que sur la seconde gamme, où l'amplitude de la composante alternative devient beaucoup plus faible, on la fait amplifier d'abord par  $T_1$  avant de l'appliquer au circuit de mesure. Le redresseur  $D_2$  assure l'alimentation de l'étage amplificateur.

En ce qui concerne les composants utilisés, la résistance  $R_1$  est une 2 W et  $R_2$  une 1 W, toutes les autres étant des 0,25 W. Tous les condensateurs électrochimiques sont prévus pour une tension de service de 25 V (ou plus). Le microampèremètre M peut être d'une sensibilité quelconque, de 100  $\mu\text{A}$  à 1 mA, la résistance  $R_8$  étant calculée en fonction de la résistance propre de M, de façon que la déviation complète de ce dernier ait lieu pour un courant de 1 mA.

Le condensateur  $C_4$  fixe, en quelque sorte, le point zéro de la gamme 1 000  $\mu\text{F}$ , et il est plus logique, de ce fait, de lui donner une valeur de 200  $\mu\text{F}$ , en connectant en parallèle deux condensateurs de 100  $\mu\text{F}$ .

Le transformateur TR doit donner environ 10-11 V aux bornes du secondaire  $S_1$ , de façon que l'on ait 13 V environ à la cathode de la diode  $D_2$  et 7,5 V environ sur le collecteur de  $T_1$ . Le secondaire  $S_2$  sert uniquement pour alimenter l'ampoule indicatrice La et peut être supprimé éventuellement.

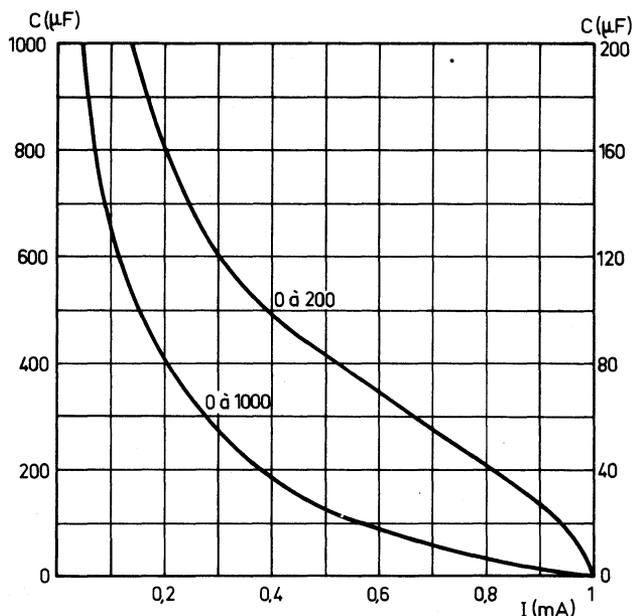


Fig. 2-50. — Courbes d'étalonnage pour le capacimètre de la figure 2-49.

Pour effectuer les mesures, on commence par placer l'inverseur  $S_4$  sur la position correspondant à la capacité mesurée et on règle  $R_7$  de façon à obtenir une déviation complète de M, après quoi on connecte le condensateur à mesurer aux bornes  $C_x$  et on détermine sa capacité à l'aide du graphique de la figure 2-50, établi au préalable à l'aide d'un certain nombre de condensateurs « étalons ». Si l'aiguille reste au maximum après la mise en place du condensateur à mesurer, c'est que ce dernier est coupé ou que sa capacité est trop faible (inférieure à 1  $\mu\text{F}$ ). Si, dans les mêmes conditions, l'aiguille revient sur le zéro, cela signifie que le condensateur est en court-circuit.

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont des BAW 14, BAX 16, BA 147, BA 100, etc. Le transistor peut être un BC 107, BC 108, BC 547, BC 548, etc.

### Capacimètre pour électrochimiques de 10 à 10 000 $\mu\text{F}$

Le principe de fonctionnement de ce capacimètre, dont le schéma est représenté dans la figure 2-51, consiste à mesurer la tension aux bornes du condensateur inconnu, chargé par un courant constant d'une certaine valeur pendant un temps déterminé. En effet, la capacité d'un condensateur est égale au rapport de la quantité d'électricité emmagasinée (produit courant-temps) par la tension qui en résulte aux bornes de ce condensateur. Donc, en mesurant cette dernière on peut déduire la valeur de la capacité. Par exemple, si on charge un condensateur de 1 000  $\mu\text{F}$  par un courant constant de 1 mA pendant 10 secondes, la tension  $U$  à ses bornes sera

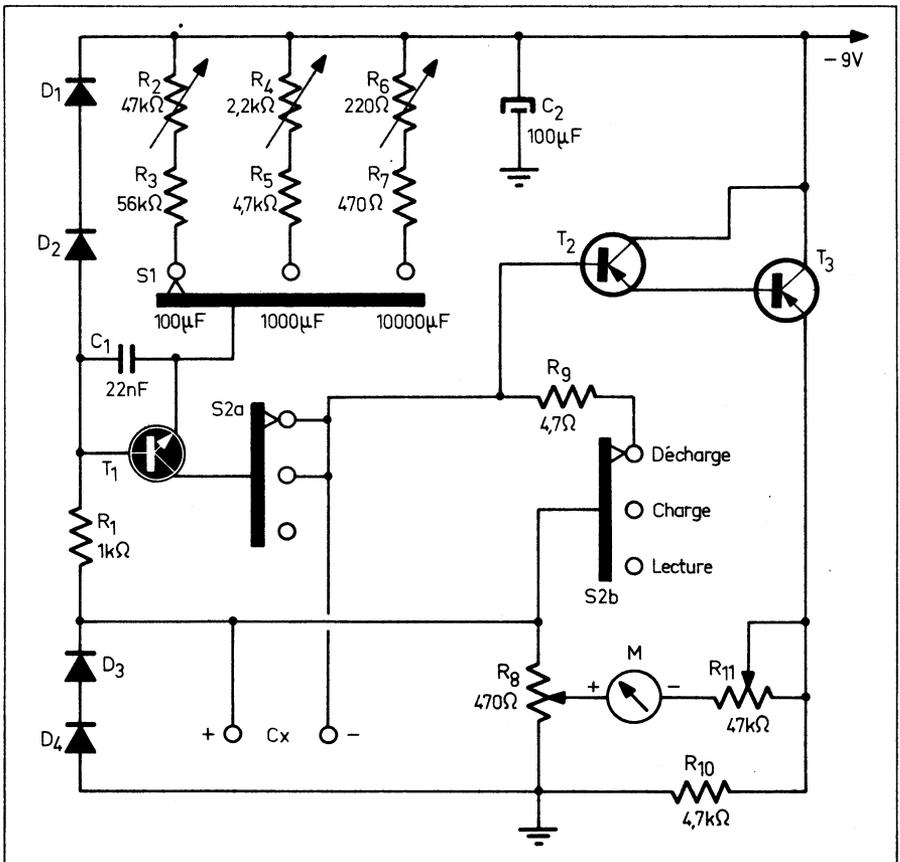


Fig. 2-51. — Schéma du capacimètre pour électrochimiques de 10 à plus de 10 000  $\mu\text{F}$ .

$U = I \cdot t/C = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 10/1 \cdot 10^{-3} = 10 \text{ V}$ . Il est évidemment nécessaire que la tension d'alimentation soit nettement supérieure à la tension qu'on veut obtenir et qu'au moment de la mesure le condensateur ne soit pas shunté par une résistance trop faible provoquant une décharge rapide.

Dans le montage de la figure 2-51, trois gammes de mesure ont été prévues, commutables par  $S_1$  : 0 à 100  $\mu\text{F}$ , 0 à 1 000  $\mu\text{F}$  et 0 à 10 000  $\mu\text{F}$ , le courant de charge, déterminé respectivement par les circuits  $R_2-R_3$ ,  $R_4-R_5$  et  $R_6-R_7$ , et maintenu constant par le transistor  $T_1$  dont le potentiel de base est rendu fixe et stabilisé par le diviseur de tension à diodes  $D_1-D_2-D_3-D_4$ , étant de 10  $\mu\text{A}$  pour la gamme 100  $\mu\text{F}$ , 100  $\mu\text{A}$  pour celle de 1 000  $\mu\text{F}$  et 1 mA pour 10 000  $\mu\text{F}$ . Le temps de charge a été fixé à 5 s, et il doit être obtenu soit à l'aide d'un temporisateur électronique, soit en observant une montre chronomètre. Dans ces conditions, la tension apparaissant aux bornes de  $C_x$  en fin de charge sera toujours de 5 V au maximum de chaque

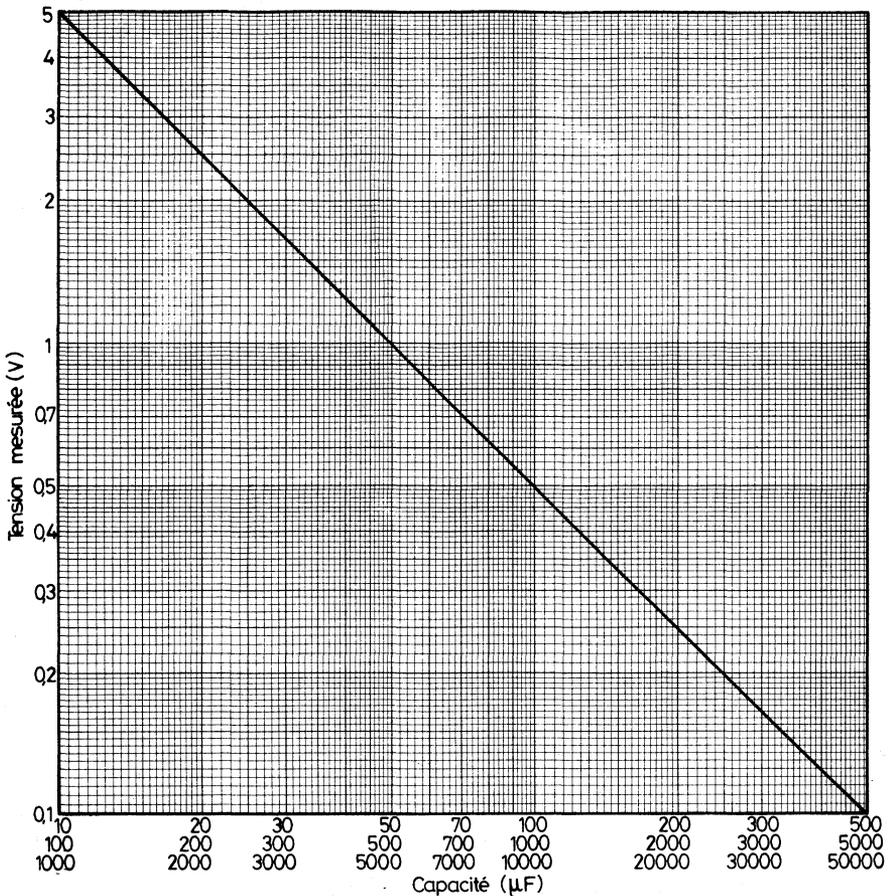


Fig. 2-52. — Courbe d'étalonnage, unique, pour les trois gammes du capacimètre de la figure 2-51.

gamme, et on la mesurera soit sur la sensibilité 5 V d'un multimètre, soit à l'aide d'un microampèremètre tel que M du schéma, avec une résistance  $R_{11}$  ajustable en série.

La façon de procéder à une mesure est la suivante. On commute d'abord le contacteur  $S_2$  en position « Décharge », après avoir connecté le condensateur à mesurer aux bornes  $C_x$  (en observant la polarité indiquée). Après cela, on fait passer  $S_2$  sur la position « Charge » et on l'y maintient pendant cinq secondes, avant de passer en position « Lecture » et noter la déviation du voltmètre M.

Auparavant,  $S_2$  étant en position « Décharge », on retouche  $R_8$  de façon à équilibrer le pont constitué par les jonctions base-émetteur de  $T_2$  et de  $T_3$ , les résistances  $R_8$ ,  $R_9$ ,  $R_{10}$  et les diodes  $D_3$  et  $D_4$ , utilisées dans le sens direct en tant qu'éléments stabilisateurs.

De ce qui a été dit plus haut il résulte que la capacité est inversement proportionnelle à la tension que l'on mesure à ses bornes après la charge. Autrement dit, pour chaque gamme, une tension élevée, proche du maximum (5 V) correspond, suivant la gamme, à une capacité de l'ordre de 10, 100 ou 1 000  $\mu\text{F}$ , tandis qu'une tension de 0,5 V, par exemple indique une capacité élevée, de 100, 1 000 ou 10 000  $\mu\text{F}$ , toujours suivant la gamme.

Si on veut graduer l'échelle du microampèremètre directement en valeurs de capacités, la graduation ne sera pas linéaire et il est plus simple de recourir à un graphique à échelle log. log (fig. 2-52), auquel cas la courbe tension/capacité devient une droite. On y voit nettement qu'une capacité de 22  $\mu\text{F}$  correspond à une tension de quelque 2,3 V sur la gamme 1 et que la capacité de 220  $\mu\text{F}$  peut être mesurée sur les gammes 2 (2,3 V) ou 1 (0,23 V).

Si le condensateur est défectueux et présente une fuite importante, l'aiguille du voltmètre retombe très vite à zéro, avant qu'on ait eu le temps de noter la déviation de M.

La résistance  $R_{11}$  doit être réglée, en fonction de la résistance propre de M, de façon que la déviation complète de ce microampèremètre ait lieu pour une tension de 5 V appliquée en  $C_x$ . Ensuite on ajuste les trois courants de charge en connectant un microampèremètre en  $C_x$  et en réglant  $R_2$ ,  $R_4$  et  $R_6$  pour obtenir, respectivement, un courant de 10  $\mu\text{A}$ , 100  $\mu\text{A}$  et 1 mA.

Les quatre diodes utilisées peuvent être des BY 126, BY 127, BY 227, etc. Quant aux transistors, on peut placer un BC 547, BC 548, BC 107, BC 108, etc. en  $T_1$  et BC 557, BC 558, BC 178, etc. en  $T_2$  et  $T_3$ .

## Un fréquencemètre à lecture directe

Le fréquencemètre à transistors, dont le schéma est reproduit dans la figure 2-53, est utilisable pour des amplitudes de signal supérieures à 0,4 V et pour des fréquences comprises entre 10 Hz et 100 kHz.

L'étage préamplificateur peut admettre des tensions d'entrée jusqu'à 5 V, mais pour des amplitudes supérieures, l'attaque doit se

faire à travers une résistance série de 100 kΩ. Il est à noter que l'impédance de l'entrée directe est très faible, de l'ordre de 1 000 Ω seulement, de sorte que si on branche cette entrée, sur une source à impédance interne élevée, on observe une importante diminution de la tension de mesure.

Le second étage travaille avec un courant de collecteur relativement élevé ; il est donc, au repos, très près de sa limite de saturation. Comme le signal de sortie du préamplificateur possède une amplitude relativement forte, le second étage se trouve surmodulé, et on obtient, à sa sortie, une forme d'onde approchant de très près la rectangulaire. Cette rectangulaire se trouve intégrée par une capacité dont on peut choisir la valeur par un commutateur.

La tension intégrée est, à l'intérieur de chaque gamme, proportionnelle à la fréquence, et on l'applique, après redressement, à un galvanomètre de 100 μA qui comporte une échelle linéaire graduée directement en fréquences.

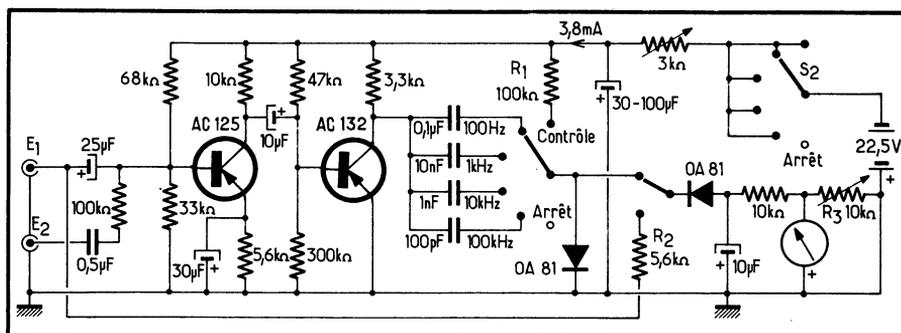


Fig. 2-53. — Schéma général du fréquencemètre. Le contacteur général, à 6 positions, est à une seule galette, à deux circuits.

Le commutateur de gammes comporte une position « contrôle » permettant la mesure de la tension d'alimentation par le galvanomètre. On choisira la résistance  $R_1$  de façon que ce galvanomètre dévie à fond lorsque la pile d'alimentation est en bon état. Un bouton poussoir permet de commuter le redresseur de mesure directement sur l'entrée de l'appareil et de contrôler la tension alternative qu'on y applique.

On choisira la résistance  $R_2$  de façon à obtenir la déviation totale pour une tension d'entrée de 5 V. Il est à noter que, avec la détection série utilisée ici, on obtient une indication fautive si la tension à étudier est appliquée à l'entrée 1 à travers un condensateur ; une détection parallèle serait donc préférable.

Pour l'étalonnage, il suffit d'appliquer, à l'entrée, une tension à 50 Hz, de quelques volts. On ajuste alors  $R_3$  pour que le galvanomètre dévie à la graduation 50 (nous supposons qu'il est gradué de 0 à 100).

100). Cet étalonnage reste valable pour les trois premières gammes, mais pour celle de 100 kHz les capacités parasites du montage peuvent intervenir, de sorte qu'il est préférable d'effectuer la graduation point par point.

En fonctionnement normal, on doit trouver les tensions suivantes aux deux transistors :

AC 125. — Base : — 1,8 V ; émetteur : — 1,7 volt ; collecteur : — 13 V.

AC 132. — Base : — 0,2 V ; émetteur : 0 V ; collecteur : — 6 V.

Les deux transistors ci-dessus peuvent être remplacés par des AC 126, AC 122, BC 178, BC 558 pour AC 125 et AC 136, AC 128, BC 327, etc. pour AC 132.

## Un fréquencemètre très simple

Le fréquencemètre dont nous reproduisons le schéma dans la figure 2-54, convient pour mesurer les fréquences dans la plage de 10 Hz à 100 kHz partagée en quatre gammes : 0 - 100 Hz ; 100 - 1 000 Hz ; 1 - 10 kHz ; 10 - 100 kHz. La fréquence mesurée est lue directement

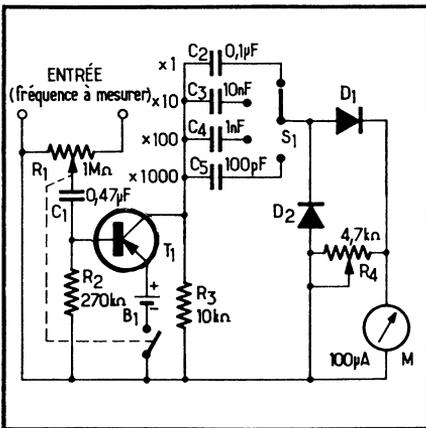


Fig. 2-54. — Ce fréquencemètre à un seul transistor permet des mesures de 10 Hz à 100 kHz.

sur le cadran du microampèremètre-indicateur, dont l'échelle peut être la même pour les quatre gammes, la lecture se faisant en appliquant un coefficient multiplicateur approprié.

Le principe d'un fréquencemètre de ce type est fondé sur la méthode dite de charge-décharge d'un condensateur. La tension de fréquence inconnue  $f_x$  est appliquée, à travers  $C_1$ , à la base du transistor  $T_1$ , se trouve « redressée » et atteint l'un des condensateurs  $C_2$  à  $C_5$ . Le potentiomètre  $R_1$  sert pour doser la tension d'entrée de façon à ne pas surcharger le transistor. Les alternances négatives (puisque'il s'agit d'un  $p-n-p$ ) de la tension appliquée chargent le condensateur de la gamme choisie par  $S_1$ . Le courant de charge, traversant le microampèremètre, provoque une déviation de l'aiguille proportionnelle à la valeur moyenne du courant de charge.

Au moment où l'entrée reçoit une alternance positive, le condensateur du circuit de mesure ( $C_2$  à  $C_5$ ) se décharge.

Les constantes de temps des circuits de charge et de décharge sont « dimensionnées » de façon que pendant chaque cycle charge-décharge le condensateur en circuit se charge presque jusqu'à la tension d'alimentation (batterie) et se décharge ensuite complètement.

Si l'on admet que la charge  $Q$  d'un condensateur  $C_2$  à  $C_5$  peut être exprimée par  $Q = CUB$ , où  $C$  est la capacité en farad et  $U_B$  la tension de la batterie d'alimentation en volts, on peut écrire que l'intensité moyenne du courant traversant le microampèremètre est

$$I = f_s CUB = \frac{Q}{T_s}$$

où  $T_s$  est la durée d'une période de la fréquence mesurée. On voit donc que  $I$  dépend uniquement de  $f_s$ , puisque  $C$  et  $U_B$  restent constantes lors d'une mesure.

La résistance  $R_4$  sert au tarage du microampèremètre. Le transistor  $T_1$  peut être un B.F. faible puissance quelconque : AC 125, AC 134, BC 557, BC 178, etc. Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  seront choisies parmi les types suivants : OA 85, AA132, OA 90, etc.

### Un autre fréquencemètre très simple

Le principe de cet appareil est représenté dans la figure 2-55. La tension sinusoïdale  $U_1$  dont on veut mesurer la fréquence est appliquée au primaire du transformateur TR. La tension  $U_2$  apparaissant au secondaire subit un écrêtage bilatéral grâce aux deux diodes Zener,  $D_1$  et  $D_2$ , de sorte que la tension  $U_2$  est pratiquement égale à la tension de stabilisation nominale  $U_s$  des diodes utilisées.

Fig. 2-55. (en haut, à gauche). — Schéma de principe du fréquencemètre.

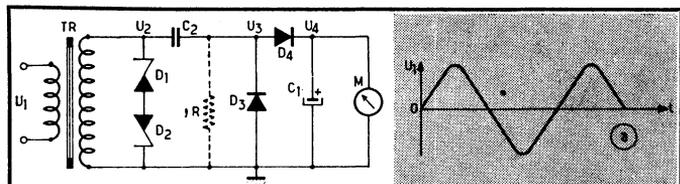


Fig. 2-56. (à droite). — Diagrammes des tensions  $U_1$ ,  $U_2$ , et  $U_3$ .

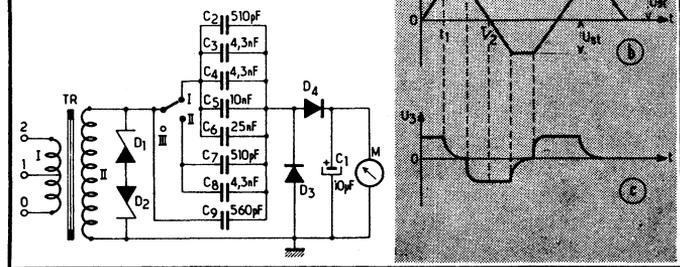


Fig. 2-57. (en bas, à gauche). — Schéma pratique complet du fréquencemètre.

La tension sinusoïdale écrêtée est différenciée par la cellule  $RC_2$  et la tension  $U_3$  qui en résulte est redressée par un doubleur constitué par les diodes  $D_3$  et  $D_4$  et mesurée par le microampèremètre  $M$ . Les diagrammes des tensions  $U_1$ ,  $U_2$  et  $U_3$  sont représentés dans la figure 2-56.

La quantité d'électricité  $Q$  qui traverse le microampèremètre dont la résistance propre est  $r$ , pendant l'intervalle de temps  $t_0$ , est

$$Q \approx \frac{2t_0}{T} \cdot \frac{U_{st}}{r} \cdot RC,$$

où  $RC$  représente la constante de temps du circuit différentiateur. Comme les facteurs  $t_0$ ,  $U_{st}$ ,  $r$  et  $RC$  sont des constantes et que  $Q$  est directement proportionnelle à la fréquence  $f = 1/T$ , on peut graduer l'échelle du microampèremètre directement en valeurs de fréquence.

La figure 2-57 représente le schéma complet du fréquencemètre proposé, prévu pour couvrir trois gammes de fréquences : 20 à 200 Hz ; 200 à 2 000 Hz ; 2 à 20 kHz. La valeur minimale (efficace) de la tension d'entrée doit être de 1 V aux bornes 0-1 et de 3,5 V aux bornes 0-2. La résistance d'entrée, à 1 kHz, de ce fréquencemètre est de l'ordre de 1 k $\Omega$  en 0-1 et de 10 k $\Omega$  en 0-2.

La capacité de liaison globale pour chaque gamme doit être ajustée de façon que l'aiguille du microampèremètre dévie à fond pour la fréquence limite supérieure de cette gamme.

Si tous les composants sont soigneusement ajustés, l'erreur de lecture ne dépasse guère 3 % à l'extrémité supérieure de chaque gamme. A noter aussi que si la tension d'entrée dépasse 3 V, il est nécessaire d'utiliser l'entrée 0-2 pour éviter de détériorer les diodes Zener.

Le transformateur  $TR$  est réalisé sur un circuit magnétique formé de tôles  $44 \times 37$  empilées sur 14 mm. Le primaire compte 1 000 spires en fil de 0,1 mm, avec une prise de 300 spires (à partir de l'extrémité 0), et le secondaire comporte 2 000 spires en même fil.

Les diodes Zener  $D_1$  et  $D_2$  doivent avoir une tension de stabilisation nominale de 8 à 9,5 V et admettre une dissipation de 250 à 300 mW. Cela correspond, par exemple, aux types BZY 63, BZY 88/C8V2 ou C9V1, etc.

## Un générateur sinusoïdal RC

Ce générateur (fig. 2-59) couvre, en quatre gammes, la plage de 20 Hz à 200 kHz, chaque gamme assurant une couverture dans le rapport 10 : 20 — 200 Hz ; 200 — 2 000 Hz ; 2 — 20 kHz ; 20 — 200 kHz. La variation progressive de la fréquence à l'intérieur de chaque gamme se fait à l'aide d'un potentiomètre double  $R_3 - R_4$ , de préférence bobiné. L'étalonnage du cadran dépend de la courbe de ce potentiomètre et la graduation peut être unique pour les quatre gammes.

La thermistance  $R_8$  représente l'élément non linéaire fixant et maintenant le régime de l'oscillateur à la limite d'accrochage, ce qui assure une faible distorsion harmonique et une excellente constance d'ampli-

tude le long de toute la plage couverte. Cette thermistance doit présenter une résistance à froid (à 20 °C) de l'ordre de 1 500 à 2 000  $\Omega$ .

La tension de sortie maximale est de 1 V environ et la distorsion reste de l'ordre de 0,5 % entre 50 Hz et 50 kHz, et de 1 % aux extrémités de la plage.

Les transistors peuvent être choisis parmi les types suivants : AF 127 ou BF 451 pour  $T_1$ ; ASY 74 ou BC 548 pour  $T_2$ ; AC 125 ou BC 178, etc. pour  $T_3$  et  $T_4$ .

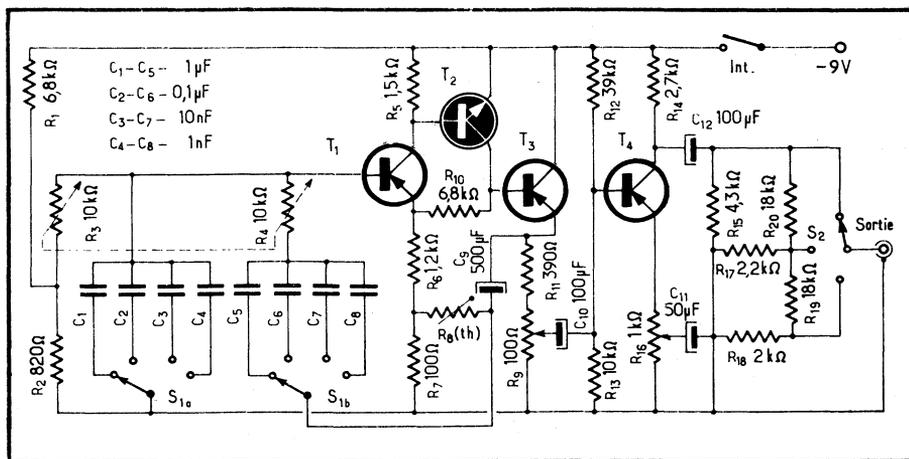


Fig. 2-59. — Ce générateur RC sinusoïdal couvre la gamme de 20 Hz à 200 kHz.

## Un générateur d'impulsions rectangulaires

Ce générateur est formé par un multivibrateur à deux transistors connectés en série, ce qui aboutit à un schéma simple (fig. 2-60) et permet d'obtenir un signal rectangulaire dont la forme est presque parfaite.

Quatre fréquences de fonctionnement sont prévues : 100 Hz ; 1, 5 et 10 kHz, commutables à l'aide du contacteur  $S_1$ . Le rapport cyclique des impulsions produites est égal à 1, ce qui veut dire que la durée d'une impulsion est égale à celle de la « pause », ou encore que ces impulsions sont symétriques. D'autre part, la durée des impulsions peut être légèrement modifiée par le potentiomètre  $R_5$ .

Lorsque la tension d'alimentation est de 9 V, l'amplitude crête à crête des impulsions produites est de 5 V environ. En modifiant la valeur des capacités  $C_1$  à  $C_8$  on peut obtenir des fréquences de récurrence différentes de celles indiquées. A la place des transistors AF 116, on peut utiliser des AF 117, BF 451 ou analogues.

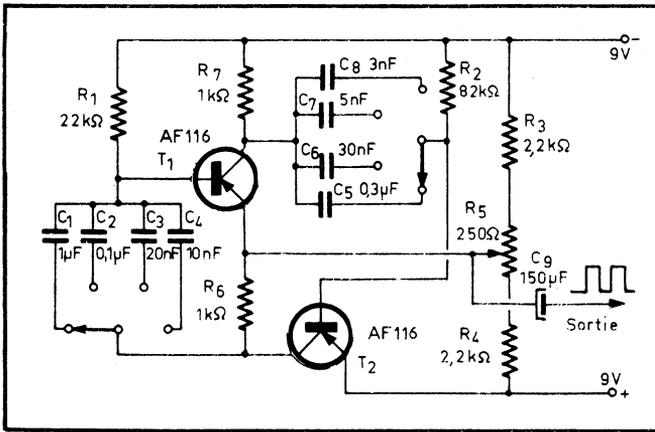


Fig. 2-60. — Ce générateur de signaux rectangulaires délivre quatre fréquences : 100 Hz ; 1-5 et 10 kHz.

### Un générateur d'impulsions très simple

Un multivibrateur astable formé de transistors  $T_1$  et  $T_2$  est directement couplé à un trigger de Schmitt utilisant les transistors  $T_3$  à  $T_6$  (fig. 2-61). La fréquence propre du multivibrateur peut être modifiée dans de larges limites par la commutation des capacités de liaison et par la variation des deux résistances de base. Le temps de montée et de descente des impulsions de sortie peut être modifié par la commutation, à l'aide de  $S_2$ , des capacités de liaison entre  $T_4$  et  $T_5$ . L'amplitude des impulsions de sortie est réglable progressivement à l'aide d'un potentiomètre.

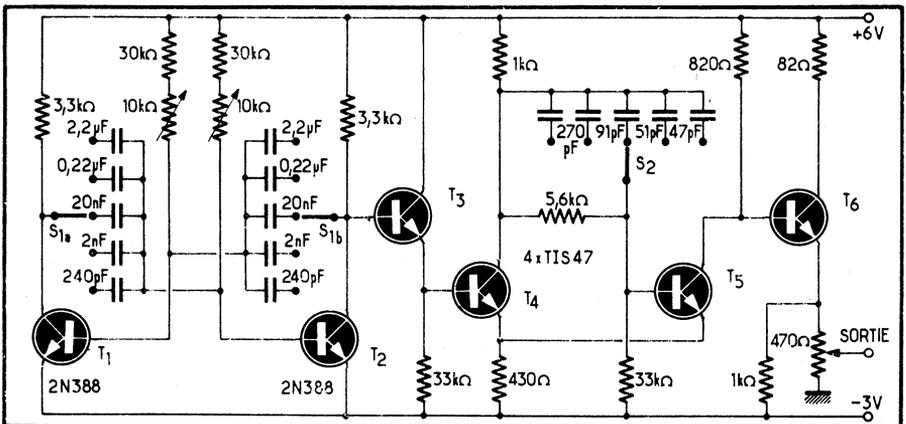


Fig. 2-61. — Schéma du générateur d'impulsions dont la fréquence de récurrence peut varier de 20 Hz à 100 kHz.

Ce petit générateur couvre la plage de 20 Hz à 100 kHz. Le temps de montée (avec une résistance de charge de 620  $\Omega$  avec 240 pF en parallèle) est de 40 ns et le temps de descente de 60 ns. L'amplitude maximale des impulsions de sortie est de 4,4 V et l'intervalle minimal entre deux impulsions est de 1  $\mu$ s.

Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont des 2 N 388, 2 N 1308, BC 108, BC 548, etc., et les transistors  $T_3$  à  $T_6$  des TIS 47, BSX 19, 2 N 2368, etc.

## Un générateur d'impulsions à circuits intégrés

Le schéma général de ce générateur est représenté dans la figure 2-62 et, comme on le voit, il utilise deux C.I. 555. Le C.I.1 fonctionne en oscillateur astable dont on peut régler la fréquence de récurrence dans de larges limites par la résistance variable  $R_1$  et par la commutation des condensateurs  $C_1$  à  $C_5$ , qui correspondent aux fréquences suivantes :  $C_1$ , 0,1 à 1 Hz;  $C_2$ , 1 à 10 Hz;  $C_3$ , 10 à 100 Hz;  $C_4$ , 100 à 1 000 Hz;  $C_5$ , 1 000 à 10 000 Hz.

Le signal de sortie peut être prélevé à la broche 3 du circuit intégré, d'où il commande C.I.2 à travers  $C_{12}$  lorsque  $S_2$  est en position « Int. » Mais C.I.2 peut être également déclenché par un signal extérieur lorsque  $S_2$  est en position « Ext. ».

Le circuit intégré C.I.2 fonctionne en multivibrateur monostable et transforme en impulsions soit les signaux en provenance de C.I.2, soit ceux qui arrivent de l'extérieur. La durée de ces impulsions dépend du condensateur commuté par  $S_3$  et de la position de la résistance variable  $R_2$ . On obtient ainsi les gammes : 100  $\mu$ s à 1 ms ( $C_{10}$ ); 1 ms à 10 ms ( $C_9$ ); 10 ms à 100 ms ( $C_8$ ); 100 ms à 1 s ( $C_7$ ); 1 s à 10 s ( $C_6$ ). Ces impulsions sont prélevées, en lancées positives, sur la broche 3 de C.I.2.

S'il s'agit d'impulsions de déclenchement prélevées à une source extérieure, elles doivent se présenter en lancée négative à la broche 2 de C.I.2.

En ce qui concerne les composants, les condensateurs électrochimiques  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_6$  et  $C_7$  doivent être au tantale.

Rappelons que le circuit intégré 555 figure dans le catalogue de presque tous les fabricants de semi-conducteurs, comme par exemple *Signetics* (SE 555 T ou NE 555 T en boîtier TO-99 ou SE 555 V en boîtier DIL à 8 pattes), *R.C.A.* (CA 555 F, boîtier DIL 14 broches, ou CA 555 T, boîtier TO-99), etc.

## Un générateur de fonctions simple : sinus, triangle, rectangle et fonction e

Le schéma de ce générateur est celui de la figure 2-63 et le circuit intégré utilisé est un CD 4011 (ou MC 14011, SCL 4011, HEF 4011, etc.), qui constitue une quadruple porte Nand à deux entrées. La fréquence

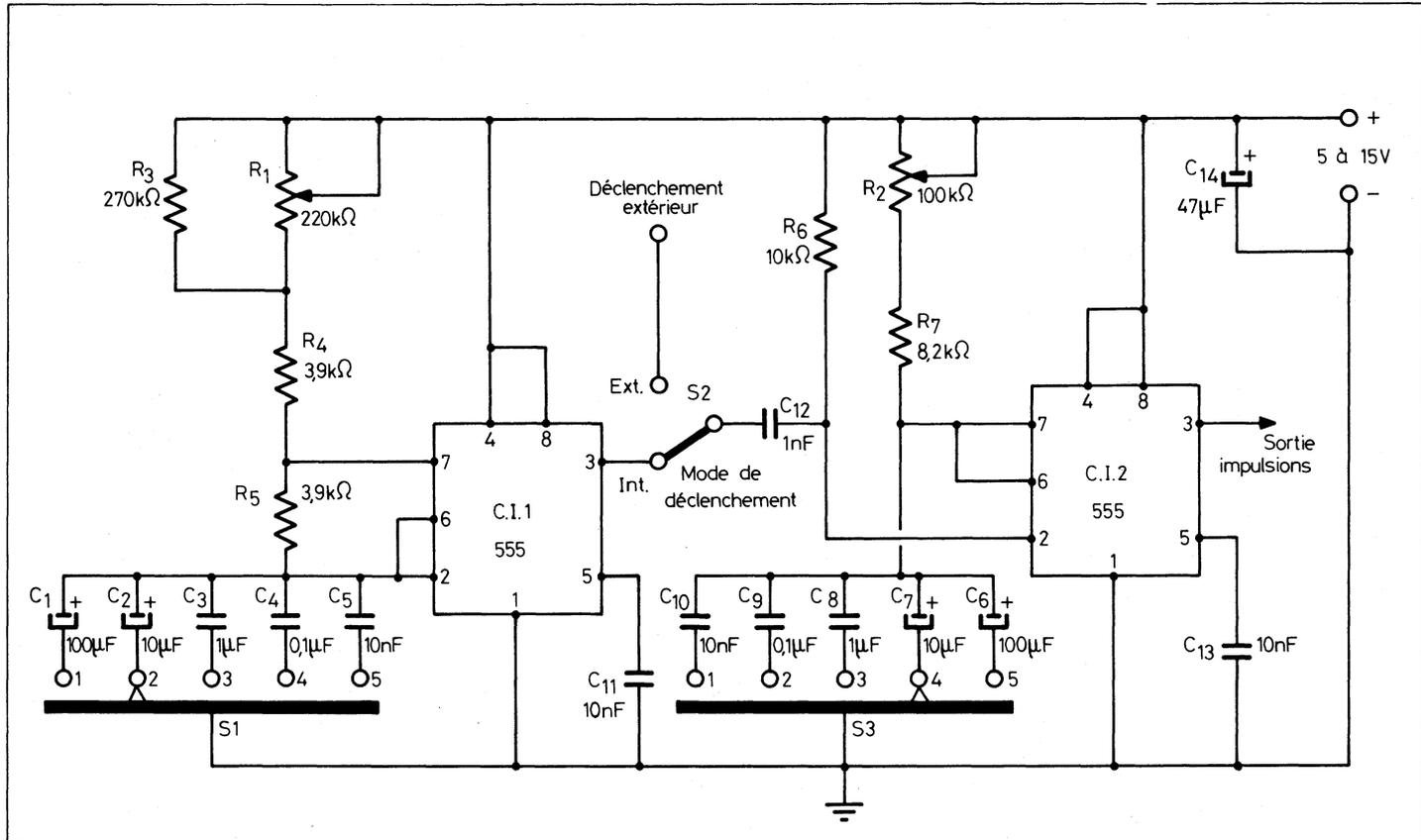


Fig. 2-62. — Schéma du générateur d'impulsions utilisant deux circuits intégrés du type 555.

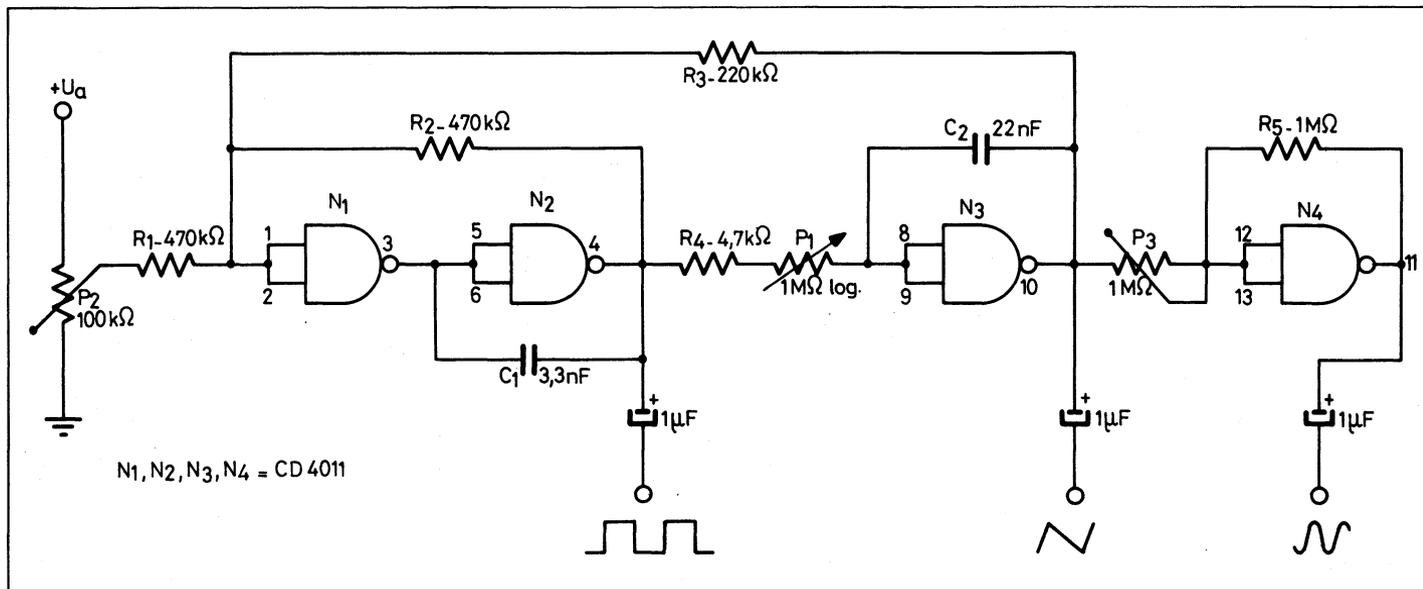


Fig. 2-63. — Ce générateur de fonctions délivre des signaux sinusoïdaux, rectangulaires triangulaires et exponentiels.

de récurrence des signaux délivrés peut être modifiée dans un rapport supérieur à 10, entre 30 et 3 500 Hz à peu près.

Les portes  $N_1$  et  $N_2$ , avec les résistances  $R_2$  et  $R_3$  forment un comparateur à hystérésis, dont la tension  $U_h$  dépend du rapport  $R_3/R_2$  :  $U_h = U_a \cdot R_3/R_2$ . La tension de sortie du comparateur, qui est soit  $U_a$ , soit  $U_0$ , est appliquée à un intégrateur formé par  $N_3$ , le condensateur  $C_2$  et le potentiomètre  $P_1$ . Dès que la tension de sortie de l'intégrateur atteint le niveau de déclenchement du comparateur, ce dernier bascule et  $N_3$  « intègre » dans l'autre sens jusqu'à ce que le comparateur se redéclenche pour revenir à son état de départ. Tout cela se traduit, à la sortie de  $N_3$  par l'apparition d'une tension triangulaire dont l'amplitude est égale à  $U_h$ . Quant à la tension rectangulaire, elle est prélevée à la sortie du comparateur, à la broche 4 du C.I., le condensateur  $C_1$  contribuant à la mise en forme des flancs du signal rectangulaire.

En modifiant la valeur de  $C_2$  on peut élargir la plage de fréquences couverte aussi bien vers les fréquences plus basses que vers le haut, avec cet inconvénient cependant que la distorsion augmente sensiblement à partir de 10 kHz et la forme du signal se dégrade.

La porte  $N_4$  est utilisée en amplificateur à gain réglable. En particulier, en agissant sur  $P_1$ , on peut ajuster ce dernier de façon que les pointes du signal triangulaire soient arrondies par l'utilisation de la partie non linéaire de la caractéristique. En même temps, on peut régler  $P_2$  de façon que cet écrêtage soit symétrique, et on obtient de cette façon un signal sinusoïdal avec une distorsion inférieure à 5 %.

Enfin, en agissant sur  $P_2$  et sur  $P_3$  on peut déplacer le point de fonctionnement de la porte  $N_4$  tellement bas qu'on obtient une oscillation à allure exponentielle. Les numéros des pattes du circuit intégré sont indiqués sur le schéma, sauf 7 (à la masse) et 14 (à  $+U_a$ ).

## Générateur universel, rectangulaire et triangulaire

Le générateur de la figure 2-64 ne comprend qu'un amplificateur opérationnel constitué par le circuit intégré  $\mu A$  709. Le circuit de réaction établi entre la sortie et l'entrée non inverseuse 5 (3) comporte un diviseur de tension  $R_4$ - $R_5$  qui détermine le niveau de tension que devra atteindre un des condensateurs,  $C_2$ ,  $C_3$  ou  $C_4$ , à la fin de sa période de charge.

Supposons que la tension à la sortie de l'amplificateur soit à son maximum. Il en résulte que le condensateur en circuit, suivant la position de  $S_1$ , commence à se charger. Aussitôt que la tension à ses bornes atteint celle qui existe sur l'entrée non inverseuse, la tension à la sortie devient minimale, et la tension à l'entrée 5 (3) diminue également. Le condensateur utilisé commence à se décharger et lorsque la tension à ses bornes devient égale à celle qui existe sur l'entrée 5 (3), la tension de sortie remonte à son niveau maximal. Le condensateur commence à se charger et le cycle se répète.

Les signaux apparaissant à l'entrée inverseuse 4 (2) (triangulaires) et ceux de la sortie 10 (6) (rectangulaires) sont appliqués, chacun, à la base

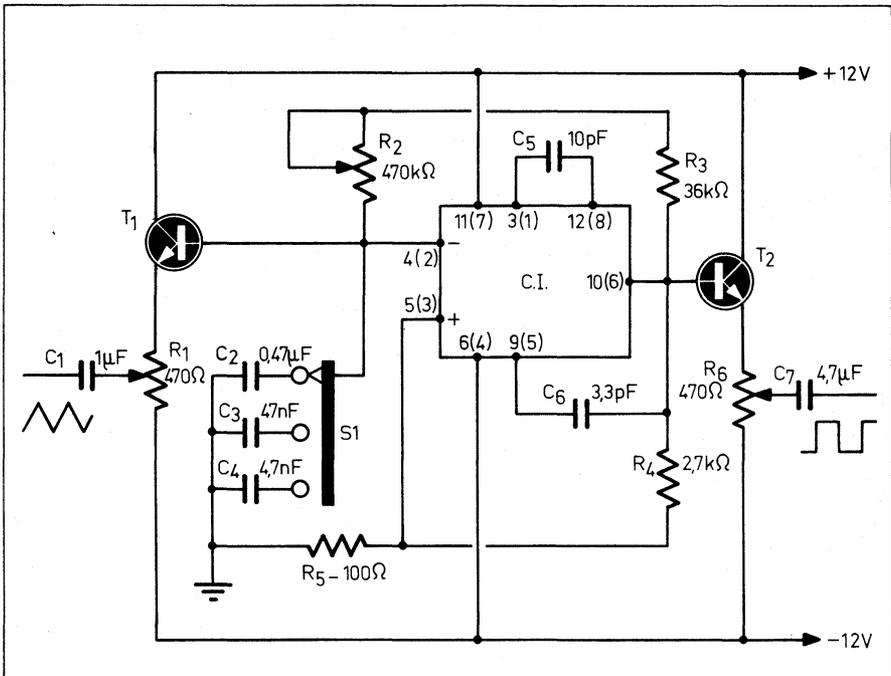


Fig. 2-64. — Générateur très simple délivrant, simultanément un signal rectangulaire et un signal triangulaire.

d'un transistor,  $T_1$  et  $T_2$ , respectivement, utilisés en collecteur commun, de sorte que ces signaux sont prélevés à basse impédance dans le circuit d'émetteur de chaque transistor.

Avec les valeurs indiquées sur le schéma, les fréquences des trois gammes se répartissent comme suit : 30 à 360 Hz ( $C_2$ ); 300 à 3 500 Hz ( $C_3$ ); 3 à 35 kHz ( $C_4$ ). La résistance variable  $R_1$  permet le réglage progressif dans les limites de chaque gamme.

Le circuit intégré  $\mu A$  709 peut se présenter, suivant le cas, et suivant la provenance, soit en boîtier rond, TO-99, soit en boîtier DIL 14 pattes, soit même, plus rarement, en boîtier DIL à 8 pattes. Les numéros portés sur le schéma correspondent aux sorties d'un boîtier 14 broches (hors parenthèses) ou à ceux d'un TO-99 (entre parenthèses).

Les deux transistors sont des BC 107, BC 547, BC 171, BC 237, etc.

## Un oscillateur LC assez particulier

Cet oscillateur (fig. 2-65), prévu surtout pour des appareils de mesure de toute sorte, est remarquable par le fait qu'il fonctionne correctement avec à peu près n'importe quel rapport L/C. Autrement dit, il oscille d'une



## Générateur B.F. à deux circuits intégrés

Ce générateur, à pont de Wien, utilise deux circuits intégrés du type  $\mu\text{A}$  709 et un système de stabilisation automatique de l'amplitude original (fig. 2-66). Il couvre, en trois gammes, la plage de 30 Hz à 30 kHz (30 à 300 Hz; 300 Hz à 3 kHz; 3 à 30 kHz), l'accord à l'intérieur des limites de chaque gamme se faisant par un potentiomètre double  $\text{VR}_{1a}$ - $\text{VR}_{1b}$  de  $2 \times 10 \text{ k}\Omega$ , à variation linéaire. La commutation des gammes s'effectue par celle des capacités  $C_1$  à  $C_6$ . Il délivre, sur les fréquences indiquées, les signaux sinusoïdaux ou rectangulaires (ou les deux en même temps).

C'est le circuit intégré  $\text{IC}_1$  qui produit les signaux sinusoïdaux, grâce à un double circuit de réaction et de contre-réaction. Pour la réaction, on prélève une portion du signal de sortie sur le diviseur  $\text{R}_{12}$ - $\text{VR}_3$ - $\text{R}_{13}$  et on l'applique à l'entrée non inverseuse de  $\text{IC}_1$  (5). Quant à la contre-réaction, son taux est ajusté de façon que le gain global du système soit égal à 1, condition nécessaire pour obtenir une onde sinusoïdale pure. Mais pour que cette condition soit réalisée sur toute l'étendue des trois gammes couvertes on fait appel à un système de régulation automatique utilisant le transistor à effet de champ  $\text{Tr}_1$  et le diviseur de tension  $\text{R}_7$ - $\text{R}_6$ . Il est évident que le rapport de ce diviseur, c'est-à-dire la tension de contre-réaction appliquée à l'entrée inverseuse (4) varie avec la résistance drain-source du transistor. La tension de sortie du circuit intégré est redressée par  $\text{D}_1$ , puis filtrée par  $\text{VR}_2$ ,  $\text{R}_{11}$  et une des capacités,  $C_{10}$ ,  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ , commutées en même temps que les gammes. La tension continue ainsi obtenue est dosée par  $\text{VR}_2$  et appliquée à la porte (gate) de  $\text{Tr}_1$ , dont la résistance drain-source varie de façon que la contre-réaction qui en résulte s'oppose à toute modification de l'amplitude de la tension de sortie.

La valeur des trois capacités commutables par  $\text{S1 c}$  est relativement critique : si elle est trop élevée, le temps d'établissement du régime normal s'allonge; si elle est trop faible, on peut craindre une sorte de relaxation. Bien que les valeurs indiquées sur le schéma original ne soient pas standard, nous pensons que  $68 \mu\text{F}$  pour  $C_{10}$ ,  $15 \mu\text{F}$  pour  $C_{11}$  et  $1,5 \mu\text{F}$  pour  $C_{12}$  doivent convenir.

Le circuit intégré  $\text{IC}_2$ , commandé par le signal sinusoïdal à travers  $C_{13}$  fournit un signal rectangulaire à flancs très raides (temps de montée de l'ordre de  $1 \mu\text{s}$ ) et dont l'amplitude, à la sortie 10 de  $\text{IC}_2$ , est de quelque 17 V c. à c. lorsque la tension d'alimentation est de 18 V. Cette amplitude est ramenée à 1 V c. à c. aux bornes de  $\text{R}_{23}$  par  $\text{R}_{22}$  et  $\text{VR}_5$ .

En ce qui concerne la sortie sinusoïdale, l'amplitude du signal y est réglable en trois niveaux par l'atténuateur  $\text{S2 a}$  à l'impédance de sortie de  $600 \Omega$  : 1 V, 100 mV et 10 mV, l'atténuateur progressif  $\text{VR}_4$  étant au maximum.

L'amplitude de la tension de sortie et la fréquence sont pratiquement indépendantes de la tension d'alimentation dans les limites de 10 à 18 V. La consommation de l'appareil est minimale (sous 18 V) : 5 mA en signal sinusoïdal seul; 7 mA lorsqu'on utilise aussi le signal rectangulaire.

Il est important que la mise en fonctionnement du circuit intégré  $\text{CI}_2$  se fasse à l'aide d'un interrupteur double tel que  $\text{S}_3$ .

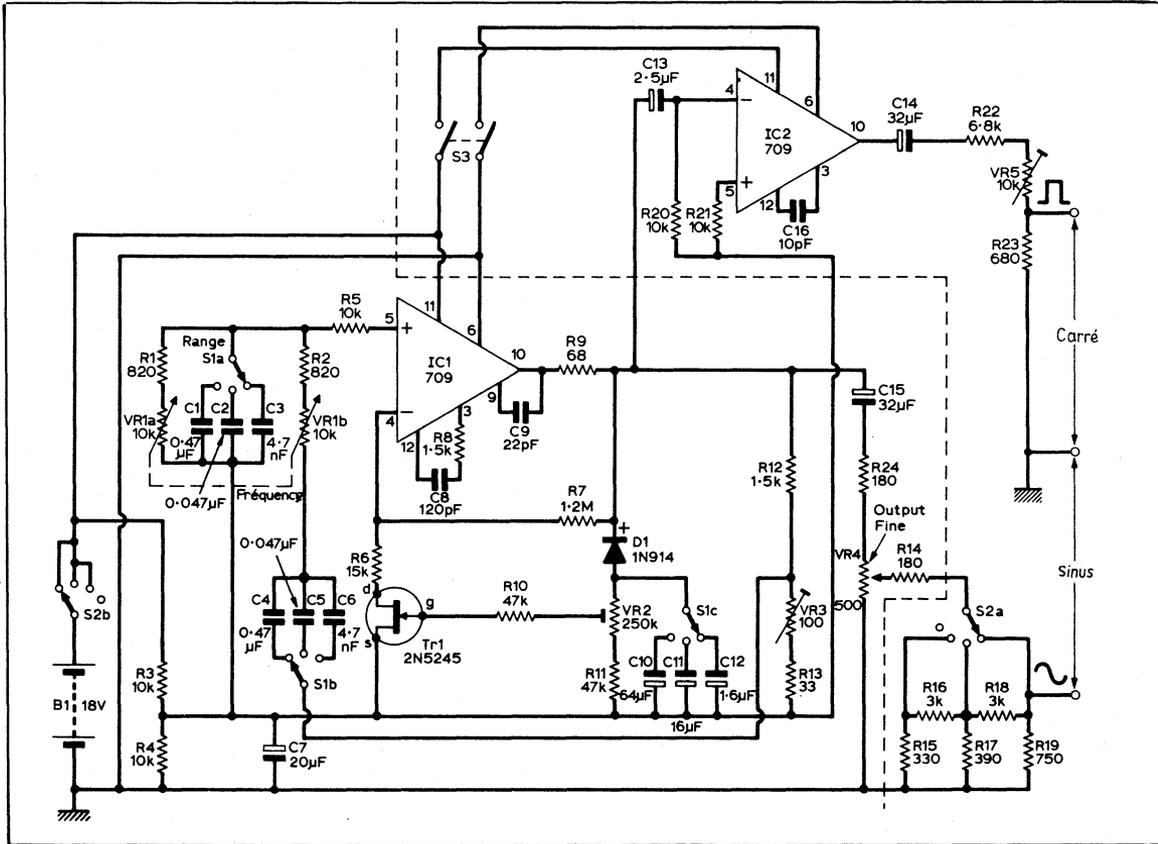


Fig. 2-66. — Schéma complet du générateur B.F. à deux circuits intégrés et transistor à effet de champ.

Les deux circuits intégrés utilisés sont présentés en boîtiers DIL à 14 pattes dont les numéros utilisés sont indiqués sur le schéma.

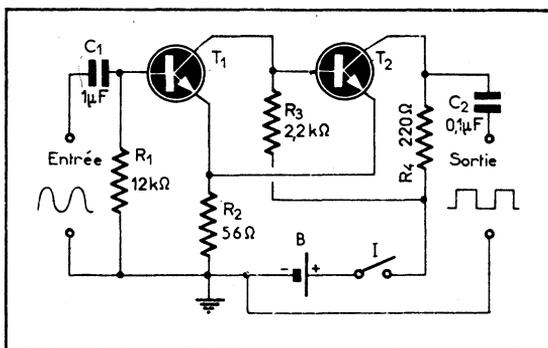
La tension de service des électrochimiques utilisés est de 10 V pour  $C_{10}$ ,  $C_{11}$ ,  $C_{14}$  et  $C_{15}$ , de 16 V pour  $C_7$  et  $C_{13}$  et de 25 V pour  $C_{12}$ . Toutes les résistances sont de 0,125 ou de 0,25 W à  $\pm 5\%$ .

## Comment obtenir des rectangulaires à partir des sinusoïdes

Les signaux rectangulaires sont très souvent utilisés pour l'essai des amplificateurs à large bande, ou des amplificateurs B.F. tout court. Cependant, il n'est pas fréquent de rencontrer dans le laboratoire personnel d'un technicien un générateur délivrant ce genre de signaux. Or, il est relativement simple d'obtenir des « rectangulaires » à partir de sinusoïdes, et cela à l'aide de deux transistors seulement et d'une pile de 1,5 V, comme le montre le schéma de la figure 2-67.

Les résultats que l'on obtient sont très supérieurs à ceux des écrêteurs à diodes, qui fournissent des impulsions à front insuffisamment raide et dont le fonctionnement laisse presque toujours à désirer au-delà de 5 kHz.

Fig. 2-67. — Schéma général du convertisseur sinusoïdal - rectangulaire. Les deux transistors sont du type BC 107, BC 547 ou analogues.



Ce montage doit être adapté à la sortie d'un générateur B.F. sinusoïdal, et la seule condition qui existe est d'avoir, à l'entrée, une tension dont l'amplitude ne dépasse pas 0,4 V. Moyennant cela, l'amplitude des impulsions rectangulaires à la sortie sera de l'ordre de 1 V, et leur forme sera tout à fait satisfaisante dans toute l'étendue de 20 Hz à 30 kHz.

Ce « convertisseur » sinusoïdal-rectangulaire est un trigger dont le collecteur du premier transistor  $T_1$  est en liaison directe avec la base du second transistor  $T_2$ , identique au premier. La réaction se fait par la résistance commune d'émetteur  $R_2$ . Le courant que ce montage consomme, sur une pile de 1,5 V, est de l'ordre de 1,4 mA.

## Un autre montage pour obtenir des rectangulaires à partir des sinusoïdes

Le montage représenté dans le schéma de la figure 2-68 permet d'obtenir, à partir d'une source de tensions sinusoïdales, des impulsions rectangulaires à temps de montée et de descente très réduit. Il peut être adjoint à n'importe quel générateur sinusoïdal, dont il élargit considérablement les possibilités.

Ce « convertisseur » se compose d'un étage à collecteur commun ( $T_1$ ), d'un amplificateur ( $T_2$ ), d'un trigger de Schmitt ( $T_3 - T_4$ ) et d'un « emitter follower » ( $T_5$ ) de sortie.

La tension sinusoïdale arrive sur la base de  $T_1$  à travers la résistance limiteuse  $R_1$ . Le régime de  $T_1$  est fixé par le diviseur de tension  $R_2 - R_3$ . La réaction, due à la présence du condensateur  $C_2$ , contribue

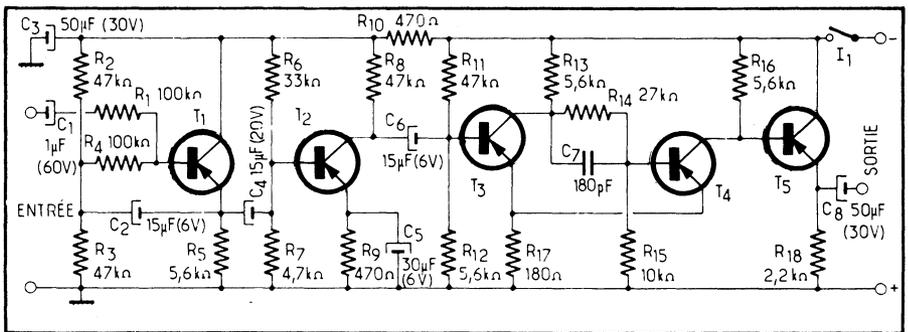


Fig. 2-68. — A l'aide de ce montage très simple, on peut transformer un signal sinusoïdal en rectangulaires.

à relever encore davantage la résistance d'entrée de l'étage en alternatif. Le signal, amplifié par  $T_2$ , commande le fonctionnement du trigger, dont il provoque le basculement dans la partie négative du signal appliqué à la base de  $T_3$ . Le condensateur  $C_7$ , en shunt sur la résistance  $R_{14}$ , permet de réduire le temps de passage d'un état à l'autre, c'est-à-dire le temps de montée et de descente. Les impulsions ainsi formées sont appliquées à l'étage  $T_5$  et prélevées, à basse impédance, sur l'émetteur de ce transistor. Rien n'empêche, bien entendu, de prévoir un atténuateur après le condensateur  $C_8$ .

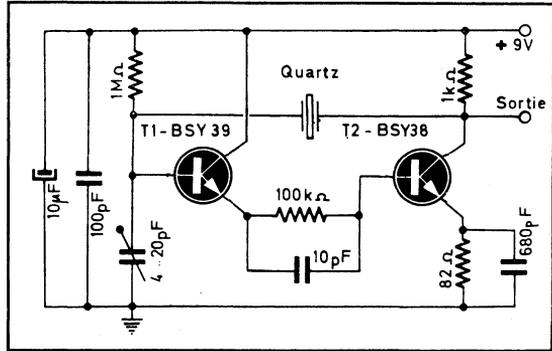
Le signal d'entrée peut avoir une fréquence atteignant 300 kHz et une amplitude comprise entre quelques dizaines de millivolts et une vingtaine de volts. L'amplitude du signal de sortie est déterminée essentiellement par la tension d'alimentation.

Les transistors utilisés sont tous du même type : BC 107, BC 108, BC 547, BC 548, etc.

## Oscillateur à quartz à large bande

Cet oscillateur, dont le schéma est reproduit dans la figure 2-69, couvre la bande de 1 à 20 MHz, en fonction de la fréquence nominale du quartz utilisé, sans aucune commutation supplémentaire ou modification de la valeur d'un élément. Le quartz est utilisé ici en résonance parallèle suivant le montage dit Pierce à « emitter follower ». Un trim-

Fig. 2-69. — Cet oscillateur s'adapte à n'importe quelle fréquence de 1 à 20 MHz par simple remplacement du quartz.



mer de 4 à 20 pF permet de faire varier légèrement la fréquence d'oscillation autour de la fréquence nominale du quartz. Les transistors utilisés, BSY 39 ( $T_1$ ) et BSY 38 ( $T_2$ ) sont des silicium de 300 mW, ne différant que par leur gain en courant : 30 à 60 pour le BSY 38 et 40 à 120 pour le BSY 39. Il est probablement possible de les remplacer par des BC 107, BC 108 ou BC 109. Pour assurer la plus grande constance à la fréquence émise, il est recommandé de stabiliser la tension d'alimentation.

L'intérêt principal de cet oscillateur est qu'il ne demande aucun bobinage et permet d'obtenir, par exemple, plusieurs fréquences étalons par simple commutation des quartz.

## Un générateur universel à quartz (100 kHz à 30 MHz)

### Généralités

Il existe de nombreux schémas d'oscillateurs à quartz, mais tous ne conviennent pas si l'on veut couvrir une large bande de fréquences. L'appareil décrit (fig. 2-70) présente, dans un atelier ou laboratoire, une double utilité : avec un jeu de quartz judicieusement choisis, il permet toute sorte d'étalonnages et d'essais ; il peut servir pour essayer

un quartz de n'importe quel type. Qualité non négligeable : sa tension de sortie H.F. est à peu près constante sur toutes les fréquences qu'il permet de couvrir.

Il est indiqué de prévoir un étage séparateur entre l'oscillateur et la sortie, afin de rendre l'accrochage indépendant de la charge. La tension de sortie sera réglable, ce qui est indispensable lorsqu'on a besoin de procéder à des essais comparatifs de sensibilité, par exemple. Enfin, pour pouvoir repérer plus facilement la porteuse fournie par le générateur, il est souhaitable de moduler, à l'aide d'un oscillateur sinusoïdal, l'onde H.F. produite.

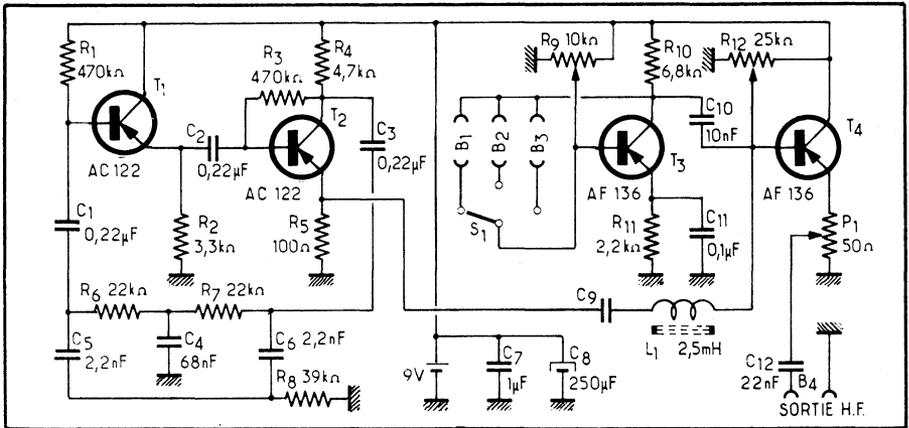


Fig. 2-70. — Cet appareil constitue un générateur à quartz et, en même temps, un banc d'essai pour quartz de toute sorte.

Toutes ces conditions sont remplies par l'appareil décrit. Il oscille facilement avec les quartz de tout type et de toute fréquence nominale, jusqu'à 30 MHz environ, et il est relativement pauvre en harmoniques, bien que les deux transistors soient utilisés en amplificateurs à large bande. La tension de sortie, dont la valeur maximale est de l'ordre de 200 mV, sur 60  $\Omega$ , peut être prélevée pratiquement sans aucune action sur l'oscillateur, car l'étage de séparation utilise le transistor T<sub>4</sub> en montage « emitter follower » et introduit un affaiblissement de 0,4 dB environ. Le potentiomètre P<sub>1</sub> permet de faire varier la tension de sortie entre 2  $\mu$ V et 200 mV à peu près, à condition de respecter le mieux possible la disposition indiquée sur le croquis.

### Analyse du schéma

L'oscillateur à quartz fonctionne en montage Pierce et son régime est choisi de façon que son gain soit à peu près uniforme sur toute la bande de fréquences couvertes. La tension H.F. produite par l'oscillateur atteint la base de l'amplificateur T<sub>4</sub> à travers C<sub>10</sub>. Ce dernier transistor

fonctionne en collecteur commun et son régime est réglé pour en obtenir un gain maximal, compte tenu de sa dissipation maximale admissible.

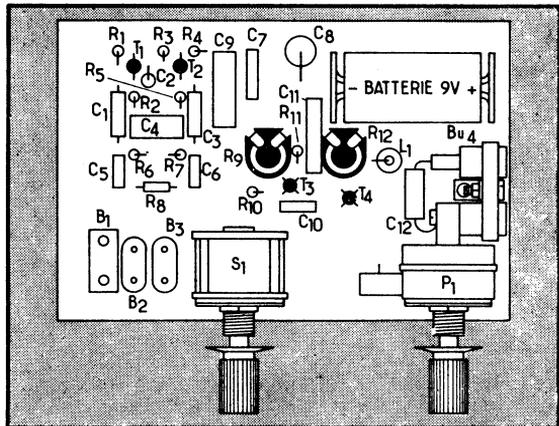
La porteuse H.F. est modulée en amplitude par modification de la polarisation de base de  $T_4$  au rythme de la tension B.F. provenant de l'oscillateur  $T_1 - T_2$ . Ce dernier fonctionne avec un circuit déphaseur en double T, comprenant les éléments  $R_6 - R_7 - C_4$  et  $C_5 - C_6 - R_8$  et la tension B.F., prélevée sur la résistance d'émetteur de  $T_2$  est envoyée vers la base de  $T_4$  à travers  $C_9$  et  $L_1$ , cette dernière inductance empêchant la pénétration de la H.F. vers l'oscillateur B.F.

### Réalisation et mise au point

Tout le montage est réalisé sur une platine perforée de  $150 \times 100$  millimètres. Le potentiomètre  $P_1$  et le contacteur  $S_1$  sont fixés à cette platine à l'aide d'équerres. Les trois supports de quartz (on peut prévoir davantage) sont commutés à l'aide de  $S_1$  (fig. 2-71).

Lorsque le montage est terminé, on le vérifie soigneusement et on le met sous tension. La première chose à faire est de vérifier à l'oscilloscope le fonctionnement de l'oscillateur B.F., qui doit produire, à l'émetteur de  $T_2$ , une sinusoïde pratiquement parfaite. Si l'oscillateur B.F. ne fonctionne pas, voir les éléments du circuit en double T et s'assurer que les deux transistors sont en bon état.

Fig. 2-71. — Implantation des différents composants sur le châssis du générateur. Il est évident que l'on peut prévoir d'autres supports ( $B_1 - B_2 - B_3 - \dots$ ) commutables par  $S_1$ , de façon à pouvoir essayer n'importe quel type de quartz.



Si l'oscillateur H.F. ne fonctionne pas, cela peut provenir du quartz utilisé, de la valeur trop faible de la résistance  $R_{10}$ , du découplage défectueux de l'émetteur ( $C_{11}$ ), ou du transistor lui-même.

Les transistors utilisés peuvent être remplacés : AC 122 par AC 125, BC 178, BC 558, etc.; AF 136 par AF 126, BF 451, etc.

## Un multivibrateur à quartz

Son schéma, très simple, est représenté dans la figure 2-72. Comme il ne comporte aucune bobine, il est particulièrement indiqué partout où il s'agit de réduire au minimum l'encombrement. Il peut être utilisé

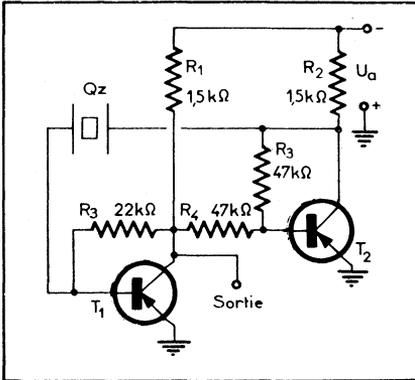


Fig. 2-72. — Ce multivibrateur à quartz peut fonctionner dans la plage de 3 kHz à 10 MHz, suivant le quartz.

pour obtenir des impulsions de synchronisation à fréquence de récurrence très stable, ou en tant que générateur « étalon », dans la plage allant de 3 kHz à 10 MHz environ, suivant la fréquence propre du quartz. La tension d'alimentation  $U_a$  peut être de 2 à 30 V, en tenant compte des caractéristiques des transistors utilisés, qui peuvent être de n'importe quel type « commutation ». Si l'on emploie des *n-p-n*, la polarité de la batterie devra être inversée.

## Un essayeur de quartz

Cet appareil, dont le schéma est représenté dans la figure 2-73 permet de se rendre compte très rapidement si un quartz est bon ou non. Le mon-

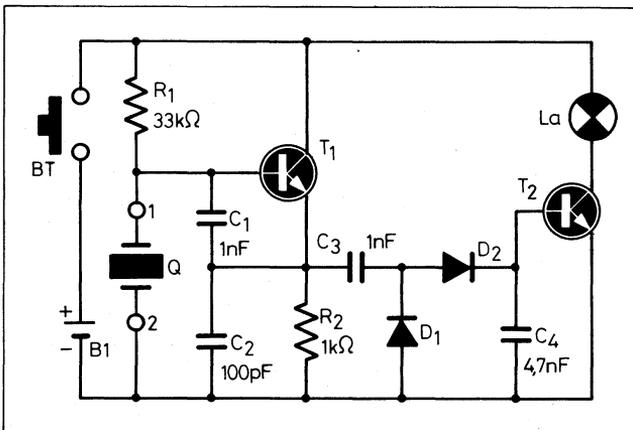


Fig. 2-73. — Schéma d'un essayeur de quartz très simple.

tage comporte un générateur  $T_1$ , les redresseurs  $D_1$  et  $D_2$  (doubleur de tension) et un amplificateur de courant continu  $T_2$ . Le quartz à essayer est placé aux bornes 1-2 du générateur, et à l'aide du bouton poussoir BT on applique à l'ensemble une tension d'alimentation, qui peut être de 8 à 12 V. Si le quartz est en bon état, une tension alternative apparaît aux bornes de  $R_2$ , est redressée par  $D_1$ - $D_2$ , et rend conducteur le transistor  $T_2$ , ce qui provoque l'allumage de la lampe La. Cet « essayeur » a été testé dans la plage de fréquences de 3,5 à 90 MHz, où il s'est comporté d'une façon tout à fait satisfaisante.

Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  peuvent être du type 1N 4148 ou similaires. Quant aux transistors, on peut adopter pour  $T_1$  un BF 199 et pour  $T_2$  un transistor dont la dissipation se situe vers 500 mW : BC 548 ou BC 337. La lampe La peut être une 12 V-50 mA.

## Oscillateurs pilotés par quartz

### Rappel de quelques principes

Lorsqu'on cherche à obtenir des oscillations de grande stabilité en fréquence, le moyen le plus simple consiste à utiliser un quartz pour « piloter » l'oscillateur. Dans ce cas, la fréquence des oscillations se trouve en quelque sorte asservie à la fréquence de résonance mécanique du cristal, de la plaquette de quartz.

Le fonctionnement d'un cristal de quartz utilise le principe de piézoélectricité : toute déformation mécanique d'un cristal provoque l'apparition de charges électriques sur sa surface, c'est-à-dire d'un champ électrique ; un cristal soumis à un champ électrique se déforme mécaniquement. Si le champ électrique en question est alternatif, les déformations mécaniques vont se transformer en oscillations mécaniques, de même fréquence que celle du champ alternatif appliqué.

Lorsque la fréquence de la tension « excitatrice » se rapproche de la fréquence de résonance mécanique du quartz, l'amplitude des oscillations mécaniques de ce dernier augmente, ce qui conduit à un accroissement du courant dans le circuit d'excitation, avec un maximum à la fréquence de résonance du quartz ; le courant à travers ce dernier sera en avance sur la tension si la fréquence d'excitation est plus faible et si la fréquence d'excitation est plus élevée, ce courant sera en retard sur la tension. Dans le premier cas l'ensemble se comporte comme un capacité, et dans le second, comme une inductance.

Il est donc possible de représenter un quartz, introduit dans un circuit électrique, en tant qu'un circuit résonnant série, à surtension très élevée et à fréquence de résonance particulièrement stable. On voit ce schéma équivalent sur la figure 2-74 a, où  $L_q$ ,  $r_q$  et  $C_q$  représentent, respectivement, l'inductance, la résistance série et la capacité équivalentes du quartz, tandis que  $C_o$  concrétise la capacité parasite qui se trouve aux bornes du quartz : support, connexions, etc.

Les graphiques des figures 2-74 b, 2-74 c et 2-74 d traduisent l'allure de la variation, en fonction de la fréquence, de la composante réactive

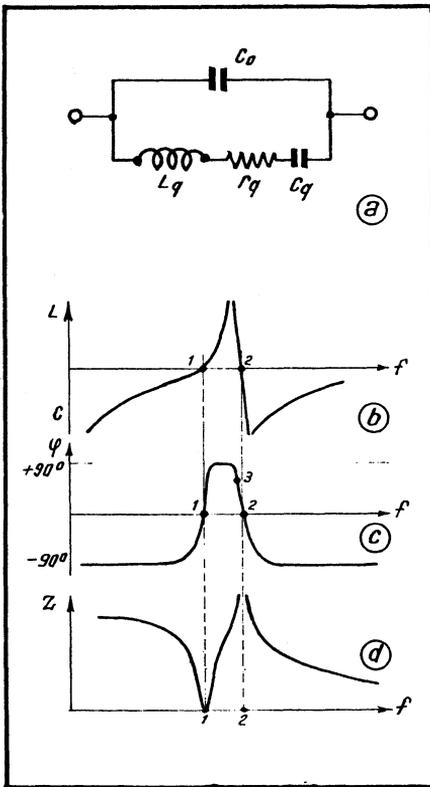


Fig. 2-74. — Schéma équivalent d'un quartz et courbes montrant la variation de sa réactance, du déphasage introduit, et de son impédance, en fonction de la fréquence.

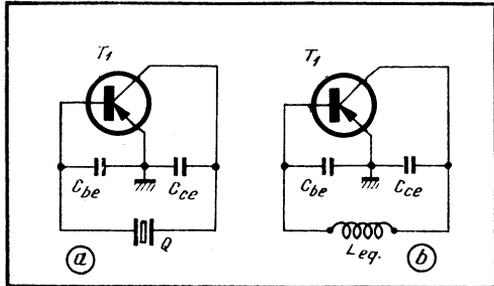
de la résistance, de l'angle de phase  $\varphi$  entre le courant et la tension et de l'impédance  $Z$  du circuit équivalent. On en déduit qu'aux fréquences inférieures à la fréquence de résonance du quartz (à gauche du point 1), la résistance du circuit présente un caractère capacitif, tandis que le courant est en avance sur la tension. A la fréquence de résonance (point 1), la résistance du circuit est minimale et le courant est en phase avec la tension. Aux fréquences supérieures à celle de résonance mécanique, la résistance du quartz présente un caractère inductif et le circuit présentant cette inductance avec, en parallèle, la capacité parasite  $C_0$ , passe par la résonance parallèle (point 2), où l'impédance  $Z$  est maximale et où, encore une fois, le courant et la tension sont en phase. Aux fréquences supérieures à celle de résonance parallèle, la résistance du circuit équivalent présente, de nouveau, un caractère capacitif.

### Principe des oscillateurs à quartz

D'après ce qui précède, nous voyons qu'il est possible de concevoir deux types d'oscillateurs à quartz : ceux dont la fréquence est voisine de la fréquence « parallèle » ; ceux dont la fréquence correspond à la résonance série, c'est-à-dire à la fréquence propre du quartz. Le premier groupe comprend les oscillateurs du type Colpitts, dont l'une des

réactances est constituée par le quartz, qui est alors utilisée en tant qu'inductance. Dans le cas le plus simple, le quartz est connecté entre la base et le collecteur d'un transistor (fig. 2-75 a), dont les capacités base-émetteur ( $C_{be}$ ) et collecteur-émetteur ( $C_{ce}$ ) complètent le circuit. Le schéma équivalent de cet oscillateur est représenté dans la figure 2-75 b.

Fig. 2-75. — Principe de l'oscillateur à résonance parallèle et son schéma équivalent.



En réalité, on voit que le schéma de la figure 2-75 a ne peut fonctionner que si le quartz se présente comme une inductance. Mais alors la fréquence d'oscillation ne peut pas être exactement celle du point 2 (résonance parallèle) où la résistance équivalente du circuit comportant le quartz est purement ohmique. L'ensemble fonctionnera sur une fréquence légèrement au-dessous de celle du point 2, et correspondant à un certain point 3 (fig. 2-74 c).

### Oscillateurs à résonance parallèle

Le schéma d'un oscillateur, fonctionnant sur une fréquence légèrement inférieure à la résonance parallèle du quartz, est représenté dans la figure 2-76. Il peut fonctionner avec un quartz de 0,8 à 10 MHz et un transistor tel que AF 139, BF 451, BF 324, etc. Bien entendu, la valeur des différents éléments, surtout celle des résistances, n'est donnée qu'à titre indicatif et doit être ajustée en fonction du transistor utilisé.

Cet oscillateur fonctionne d'une façon stable même en présence des variations de la tension d'alimentation entre 2 et 10 V environ. L'amplitude de la tension de sortie est de l'ordre de 6 V, c. à c. pour une tension d'alimentation de 9 à 10 V.

Le schéma de la figure 2-76 convient pour des quartz dont la fréquence propre est supérieure à 800 kHz - 1 MHz. Pour des fréquences plus basses, le fonctionnement devient difficile, car les capacités propres du transistor, même augmentées des capacités parasites, ne sont pas suffisantes par rapport à l'inductance équivalente du quartz. Il est alors possible de prévoir deux capacités supplémentaires, comme sur la figure 2-77, mais c'est une solution qui présente l'inconvénient de diminuer le gain de l'étage. Elle peut, par conséquent, ne pas convenir pour tous les transistors.

Pour diminuer l'influence de la charge sur la fréquence de l'oscillateur, on fait très souvent appel à un étage « tampon » dont un

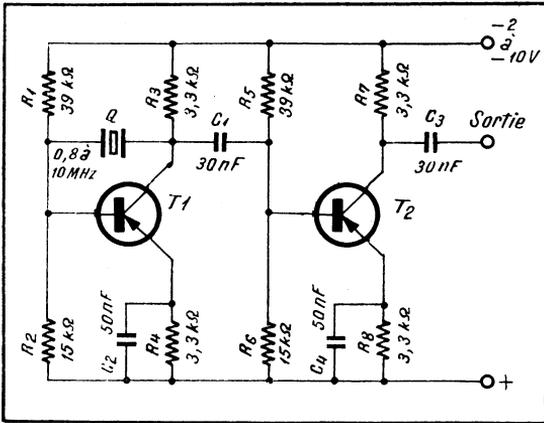


Fig. 2-76. — Un oscillateur à résonance parallèle suivi d'un étage séparateur.

Fig. 2-77. — Un autre exemple d'oscillateur à résonance parallèle suivi d'un étage séparateur.

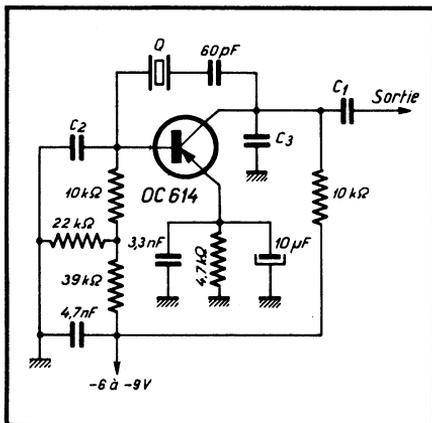
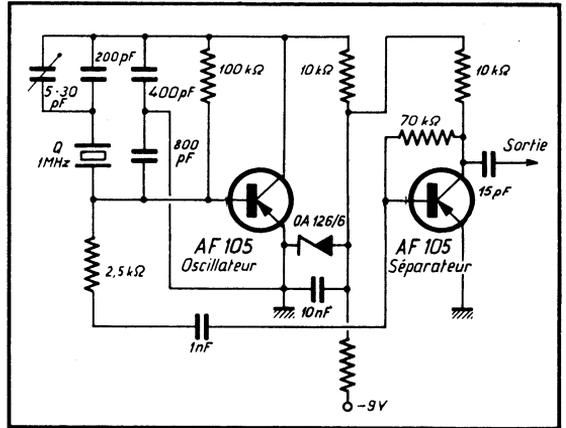


Fig. 2-78. — Ce montage, également à résonance parallèle, peut convenir pour les quartz de 10 kHz à 30 MHz.

exemple est donné par le schéma de la figure 2-76. Le transistor  $T_2$  est du même type que  $T_1$ .

Le schéma de la figure 2-77 donne un autre exemple d'oscillateur avec étage séparateur. La tension de collecteur du transistor oscillateur est stabilisée par une diode Zener (OA 126/6). La capacité, en partie ajustable, en série avec le quartz peut avoir une valeur très différente, suivant le quartz employé. Le transistor AF 105 s'apparente aux transistors AF 126, BF 451, etc., tandis que la diode OA 126/6 est équivalente à BZX 79-C6V2 ou analogue.

Enfin, le schéma de la figure 2-78 peut être utilisé avec des quartz de 10 kHz à 30 MHz, et seules les valeurs des capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  changent, en fonction de la gamme de fréquences couvertes et d'après le tableau ci-dessous.

Le transistor  $T_1$  peut être un AF 139, BF 451 ou équivalent.

Fréquence	$C_1 = C_2 = C_3$
10 à 50 kHz 50 à 200 kHz 200 kHz à 1 MHz 1 à 10 MHz 10 à 30 MHz	4 à 2 nF 2 à 1 nF 1 nF à 400 pF 400 à 40 pF 40 à 10 pF

### Oscillateurs à résonance série

Dans les oscillateurs qui fonctionnent sur une fréquence voisine de la résonance série, le quartz est intercalé dans le circuit de réaction. On peut donc concevoir, dans ce domaine, soit des amplificateurs RC à deux étages, dont la sortie, en phase avec l'entrée, est réunie à cette dernière par le quartz, soit des oscillateurs classiques à bobinages, où le quartz est introduit dans le circuit de réaction.

Les oscillateurs comportant des bobinages sont indiqués dans plusieurs cas :

1. — Pour éviter des oscillations parasites et des résonances secondaires du quartz ;
2. — Pour élargir la plage de « synchronisation », c'est-à-dire la plage où la fréquence propre de l'oscillateur se trouve asservie à celle du quartz ;
3. — Avec des quartz oscillant difficilement ;
4. — Lorsqu'on veut obtenir des harmoniques de la fréquence nominale du quartz.

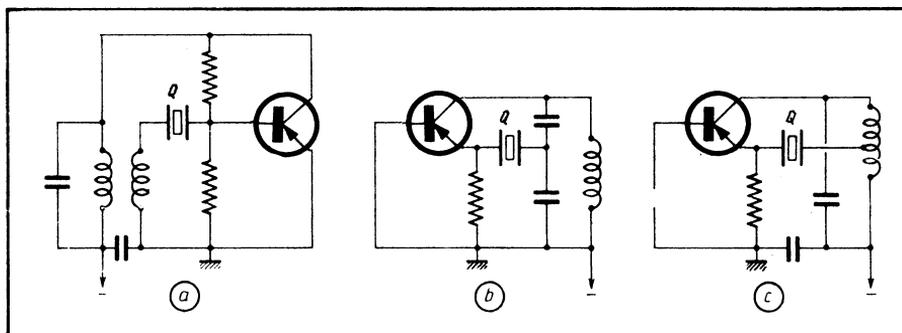


Fig. 2-79. — Trois montages de base d'oscillateurs à quartz à résonance série.

Les trois schémas de la figure 2-79 représentent les trois montages de base, le plus souvent utilisés. Le premier (fig. 2-79 a) fonctionne en émetteur commun, tandis que les deux autres (fig. 2-79 b et 2-79 c) sont à base commune. Il est à noter, à propos de ces trois montages, que la résistance série du quartz, c'est-à-dire  $r_q$  de la figure 2-74 a, doit être nettement inférieure à la réactance de la capacité propre de son support ( $C_0$ ). Si tel n'est pas le cas, le montage oscille librement sur une fréquence déterminée par les constantes du circuit. Cette condition est presque toujours remplie pour les fréquences relativement basses, inférieures en gros à 5 MHz. Pour les fréquences supérieures, on fait appel à des procédés de compensation ou de neutralisation de la capacité  $C_0$ .

Les oscillateurs à quartz à résonance série et sans bobinage sont, comme il a été dit, des amplificateurs RC à deux étages. S'il s'agit d'étages à émetteur commun, dont chacun « déphase » de  $180^\circ$ , la tension de sortie se trouvera déphasée de  $360^\circ$  par rapport à la tension d'entrée, c'est-à-dire sera en phase avec cette dernière. Si l'on réunit la sortie d'un tel amplificateur à son entrée à l'aide d'un quartz de fréquence propre  $f$ , on crée une réaction sur cette fréquence seulement (car c'est là que la résistance équivalente du quartz est minimale), et l'ensemble se transforme en oscillateur.

Le schéma de la figure 2-80 offre un exemple d'un tel oscillateur, suivi d'un étage séparateur, monté en collecteur commun « emitter follower ». Cet oscillateur reste parfaitement stable même en présence de variations assez sensibles de la tension d'alimentation : 5 à 10 V à peu près. Lorsque la tension d'alimentation est de quelque 9 V, l'amplitude de l'oscillation atteint 6,5 V c. à c. environ.

On peut y utiliser des quartz à fréquence propre comprise entre quelques dizaines de kilohertz et 1 MHz environ. La forme du signal délivré est pratiquement rectangulaire, avec un temps de montée de l'ordre de  $0,1 \mu\text{s}$ , jusqu'à des fréquences de quelques centaines de kilohertz.

Aux fréquences plus élevées, supérieures, en gros, à 1 MHz, l'oscillation ne se fait pas ou se fait mal, car le déphasage entre l'entrée et la sortie des deux étages de l'oscillateur n'atteint pas  $360^\circ$ . Réaliser un

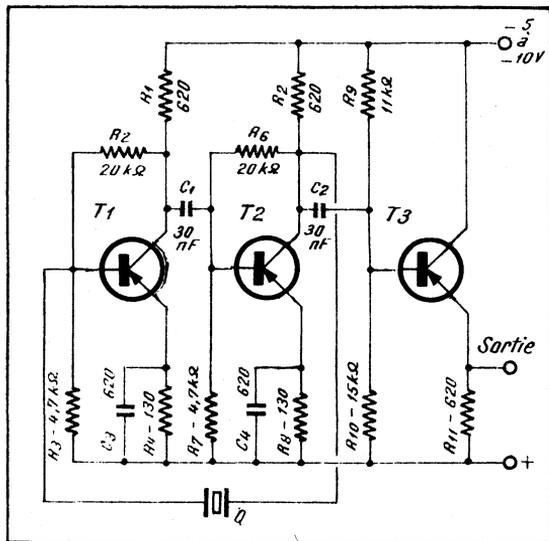
déphasage complémentaire à l'aide du quartz lui-même représente un certain nombre d'inconvénients, que nous ne pouvons guère commenter ici.

Lorsqu'on réalise un oscillateur suivant le schéma de la figure 2-72, il faut veiller à ce que la capacité parasite entre l'entrée et la sortie des étages  $T_1$  et  $T_2$  soit minimale. Si tel n'est pas le cas, l'amplificateur se transforme en un multivibrateur, et fournit des oscillations de relaxation même en l'absence de tout quartz.

Les trois transistors de la figure 2-80 sont du même type, le même que celui de la figure 2-76.

Le schéma de la figure 2-80 est assez compliqué, et on peut atteindre le même résultat avec un montage beaucoup plus simple, comme celui de la figure 2-81. Le transistor  $T_1$  est utilisé en base commune, donc entrée par l'émetteur, et le signal sur le collecteur est en phase avec celui sur l'émetteur. Cependant, si l'on connecte un quartz directement entre l'émetteur et le collecteur, l'oscillation ne pourra pas avoir lieu,

Fig. 2-80. — Oscillateur à résonance série, sans bobines, suivi d'un étage séparateur.



car la résistance d'entrée d'un tel étage est faible, tandis que sa résistance de sortie est élevée. Le gain sera donc insuffisant pour qu'il y ait oscillation.

Pour adapter les résistances d'entrée et de sortie, on utilise un transistor identique monté en collecteur commun, et le quartz est connecté entre la sortie du  $T_2$  (émetteur) et l'entrée du  $T_1$  (émetteur). Un tel oscillateur peut travailler avec des quartz de fréquence propre inférieure à 1 MHz et permet d'utiliser un circuit de charge à faible impédance. La forme du signal rappelle une sinusoïde écrêtée par le bas, et dont les sommets supérieurs comportent un creux. L'oscillation

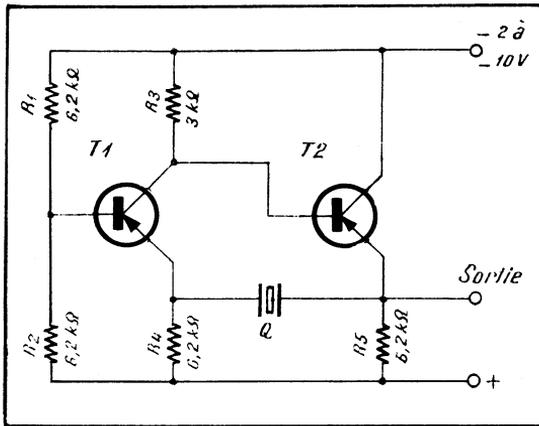


Fig. 2-81. — Oscillateur à résonance série à deux transistors.

reste stable pour toute tension d'alimentation comprise entre  $-2$  et  $-10$  V, et le courant consommé ne dépasse guère 3 mA avec 9 V. L'amplitude de la tension de sortie est voisine de 3 V c. à c.

### Un oscillateur à transistors stabilisé par un quartz

C'est un oscillateur du type capacitif, utilisant le transistor  $T_1$  et un quartz Q, dont la fréquence nominale détermine celle de l'oscillateur (fig. 2-82). L'étage  $T_2$  est un séparateur, permettant de prélever le signal H.F. en basse impédance. L'ensemble peut fonctionner d'une façon stable jusqu'à des fréquences de l'ordre de 100 MHz.

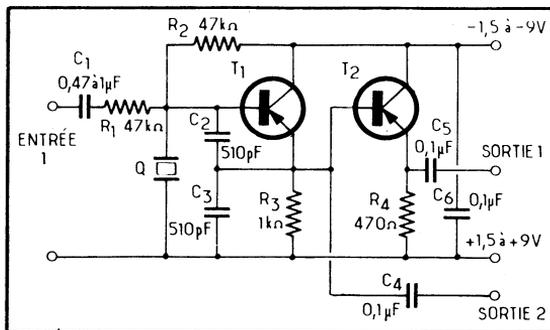


Fig. 2-82. — Cet oscillateur, dont la fréquence dépend de celle de quartz, peut être modulé par l'entrée 1.

Les deux transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont utilisés en collecteur commun et à liaison directe. Le signal H.F. peut être prélevé en deux points : à basse impédance sur l'émetteur de  $T_2$  (sortie 1); à haute impédance sur la base du même transistor (sortie 2).

La valeur des condensateurs du diviseur de tension capacitif  $C_2 - C_3$  doit correspondre à l'ordre de grandeur de la fréquence que l'on veut

obtenir : 200 pF pour 1 MHz ; 20 pF pour 10 MHz ; 10 pF ou moins lorsqu'il s'agit de fréquences supérieures à 30 MHz.

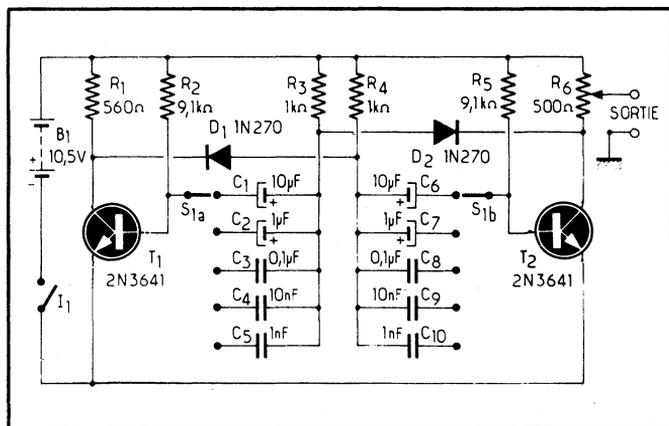
L'oscillateur peut être modulé en amplitude en appliquant le signal B.F. à l'entrée 1. L'amplitude de ce signal ne doit pas dépasser 1 V. Les deux transistors sont du même type. Ils seront choisis en fonction de la fréquence maximale que l'on veut obtenir : il faut que leur fréquence de transition  $f_T$ , soit au moins cinq à dix fois plus élevée que celle dont on a besoin. Par conséquent : BC 557 ou BC 558 jusqu'à 15-20 MHz à peu près; BF 450 ou BF 451 jusqu'à 40-45 MHz; BF 967 jusqu'à 95-100 MHz.

## Calibrateur pour oscilloscope

Ce petit appareil (fig. 2-83) permet de contrôler et, éventuellement, d'ajuster l'échelle de gain vertical d'un oscilloscope ainsi que la fréquence de son balayage horizontal. Il s'agit d'un multivibrateur délivrant des impulsions rectangulaires dont le temps de montée est de 0,15  $\mu$ s et le temps de descente de 0,1  $\mu$ s environ. La fréquence de récurrence de ces impulsions peut être modifiée par bonds de puissances de 10 grâce à la commutation des capacités  $C_1$  à  $C_{10}$  : 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz. Le niveau du signal de sortie peut être dosé à l'aide du potentiomètre  $R_6$ .

Afin d'obtenir des impulsions se rapprochant le plus possible de rectangulaires, on a prévu un circuit séparé pour la charge des capa-

Fig. 2-83. — Calibrateur permettant d'étalonner le gain vertical d'un oscilloscope et la fréquence de son balayage.



ités  $C_1$  à  $C_{10}$ , dont dépend la durée des impulsions produites (résistances  $R_3$  et  $R_4$ ). Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  séparent les circuits de charge et les résistances des circuits de collecteur.

Les transistors 2 N 3641 sont des *Motorola* analogues, pensons-nous, aux BSW 54, 2 N 2219 A, BC 337-16, etc. Les diodes 1 N 270 sont analogues aux OA 95, AA 118, AA 132, etc.

# 46

## alimentations stabilisées et limiteurs de courant

- 17 stabilisateurs pour courants 0,7 à 2A
- 2 stabilisateurs faibles courants
- 6 stabilisateurs faibles tensions
- 4 stabilisateurs à circuits intégrés
- 5 montages divers à diodes Zener
- 5 limiteurs et régulateurs de courant
- 7 divers

Pour alimenter les appareils à transistors on a généralement besoin de tensions assez faibles, mais d'intensités élevées, dont le filtrage, à partir d'un redresseur, soulève toujours quelques problèmes. Dans beaucoup de cas, les variations de la tension du secteur sont gênantes, de sorte que l'on est obligé de faire appel à des alimentations stabilisées, qui présentent également l'avantage de simplifier la question du filtrage.

Actuellement, ces alimentations sont toujours équipées de transistors, et on y distingue plusieurs montages de base. Le plus simple est celui où un transistor est utilisé en résistance série variable, commandée par la tension d'« erreur ». Malheureusement, ce genre de montage ne présente qu'une sécurité très relative dans le cas d'un court-circuit, et on est obligé de prévoir des dispositifs limiteurs supplémentaires.

On peut également envisager une stabilisation à l'aide d'un transistor utilisé en résistance variable montée en shunt sur la charge. Ici on obtient automatiquement une sécurité dans le cas d'un court-circuit, mais l'inconvénient de ce système est que le circuit stabilisateur consomme une énergie notable même en l'absence de toute charge extérieure.

Lorsqu'il s'agit de puissances très élevées, il est tout indiqué d'employer des stabilisateurs du type par « tout ou rien », où un conden-

sateur de filtrage se trouve chargé en régime d'impulsions. Le transistor de puissance d'un stabilisateur de ce type fonctionne uniquement en interrupteur et la puissance qu'il dissipe reste faible. Cependant, dans ces montages, le filtrage est un peu moins économique que dans les redresseurs classiques à transistor régulateur série ou parallèle.

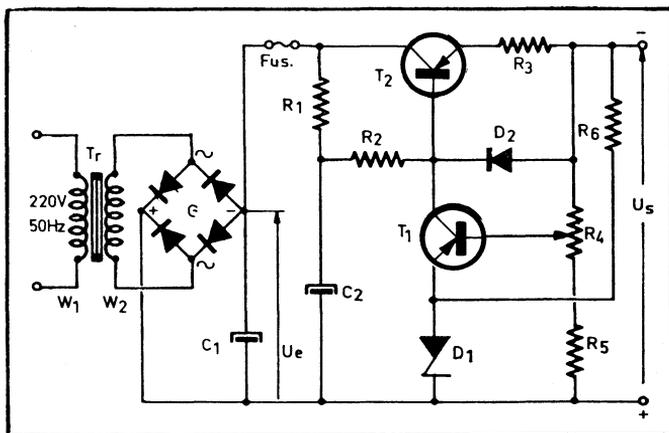
## 10 alimentations stabilisées 6 à 24 V

Une alimentation stabilisée trouve son application aussi bien dans le cadre d'un ensemble électronique, appareil de mesure ou téléviseur, que dans un laboratoire, un atelier de dépannage, etc.

### Principe

Le schéma général des alimentations dont nous allons indiquer les variantes est celui de la figure 3-2. Le transistor  $T_2$  se comporte comme une résistance placée avant la sortie, tandis que le transistor  $T_1$  agit de façon à rendre cette résistance variable, afin de maintenir à la sortie une tension constante de valeur imposée.

Fig. 3-1. — Schéma général des alimentations stabilisées proposées.



Le diviseur de tension  $R_4$ - $R_5$  permet de prélever une fraction de la tension de sortie  $U$ , et de l'appliquer entre la base de  $T_1$  et le pôle « plus » de  $U$ . La différence entre cette fraction de  $U$ , et la tension pratiquement constante aux bornes de la diode Zener  $D_1$  constitue la tension base-émetteur de  $T_1$ .

Cette différence de tension commande le courant collecteur de  $T_1$ , dont la plus grande partie emprunte le chemin à travers  $R_1$ - $R_2$ , de sorte que c'est ce courant qui détermine la tension entre le collecteur et la base de  $T_2$ .

Si la tension de sortie  $U$ , augmente, la base de  $T_1$  devient plus négative par rapport à l'émetteur de ce transistor, dont le courant

de collecteur augmente et détermine une tension plus élevée entre le collecteur et la base de  $T_2$ . Mais cela signifie que la base de  $T_2$  devient moins négative par rapport à son émetteur, ce qui entraîne un accroissement de la résistance collecteur-émetteur du transistor  $T_2$ , donc à une diminution de la tension de sortie  $U_0$ .

Pour protéger le transistor  $T_2$  contre une surcharge éventuelle, un dispositif limiteur d'intensité est prévu, comportant la résistance  $R_3$  et la diode  $D_2$ . La valeur de  $R_3$  est choisie de telle façon que la chute de tension à ses bornes, ajoutée à la tension base-émetteur de  $T_2$ , reste inférieure à la tension de blocage de la diode  $D_2$  tant que le courant débité maximal admissible n'est pas atteint. La diode  $D_2$  est donc bloquée en fonctionnement normal.

Aussitôt que le courant de charge dépasse la valeur maximale admissible, la chute de tension sur  $R_3$  augmente, la diode  $D_2$  devient conductrice, de sorte que la tension de sortie agit directement sur la base de  $T_2$ . Si le courant débité augmente encore, la base de  $T_2$  devient de plus en plus négative par rapport à l'émetteur, le transistor  $T_2$  passe en régime saturé et tout accroissement du courant provoque une diminution de la tension de sortie  $U_0$ . Et même si l'on court-circuite franchement la sortie, on ne peut dépasser une certaine valeur limite du courant.

Cependant, à partir du moment où le dispositif limiteur commence à agir, la température de la jonction du transistor  $T_2$  s'élève progressivement, ce qui veut dire que l'intensité du courant de court-circuit augmente lentement. Le transistor  $T_2$  dissipe pratiquement la totalité de la puissance correspondante, puisque la tension d'entrée  $U_0$  lui est appliquée presque tout entière. Avec les radiateurs généralement utilisés, un transistor  $T_2$  des types employés ici ne peut supporter ce régime que pendant un temps limité, ce qui conduit à prévoir un fusible du type rapide calibré pour le courant de sortie maximal admissible  $I_{\max}$ . Le potentiomètre  $R_4$  sert pour ajuster la tension de sortie à la valeur exacte.

### Détails de réalisation

Le tableau I donne tous les détails sur la réalisation de blocs d'alimentation stabilisée pour des tensions de sortie de 6, 9, 12 et 24 V et des intensités d'utilisation comprises entre 100 mA et 1 A. Voici quelques indications qui complètent ce tableau :

1. — Le transistor  $T_1$  est un AC 122 dans tous les cas. Son gain en courant  $\beta$  doit être compris entre 130 et 200 (point violet). Il s'agit d'un 130 mW, B.F. de faible puissance, que l'on peut remplacer par un AC 125 ou un AC 126, ou un silicium tel que BC 557, BC 558, etc.

2. — Le transistor AC 117 doit présenter un gain en courant de 250 au moins. Étant donné les caractéristiques publiées par son constructeur pour ce transistor, cela paraît difficile, car les chiffres indiqués ne dépassent guère 80. Remplacement possible : AC 128, ou, mieux, un BC 327 ou BC 328;

3. — Le transistor AD 160 ( $\beta \geq 125$ ). C'est un 9 W, mais il est certainement possible de le remplacer par un BD 227 ou BD 229 (12,5 W);

4. — Le transistor AD 155 doit présenter un gain en courant égal ou supérieur à 200. C'est un 6 W, que l'on peut très certainement remplacer par un BD 136 ou BD 138 (8 W);

5. — La diode  $D_2$  est une BZY 87 pour tous les montages. C'est une diode de stabilisation pour faibles tensions (0,65 à 0,75 V), une sorte de Zener, mais utilisée dans le sens de la conduction. Elle est équivalente aux BA 314 ou BA 315 (R.T.C.);

6. — La surface du radiateur sur lequel doit être monté le transistor  $T_2$  et qui doit être réalisé en aluminium noirci de 1 mm, sera de  $60 \times 60$  mm pour tous les montages dont le courant ne dépasse pas 250 mA, et de  $80 \times 80$  mm pour ceux dont le courant se situe entre 300 mA et 1 A. Pour les alimentations à tension de sortie variable entre 6 et 12 V, la surface du radiateur sera de  $110 \times 110$  mm pour 250 mA et de  $160 \times 160$  mm pour 700 mA;

7. — Les diodes Zener  $D_1$  seront du type BZY 85/C5V6 pour les montages dont la tension de sortie est de 6 V ou variable entre 6 et 12 V, du type BZY 85/C7V5 pour 9 V, du type BZY 85/C11 pour 12 V et BZY 85/C22 pour 24 V;

8. — Toutes les résistances sont du type 0,125 W, sauf  $R_3$  (0,5 W);

9. — La tension de service des électrochimiques  $C_1$  et  $C_2$  est de 15/18 V pour  $U_s = 6$  V, de 25/30 V pour  $U_s = 6$  à 12 V, de 70/80 V pour 24 V-100 mA et 35/40 pour 24 V-300 mA;

10. — Le circuit magnétique du transformateur est constitué par des tôles de dimensions A (fig. 3-2), empilées sur 15 mm d'épaisseur,

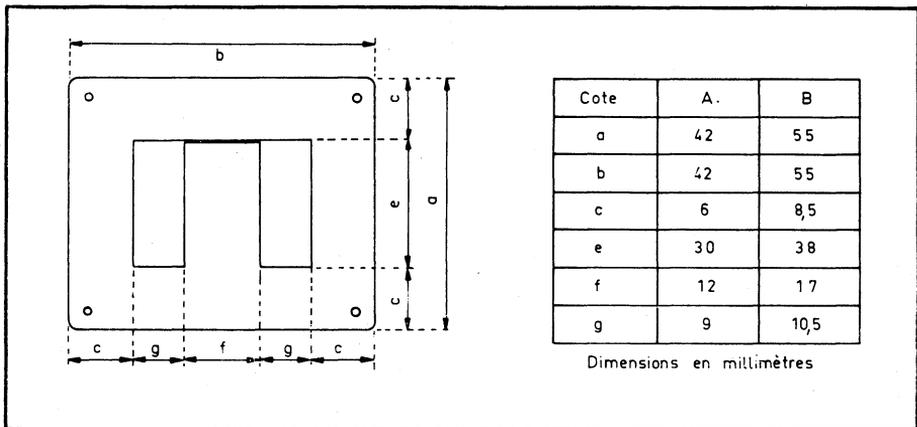


Fig. 3-2. — Caractéristiques des tôles pour la réalisation du transformateur d'alimentation.

pour toutes les alimentations dont le courant ne dépasse pas 250 mA, et de dimensions B, empilées sur 21 mm, pour toutes les autres. L'empilage se fait en alterné, sans entrefer ;

11. — Le primaire du transformateur, pour 220 V, comporte, pour le modèle A, 4 300 spires en fil de 0,1 mm, émaillé, et pour le modèle B, 2 400 spires en fil de 0,13 mm, également émaillé. Les caractéristiques du secondaire sont indiquées dans le tableau I. La valeur des résistances et des condensateurs n'est donnée, dans ce tableau, qu'à titre indicatif, et peut varier suivant le transistor utilisé ;

TABLEAU I

U <sub>s</sub> (V)	I <sub>max</sub> (mA)	T <sub>2</sub>	R <sub>1</sub> = R <sub>2</sub> (Ω)	R <sub>3</sub> (Ω)	R <sub>4</sub> (Ω)	R <sub>5</sub> (Ω)	R <sub>6</sub> (kΩ)	C <sub>1</sub> (μF)	C <sub>2</sub> (μF)	Secondaire transfor.	
										Fil (émail) (mm)	Spires
6	250	AC 117	1 000	1	250	820	2	2 000	25	0,38	198
6	1 000	AD 160	150	0,5	250	820	2	5 000	100	0,70	109
9	200	AC 117	1 000	1	250	820	2	2 000	25	0,34	276
9	750	AD 160	330	0,5	250	820	2	5 000	100	0,55	146
12	200	AC 117	1 500	1	250	820	2	2 000	25	0,34	318
12	700	AD 160	510	0,5	250	820	2	5 000	100	0,55	166
24	100	AC 117	1 500	2,7	1 000	5 100	4,3	500	10	0,26	620
24	300	AD 160	820	1	1 000	5 100	4,3	2 000	50	0,45	320
6 à 12	250	AD 155	1 500	1	500	470	2	2 000	25	0,34	360
6 à 12	700	AD 160	510	0,5	500	470	2	5 000	100	0,55	166

12. — En ce qui concerne les redresseurs en pont, on peut soit utiliser des « blocs » tels que BY 164 ou BY 225 (*R.T.C.*), soit former un pont avec quatre diodes telles que BY 126, BY 226, etc.

Les courbes de la figure 3-3 montrent, pour deux des alimentations stabilisées proposées, l'allure de la tension de sortie en fonction

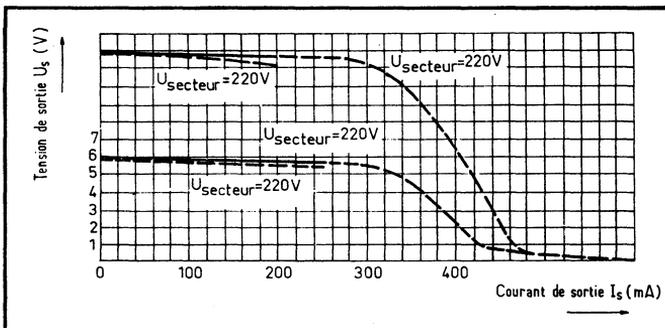


Fig. 3-3. — Courbes tension de sortie-courant de sortie  $U_s = 6$  et  $12$  V. Les courbes « inférieures » correspondent à  $U_{\text{secteur}} = 200$  V.

de la charge : 12 V-300 mA en haut et 6 V-250 mA en bas. Les courbes des autres montages présentent une allure tout à fait analogue.

TABLEAU II

$U_s$ (V)	6	6	9	9	12	12	24	24	6 à 12	6 à 12
$I_{\max}$ (mA)	250	1 000	200	750	200	700	100	300	250	700
$r_s$ ( $\Omega$ ) env.	1,7	0,2	0,2	0,1	0,1	0,5	5	3	0,6 à 0,9	0,2 à 0,5
$U_r$ (mV) pour $I_{\max}$	5	7	0,4	1	1	1	2	4	5	1
$U_r$ (mV) pr 0,5 $I_{\max}$	1	4	0,1	0,2	0,6	0,2	1	1	1,2	0,2

Le tableau II indique, pour les différents montages décrits, la tension de ronflement à la sortie, ainsi que la résistance de sortie en continu  $r_s$ . Cette valeur moyenne de la résistance de sortie caractérise l'écart possible de la tension de sortie dans toute la plage des intensités admissibles pour chaque alimentation. Autrement dit, pour l'alimentation 12 V-700 mA, avec  $r_s = 0,5 \Omega$ , la variation maximale de la tension de sortie, lorsque le courant consommé passe de 0 à 700 mA,

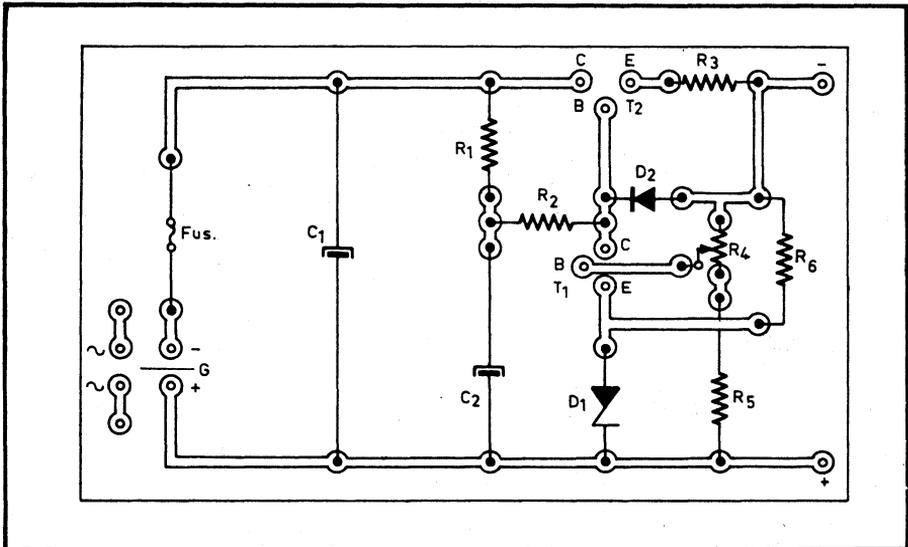


Fig. 3-4. — Plan de la platine imprimée pour la réalisation de l'alimentation stabilisée. Les points de connexion des transistors seront modifiés en fonction du type de semi-conducteur adopté et de son boîtier.

ne peut dépasser  $0,5 \times 0,7 = 0,35$  V. Pour les deux alimentations à tension de sortie variable (6 à 12 V), le premier chiffre (le plus faible) indique la valeur de  $r$ , pour 6 V et le second celle pour 12 V.

La tension de ronflement  $U_r$  est indiquée, dans le même tableau, pour deux valeurs de  $I$  :  $I_{\max}$  et  $0,5 I_{\max}$ .

La figure 3-5 représente la platine « imprimée » sur laquelle est réalisé tout le montage, sauf le transformateur et le transistor  $T_2$  monté sur un radiateur, mais connecté aux points C, B et E correspondants de la platine, dont les dimensions sont de  $100 \times 60$  mm.

### Stabilisateur par « tout ou rien » 6 V-0,6 A

Le principe de fonctionnement de ce schéma (fig. 3-5) est le suivant. Lorsque la tension aux bornes du condensateur de filtrage  $C_1$  dépasse 6 V, le transistor  $T_1$  passe en régime saturé, car la résistance dynamique de la diode Zener  $D_1$  diminue considérablement dès que la valeur nominale de sa tension Zener se trouve dépassée. Cela entraîne pratiquement le court-circuit de l'entrée du transistor  $T_2$ , qui passe en régime de blocage, ainsi d'ailleurs que le transistor  $T_3$ . L'énergie emmagasinée dans le bobinage  $n_2$  du transformateur  $Tr$ . se décharge dans  $C_1$  à travers la diode  $D_2$ . Ensuite le condensateur  $C_1$  commence à se décharger dans le circuit d'utilisation

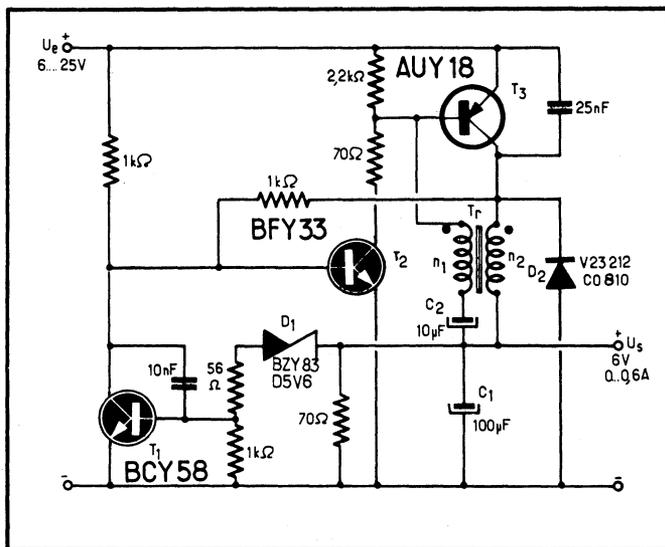


Fig. 3-5. — Stabilisateur commandé par impulsions et pouvant délivrer 6 V - 0,6 A.

et aussitôt que la tension à ses bornes descend à un niveau tel que la diode Zener  $D_1$  se trouve de nouveau non conductrice, le transistor  $T_1$  se bloque, tandis que les transistors  $T_2$  et  $T_3$  passent en régime de saturation. Il en résulte que le condensateur  $C_1$  recommence à

se charger par  $T_3$  et la section  $n_2$  de  $Tr$ , jusqu'à ce que la tension aux bornes de  $C_1$  atteigne de nouveau une valeur rendant conductrice la diode  $D_1$ , après quoi le cycle se répète.

Lors du développement de ce montage, les conditions imposées prévoyaient un encombrement aussi réduit que possible, ce qui a conduit le réalisateur à choisir un circuit magnétique de faibles dimensions et un condensateur de filtrage  $C_1$  de faible capacité. Il en est résulté une fréquence de commutation élevée et une amplitude plus grande de la tension de ronflement.

Pour améliorer le rendement de l'ensemble, on s'est efforcé d'accélérer le passage en régime de saturation du transistor  $T_3$ . On a prévu pour cela l'enroulement  $n_1$  du transformateur  $Tr$ , car la tension qui apparaît à ses bornes se trouve appliquée à la base du transistor et favorise en quelque sorte le processus de commutation. Le même enroulement sert, d'ailleurs, au moment où le transistor  $T_3$  bascule en régime de blocage, car la polarité de la tension apparaissant aux bornes de  $n_1$  s'inverse et favorise cette inversion de régime. Le condensateur  $C_2$  est destiné à réduire des pointes de courant qui pourraient apparaître au moment du blocage du transistor.

Le stabilisateur de la figure 3-5 peut être utilisé partout où l'on désire obtenir une tension de sortie constante à partir d'une tension d'entrée particulièrement instable : 6 à 25 V. Le circuit magnétique du transformateur  $Tr$  sera constitué par un pot fermé type B 65 561-A 0063-A 025 (*Siemens*). Le nombre de spires (fil émaillé) est de 40 pour  $n_1$  (0,1 mm) et de 120 pour  $n_2$  (0,35 mm).

Le transistor AUY 18 peut être remplacé par un BD 227, BD 229, etc., le BFY 33 par 2N 1613 ou BFY 55, et le BCY 58 par un BC 547 A, B ou C. La diode  $D_2$  peut être une BY 127 ou BY 227.

## Stabilisateur 60 V-1 A

Son schéma est celui de la figure 3-6 et il est plus spécialement destiné à l'alimentation des amplificateurs B.F. sans transformateur. Il s'agit ici d'un stabilisateur à régulation série, ce qui veut dire que le transistor  $T_1$  y est utilisé en tant qu'une résistance série variable, commandée par les variations de tension de sortie appliquées à la base du transistor « pilote »  $T_4$ . Ce stabilisateur est complété par un dispositif de protection électronique représenté dans la figure 3-10, qui coupe l'alimentation en bloquant le transistor  $T_1$  dans le cas d'une surcharge importante ou, à plus forte raison, d'un court-circuit à la sortie.

Les transistors indiqués sur le schéma peuvent être remplacés par ASZ 15 ou BD 238 (pour  $T_1$ ) et par BC 327 ou BC 328 pour les autres. La diode BA 103 est pratiquement équivalente à BAX 16.

Le dispositif de sécurité de la figure 3-7 est connecté au stabilisateur de la figure 3-6 suivant les points numérotés 1, 2, 3 et 4. La résis-

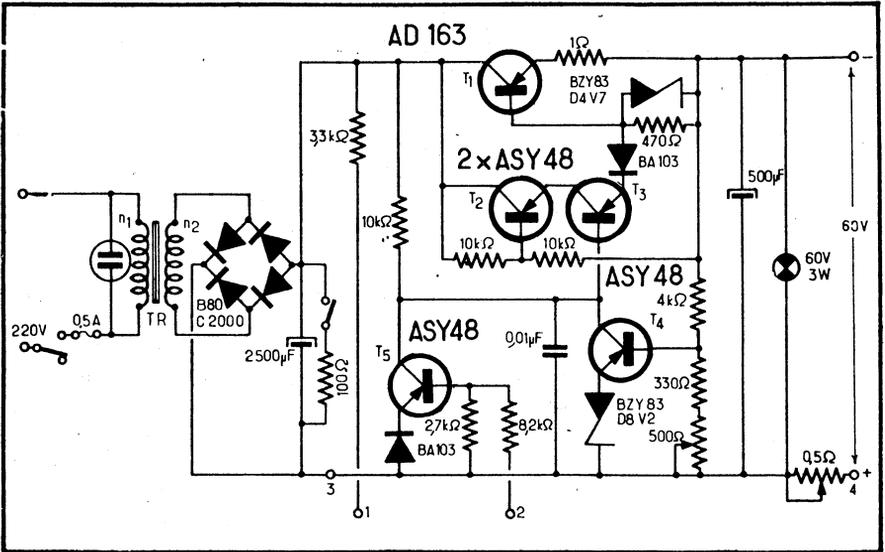


Fig. 3-6. — Stabilisateur à régulation série par T<sub>1</sub>, auquel on peut adjoindre un dispositif de sécurité qui provoque, en cas de court-circuit ou de surcharge, la saturation de T<sub>5</sub>, donc le blocage de T<sub>3</sub> et de T<sub>1</sub>.

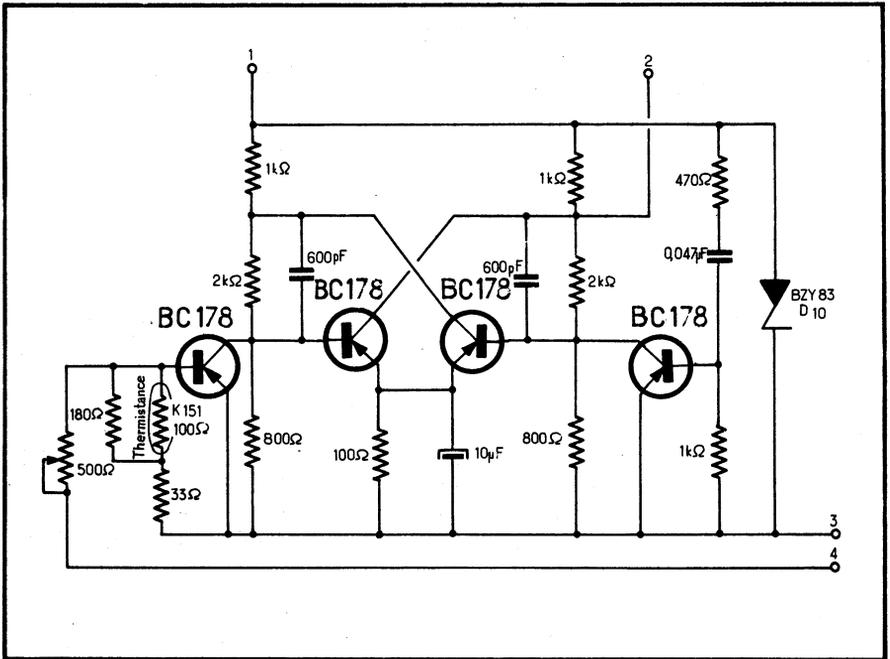


Fig. 3-7. — Dispositif de sécurité pouvant s'associer au stabilisateur de la figure 3-6, en respectant les points de connexion 1, 2, 3 et 4.

tance ajustable de  $0,5 \Omega$ , placée à la sortie « plus » du stabilisateur, permet de fixer le seuil de déclenchement du dispositif de sécurité, dont le basculement provoque le passage en régime de saturation du transistor  $T_5$ , le blocage de  $T_3$  et celui de  $T_1$ .

Le transformateur TR de la figure 3-6, réalisé sur un circuit magnétique de  $102 \times 102$  mm, sans entrefer, comportera, au primaire  $n_1$ , 760 spires en fil émaillé de 0,55 mm, et au secondaire  $n_2$  221 spires en fil émaillé de 0,8 mm.

La résistance K 151 est une thermistance dont la valeur est de quelque  $100 \Omega$  à  $20^\circ \text{C}$ .

### Régulateur de courant très simple

Pour de multiples applications dans le domaine des jouets électriques et, notamment, de trains électriques miniatures, on peut avoir besoin de transformateurs régulateurs présentant une grande sécurité en cas de court-circuit accidentel dans l'installation alimentée. Comme il est en principe indifférent de régler la tension ou le courant de sortie, on peut utiliser un montage très simple, celui de la figure 3-8, qui est en quelque sorte autoprotégé contre tout court-circuit dans le circuit d'utilisation. Le courant de sortie maximal est de 1 A et peut être ajusté par le potentiomètre  $R_1$ . Le transistor AD 130 est monté sur un radiateur de  $3^\circ \text{C/W}$  au maximum, ce qui correspond à une surface de quelque  $250 \text{ cm}^2$ .

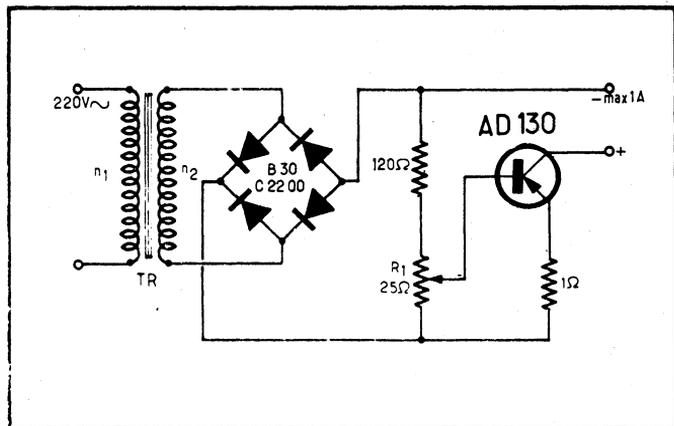


Fig. 3-8. — (ci-contre). Un régulateur de courant très simple, permettant une variation progressive de 0 à 1 A.

La résistance de charge minimale est de  $14 \Omega$  et la résistance interne de cette « alimentation » est de  $1,5 \Omega$ . Le transformateur TR devra donner quelque 20 V au secondaire. Il sera réalisé sur un circuit de  $65 \times 65$  cm, sans entrefer, et comportera un primaire,  $n_1$ , de 1 600 spires en fil émaillé de 0,25 mm, et un secondaire  $n_2$ , de 150 spires en fil émaillé de 0,8 mm. Le transistor AD 130 est équivalent à AD 149, BD 434, BD 438, etc.

## Une alimentation stabilisée 32 V-1,3 A avec une « sécurité » électronique

Le schéma de la figure 3-9 comporte un transistor amplificateur de courant.

Le signal utilisé pour faire fonctionner le dispositif de sécurité est prélevé aux bornes de la résistance  $R_1$ . Aussitôt que le courant d'utilisation dépasse une certaine valeur prééglée, le transistor BFY 45 devient amplificateur de la tension de seuil, appliquée, à travers la diode BAY 44, à la base du BFY 45. Aussitôt que la tension aux bornes de cette diode devient suffisante pour la rendre conductrice, un courant s'établit dans le circuit de base du BFY 45 et le rend conducteur. Dans ces conditions, le courant de collecteur du BFY 45 modifie la polarisation de la base du ASY 48 (1), qui devient également conducteur. Mais ce dernier transistor se trouve, en fait, en parallèle sur l'ensemble ACY 23 et la diode Zener, de sorte que tout cet ensemble est pratiquement court-circuité lorsque ASY 48 (1) conduit, et le transistor de puissance AUY 20 se trouve bloqué.

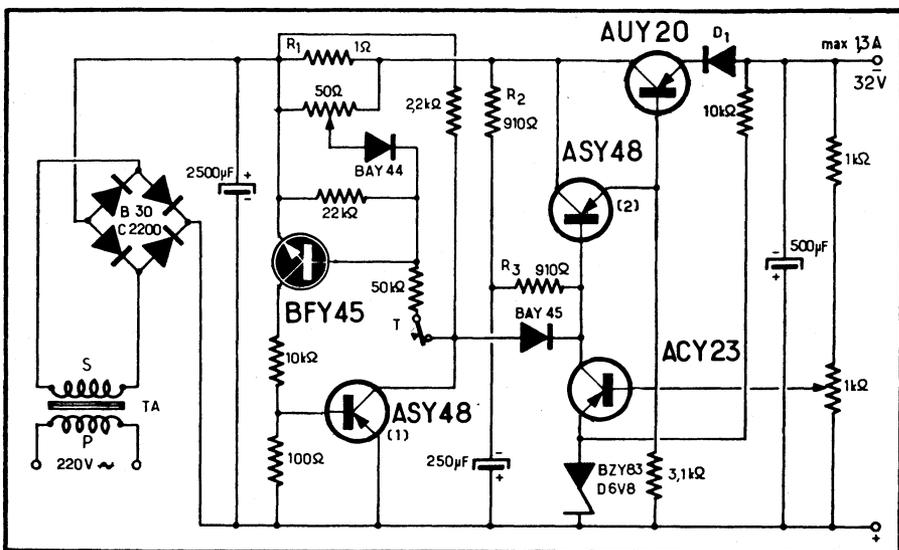


Fig. 3-9. — Cette alimentation stabilisée comporte une « sécurité électronique ».

En fait, le court-circuit de l'ensemble ACY 23 - BZY 83/D 6 V 8 n'est pas parfait, car il subsiste une petite chute de tension aux bornes du transistor ASY 48 (1) et de la diode BAY 45. C'est pour compenser cette chute de tension « parasite » que le potentiel d'émetteur du AUY 20 est légèrement relevé à l'aide de la diode  $D_1$ .

Le transformateur d'alimentation de la figure 3-9 est réalisé sur un circuit 85 × 85, ayant une jambe centrale de 29 mm et une fenêtre de

7,5 cm<sup>2</sup> environ. L'épaisseur du paquet est de 32 mm, ce qui fait une section du noyau de 9,3 cm<sup>2</sup>. L'empilage des tôles se fait en croisé, sans entrefer. Le primaire P comporte 900 spires en fil émaillé de 0,4 mm, et le secondaire S 150 spires en fil de 1 mm.

La diode  $D_1$  est un petit redresseur au silicium, type BY 127, BY 227.

Le transistor ACY 23 est un « faible puissance » B.F. (100 mW), dont le gain « catalogue » est de 80 environ. On peut probablement y utiliser un BC 178, BC 558 ou analogue. Le transistor BFY 45, un *n-p-n*- au silicium, a une dissipation maximale de 2 W, et un gain supérieur à 30. On peut le remplacer par un BC 160 ou BC 161. Les transistors ASY 48 peuvent être remplacés par des BC 636, BC 638, etc. Enfin, le transistor de puissance AUY 20 est un 30 W et on peut utiliser, à sa place un BD 236, BD 238 ou même BD 438.

Le montage de la figure 3-9 est prévu pour une tension du secteur de 220 V pouvant varier de + 15 % à - 20 %. La tension maximale de ronflement à la sortie, à pleine charge, est de 5 mV, et la résistance interne de l'ensemble est de 0,15  $\Omega$ . La température ambiante ne doit pas dépasser 45 °C et le radiateur pour le AUY 20 doit avoir une surface de 350 cm<sup>2</sup> au moins.

### Stabilisation par diode Zener seule

C'est le montage le plus simple que l'on puisse imaginer (fig. 3- ), où la diode Zener (D) est montée en parallèle sur la sortie, c'est-à-dire sur le circuit d'utilisation et où les variations possibles de la tension sortie  $U_z$  dépendent des caractéristiques de la diode utilisée.

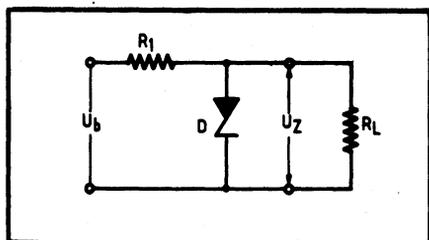


Fig. 3-10. — Schéma d'une stabilisation par diode Zener seule.

Le choix de la valeur de la résistance série  $R_1$  est déterminé par les considérations suivantes :

1. — Il ne faut pas que la dissipation maximale admissible de la diode soit dépassée lorsque la tension à l'entrée ( $U_b$ ) est maximale et la charge minimale (fonctionnement à vide, par exemple) ;

2. — Il faut que le courant à travers la diode soit encore suffisant lorsque la tension à l'entrée est minimale et la charge maximale.

Comme cette double condition ne convient que pour un « éventail » assez limité de variations de la charge et de la tension du secteur, le domaine d'utilisation des stabilisateurs tels que celui de la figure 3- est également assez limité.

Nous allons, cependant, indiquer une relation permettant de calculer rapidement  $R_1$  en supposant que  $U_b$  a une valeur maximale et pour les trois cas suivants :

- a. — Courant du circuit d'utilisation ( $I_c$ ) constant ;
- b. — Courant du circuit d'utilisation pouvant varier de 0 à une certaine valeur maximale  $I_z$  ;
- c. — Courant du circuit d'utilisation variant entre deux limites :  $I_{c1}$  et  $I_{c2}$ .

Si nous appelons  $U$  la différence  $U_b - U_z$ , nous aurons, pour les trois cas ci-dessus, les relations suivantes :

$$(a) \quad R_1 = \frac{U}{I_c + I_z} ;$$

$$(b) \quad R_1 = \frac{U}{I_z} ;$$

$$(c) \quad R_1 = \frac{U}{I_{c1} + I_z} .$$

Dans ces trois relations,  $I_z$  désigne le courant *maximal* qu'admet la diode Zener utilisée, courant que l'on trouvera dans les caractéristiques fournies par le fabricant.

Pour fixer les idées, on peut obtenir, par exemple, une tension stabilisée de quelque 6,8 V à l'aide d'une diode BZY 15, avec un débit maximal de 200 mA dans le circuit d'utilisation. La résistance  $R_1$  sera de 10  $\Omega$  environ et la tension  $U_b$  de 9 V.

lisée de quelque 6,8 V à l'aide d'une diode BZX 79-C6V8, avec un débit maximal de 200 mA dans le circuit d'utilisation. La résistance  $R_1$  sera de 10  $\Omega$  environ et la tension  $U_b$  de 9 V.

### Stabilisateur simple avec un transistor et une diode Zener

Les caractéristiques de ce stabilisateur (fig. 3-11), sont :

Tension de sortie  $U_o$  : 9 V environ, stable à  $\pm 2$  % pour les variations du secteur de  $\pm 10$  %, et pour la consommation maximale ;

Résistance interne (sortie) : égale ou inférieure à 4  $\Omega$ .

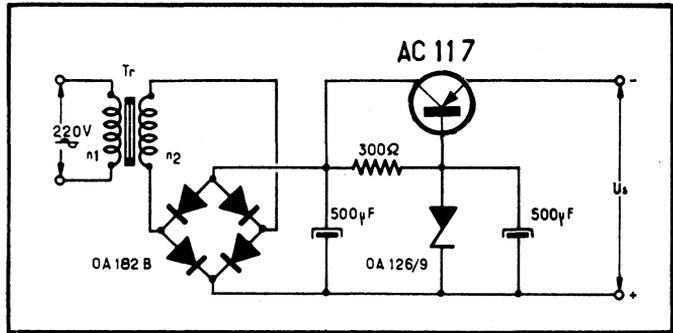
Intensité maximale utilisable : 200 mA ;

Tension résiduelle de ronflement pour  $I_c = 10$  mA : 1 mV ;

Tension résiduelle de ronflement pour  $I_c = 100$  mA : 4 mV.

Ce stabilisateur est obtenu en ajoutant, pratiquement, un transistor au schéma de la figure 3. Les variations du courant à la sortie s'y trouvent réduites dans le rapport  $\beta$  lorsqu'elles sont ramenées au circuit de la diode Zener,  $\beta$  étant le gain statique minimal en courant du transistor utilisé.

Fig. 3-11. — Le montage comprenant une diode Zener associée à un transistor permet une intensité beaucoup plus élevée dans le circuit d'utilisation.



La tension de sortie  $U_s$  dépend de la diode Zener utilisée et lui est pratiquement égale.

Le transformateur est réalisé sur un petit circuit avec une section de  $1,4 \text{ cm}^2$  environ pour le noyau. Le primaire comporte 4 700 spires en fil émaillé de 0,08 mm, et le secondaire ( $n_2$ ) 260 spires en fil émaillé de 0,40 mm.

Le transistor, la diode Zener et le redresseur indiqués sur le schéma peuvent être remplacés par BC 327 ou BC 636 pour le transistor, BZX 79-C9V6 ou analogue pour la diode Zener et BY164 pour le pont redresseur.

## Alimentation stabilisée pour récepteur portatif

Le redresseur du schéma de la figure 3-12 fonctionne en doubleur de tension et la tension redressée est stabilisée à l'aide du transistor  $T_1$  et de la diode Zener  $D_5$ . Le potentiomètre  $R_1$  permet d'ajuster la tension de sortie, dont la valeur maximale est d'un peu plus de 9 V.

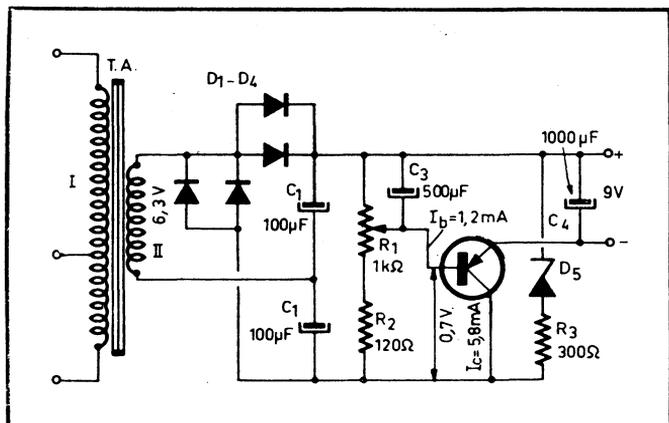


Fig. 3-12. — Alimentation stabilisée pour récepteur portatif.

Lorsque le courant consommé par le circuit d'utilisation varie entre 5 et 200 mA, la tension à la sortie ne varie pas de plus de 100 à 250 mV.

Le transformateur d'alimentation T.A. est un modèle quelconque, à primaire 125-230 V et à secondaire 6,3 V. On les trouve couramment dans le commerce. Les diodes de redressement  $D_1$ - $D_4$  peuvent être des BY 127 ou BY 227, par exemple, et il est inutile d'en mettre deux en parallèle. La diode Zener  $D_5$ , prévue pour une tension nominale de 12 V, peut être une BZX 79-C12.

Enfin, en tant que transistor, on peut utiliser un BC 327, BC 636, BD 227, etc., suivant le courant demandé au redresseur.

Toutes les tensions et tous les courants indiqués sur le schéma doivent être mesurés à circuit d'utilisation ouvert, le potentiomètre  $R_1$  étant réglé de façon à avoir, à peu près, 900  $\Omega$  entre la base et la sortie « plus » du redresseur, et 150  $\Omega$  entre la base et le collecteur.

La tension de sortie doit être de 9 V, dans ces conditions. Ensuite, après avoir connecté la charge, on mesure de nouveau la tension sur la base, qui doit subir une légère diminution, ce qui montre que l'ensemble fonctionne normalement.

Il est très utile de munir cet ensemble d'un voltmètre à déviation totale de 10 V, connecté aux bornes de sortie.

### Stabilisateur de tension série protégé contre les surcharges

La protection contre toute surcharge où un court-circuit extérieur accidentel est réalisée, dans le stabilisateur décrit (fig. 3-13), à l'aide d'un

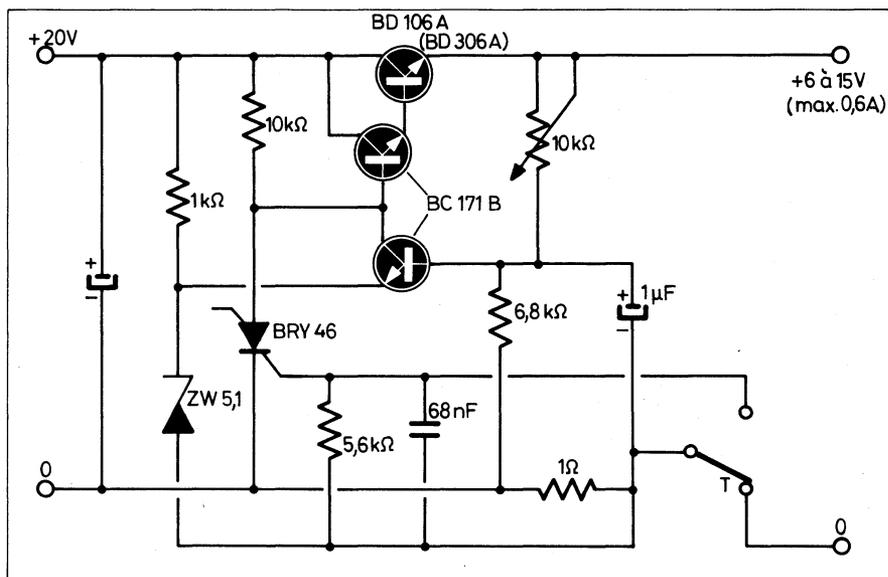


Fig. 3-13.— Schéma d'un stabilisateur de tension série protégé contre les surcharges.

thyristor tétrode BRY 46. Le courant débité dans le circuit d'utilisation provoque, sur la résistance de  $1 \Omega$ , une chute de tension qui permet de déclencher le thyristor par la gâchette de cathode. Ce déclenchement se produit dès que la chute de tension sur la résistance de  $1 \Omega$  atteint environ  $1 \text{ V}$ , et le thyristor, devenant alors brusquement conducteur, court-circuite pratiquement à la masse la base du « Darlington » constituant l'élément régulateur série, ce qui bloque le transistor de puissance BD 106 A et coupe le courant débité vers le circuit extérieur. Pour remettre le stabilisateur en fonctionnement, il est nécessaire d'appuyer sur la touche T, ce qui coupe momentanément le circuit d'utilisation, « neutralise » le thyristor et rétablit les conditions de fonctionnement normal. La résistance variable de  $10 \text{ k}\Omega$  permet d'ajuster la tension de sortie dans les limites  $6$  à  $15 \text{ V}$ .

Le transistor BD 106 A peut être remplacé par un BD 131, BD 226, etc. Les transistors BC 171 B sont équivalents à BC 547 B et la diode Zener peut être une BZX46-C5V1, BZX 79-C5V1 en analogue.

### Comment stabiliser de faibles tensions

Les diodes Zener permettent d'obtenir des tensions continues bien régulées. Mais il est certains cas où l'on peut avoir besoin d'une tension continue de valeur plus faible que la tension de référence des diodes Zener courantes.

Il faut, dans ce cas, utiliser deux Zener de tensions différentes et prélever la tension existant entre les sorties des diodes. L'exemple présenté par le schéma de la figure 3-14 a, permet d'obtenir une tension stabilisée de  $1,4 \text{ V}$  (soit  $8,2 - 6,8$ ), avec un taux de stabilisation de  $\pm 0,05 \text{ V}$ .

On obtiendra une bonne compensation en température si l'on a soin de choisir deux Zener ayant des coefficients de température de même signe.

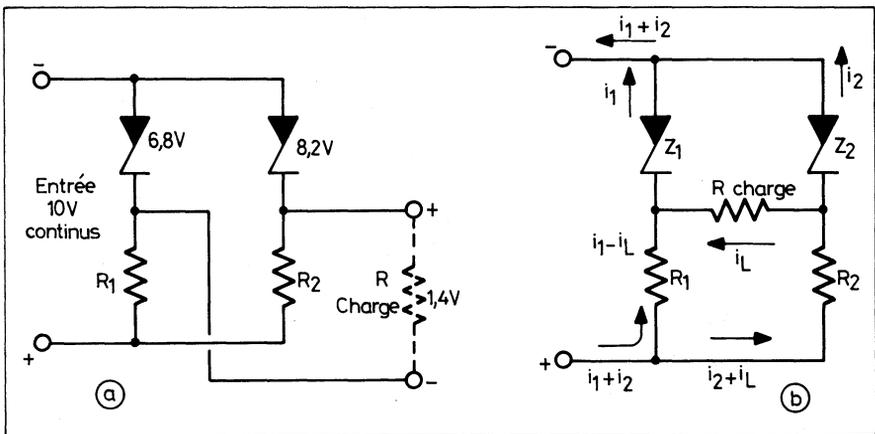


Fig. 3-14. — Montages permettant d'obtenir des tensions stabilisées de très faible valeur.

Rappelons que ce coefficient est positif pour des Zener de référence inférieure à 5,6 V, et qu'il est négatif pour des diodes à tension de Zener supérieure à 5,6 V.

Les résistances indiquées sur le croquis ont pour rôle de limiter l'intensité du courant dans les Zener. Pour la détermination de la valeur de ces résistances, il ne faut pas perdre de vue que  $R_2$  (associée à la Zener de plus haute tension) est traversée par le courant Zener et par le courant consommé sous la tension régulée. L'autre,  $R_1$ , associée à la Zener de plus basse tension, est traversée par le courant Zener correspondant diminué du courant consommé (schéma b).

### Comment augmenter la puissance d'une diode Zener

Il arrive que l'on ait besoin d'une diode Zener d'une certaine puissance, mais qu'on ne dispose que d'une diode de tension nominale nécessaire, mais de dissipation nettement insuffisante. La solution consiste alors à utiliser un transistor de puissance dont la jonction collecteur-base est shuntée par la diode Zener de faible puissance, comme le montre le schéma de la figure 3-15. Dans ces conditions, le courant traversant la diode est celui de base du transistor, et si le gain en courant de ce dernier est de 30, par exemple, ce qui est le cas du 2N 3055 utilisé ici, l'ensemble peut dissiper une puissance 30 fois plus élevée que celle de la diode utilisée. Si cette dernière est de 250 mW, la dissipation totale peut donc être de  $30 \times 0,25 = 7,5$  W. La tension Zener ainsi obtenue est supérieure de 0,7 V à la tension nominale de la diode, de sorte que la tension de stabilisation sera de 7,5 V si on emploie une diode de 6,8 V, par exemple. A partir de là, on peut calculer le courant maximal admissible pour l'ensemble :  $7,5 \text{ W} / 7,5 \text{ V} = 1 \text{ A}$ .

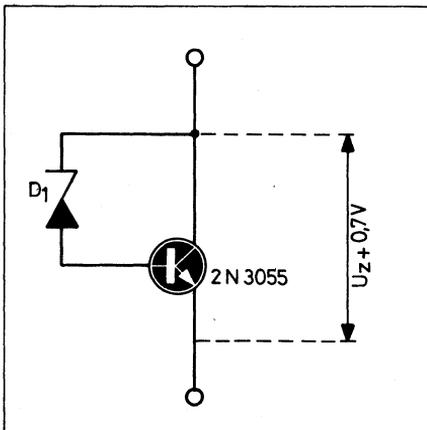


Fig. 3-15. — Ce montage très simple permet d'augmenter la puissance d'une diode Zener.

## Une diode ordinaire pour ajuster la tension d'une diode Zener

Une diode silicium en état de conduction présente une chute de tension à peu près constante à ses bornes, de 0,7 V environ. S'il s'agit d'une diode germanium, cette chute de tension est de l'ordre de 0,2 V. On peut donc mettre à profit cette chute de tension constante pour modifier, en plus ou en moins, une tension stabilisée par une diode Zener, comme le montrent les deux schémas de la figure 3-16. Une diode silicium montée en série avec une Zener augmente de 0,7 V la tension stabilisée par cette dernière. Si on monte cette diode en série avec le circuit d'utilisation, la tension stabilisée se trouve réduite de 0,7 V.

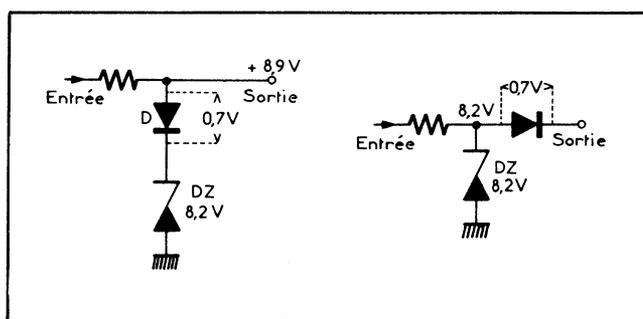


Fig. 3-16. — Une simple diode permet d'ajuster la tension d'une Zener.

## Comment utiliser certains transistors défectueux en redresseurs

Lorsqu'un transistor présente un courant résiduel collecteur-émetteur beaucoup trop élevé, ou même s'il existe un court-circuit franc entre ces deux « électrodes », la jonction émetteur-base peut rester en bon état et être utilisée en diode pour le redressement des tensions alternatives. L'amplitude de la tension « redressable » et le courant maximal que l'on peut tirer d'un tel redresseur dépendent des caractéristiques des transistors « récupérés ».

Généralement, la diode base-émetteur des transistors B.F. ne supporte qu'une tension de quelques volts et la tension alternative maximale qu'on peut lui appliquer dépend de l'essai préliminaire que l'on doit obligatoirement effectuer : mesure du courant résiduel inverse de la jonction en connectant le « moins » d'une pile de 9 V à l'émetteur et le « plus » à la base, à travers un microampèremètre suffisamment sensible. Si le courant résiduel ainsi mesuré reste inférieur à quelque 50  $\mu\text{A}$  (pour un transistor B.F. de faible puissance), l'utilisation du transistor en redresseur est possible pour des tensions alternatives ne dépassant pas 6,5 V efficaces. L'intensité maximale utilisable sera alors de quelque 50 mA si l'on monte un redresseur monoalternance (fig. 3-17 b) ou de 100 mA si l'on réalise un redresseur en pont (fig. 3-17 a).

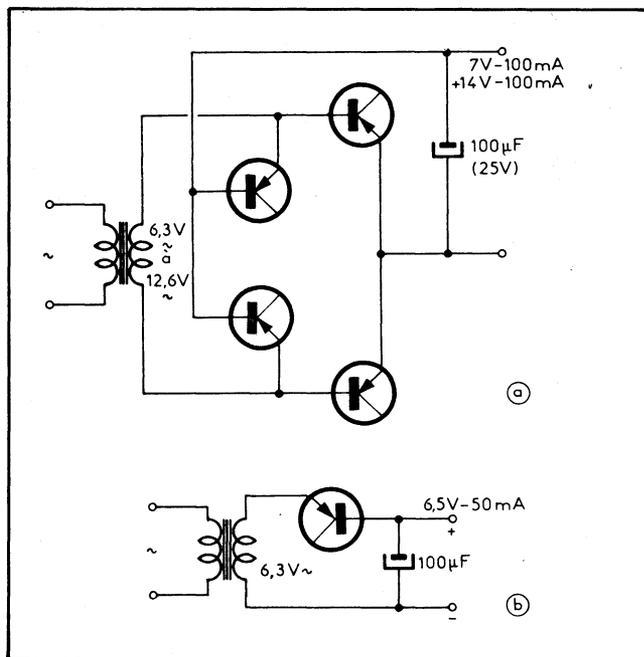


Fig. 3-17. — Certains transistors défectueux peuvent être utilisés en redresseurs.

Si la mesure du courant résiduel inverse montre que ce courant ne dépasse pas  $50 \mu\text{A}$  même si l'on augmente la tension progressivement jusqu'à 20 V, il est possible d'utiliser le (ou les) transistors pour redresser des tensions alternatives de 12 à 13 V, avec la même intensité que précédemment.

Enfin, si l'on dispose de transistors défectueux de plus grande puissance, il est, d'une part, normal de trouver un courant résiduel inverse plus important (p. ex.  $200 \mu\text{A}$  pour un transistor de 1 W), mais il est possible, d'autre part, d'obtenir un courant redressé beaucoup plus élevé : 300 mA avec des transistors 400 mW montés en pont; 1 A avec des transistors 1 W également en pont, etc. L'intensité maximale en redresseur mono-alternance représente toujours la moitié de celle obtenue à la sortie d'un montage en pont.

Les ordres de grandeur du courant résiduel indiqués ici sont valables pour des transistors germanium, mais sont, normalement, de beaucoup plus faibles pour des transistors silicium.

### Source de tensions positive et négative

Un transformateur d'alimentation à secondaire de  $2 \times 12 \text{ V}$  et à prise médiane associé à un redresseur en pont permettent d'obtenir deux tensions continues de polarité opposée (fig. 3-18). A la sortie, on trouve deux transistors complémentaires, TIP 29 et TIP 30, qui sont tous les deux

bloqués lorsque le curseur du potentiomètre de  $500\ \Omega$  se trouve exactement au milieu de la piste. Si l'on déplace le curseur vers l'extrémité correspondant à la tension négative, le transistor  $p-n-p$  devient conducteur, tandis que le  $n-p-n$  demeure bloqué. Le contraire se produit lorsqu'on déplace le curseur vers l'extrémité positive du potentiomètre.

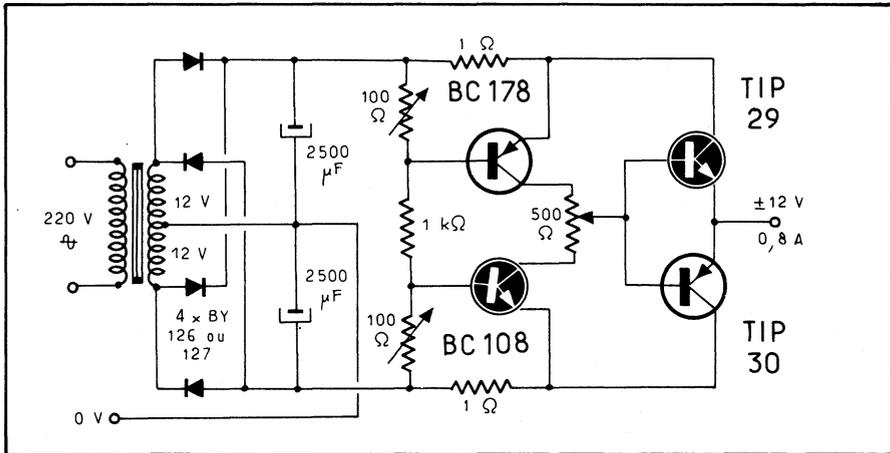


Fig. 3-18. — Cette alimentation peut délivrer, à volonté, une tension positive ou négative.

La tension de sortie est égale à celle que l'on trouve au curseur du potentiomètre, diminuée de la tension base-émetteur du transistor conducteur.

Si l'intensité débitée dans le circuit d'utilisation dépasse la limite fixée par les deux résistances ajustables pour chaque « voie », la chute de tension sur la résistance de  $1\ \Omega$  correspondant à la branche « active » bloque le transistor BC 178 ou BC 108. Les deux transistors de sortie doivent être montés sur des radiateurs de surface suffisante.

Les transistors TIP 29 et TIP 30 sont équivalents, respectivement, à BD 201 ou BD 203 ( $n-p-n$ ) et à BD 202 ou BD 204 ( $p-n-p$ ).

## Un bloc d'alimentation stabilisée à deux tensions de sortie

Ce bloc, qui ne permet pas de faire varier la tension de sortie d'une façon continue, offre la possibilité de choisir, à l'aide d'un inverseur ( $S_1$ ) entre deux valeurs de cette tension, par commutation de diodes Zener  $D_1$  et  $D_2$  (fig. 3-19), tandis que les diodes  $D_3$  et  $D_4$  constituent les éléments de protection contre toute surcharge et même un court-circuit à la sortie.

Tant que le courant débité par ce stabilisateur reste dans les limites de 250 à 300 mA, la diode  $D_4$  est conductrice et forme avec la résistance  $R_3$  un diviseur de tension dont dépend le seuil à partir duquel commence la

limitation du courant débité. La diode  $D_3$  est bloquée et n'intervient pas dans le fonctionnement du stabilisateur.

Si un court-circuit survient à la sortie ou si le courant débité devient excessif, l'anode de  $D_4$  se trouve connectée au pôle « moins » à travers une résistance très faible de la charge, de sorte que cette diode se bloque, tandis que la diode  $D_3$  devient conductrice et shunte la diode Zener en circuit. Les deux transistors passent à l'état non conducteur et le courant débité tombe à 20-30 mA.

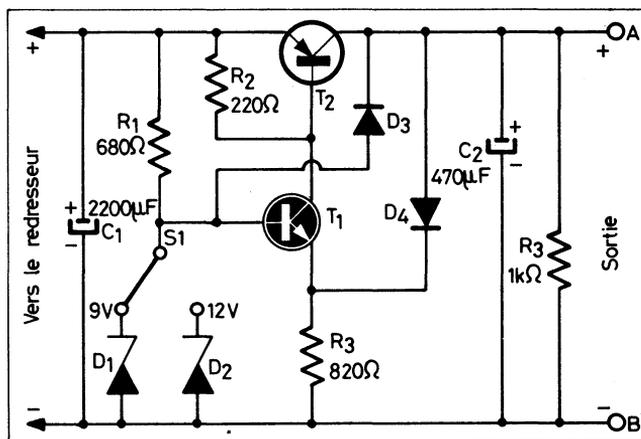


Fig. 3-19. — Une simple commutation de deux diodes Zener permet d'obtenir, au choix, deux tensions de sortie différentes.

La mise au point de ce stabilisateur se fera de la façon suivante. On connecte un voltmètre (sensibilité 15 V) aux bornes A et B, et aussi un circuit comprenant une résistance bobinée variable de 400 à 500  $\Omega$ , en série avec un milliampèremètre de 500 mA. Pour commencer, on place la résistance variable au maximum de sa valeur et on doit, dans ces conditions, lire sur le voltmètre une tension correspondant à la diode en circuit et constater un courant de quelque 30 mA.

Ensuite, on réduit progressivement la valeur de la résistance et on doit s'assurer que le courant augmente, mais que la tension reste pratiquement constante. Lorsque la valeur de la résistance variable devient très faible ou même nulle, la tension de sortie tombe brutalement à une valeur presque nulle et le courant à quelque 20-30 mA. Après cela, il faut choisir la valeur de  $R_3$  de façon que la limitation du courant intervienne vers 250-300 mA, et celle de  $R_1$  pour que le courant à travers la diode Zener soit de l'ordre de 15-18 mA.

En ce qui concerne les semi-conducteurs à utiliser on peut adopter BZX 46-C9V1 et BZX 46-C12 pour  $D_1$  et  $D_2$ , BAX16 pour  $D_3$  et  $D_4$ , BC 548 A ou B pour  $T_1$  et AD 139 ou BD 434 pour  $T_2$ .

## Un stabilisateur simple pour une tension de sortie variable de 1 à 14 V

Son schéma est représenté dans la figure 3-20 et sa tension de sortie peut être réglée de 1 V environ à 14 V à l'aide du potentiomètre  $R_2$ . Le courant de sortie ne doit pas dépasser 1 A. Le facteur de stabilisation de ce montage est de 40 environ, avec une résistance de sortie de l'ordre de 0,2 à 0,3  $\Omega$  et une composante alternative (ronflement) inférieure à 28 mV en présence du courant de sortie maximal (redressement bi-alternance).

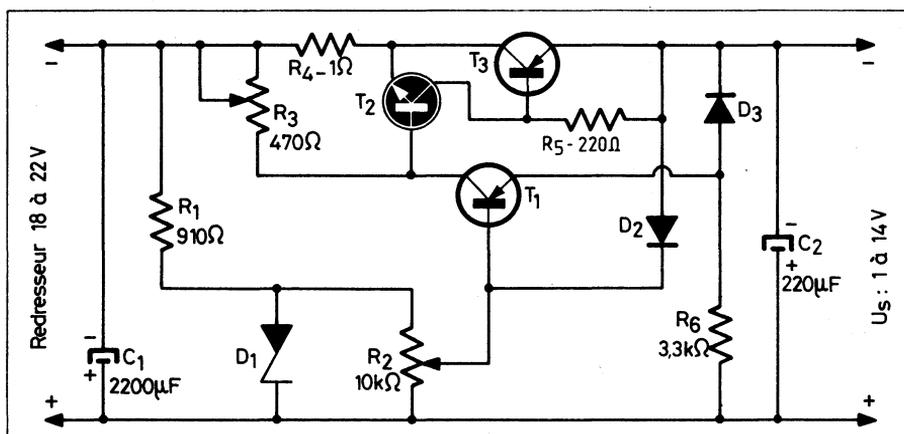


Fig. 3-20. — Un stabilisateur à tension de sortie variable de 0 à 14 V, avec un courant de 1 A.

Lorsque le courant demandé au stabilisateur dépasse un certain seuil, un dispositif de limitation « neutralise » l'ensemble, dont le fonctionnement redevient normal dès que la cause de consommation excessive se trouve éliminée. Quand au principe de cette limitation, il est pratiquement le même que celui du montage de la figure 3-19. Une série d'essais a montré que le courant de court-circuit se situait entre 15 et 30 mA pour un seuil de limitation fixé à 400-600 mA, et que l'on règle en agissant sur  $R_3$ .

La résistance  $R_4$  est une bobinée de 5 W et la tension de service des deux électrochimiques est de 25 V. La résistance  $R_1$  doit être du type 1 W.

En ce qui concerne les semi-conducteurs, la diode Zener  $D_1$  peut être une BZX 79-C13 (12,4 à 14,1 V) ou une BZX 79-C 15 (13,9 à 15,6 V). Les diodes  $D_2$  et  $D_3$  sont à choisir parmi les types tels que BAX 16, 1 N 4148, BA 221, etc. Le transistor  $T_1$  peut être un BC 557 ou BC 558, le  $T_2$  un BC 547 ou BC 548, et le transistor de puissance  $T_3$  un BD 434, fixé sur un radiateur dont la surface « active » est de 150 cm<sup>2</sup>, au moins.

## Deux stabilisateurs utilisant des amplificateurs opérationnels

Le stabilisateur dont le schéma est représenté dans la figure 3-21 délivre une tension de 15 V et admet, en régime continu, un courant maximal de 0,5 A dans le circuit d'utilisation. La tension de sortie est fixe, mais une résistance ajustable  $R_6$  permet de la faire varier de  $\pm 0,5$  V environ pour compenser éventuellement la dispersion de caractéristiques de la diode Zener  $D_1$ . Ce montage est assez remarquable par son coefficient de stabilisation, qui atteint 4 000 lorsque la tension d'entrée varie de  $\pm 10$  %, et par sa résistance de sortie, qui ne dépasse pas 1 m $\Omega$ .

L'entrée du stabilisateur est connectée directement à la sortie du redresseur bi-alternance et on trouve sur  $C_1$ , à pleine charge, une composante alternative de 1,2 V environ, tandis que la même composante à la sortie, aux bornes de  $C_3$  ne dépasse pas 230  $\mu$ V, ce qui correspond à une

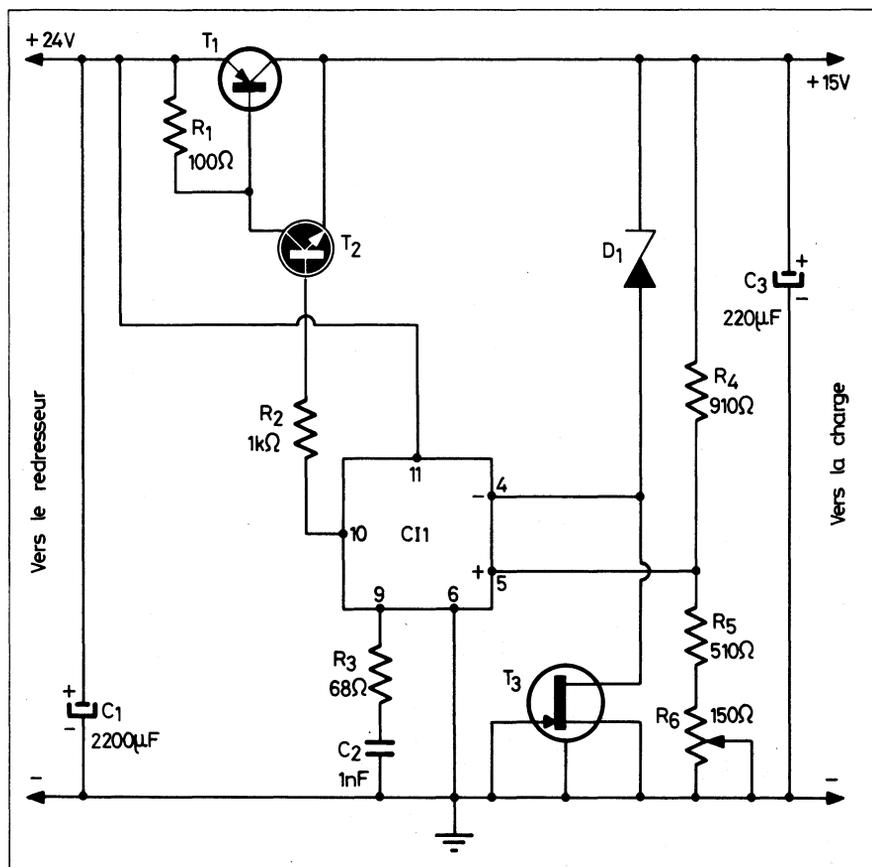


Fig. 3-21. — Un stabilisateur pour une tension de sortie de 15 V utilisant un amplificateur opérationnel.

atténuation dépassant 5 000. Le rendement du stabilisateur, toujours à pleine charge, est de 60 %.

Afin de rendre plus stable la tension de référence fournie par  $D_1$ , cette diode est connectée à la sortie du stabilisateur, dont le démarrage est assuré par le circuit de réaction réunissant, par  $R_4$ , le collecteur de  $T_1$  à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel  $CI_1$ .

Le courant traversant la diode  $D_1$  est imposé par le transistor à effet de champ  $T_3$ , dont le choix doit être guidé par le courant pour lequel la stabilité thermique de  $D_1$  est maximale. Autrement dit, si le coefficient de température de la diode  $D_1$  utilisée est minimal pour un courant de 10 mA, par exemple, il faut choisir  $T_3$  de façon que son courant de drain, la source étant réunie à la porte (gate), ait la même valeur. Ce courant est désigné généralement par  $I_{dss}$  dans les recueils de caractéristiques, catalogues des fabricants, etc.

Sans entrer dans les détails, notons que le circuit de comparaison de ce stabilisateur est conçu de telle façon que la tension à la sortie de l'amplificateur opérationnel diminue lorsque la tension de sortie augmente et inversement. Quant à la stabilité de fonctionnement de l'ensemble, elle est assurée par le circuit de correction  $R_3$ - $C_3$ , dont les valeurs sont calculées en tenant compte du fait que  $CI_1$  fonctionne avec un taux élevé de contre-réaction. La résistance  $R_1$  réduit l'influence du courant inverse du transistor  $T_1$  sur la stabilité thermique de la tension de sortie, tandis que  $R_2$  limite le courant de base de  $T_2$ .

La tension de sortie maximale du stabilisateur de la figure 3-21 ne peut pas être plus élevée que la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel qui est, évidemment toujours inférieure à la tension d'alimentation de  $CI_1$ . Le stabilisateur réalisé suivant le schéma de la figure 3-22 peut fournir, à la sortie, une tension supérieure à celle d'alimentation de l'amplificateur opérationnel. Pour y parvenir, l'émetteur de  $T_2$  a été connecté à un diviseur de tension  $R_3$ - $R_4$  et l'alimentation de  $CI_1$  assurée à partir du stabilisateur  $R_1$ - $D_1$ - $D_2$ , ce qui la rend indépendante de la tension d'entrée (jusqu'à un certain point, bien entendu). Le coefficient de stabilisation de ce montage est également très élevé et atteint 20 000 pour un courant de sortie de 1 A et une variation de la tension d'entrée de  $\pm 10$  %, la résistance de sortie restante de l'ordre de 1 m $\Omega$ , et le rendement atteignant 72 %.

Dans le stabilisateur ainsi conçu la tension de sortie peut être plus élevée que celle d'alimentation de  $CI_1$  ou plus faible que cette dernière, ce qui élargit la possibilité de choix de la tension de sortie.

Il est nécessaire, pour les deux stabilisateurs décrits, de monter le transistor de puissance  $T_1$  sur un radiateur dont la surface peut être calculée approximativement sur la base de 20 cm<sup>2</sup> pour chaque watt dissipé.

En ce qui concerne les semi-conducteurs utilisés, l'amplificateur opérationnel est constitué par le circuit intégré  $\mu A$  709, en boîtier DIL à 14 pattes.

Les diodes  $D_1$  (fig. 3-21) et  $D_3$ - $D_4$  (fig. 3-22) peuvent être des BZX 79-C8V2 ou BZX 79-C9V1. Les diodes  $D_1$ - $D_2$  de la figure 3-22 sont des BZX 79-C12 ou analogues.

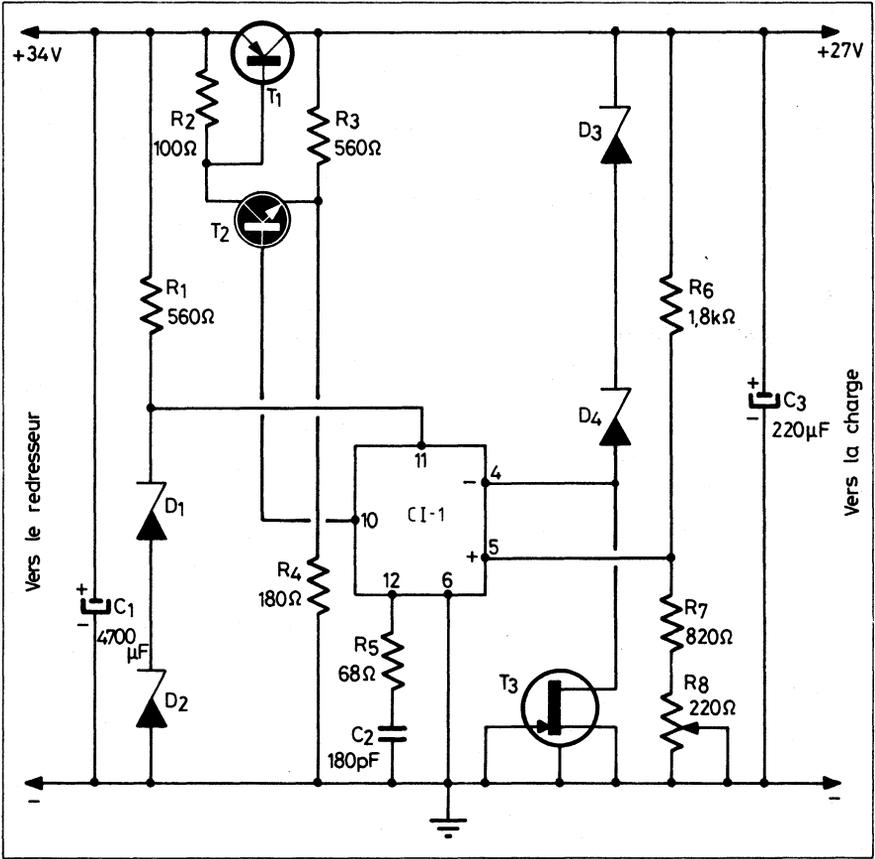


Fig. 3-22. — Ce stabilisateur utilise aussi un amplificateur opérationnel, mais sa tension de sortie peut atteindre 27 V.

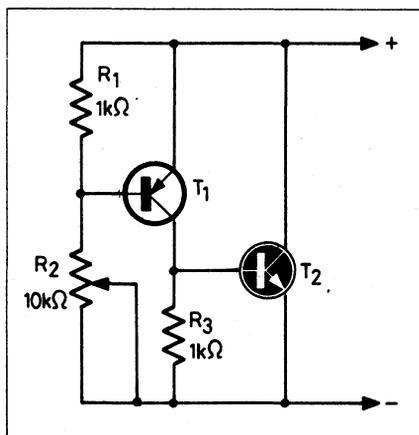
Le transistor de puissance  $T_1$  peut être un AD 149, BD 434, BD 438, 2 N 2660, etc., tandis que  $T_2$  sera choisi parmi les types suivants BSX 59, 2 N 2218 2 N 1613, BC 337, etc.

Enfin, le transistor à effet de champ  $T_3$  peut être un BF 245 B ou analogue.

### « Diode Zener » basse tension réglable

Le montage représenté dans la figure 3-23 présente une caractéristique analogue à celle d'une diode Zener et son avantage principal consiste dans la possibilité de régler d'une façon progressive la tension de stabilisation. Ce circuit est donc particulièrement commode lorsqu'il est nécessaire de régler avec précision une tension de stabilisation, comme c'est

Fig. 3-23. — Ce montage présente les caractéristiques d'une diode Zener pour des tensions de 0,5 à 3,8 V.



souvent le cas dans les différents appareils de mesure, ou encore lorsqu'on a besoin d'une tension stabilisée très faible, inférieure à 3 V par exemple, zone où les Zener des séries courantes font souvent défaut.

La tension de stabilisation  $U_s$  obtenue avec ce montage dépend surtout du rapport de résistances  $R_1$  et  $R_2$  et se calcule par la relation

$$U_s \approx 0,5 + (R_1/2 R_2),$$

la résistance de sortie ne dépassant pas 3  $\Omega$ .

On voit que, dans ces conditions et avec les valeurs indiquées sur le schéma, la tension de stabilisation peut varier entre 3,8 V et 0,5 V environ, la résistance de sortie étant de 1  $\Omega$  environ (avec  $U_s = 3,8$  V) pour un courant de 0,2 A.

En ce qui concerne les transistors, on peut utiliser, par exemple, un BC 638 en  $T_1$  et un BC 637 en  $T_2$ .

### Stabilisateur économique pour batterie d'alimentation d'un récepteur

Si on cherche à maintenir constante la tension fournie par une batterie de 9 V, par exemple, alimentant un récepteur, du moins jusqu'à ce que sa tension descende à environ 70 % de sa valeur nominale, on a tout intérêt à utiliser un dispositif stabilisateur à consommation propre aussi réduite que possible.

Le montage représenté dans la figure 3-24 est particulièrement intéressant à ce point de vue, car sa consommation propre, avec une tension d'entrée  $U_1$  de 9 V et une tension de sortie  $U_2$  de 5,6 V est de 0,9 mA seulement. On remarquera, entre autres choses, qu'aucune diode Zener ne figure dans ce schéma, car une telle diode demande un courant de quelques milliampères pour être efficace. La stabilisation nécessaire a été

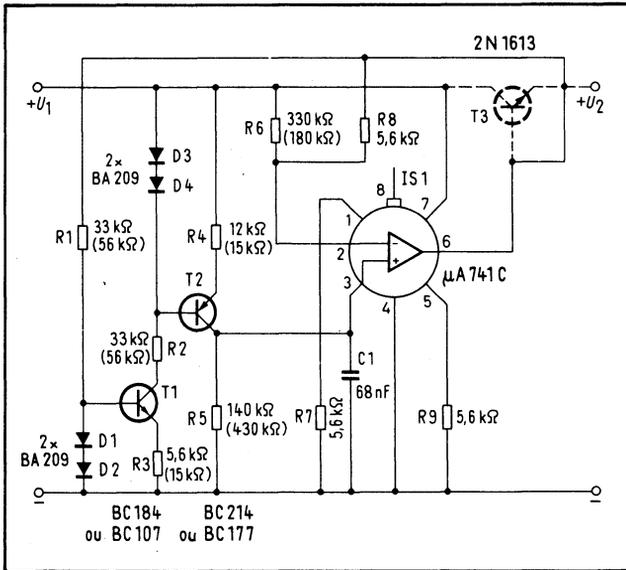


Fig. 3-24. — Ce stabilisateur pour batterie d'alimentation de 9 à 15 V est caractérisé par une consommation propre très faible.

obtenue ici à l'aide d'une double source de courant constant (transistors  $T_1$  et  $T_2$ ), qui déterminent la tension de référence aux bornes de la résistances  $R_5$ , et à l'aide de l'amplificateur opérationnel  $IS_1$ , à l'entrée inverseuse duquel on applique une tension par le diviseur  $R_6$ - $R_8$ , que l'on peut remplacer par un potentiomètre afin d'adapter la stabilisation à d'autres valeurs des tensions d'entrée et de sortie.

Il peut être également utile de rendre variable, ou du moins ajustable dans une certaine mesure, la résistance  $R_5$ , ce qui permet de régler avec précision la tension de sortie.

Si la tension d'entrée est supérieure à 9 V, par exemple 11,8 à 12 V, on adoptera des valeurs indiquées entre parenthèses sur le schéma. La consommation propre du stabilisateur est alors de 1,1 mA. La courbe de la figure 3-25 représente la variation de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée  $U_1$ .

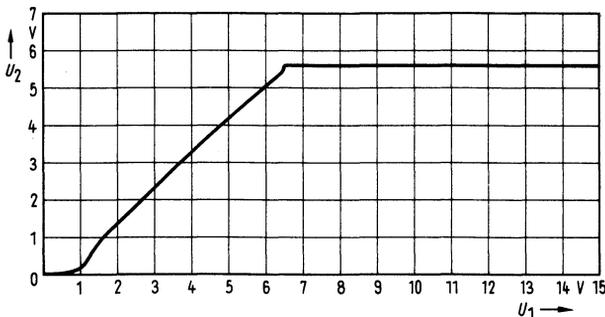


Fig. 3-25. — Courbe montrant la variation de la tension de sortie  $U_2$  en fonction de celle d'entrée,  $U_1$ , du stabilisateur de la figure 3-24.

Le transistor  $T_3$ , représenté en pointillé sur le schéma, n'est nécessaire que si le stabilisateur travaille sur une charge continuellement variable, mais on doit, dans ce cas, augmenter la tension d'entrée de 1,5 V environ.

Les diodes BA 209 peuvent être remplacées par des types tels que BAV 10, 1 N 4151, etc., et le transistor 2 N 1613 ( $T_3$ ) par BFY 67, BC 637, etc.

L'amplificateur opérationnel  $IS_1$  est un  $\mu A$  741 qui existe en trois boîtiers différents : TO-99 (boîtier rond); boîtier DIL à 8 broches; boîtier DIL à 14 broches.

## Un stabilisateur à tension de sortie variable de 0 à 30 V avec un courant pouvant atteindre 1 A

Lorsqu'on se propose de réaliser une alimentation stabilisée dont la tension de sortie doit pouvoir être réglée d'une façon continue de 0 à 30 V, par exemple, avec un courant qui peut varier entre 20 mA et 1 A, on se trouve devant le problème de dissipation du transistor ballast, qui peut atteindre des valeurs très élevées lorsqu'on demande au stabilisateur un courant élevé sous une faible tension, c'est-à-dire avec une chute de tension élevée sur le transistor. Il est alors nécessaire soit de prévoir un transistor ballast de très grande puissance monté sur un radiateur en conséquence, soit de connecter deux ou trois transistors en parallèle.

Une des solutions possibles pour l'éviter consiste à fractionner le ballast, en quelque sorte, en montant deux transistors en série suivant le schéma de la figure 3-26, où on fait précéder le transistor normalement prévu  $T_1$  d'un transistor  $T_2$  de façon à réduire la variation de la tension appliquée à  $T_1$ .

Si la tension à l'entrée du stabilisateur, aux bornes du  $C_1$ , est  $U_{e1}$ , celle appliquée à  $T_1$  doit être plus faible, et on l'obtient par une sorte de diviseur de tension qui comprend, entre la sortie et l'entrée du stabilisateur, le transistor  $T_4$ , la diode  $D_1$  et l'ensemble  $T_5$ - $P_1$ , qui constitue une source de courant constant.

Sans entrer dans les détails, disons que, dans ces conditions, la tension  $U_{e2}$  à l'entrée de  $T_1$  varie, en valeur absolue, comme la tension de sortie  $U_s$  augmentée de la tension Zener  $U_z$  de la diode  $D_1$ . Autrement dit si, comme dans le cas du schéma de la figure 3-26, nous avons  $U_{e1} = -40$  V,  $U_z = 8,2$  V (valeur nominale) et  $U_s$  variable de 0 à  $-30$  V, la tension  $U_{e2}$  sera variable de  $-8$  à  $-38$  V environ.

Les deux transistors de puissance,  $T_1$  et  $T_2$ , sont de polarité opposée, ce qui permet de les monter directement sur un même radiateur.

Le transistor  $T_1$  est commandé par un circuit intégré LM 304 (*National*) qui est un régulateur de tension négative et que l'on trouve chez presque tous les fabricants de semi-conducteurs : SFC 2304 (*Sescosem*), par exemple.

A la mise sous tension de l'appareil on doit, avant tout, et à circuit de sortie ouvert, régler avec  $P_1$  le courant  $I_z$  à travers la diode  $D_1$  à 3 mA,

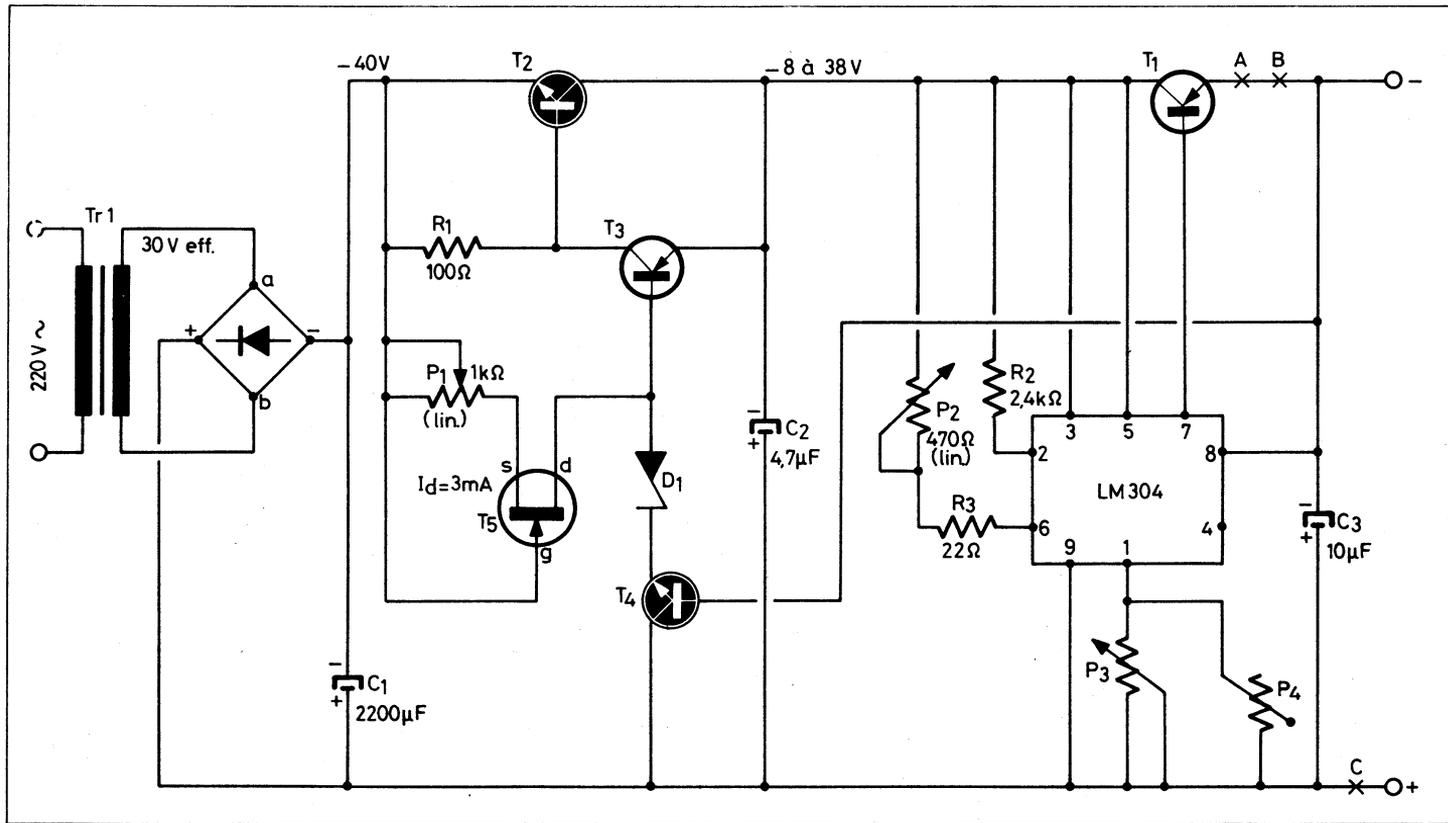


Fig. 3-26. — Ce stabilisateur est à tension de sortie variable de 0 à 30 V avec un courant de 20 mA à 1 A.

en dessoudant  $D_1$  à l'une des extrémités et en y intercalant un milliampèremètre.

Le potentiomètre  $P_3$  doit avoir une valeur maximale bien précise, en rapport direct avec la tension de sortie maximale  $U_s$  que l'on veut obtenir :  $P_3 = 500 U_s$ , ce qui, dans le cas présent, donne  $P_3 = 15 \text{ k}\Omega$ , valeur qui n'existe pas dans les séries normalisées et que l'on doit obtenir en shuntant un potentiomètre de  $22 \text{ k}\Omega$  (linéaire) par une résistance ajustable  $P_4$  de  $100 \text{ k}\Omega$ . Lors de la mise au point, on commence par régler  $P_3$  au maximum de sa résistance et  $P_4$  à peu près à mi-course, après quoi on ajuste ce dernier de façon à obtenir une tension de sortie de  $30 \text{ V}$  exactement. Il est évident, cependant, que le fait de shunter  $P_3$  par  $P_4$  fait perdre au premier l'allure linéaire de sa variation.

La résistance variable  $P_2$  sert à fixer le seuil ( $20 \text{ mA}$  à  $1 \text{ A}$ ) à partir duquel le système limiteur de courant entre en action.

Voici maintenant quelques indications en ce qui concerne les différents composants.

*Transformateur d'alimentation.* — Circuit  $75 \times 75 \text{ mm}$ , avec les tôles empilées de façon à obtenir une section de  $5,3$  à  $5,5 \text{ cm}^2$  pour le noyau. Dans ces conditions,  $1\ 150$  spires au primaire (fil émail  $0,32 \text{ mm}$ ) et  $170$  spires au secondaire (fil émail  $0,80 \text{ mm}$ ). La tension au secondaire doit être de  $30 \text{ V eff}$ .

*Pont redresseur.* — Soit un pont « compact », tel que CSK B40-C 1200 (Semikron) ou BY 164 (R.T.C.), soit quatre diodes séparées type BY 226 ou BY 227.

*Semi-conducteurs.* — Diode Zener  $D_1$  : BZY 85-C8V2, BZX 79-C 8V2, etc. Transistor de puissance  $T_1$  : BDX 18, BDX 20, BDX 92, etc. Transistor de puissance  $T_2$  : 2 N 3055, BD 182, BDY 20, BD 130, etc. Transistor  $T_3$  : BC177, BC557, BC 273, BC 307, etc. Transistor  $T_4$  : BC107, BC547, BC 167 BC 171, BC 237, etc. Transistor à effet de champ  $T_5$  : BF 244 A, B ou C, BF 245 A, B ou C, etc.

La tension de service des trois électrochimiques devrait se distribuer ainsi :  $50$  à  $65 \text{ V}$  pour  $C_1$  et  $C_2$ ;  $40 \text{ V}$  pour  $C_3$ .

Toutes les résistances sont des  $0,125$  ou  $0,25 \text{ W}$ , la précision de  $R_2$  devant être de  $\pm 1 \%$ .

Il est très utile, et pratiquement indispensable, de prévoir la possibilité de contrôler à tout instant la tension de sortie et le débit de l'appareil. On peut le faire avec un seul milliampèremètre tel que M (fig. 3-27),

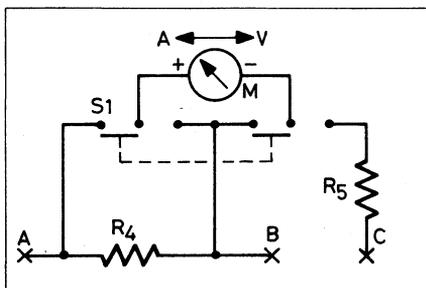


Fig. 3-27. — Un voltmètre-ampèremètre commutable pour le stabilisateur de la figure 3-26.

commuté soit sur un shunt ( $R_4$ ) pour la mesure des intensités, soit sur une résistance série ( $R_5$ ) pour la mesure de la tension. La valeur de ces deux résistances dépend donc de la résistance propre de  $M$ , et s'il s'agit, par exemple, d'un microampèremètre de  $100 \mu\text{A}$  et de  $1 \text{ k}\Omega$  de résistance propre, on devra avoir  $R_1 = 0,1 \Omega$  ( $0,5 \text{ W}$ ,  $\pm 1 \%$ ) et  $R_5 = 299 \text{ k}\Omega$  ( $0,25 \text{ W}$ ,  $\pm 1 \%$ ). Le branchement de l'appareil de mesure se fera aux points A, B et C du schéma.

### Stabilisateur à tension de sortie fixe ou réglable de 0 à 20 V pouvant débiter jusqu'à 2 A

Dans le stabilisateur représenté dans la figure 3-28, le premier transistor ballast  $T_1$  (on peut concevoir aussi un tel stabilisateur avec un seul transistor ballast, si on n'a pas besoin d'un courant de sortie aussi élevé) reçoit son courant de base à partir de la tension d'alimentation (sortie du redresseur) à travers le transistor  $T_3$  et la résistance d'émetteur  $R_3$ - $P_2$ .

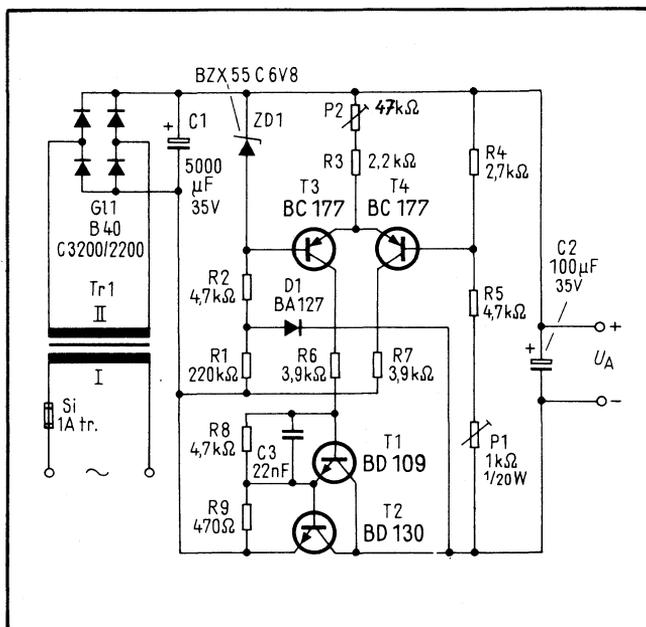


Fig. 3-28. — Schéma d'un stabilisateur à tension de sortie fixe, 20 V, pouvant fournir 2 A.

Les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et la diode Zener  $ZD_1$  déterminent la tension de référence  $u_0$  appliquée à la base de  $T_3$ , la diode  $ZD_1$  se comportant, en plus, en tant qu'élément de filtrage. Dès que la tension de sortie s'établit, c'est la diode  $D_1$  qui détermine le courant à travers  $ZD_1$  et  $R_2$ .

Le diviseur de tension  $R_4$ - $R_5$ - $P_1$ , ajustable dans une certaine mesure par  $P_1$ , permet d'appliquer une fraction  $u_1$  de la tension de sortie  $U_s$  à la base de  $T_4$ . Aussitôt que  $u_1$  dépasse  $u_0$ , le courant d'émetteur de  $T_4$  augmente, donc le courant global à travers  $R_3$ - $P_2$ , ce qui provoque une dimi-

nution du courant collecteur de  $T_3$  et, par conséquent, une diminution de celui de base de  $T_1$ . La tension de sortie se trouvera donc stabilisée à une certaine valeur ajustable par  $P_1$ .

La chute de tension sur  $R_3$ - $P_2$  est déterminée par la tension de référence de  $ZD_1$  et ne varie pas si on modifie la valeur de  $P_2$  (ou celle de  $R_3$ ). Mais en faisant varier cette résistance on peut ajuster le courant maximal de  $T_3$ , c'est-à-dire le courant de base maximal de  $T_1$ . En d'autres termes, on fixe ainsi une limitation efficace du courant de sortie. La stabilisation de la tension agit jusqu'à cette limite et se transforme, dès qu'elle est dépassée, en une stabilisation de courant, le transistor  $T_4$  étant bloqué dans ces conditions.

Les résistances  $R_6$  et  $R_7$  égalisent la différence éventuelle de température entre  $T_3$  et  $T_4$  en présence de courants de collecteur différents, et améliorent de cette façon la constance de la tension de sortie lorsque les conditions d'utilisation varient. Le condensateur  $C_3$  empêche toute apparition d'oscillations H.F.

Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont montés sur un même radiateur, dont la résistance thermique doit être de quelque  $1^\circ\text{C}/\text{W}$ .  $T_1$  peut être remplacé par un transistor tel que BD 329, BD 228, etc. (boîtier TO-126) et  $T_2$  par BD 182, BDY 20, 2N 3055, etc. (boîtier TO-3). Quant aux transistors  $T_3$  et  $T_4$ , ils sont équivalents à BC 157, BC 557, BC 261, BC 273, BC 307, etc.

La diode BA 127 peut être également une BAX 16, BA 100, 1N 4148, etc., et la diode  $ZD_1$  une BZX 79-C6V8 ou analogue.

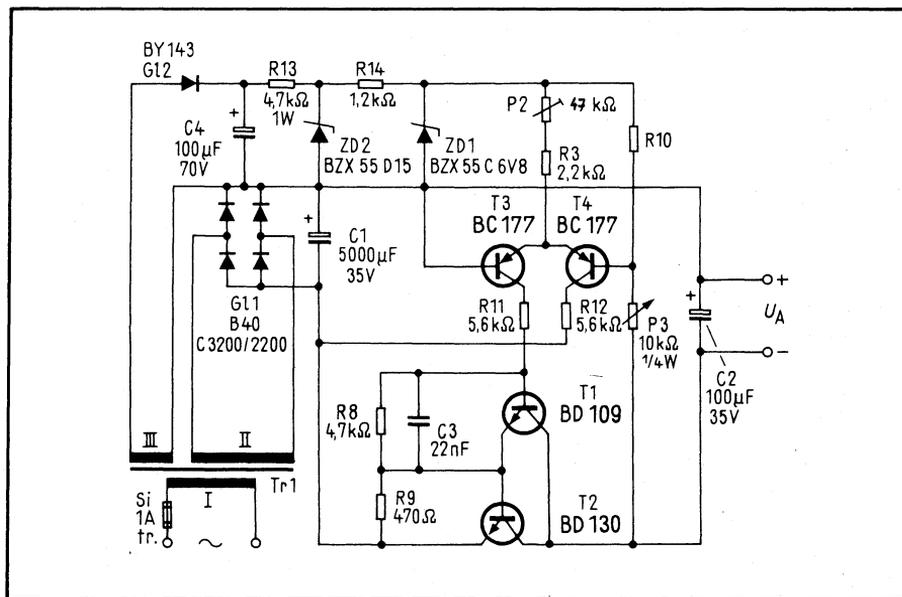


Fig. 3-29. — Stabilisateur analogue à celui de la figure 3-28, mais dont la tension de sortie est variable de 0 à 20 V.

Le redresseur  $G_1$  peut être un pont type SKB B 40-C3200/2200 (*Semikron*) ou un assemblage de diodes suffisamment puissantes : BYX 49-300, 1N 3880 BY 251, etc.

Le transformateur, réalisé sur un circuit type M 85, avec une section du noyau de  $8,5 \text{ cm}^2$  environ, doit comporter 870 spires (émail 0,40 mm) au primaire et 98 spires (émail 1,1 mm) au secondaire, où on doit avoir une tension de quelque 24 V eff.

La figure 3-29 représente un stabilisateur en tout point semblable à celui de la figure 3-28, mais permettant de faire varier la tension de sortie de 0 à 20 V. Pour y parvenir, on est obligé de créer un circuit d'alimentation séparé (secondaire III, diode  $G_2$  et  $C_4$ ) pour obtenir la tension de référence pour la base de  $T_3$ , car dans le cas contraire la plus faible valeur de la tension de sortie ne peut pas être inférieure à la tension de référence.

Le secondaire III du transformateur comporte 180 spires en fil émaillé de 0,15 mm et la diode  $ZD_2$  a une tension de stabilisation de 15 V : BZX 79-C 15, BZX 46-C 15, etc. La diode BY 143 peut être une BY 127, BY 227, etc.

La valeur de la résistance  $R_{10}$  dépend de la valeur de  $P_3$ , potentiomètre à l'aide duquel on règle la tension de sortie. Si on veut avoir, pour cette dernière, une valeur maximale de 20 V, on choisira  $R_{10} = 3,3 \text{ k}\Omega$ .

## Un stabilisateur très simple pour tensions élevées

On sait que la stabilisation des tensions élevées, supérieures à 80-100 V, pose toujours quelques problèmes et qu'il n'est pas toujours possible, dans ce cas, d'avoir recours à un stabilisateur à découpage.

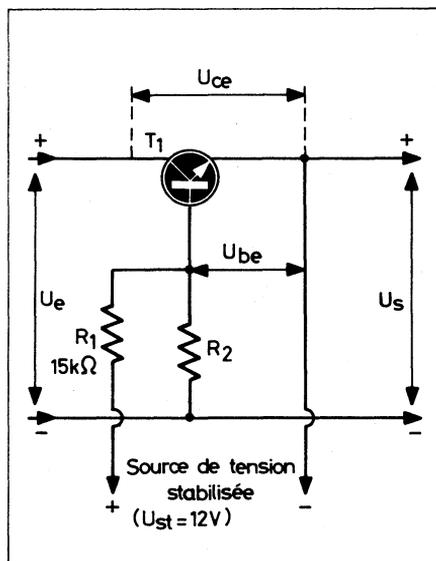


Fig. 3-30. — Schéma d'un stabilisateur pour tensions élevées, de 100 à 400 V à peu près.

Le montage de la figure 3-30 résout le problème avec une grande simplicité et ne demande qu'un transistor de puissance, dont la dissipation doit être en rapport avec le courant dont on désire disposer, et une source de tension stabilisée de 12 V, de faible puissance, moyennant quoi on peut obtenir des tensions stabilisées  $U_s$  de 150 à 400 V à peu près avec un courant dont l'intensité n'est limitée que par celle que peut fournir la source  $U_e$  et par le transistor  $T_1$  utilisé.

Nous n'avons pas eu la possibilité d'expérimenter ce montage, dont la description avait paru dans une revue allemande très sérieuse, où la valeur de  $R_1$  était indiquée (15 k $\Omega$ ) et où un certain nombre de valeurs était proposées pour  $R_2$ , en fonction de la tension  $U_e$  et de la différence  $U_e - U_s$ , c'est-à-dire de la tension collecteur-émetteur  $U_{ce}$  de  $T_1$ , ce que nous résumons dans le tableau 1.

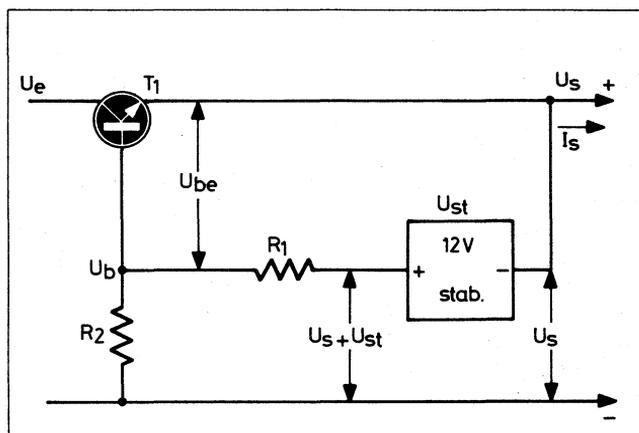
Tableau 1

$U_e$ (V)	$U_s$ (V)	$U_{ce}$ (V)	$R_2$ (k $\Omega$ )
200	155	45	150
230	215	15	220
340	310	30	330
410	370	40	390

Comme le schéma de la figure 3-30 peut se mettre sous la forme de la figure 3-31, on voit clairement que le circuit base-émetteur de  $T_1$  est alimenté par la tension stabilisée de 12 V à travers  $R_1$ , mais que tout cela appelle quelques remarques.

1. La résistance  $R_1$  est traversée par le courant de base  $I_b$  de  $T_1$  et, en négligeant la résistance de la jonction base-émetteur du transistor, on peut dire que  $I_b$  est de l'ordre de 0,8 mA, ce qui ne peut correspondre, quel que soit le transistor de puissance utilisé, qu'à un courant de collecteur inférieur à 100 mA.

Fig. 3-31. — Cette façon de présenter le schéma de la figure 3-30 montre que le circuit base-émetteur est alimenté par une tension stabilisée.



2. La résistance  $R_1$  est parcourue, de plus, par le courant propre du diviseur de tension  $R_1$ - $R_2$ , que l'on peut fixer, par exemple, au dixième du courant  $I_b$  ce qui, dans le cas où  $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$ , ne change pas grand-chose.

3. A la base de  $T_1$  on doit avoir une tension approximativement égale à  $U_s$ , puisque  $U_{st}$  est « absorbé » dans  $R_1$ . Donc, la chute de tension sur  $R_2$  doit être égale à  $U_s$ , ce qui, pour un courant de  $80 \mu\text{A}$ , donne  $U_s/8 \cdot 10^{-5}$ , ou  $1\,250 U_s$  (en ohms).

4. Le tableau 2 indique, pour un certain nombre de transistors de puissance, la valeur des paramètres  $I_b$  (courant base),  $G$  (gain en courant) et  $U_{eb}$  (tension émetteur-base) pour quelques valeurs de  $I_c$  (courant collecteur).

Tableau 2

Transistor	$I_b$ (mA)	$I_c$ (mA)	G	$U_{eb}$ (V)
BU 312 ( $U_{ce} = 150 \text{ V}$ )	0,2	10	50	0,6
	1,7	100	60	0,68
	17	1 000	60	0,78
BU 208 ( $U_{ce} = 700 \text{ V}$ )	5	100	20	0,70
	70	1 000	15	0,82
	500	3 000	6	1
BU 126 ( $U_{ce} = 300 \text{ V}$ )	0,37	10	27	0,62
	2,85	100	35	0,73
	31,3	1 000	32	0,82
	95	2 000	21	0,87
BU 111 ( $U_{ce} = 300 \text{ V}$ )	0,25	10	40	0,63
	1,7	100	58	0,7
	28,6	1 000	35	0,86
BD 130 ( $U_{ce} = 100 \text{ V}$ )	0,18	10	55	0,61
	1	100	100	0,65
	10	1 000	100	0,81
BDY 47 ( $U_{ce} = 350 \text{ V}$ )	0,42	10	24	0,60
	3,3	100	30	0,64
	33	1 000	30	0,73

En principe, étant donné les tensions élevées auxquelles on a affaire dans ce montage, il est indiqué de choisir des transistors pouvant admettre une tension  $U_{ce}$  aussi élevée que possible, au moins 100 V et de préférence plus élevée, pour éviter le claquage collecteur-émetteur dans le cas où la tension entre ces deux « électrodes » augmente d'une façon excessive à la suite d'un courant  $I_s$  devenu trop faible.

A partir du tableau 2 on peut facilement, sinon calculer avec précision, du moins approcher la solution de tout problème qui peut se poser à propos de ce montage. Si, par exemple, nous voulons stabiliser une tension de l'ordre de 150 V avec un courant de 200 mA et un transistor BDY 47, nous voyons que le courant de base sera de 6,7 mA à peu près et que la valeur de  $R_1$  devra être, en tenant compte du courant propre du diviseur de tension,

$$R_1 = 12/7,4 \cdot 10^{-3} = 1\,620 \Omega \text{ environ,}$$



Les courbes de la figure 3-33 illustrent l'efficacité de ce système pour différentes valeurs du courant d'utilisation. On voit, par exemple, qu'avec un courant de 100 mA, la tension de sortie reste comprise entre 5,01 et 4,98 V environ lorsque la tension d'alimentation varie de 9 V à 6,5 V.

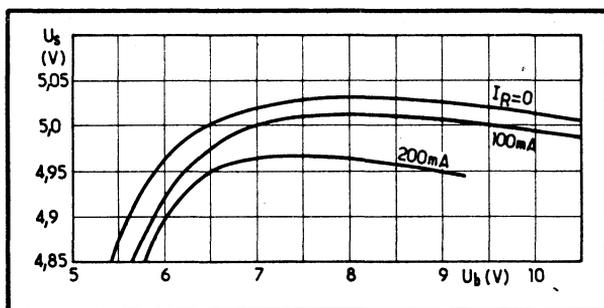


Fig. 3-33. — Courbes illustrant l'efficacité du dispositif de la figure 3-26.

Un tel degré de stabilisation a été rendu possible par un transistor régulateur supplémentaire (AC 122), attaqué directement par les variations de tension d'alimentation, par l'intermédiaire d'un diviseur de tension (4,7 k $\Omega$ -1,6 k $\Omega$ ). Deux diodes stabilisatrices au silicium BZY 87, de tension nominale de 0,7 V chacune, constituent la « référence » pour les deux transistors enregistrant les variations de la tension, à l'entrée et à la sortie. Il est à noter que les diodes BZY 87 sont utilisées dans le sens direct et que le courant de fonctionnement normal est de 5 mA.

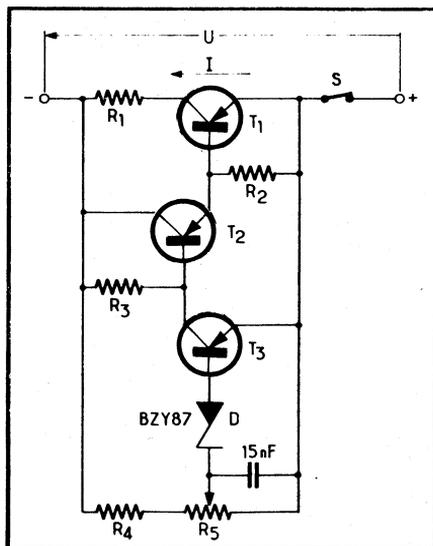
## Limiteurs de courant à transistors

Ces limiteurs présentent l'avantage d'être du type « dipôle » s'intercalant dans le circuit à protéger à la façon d'un simple fusible, par rapport auquel ils sont infiniment plus rapides. Ils sont d'autant plus utiles que les dispositifs à transistors, amplificateurs, convertisseurs, ensembles impulsionnels de toute sorte, fonctionnent souvent à un régime très voisin de leurs possibilités maximales, de sorte que la moindre surcharge ou surtension met en danger les transistors correspondants.

Le schéma de la figure 3-34 représente un tel « fusible » électronique, dont la figure 3-35 montre la courbe et dont le temps de réponse peut être de l'ordre de 100  $\mu$ s. Comme on s'en rend compte, l'ensemble peut s'intercaler dans la connexion d'alimentation d'un étage ou d'un groupe d'étages et n'a besoin d'aucune source de tension « extérieure » ni d'une connexion supplémentaire quelconque.

Si l'on regarde la courbe de la figure 3-35, on constate que dans la zone AB, le limiteur se comporte à peu près comme une résistance de faible valeur : quelque 0,14  $\Omega$ . Au-dessous du seuil B, la chute de tension

Fig. 3-34. — Schéma général d'un limiteur pouvant supporter, en fonctionnement, un courant de 0,2 à 10 A, suivant les transistors utilisés.



U aux bornes du « fusible » reste très faible et la tension prélevée sur  $R_5$  demeure inférieure à celle d'« ouverture » de la diode D et du transistor  $T_3$ . Il en résulte que ce dernier se trouve bien bloqué, tandis que, grâce à la présence de  $R_3$ , les transistors  $T_2$  et  $T_1$  sont profondément saturés, ce qui entraîne une chute de tension U très faible.

Lorsque le courant I augmente, la chute de tension sur  $R_1$  croît, ainsi que la tension appliquée à la diode D. Aussitôt que la tension de déblocage de D et de  $T_3$  est dépassée,  $T_3$  commence à devenir conducteur, tandis que  $T_2$  et  $T_3$  cessent d'être complètement saturés. La chute de tension U augmente donc et le processus ainsi amorcé se poursuit rapidement (zone BC de la courbe de la figure 3-35) jusqu'à ce que  $T_1$  soit complètement bloqué (zone CD) ; après quoi, un régime s'établit où la tension U est presque égale à la tension d'alimentation et où le circuit protégé n'est traversé que par un courant limité par  $R_3$ .

L'ensemble ne revient à son point de départ que si l'on diminue la tension U de façon telle qu'elle soit inférieure à la limite B, ce qui ne peut se faire, pratiquement, qu'en interrompant le circuit en S ou en déconnectant la tension d'alimentation. Bien entendu, si le défaut qu'avait provoqué le déclenchement de la limitation n'a pas été supprimé, cette dernière intervient immédiatement encore une fois.

Le condensateur  $C_1$  empêche le seuil de déclenchement de descendre au-dessous de sa valeur « statique » lorsqu'il s'agit d'un accroissement brutal de courant. Mais de toute façon, ce seuil peut être ajusté par  $R_5$  dans d'assez larges limites.

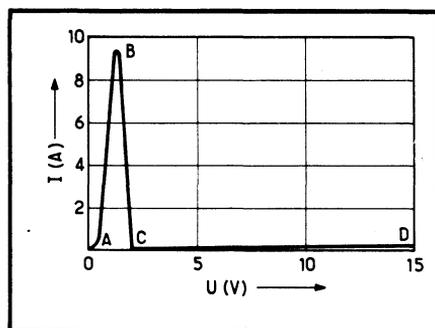
Le tableau ci-après indique la valeur des éléments du schéma et les transistors à utiliser, suivant le courant I maximal admissible prévu. Comme les transistors travaillent en régime de commutation, ils sont choisis uniquement en tenant compte du courant de collecteur, car leur

dissipation demeure faible. La tension d'alimentation est limitée par celle que peuvent supporter les transistors, soit 30 V pour tous les types du tableau.

Courant (A)	10 à 6	6 à 3	3 à 1,5	2 à 1	1 à 0,5	0,5 à 0,2
$U_{\min}$ (V)	$\leq 3$	$\leq 2,5$	$\leq 2$	$\leq 2$	$\leq 2$	$\leq 2$
$I_o$ (mA)	$\leq 300$	$\leq 250$	$\leq 150$	$\leq 70$	$\leq 40$	$\leq 30$
$R_1$ ( $\Omega$ )	0,1	0,2	0,4	0,8	1,5	3
$R_2$ ( $\Omega$ )	20	30	100	100	100	100
$R_3$ ( $\Omega$ )	100	120	210	450	800	1 500
$R_4$ (k $\Omega$ )	1	1	1	1	1	1
$R_5$ (k $\Omega$ )	5	5	5	5	5	5
$T_1$	AD 138	AD 160	AD 160	AD 160	AC 124	AC 124
$T_2$	AC 124	AC 124	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30
$T_3$	AC 124	AC 124	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30	AC 122/30

Si l'on utilise des semi-conducteurs qui peuvent supporter une tension plus élevée, on peut, bien entendu, augmenter la valeur de la tension d'alimentation. Mais la résistance  $R_3$  supporte alors une charge plus importante et doit être prévue en conséquence, car le courant, après le déclenchement du limiteur, n'est pas tout à fait nul, puisque le transistor  $T_3$  est conducteur. Il en résulte que tout se passe comme si  $R_3$  se trouvait en parallèle sur la tension d'alimentation  $U$ . Pour pouvoir donner à  $R_3$  une valeur suffisamment élevée, on a introduit le transistor  $T_2$ , qui réalise le montage dit Darlington, à résistance d'entrée élevée.

Fig. 3-35. — Courbe de fonctionnement du limiteur de la figure 3-34.



Si l'on utilise, en  $T_1$  et  $T_2$  des transistors spécialement choisis, à gain en courant élevé, on peut augmenter d'une façon notable la valeur de  $R_3$ , ce qui conduit à une réduction proportionnelle du courant résiduel.

La tension  $U_{\min}$  représente la valeur de  $U$  en fonctionnement normal, et  $I_o$  le courant résiduel subsistant après le déclenchement du limiteur.

La dissipation des résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  sera de 10 W pour 10 à 6 A, de 8 W pour 6 à 3 A, de 5 W pour 3 à 1,5 A, de 2 W pour 2 à 0,5 A et de 1 W pour 0,5 à 0,2 A.

Les types de transistors indiqués peuvent être remplacés par les modèles suivants :

AD 138 par BD 206, BD 214, BD 244, BDX 20, etc. ;  
 AD 160 par les mêmes que ci-dessus ;  
 AC 124 par BC 369, BC 638, BC 640 ;  
 AC 122/30 par BC 178, BC 558, BC 273, etc.

Le temps de réponse du limiteur dépend de la fréquence-limite des transistors utilisés. Avec un AD 138 (fréquence-limite : 5,5 kHz), on a pu mesurer des temps de réponse de l'ordre de 120  $\mu$ s entre 90 % et 100 % du courant maximal.

Le dispositif ne comporte aucune stabilisation en température et lorsque cette dernière s'élève, la tension d'ouverture de la diode D et du transistor  $T_3$  diminue, ce qui veut dire que le seuil de déclenchement sera atteint plus vite. Mais cela correspond justement au comportement thermique du circuit à protéger, dont le courant maximal admissible diminue lorsque la température augmente.

Le schéma de la figure 3-36 représente un montage tout à fait analogue, à insérer dans la liaison « plus » d'alimentation d'un étage ou d'un groupe d'étages. Le transistor  $T_1$  indiqué dans la documentation originale est un 2 N 2148, qui est un 12 W, admettant un courant de collecteur maximal de 5 A et pouvant fonctionner avec une tension collecteur-émetteur de 40 V. Il est analogue à AD 149, BD 190, BD 200, BD 278, etc. Les transistors  $T_2$  et  $T_1$  identiques, sont des 2 N 2614, c'est-à-dire des AC 126, BC 178, BC 558, etc. La diode  $D_1$  est une petite « silicium » du type de celles que l'on utilise dans les discriminateurs, etc.

La diode D de la figure 3-34, bien que désignée en tant qu'une Zener, est, en réalité, une diode stabilisatrice pour tensions faibles (0,7 V), c'est-à-dire une « silicium » spéciale utilisée dans le sens direct.

La dissipation des résistances de la figure 3-36 est de 5 W pour  $R_1$  et  $R_3$  et de 2 W pour toutes les autres. La courbe de la figure 3-31, tout

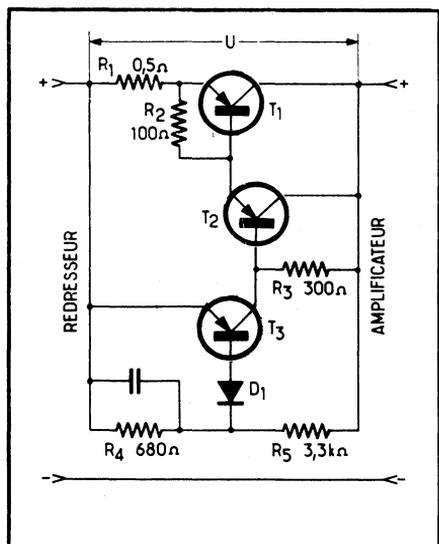


Fig. 3-36. — Un limiteur tout à fait analogue à celui de la figure 3-34, prévu pour « couper » à 3 A environ.

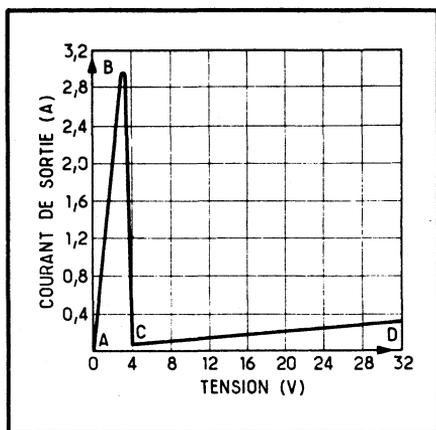


Fig. 3-37. — Courbe de fonctionnement du limiteur de la figure 3-36.

à fait analogue à celle de la figure 3-35, montre la façon dont réagit le limiteur.

## Un limiteur d'intensité

Ce limiteur de courant est caractérisé par un seuil de fonctionnement indépendant de la tension d'alimentation, par une limitation particulièrement franche et par une grande facilité d'intégration dans un ensemble déjà existant.

### Principe

On sait qu'une diode régulatrice de tension, polarisée en inverse, est parcourue par un courant  $I$  :

— Très faible si la tension inverse appliquée demeure inférieure à la tension Zener de la diode ;

— Très grand si la tension inverse devient supérieure à la tension Zener. Le courant n'est plus alors limité que par la résistance mise en série avec la diode.

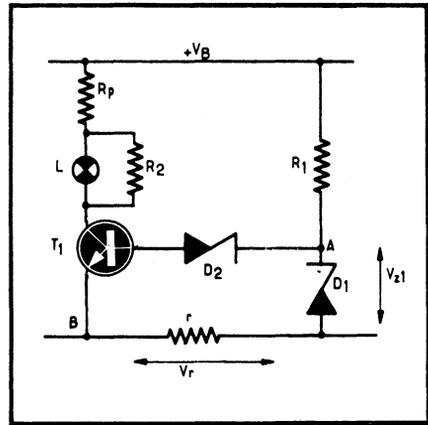
On sait également que si deux diodes régulatrices sont mises en parallèle, c'est celle qui a la plus faible tension Zener qui impose sa tension.

C'est sur ces quelques remarques que s'appuie le fonctionnement de ce limiteur. Le schéma de principe est représenté dans la figure 3-38. La tension Zener de la diode  $D_1$  est légèrement inférieure à la tension Zener de la diode  $D_2$ , et la résistance  $r$ , parcourue par le courant débité par l'alimentation à protéger, est insérée en amont de la régulation. Au repos, c'est-à-dire quand la résistance  $r$  n'est parcourue que par un courant négligeable, la diode  $D_1$  impose sa tension Zener et la diode  $D_2$  n'est parcourue que par un très faible courant. Le transistor est blo-

qué. Si le débit augmente suffisamment dans la résistance  $r$ , la différence de potentiel entre les points A et B, égale à

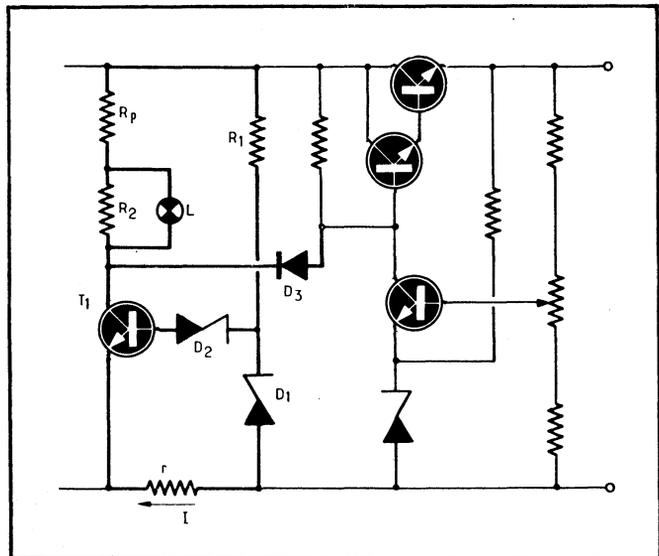
$$V_a - V_b = V_{z1} + V_r,$$

Fig. 3-38. — Quand le débit est faible dans  $r$ , la diode  $D_1$  qui a une tension Zener inférieure à celle de la diode  $D_2$ , impose sa tension. La diode  $D_2$  est parcourue par un très faible courant et le transistor est bloqué. Si le débit dans  $r$  augmente suffisamment pour que la tension Zener de  $D_2$  soit atteinte, le courant traversant cette diode devient grand et le transistor se sature.



devient suffisante pour que la tension Zener de  $D_2$  soit atteinte. Le courant à travers  $D_2$  devient alors très grand, d'autant plus qu'il n'est pratiquement limité que par la résistance d'entrée du transistor qui se sature. La variation brusque de potentiel apparaissant sur le collecteur du transistor sera utilisée pour ramener la tension de la sortie à une valeur convenable par l'intermédiaire d'une diode  $D_3$  (fig. 3-39).

Fig. 3-39. — Lorsque la chute de tension dans  $r$  est suffisante, la variation brusque de potentiel apparaissant sur le collecteur du transistor ramène la tension de sortie de l'alimentation à protéger à une valeur convenable par l'intermédiaire de la diode  $D_3$  normalement bloquée. Exemple de réalisation pour  $V_B = 40$  V et  $I_{\max} = 1$  A :  $T = 2$  N 698 ;  $D_1 = 110Z4$  ;  $D_2 = 111Z4$  ;  $D_3 = OA 202$  ;  $R_p = 1000 \Omega$  ;  $R_1 = 3,9$  k $\Omega$  ;  $R_2 = 15$  k $\Omega$  ;  $r = 1,5 \Omega$  ;  $L = 24$  V - 50 mA.



En remplaçant la résistance de charge du transistor par une ampoule 24 V-50 mA en série avec une résistance de 1 000  $\Omega$  environ, on est immédiatement averti dès que le limiteur entre en action, ce qui évite de perdre temps (et patience) sur un montage, à la recherche d'une panne imaginaire. Néanmoins, le remplacement de la résistance de charge du transistor par une lampe peut être dangereux si le filament de la lampe vient à se couper. Le circuit collecteur étant ouvert, l'ensemble de limitation est alors mis hors circuit. Aussi une résistance, de forte valeur devant la résistance du filament, a été placée en parallèle sur la lampe.

### Détermination de la valeur de $r$

Si l'on utilise les diodes 110Z4 et 111Z4 fabriquées par *Sescosem*, dont les tensions Zener sont respectivement de 10 V et de 11 V, le seuil de fonctionnement du limiteur sera défini par :

$$V_a - V_b = V_{bc} + V_{z2} = V_{z1} + r I,$$

$$\text{soit } r = \frac{V_{z2} - V_{z1} + V_{bc}}{I} \approx \frac{1,7}{I},$$

ce qui permet de déterminer la valeur de  $r$  en fonction de l'intensité maximale tolérée ou désirée. L'ensemble a été conçu pour fonctionner sous une tension de 40 V, mais il fonctionne aussi bien sous une tension de 20 V. Les tensions Zener des diodes régulatrices peuvent être quelconques à condition de présenter entre elles une différence de l'ordre du volt. On choisira de préférence les modèles indiqués à cause de leurs courbes très brusques. N'importe quel transistor *n-p-n*, de préférence au silicium et de faible gain en courant en EC, capable de supporter une tension collecteur-émetteur au moins égale à la tension non stabilisée de l'alimentation, peut convenir. Dans le cas de l'utilisation d'une lampe de 24 V — 50 mA ( $r_i \approx 500 \Omega$ ) en série avec une résistance de 1 000  $\Omega$ , la puissance maximale dissipée par le transistor, alimenté sous 40 V, sera, dans le cas le plus défavorable,

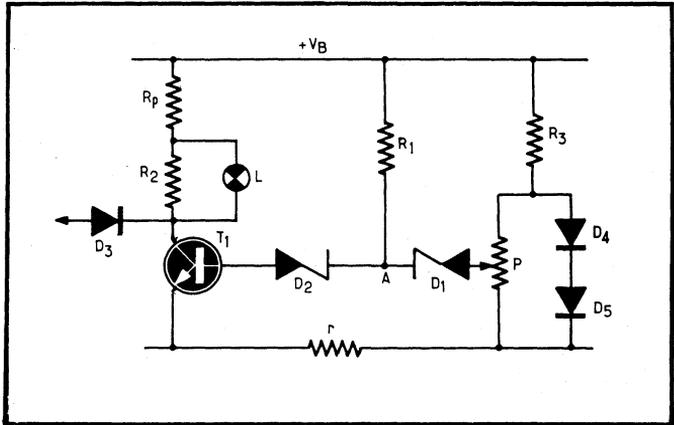
$$P = \frac{V^2}{4 (r_i + R_p)} = \frac{1\,600}{4 (1\,500)} \approx 0,25 \text{ W.}$$

Remarquons, enfin, que, les deux diodes utilisées étant du même type et possédant des tensions Zener voisines, les variations de température restent pratiquement sans effet sur le fonctionnement du limiteur.

### Préréglage du seuil de déclenchement

Il peut être intéressant de pouvoir régler manuellement le seuil de déclenchement du limiteur. Ce réglage peut être réalisé en faisant varier la résistance  $r$  grâce à un potentiomètre de 10  $\Omega$  en série avec

Fig. 3-40. — Le réglage manuel du seuil de déclenchement du limiteur est ici obtenu en remontant le potentiel du point A par l'intermédiaire de deux diodes silicium montées en série et constituant une source de tension auxiliaire. Cette dernière est rendue variable grâce au potentiomètre P. Exemple de réalisation :  $P = 100 \Omega$  ;  $D_1 = D_2 = \text{OA 202}$  ;  $R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega$ .



une résistance de protection de  $1,5 \Omega$  environ. Il est alors possible d'obtenir le fonctionnement du limiteur pour des intensités comprises entre  $150 \text{ mA}$  et  $1,1 \text{ A}$ . Ce procédé est simple, mais exige l'emploi d'un potentiomètre de puissance, donc d'assez gros volume.

Une autre solution est représentée sur le schéma de la figure 3-40. Elle fait appel à deux diodes silicium montées en série, qui permettent de disposer d'une tension stable de  $1,4 \text{ volt}$  environ. Un potentiomètre P de faible valeur permet de prélever une fraction de cette tension et de remonter le potentiel du point A, donc d'avancer le point de déclenchement du limiteur.

Comme on peut s'en rendre compte, la réalisation, d'une simplicité enfantine, ne demande aucune mise au point. L'intégration dans un ensemble déjà existant ne pose pas, non plus, de problème.

## Alimentation stabilisée 30 V-1 A

L'utilisation systématique de transistors silicium, a permis d'obtenir des performances intéressantes pour cette alimentation, en minimisant les effets néfastes de la température.

L'adjonction d'un limiteur d'intensité, simple mais efficace, garantit une sécurité absolue en cas de surintensité ou de court-circuit, même si ce dernier est indéfiniment prolongé.

### Caractéristiques principales

Ces caractéristiques se présentent comme suit :

- Tensions de  $0$  à  $30 \text{ V}$  en une seule gamme ;
- Intensités jusqu'à  $1 \text{ A}$  ;
- Résistance interne inférieure à  $0,02 \Omega$  ;
- Ondulation résiduelle inférieure à  $5 \text{ mV}$ , pour  $I = 1 \text{ A}$  ;

- Limiteur d'intensité, à seuil réglable de 0,15 A à 1,5 A ;
- Indication, par voyant lumineux, de l'entrée en action du limiteur.

### Rappels

Avant d'aborder la description proprement dite de cette alimentation stabilisée, il est utile de rappeler le principe de fonctionnement d'un tel montage, sans toutefois exposer les détails de calcul.

Un transistor  $T_1$  permet de comparer une fraction de la tension de sortie à une tension stable de référence obtenue à partir d'une diode Zener. Le courant collecteur de ce transistor est fonction de la tension continue appliquée sur sa base, et l'on a en permanence la relation (fig. 3-41).

$$I_c = I - I_b.$$

Le courant  $I$  est le courant total parcourant la résistance  $R$ , et  $I_b$  est le courant de commande d'un amplificateur de courant, pouvant être assimilé à une résistance variable d'autant plus faible que le courant  $I_b$  est plus grand. On remarque que  $I$ ,  $I_c$  et  $I_b$  étant liés par l'équation ci-dessus, les variations de  $I_b$  seront égales en valeur absolue aux variations de  $I_c$  si le courant  $I$  est constant. Pour maintenir  $I$  constant, on utilise un montage pré-régulateur constitué par un transistor dont la base est stabilisée par une diode Zener, ce qui fixe le potentiel d'émetteur, donc le courant de collecteur.

On sait qu'une alimentation, comme celle représentée dans la figure 3-41, ne permet pas d'obtenir des tensions de sortie inférieures à la tension de référence  $e_0$ . Si l'on veut que la tension de sortie puisse descendre jusqu'à 0 V (ou presque), il faut utiliser une seconde source de tension continue. Le montage correspondant est représenté dans la figure 3-42.

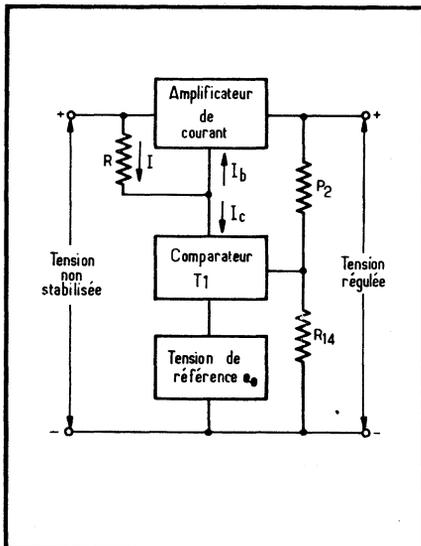
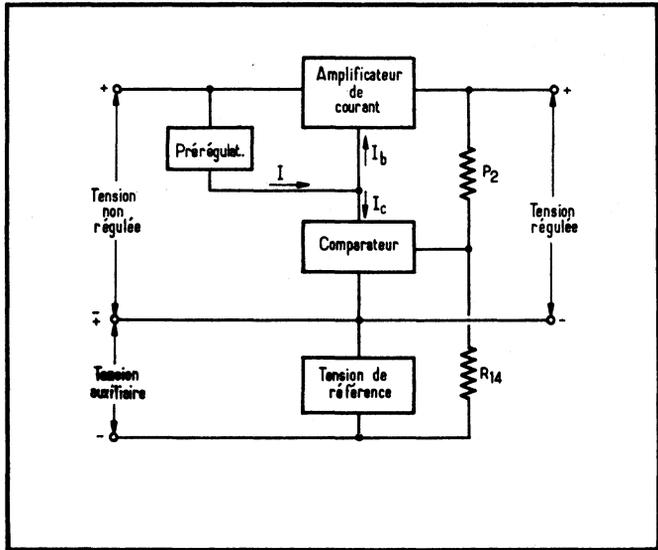


Fig. 3-41. — Une fraction de la tension de sortie est comparée à une tension de référence. Le courant résultant commande un amplificateur de courant variable, jouant le rôle d'une résistance variable, maintient la tension de sortie constante.

Fig. 3-42. — Si l'on désire que la tension de sortie puisse descendre à 0 volt, il faut utiliser une source de tension négative, obtenue à partir d'une tension continue auxiliaire.



## Principe

Le schéma complet de l'alimentation est représenté dans la figure 3-43. Un premier enroulement (50 V - 1 A) du transformateur d'alimentation fournit, après redressement et filtrage, la tension à réguler proprement dite. Un second enroulement (50 V - 50 mA) permet de disposer, après redressement et filtrage, d'une tension continue auxiliaire, permettant à la tension de sortie de descendre à 0 V.

Le transistor utilisé dans le montage comparateur est un 2 N 697. La tension appliquée sur sa base est obtenue à partir d'un pont diviseur constitué par une résistance fixe de 680  $\Omega$  d'une part, et par un potentiomètre monté en résistance variable d'autre part. Une telle disposition permet de faire débiter dans le pont un courant pratiquement indépendant de la tension de sortie. La tension de référence du comparateur est obtenue en ramenant la tension auxiliaire de 50 V à 8 V grâce à une diode Zener 108 Z 4. Un condensateur de 10 nF, en parallèle sur la jonction base-collecteur du transistor, évite toute instabilité du montage en haute fréquence.

Le prérégulateur fait appel à un transistor silicium *p-n-p* BCY 34 ( $T_3$ ), dont la base est portée à un potentiel fixe par une diode Zener 104 Z 4. La résistance d'émetteur étant de 680  $\Omega$ , le courant collecteur est constant et voisin de 6,5 mA.

Enfin, l'amplificateur de commande est constitué par un montage Darlington utilisant un transistor 2 N 698, et un transistor BDY 10 ( $T_6$ ), monté sur radiateur. Une résistance de 33 k $\Omega$ , en envoyant un contre-courant dans la base du transistor de puissance, permet d'obtenir une régulation efficace pour les faibles débits, même si le transistor est très chaud.

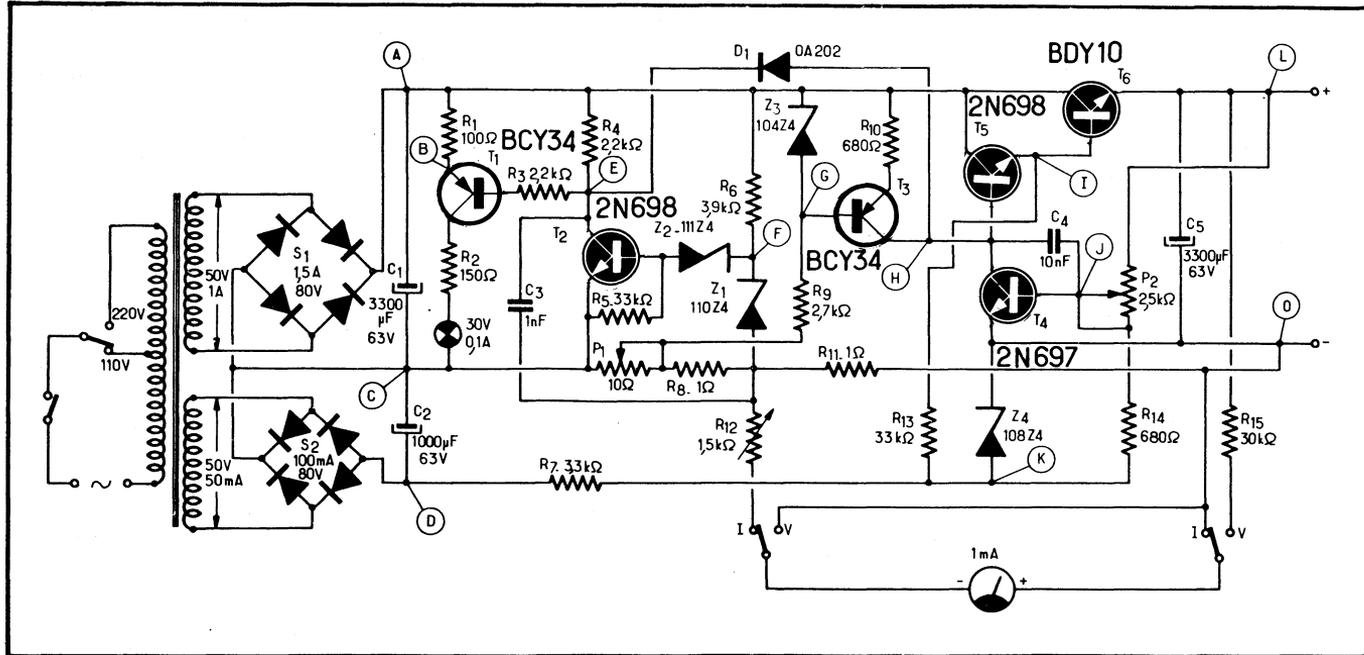


Fig. 3-43. — Schéma complet de l'alimentation. Le transistor  $T_4$  compare une fraction de la tension de sortie à la tension de référence. Le transistor  $T_3$ , constituant une source de courant, les variations du courant de collecteur de  $T_4$  sont égales et de signes contraires aux variations du courant de base du transistor  $T_5$ . Ce dernier constitue avec  $T_6$  un amplificateur de courant qui, inséré dans la ligne positive d'alimentation, maintient constante la tension de sortie. Le limiteur d'intensité est constitué par l'ensemble des deux transistors  $T_1$  et  $T_2$ . Les tensions indiquées dans le tableau, mesurées au voltmètre électronique, sont valables pour une tension de 20 V.



3-45 montre l'efficacité du dispositif limiteur lorsque celui-ci est réglé pour un courant de 0,2 A (courbe 1) et pour un courant de 1 A (courbe 2), la tension de sortie étant de 10 V.

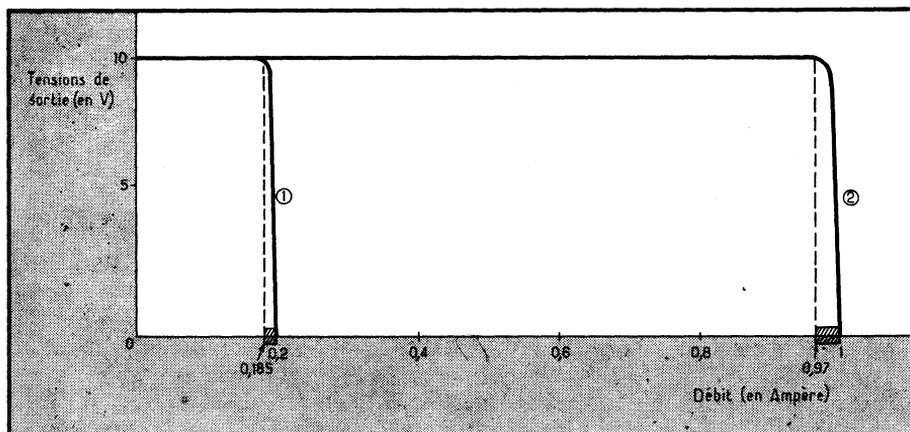


Fig. 3-45. — L'efficacité du limiteur est ici mise en évidence. La tension de sortie était réglée à 10 volts, et le seuil de fonctionnement du limiteur avait été fixé à 0,2 A pour la courbe 1, et à 1 A pour la courbe 2. Les régions hachurées sur l'axe, des abscisses correspondent aux instants où la lampe témoin est allumée.

### Réalisation pratique

L'ensemble de l'appareil peut être logé dans un coffret de  $150 \times 160 \times 230$  mm. Les côtés et la partie supérieure de ce coffret doivent être réalisés en tôle perforée, afin de faciliter au maximum l'évacuation de la chaleur.

Le radiateur du transistor de puissance sera constitué par une plaque, noircie de préférence, en cuivre ou en aluminium, de  $150 \times 120 \times 5$  mm. Ce radiateur, disposé verticalement, sera isolé du châssis par des entretoises en silirite ou en amiante ou par des traversées en porcelaine.

Le transformateur d'alimentation utilisé est un modèle *Mondial Electronique*, type T 695, avec enroulement supplémentaire de 50 V-50 mA. Il est également possible d'utiliser pour la réalisation du transformateur basse tension les bobinages primaires *Myrra*. Ces derniers sont livrés avec les primaires déjà bobinés, ce qui évite un travail long et fastidieux. La réalisation du transformateur se limite donc à bobiner 230 spires de fil 1,5 mm pour l'enroulement auxiliaire. Enfin, on pourra prévoir un enroulement supplémentaire de 6,3 V pour l'alimentation d'un voyant. Ce dernier enroulement sera constitué par 30 spires en fil de 0,30 mm. Le circuit magnétique est réalisé avec des noyaux en double C à grains orientés, type FA 35 T2.

Les ponts redresseurs sont des ponts *Semikron*, type CSK-B 80-C 1200 pour les 1,5 A, et CSK-B 80-C 800 pour le 50 mA. On pourra utiliser aussi les ponts redresseurs de *La Radiotechnique*, type BY 224-600 et BY 179.

Les transistors pourront éventuellement être remplacés par des modèles silicium équivalents, si l'on ne possède pas les modèles indiqués.

Les diodes Zener indiquées sur les schémas seront remplacées par les types suivants : 104 Z4 (BZX 46-C4V3 ou analogue); 108 Z4 (BLZ 46-C8V2); 110 Z4 (BZX 46-C13); 111 Z4 (BZX 46-C15).

Le galvanomètre a une sensibilité de 1 mA, mais il va de soi que l'on peut utiliser n'importe quel autre modèle à condition de modifier en conséquence les résistances  $R_{12}$  et  $R_{15}$ .

Enfin, toutes les résistances sont des modèles à 10 %, 0,5 W, sauf  $R_8$  et  $R_{14}$ , qui sont deux résistances de 1  $\Omega$ -1 W (ou mieux 2 W). Le potentiomètre  $P_1$  est un modèle *MCB* de 10  $\Omega$ -25 W.

### Circuit imprimé

L'ensemble des connexions à réaliser pour la fabrication du circuit imprimé est représenté dans la figure 3-46. Comme cela a été dessiné, les portions de circuits qui peuvent être parcourues par un courant important devront être suffisamment larges pour éviter tout échauf-

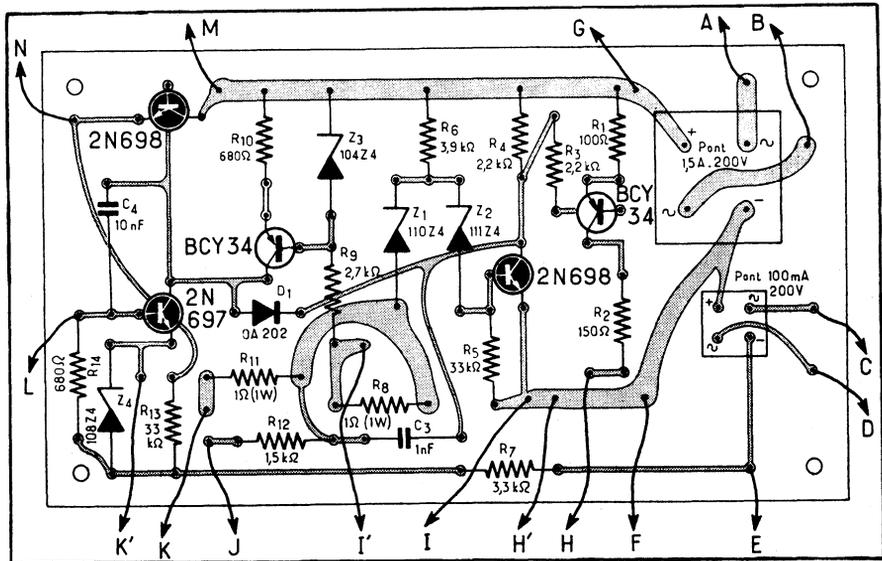


Fig. 3-46. — Connexions à réaliser pour la fabrication du circuit imprimé représenté ici à l'échelle.

fement anormal du « conducteur ». Les liaisons entre les différents éléments (fig. 3-47) seront réalisées de préférence à l'aide de « peignes » composés de fils de différentes couleurs, afin d'éliminer au maximum les possibilités d'erreur. De même, les conducteurs représentés en trait épais sur le schéma devront avoir un diamètre minimal de 1 mm. Faire bien attention à relier les points K et K' du circuit imprimé à la cosse négative de sortie par deux fils séparés, et non par un fil unique, ce qui aurait pour effet d'entraîner une augmentation considérable de la résistance interne. Pour la même raison, l'extrémité du potentiomètre  $P_2$  devra être soudée directement sur la cosse positive de sortie.

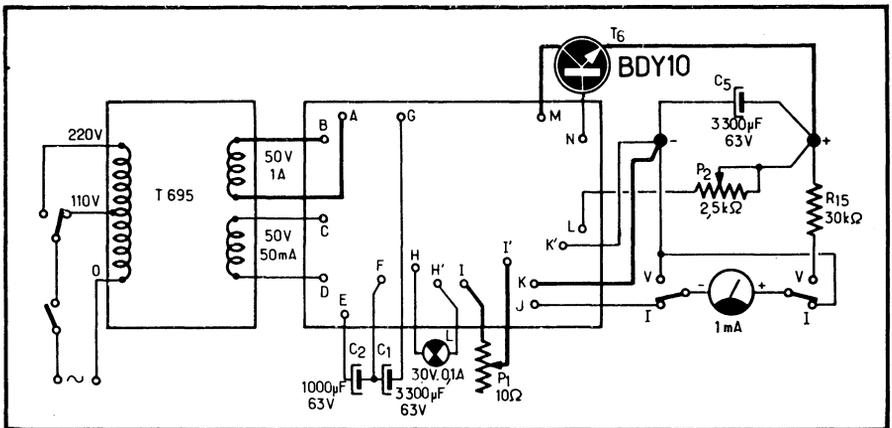


Fig. 3-47. — Ensemble des liaisons à réaliser entre la plaquette du circuit imprimé et les différents éléments.

### Mise au point

Après avoir procédé aux traditionnelles vérifications de câblage, on met l'appareil sous tension et l'on vérifie que la tension de sortie est bien réglable de 0 à 30 V au minimum (en fait, on doit pouvoir atteindre 40 V).

En mettant le limiteur au minimum de sensibilité, c'est-à-dire en réglant son seuil à 1,5 A environ, on vérifie que la tension de sortie ne varie pas quand le débit passe de 0 à 1 A, et cela quelle que soit la valeur de la tension de sortie.

On vérifiera ensuite l'efficacité du limiteur que l'on étalonnera directement de 150 mA à 1,5 A environ. On s'assurera, en mettant la sortie en court-circuit, que l'intensité ne dépasse pas la valeur affichée sur le potentiomètre, et qu'il en est de même si l'on fait démarrer l'alimentation sur un court-circuit. Si une anomalie quelconque se pré-

sentait, on commencerait par vérifier les tensions aux différents points du montage. Les valeurs indiquées dans le tableau ont été mesurées pour une tension de sortie de 20 V, à l'aide d'un voltmètre électronique présentant une résistance interne de 10 M $\Omega$ .

## Mesures de quelques caractéristiques

### Mesure de l'ondulation résiduelle

Il suffit de relier, par un câble blindé, la sortie de l'alimentation à l'entrée d'un millivoltmètre alternatif.

### Tensions mesurées avec un voltmètre électronique à résistance d'entrée 10 M $\Omega$ et sur la sensibilité 50 V

Points	A vide	En charge (1 A)
A	49,5	37,5
B	49,5	36,5
C	0,1	2,6
D	— 59	— 54
E	49,5	26
F	10	10
G	44	32
H	21	21
I	20,5	20,5
J	0,57	0,57
K	— 8	— 8
L	20	20
O	0	0

### Mesure de la résistance interne

La résistance interne d'une alimentation stabilisée est fonction des valeurs des éléments du pont diviseur  $R_{14} - P_2$ . La mesure n'est donc valable que pour une tension de sortie déterminée. Si  $V$  et  $V'$  sont les tensions de sortie respectivement pour un débit nul et pour un débit quelconque  $I$ , la résistance interne de l'alimentation est donnée par la relation :

$$r = \frac{V - V'}{I}$$

Connaissant  $I$ , il suffit de mesurer la variation de la tension de sortie pour connaître la valeur de  $r$ . Un contrôleur ordinaire, branché à

la sortie, ne permet évidemment pas de mesurer directement des variations de tensions de quelques millivolts. Aussi réalise-t-on le montage de la figure 3-48. Une pile de V volts ou mieux une diode Zener

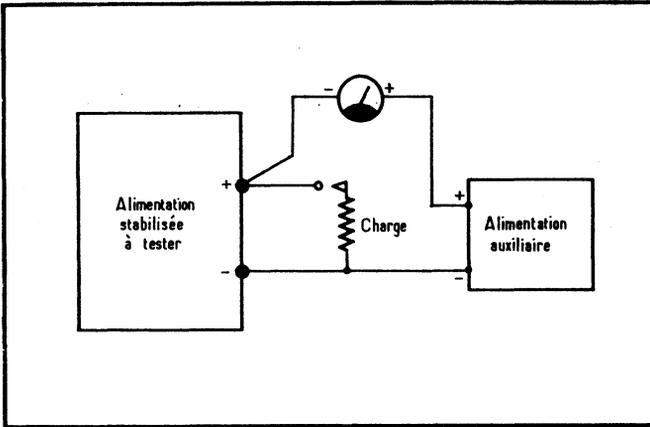


Fig. 3-48. — Montage différentiel, permettant la mesure précise des variations de la tension de sortie de l'alimentation.

convenablement alimentée, permet de disposer d'une source de tension auxiliaire. Un contrôleur, commuté sur sa position la plus sensible, est connecté entre la borne positive de l'alimentation et la borne positive de la source auxiliaire. La tension de sortie de l'alimentation est réglée de façon à amener l'aiguille du galvanomètre sur le zéro. On branche alors la charge (on fera débiter de préférence 1 A à l'alimentation, pour avoir le maximum de précision), et l'on note la variation de la tension de sortie. Il va sans dire que l'on aura préalablement réglé correctement le limiteur, de façon à ne pas perturber la mesure. Pour une intensité de 1 A, on devra mesurer des variations de tensions de l'ordre de 10 mV, ce qui correspond à une résistance interne de 0,01  $\Omega$ .

L'ensemble devant fonctionner dès sa mise sous tension, toute anomalie de fonctionnement ne peut résider que dans un câblage incorrect, ou dans l'utilisation d'un élément défectueux.

Les performances indiquées plus haut sont en fait plutôt pessimistes, aussi toute réalisation un peu soignée devra posséder des caractéristiques au moins équivalentes.

## Alimentation stabilisée type « Labo »

### Rappel de quelques principes

Avant de passer à l'analyse du schéma de l'alimentation stabilisée décrite ci-après, il n'est pas inutile de rappeler quelques principes sur lesquels reposent tous les montages de stabilisation utilisant des transistors et des diodes Zener.

Le montage le plus simple qu'il est possible de concevoir, en dehors, bien entendu, de celui qui fait appel à une diode Zener seule, est celui de la figure 3-49. Le transistor  $T_1$  peut être assimilé ici à une résistance variable, montée en série avec la résistance de charge  $R_c$ .

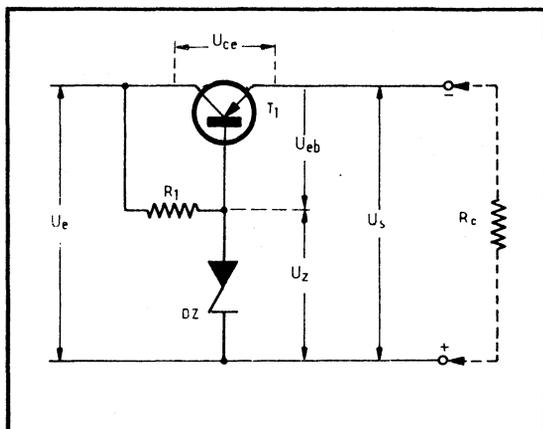


Fig. 3-49. — Stabilisateur élémentaire comprenant un transistor et une diode Zener.

La différence entre les tensions d'entrée et de sortie est appliquée à son circuit collecteur-émetteur, c'est-à-dire  $U_{ce} = U_e - U_s$ . Lorsque la tension d'entrée  $U_e$  varie, le point de fonctionnement se déplace et fait varier la résistance du transistor dans le sens tel que la tension  $U_s$  demeure constante.

Cette stabilisation demande une tension de référence (sous faible résistance), que l'on obtient généralement à l'aide d'une ou de plusieurs diodes Zener et que l'on désigne par  $U_z$ . La stabilisation est d'autant meilleure que la tension  $U_e$  varie moins et que les variations de la tension  $U_s$  sont plus faibles.

Cette tension étant généralement de l'ordre de 0,1 à 0,3 V pour les transistors germanium et de 0,6 à 0,7 V pour les silicium, on voit que la tension de sortie  $U_s$  est pratiquement égale à la tension de référence  $U_z$ , surtout si l'on réalise une stabilisation dont la tension de sortie est de 10, 25, ou plus, volts. Il est préférable, pour des raisons de stabilité thermique, de monter deux ou trois diodes Zener en série, lorsque la tension de sortie dépasse, par exemple 10 V, au lieu d'utiliser une seule diode de 12 ou 15 V.

La caractéristique très importante d'un stabilisateur est sa résistance interne  $r_i$ , autrement dit la résistance « vue » par la charge. Dans le cas simple de la figure 3-49 cette résistance est égale, très approximativement, à :

$$r_i \approx \frac{(0,2 \text{ à } 0,3)}{I_c}$$

où  $I_c$  représente le courant consommé par le circuit d'utilisation. En d'autres termes, si ce courant est de 500 mA, la résistance  $r_i$  sera de 0,4 à 0,6  $\Omega$ .

Sur la figure 3-44, l'alimentation de la diode Zener se fait à partir de la tension à stabiliser, à travers  $R_1$ . Mais dans la pratique, on préfère réaliser cette alimentation à partir d'une source séparée, car le coefficient de stabilisation devient alors très nettement meilleur.

Il faut rappeler encore que dans un stabilisateur utilisant une diode Zener seule, le courant maximal consommé par le circuit extérieur ne peut guère dépasser le courant maximal indiqué par le fabricant pour la diode considérée. Si l'on prend, par exemple, une diode telle que BZX 79-C6V8, ce courant est de l'ordre de 50 mA. Le transistor  $T_1$  de la figure 3-49 fonctionne, en réalité, en tant qu'amplificateur de puissance, de sorte que le circuit d'utilisation  $R_c$  pourra « tirer » un courant  $I_s$  tel que

$$I_s = I_b \beta$$

où  $I_b$  est le courant de base du transistor  $T_1$  et  $\beta$  la valeur minimale de son gain statique en courant. Inversement, si l'on a besoin d'un courant d'utilisation de 800 mA, par exemple, et que l'on se propose d'utiliser un transistor dont le gain se situe vers 20, le courant de base sera de quelque 40 mA, ce qui peut être excessif pour les diodes Zener que l'on se propose d'employer.

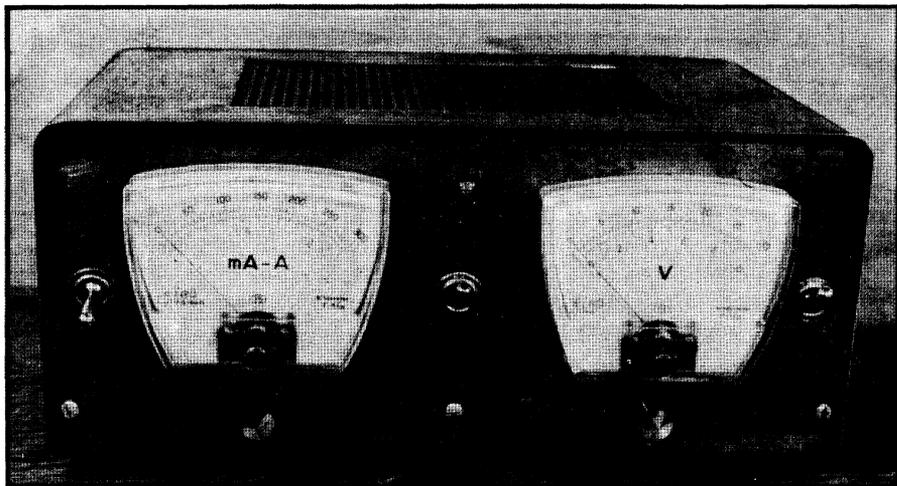


Fig. 3-50. — Vue avant de l'appareil. Les boutons de commande de tension et d'intensité (limitation) se trouvent, respectivement, sous le voltmètre et sous l'ampèremètre.

Dans ce cas, on a recours à un montage utilisant deux transistors en cascade, comme le montre la figure où le transistor  $T_2$  peut être d'un type beaucoup moins « puissant » que  $T_1$ , car, en gros, son courant de collecteur devra être égal au courant de base de  $T_1$ .

Il ne faut pas oublier non plus que le transistor  $T_1$  doit être du type capable de supporter, avec une marge de sécurité suffisante, le courant maximal d'utilisation  $I$ .

Par exemple, si l'on veut pouvoir « tirer » 1 A, avec une tension de sortie de 20 V, le transistor  $T_1$  doit pouvoir dissiper une puissance nettement supérieure à 20 W et admettre, bien entendu, un courant de collecteur de plus de 1 A.

Il peut arriver qu'un seul transistor « intermédiaire » tel que  $T_2$  ne soit pas encore suffisant pour attaquer le transistor de puissance  $T_1$  à partir de la diode de référence  $D$ . On peut utiliser alors trois transistors montés en cascade, suivant le schéma de principe de la figure 3-52.

Fig. 3-51. — Un montage permettant une puissance d'alimentation nettement plus élevée.

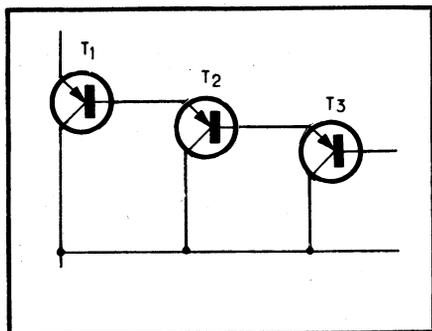
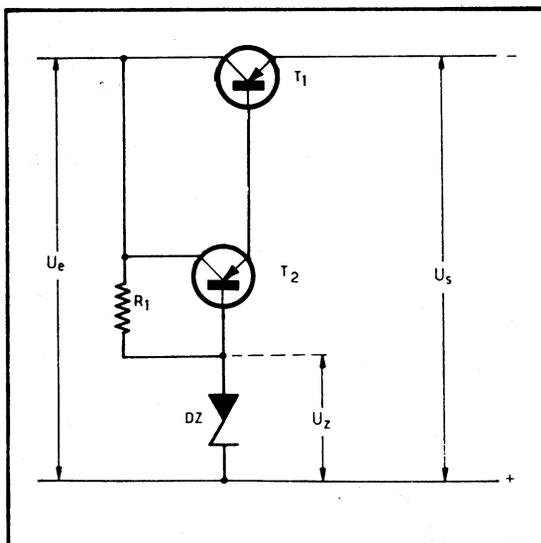


Fig. 3-52. — Pour avoir encore plus de puissance, il est possible de monter trois transistors en cascade.

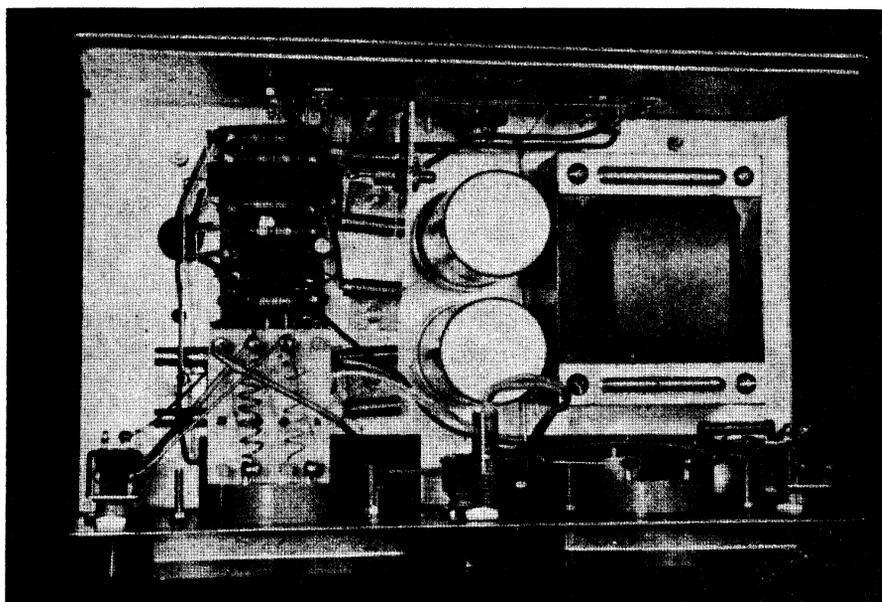


Fig. 3-53. — Vue du châssis du côté des transistors et des diodes Zener, qui sont presque tous fixés à l'aide de petits radiateurs.

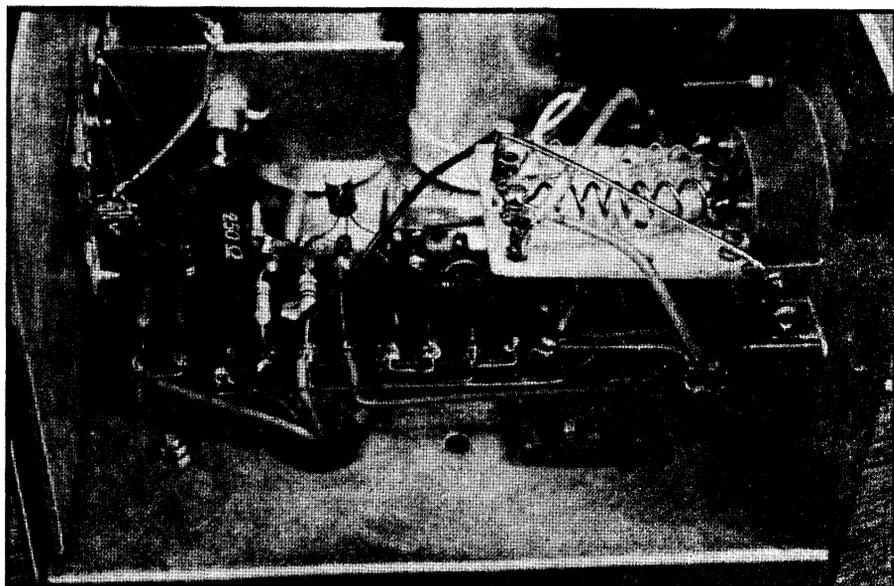


Fig. 3-54. — Vue de détail de la disposition des différentes résistances.

Enfin, lorsqu'on veut obtenir une tension de sortie réglable, il suffit de prévoir une possibilité de réglage pour la tension de référence, suivant la figure 3-55, par exemple, à l'aide d'un potentiomètre tel que  $R_2$ .

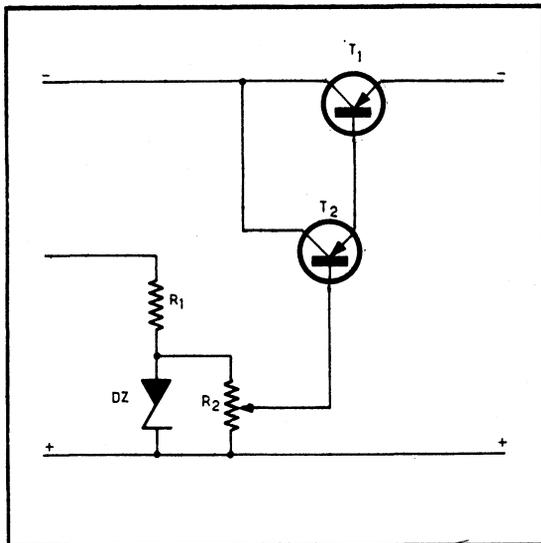


Fig. 3-55. — La tension de sortie peut être ajustée et modifiée à l'aide d'un potentiomètre tel que  $R_2$ .

Mais dans tous ces systèmes, quel que soit le nombre de transistors, la tension de sortie  $U_o$  est toujours du même ordre de grandeur, en un peu plus élevé, que la tension de référence  $U_r$ .

### Analyse du schéma

Avec les quelques explications ci-dessus, il devient plus facile de comprendre le principe et le fonctionnement de l'ensemble dont le schéma général est représenté dans la figure 3-56.

Cette boîte d'alimentation stabilisée, de dimensions réduites, puisqu'elle ne mesure que  $230 \times 110 \times 143$  mm, permet d'obtenir une tension de sortie réglable d'une façon continue de 0 à 25 V, avec un débit pouvant atteindre 1 A. La tension de sortie est, bien entendu, indépendante du débit. De plus, l'ensemble est muni d'un dispositif limiteur de courant, évitant la détérioration des transistors dans le cas d'une fausse manœuvre.

L'appareil se compose de quatre parties distinctes :

1. Le bloc régulateur de tension ;
2. Un ensemble indicateur pour la tension de sortie et l'intensité utilisée ;
3. Un dispositif de sécurité ;
4. Un ensemble d'alimentation.

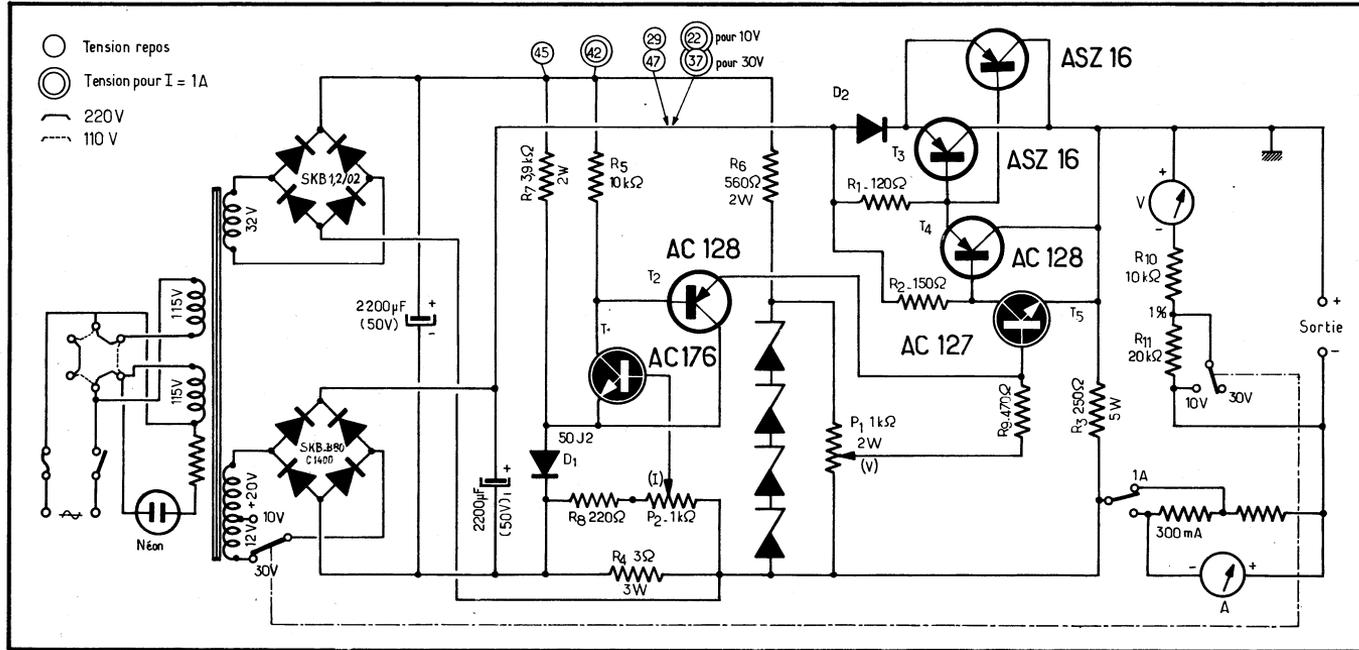
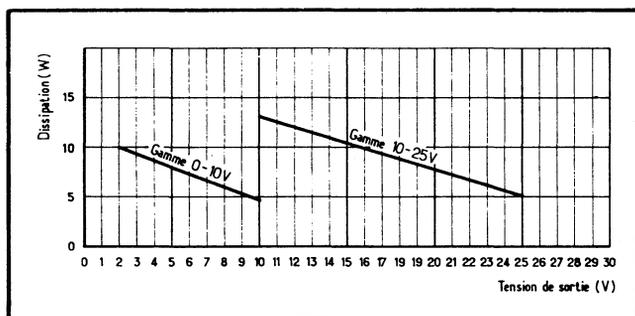


Fig. 3-56. — Schéma général de l'alimentation stabilisée décrite, avec son dispositif de protection contre les surcharges. La diode  $D_1$  peut être une BA 221, 1 N 4148, BA V10, etc. Les quatre diodes Zener en série sont des BZX 79-C 6 V 8 ou analogues. Le diode  $D_2$  est une BYW 54 ou 1 N 5060. Quant aux autres transistors, ils peuvent être remplacés comme suit : AC 176 par BC 109, BC 149 BC 549, etc. ; AC 128 par BC 369 ou BC 638 ; AC 127 par BC 368 ou, BC 637 ; ASZ 16 par BD 204, BDX 78, BDV 92, BDX 92, etc.

### Régulateur de tension

Son action est commandée en quelque sorte par le transistor AC 127 ( $T_5$ ), dont le courant de collecteur est proportionnel à la différence entre la tension de sortie, appliquée à l'émetteur, et la tension de référence, appliquée à la base. Le courant de sortie de  $T_5$  attaque par la base le transistor intermédiaire AC 128 ( $T_4$ ) qui, à son tour, attaque le transistor de puissance  $T_3$ , constitué en réalité par deux ASZ 16 connectés en parallèle.

Fig. 3-57. — Dissipation du transistor de puissance en fonction de la tension de sortie.



L'ensemble  $T_3$ - $T_4$  constitue ce que l'on appelle généralement un montage « Darlington », caractérisé par sa résistance d'entrée élevée. Le gain en puissance de l'ensemble étant très important, la résistance de sortie, c'est-à-dire, en fait, la résistance interne de l'alimentation, est très faible.

La tension de référence a été obtenue à l'aide de plusieurs diodes Zener connectées en série et alimentées séparément à travers  $R_6$ . Il est préférable d'employer des diodes d'une tension nominale voisine de 7 V, plutôt qu'une diode unique d'une tension nominale supérieure, dont la résistance dynamique serait vraisemblablement plus élevée.

Un potentiomètre ( $P_1$ ) placé en parallèle sur les quatre diodes permet de prélever une tension de référence variable, ce qui fait varier également la tension de sortie, stabilisée.

Les résistances  $R_1$  et  $R_2$ , associées à la diode  $D_2$ , permettent de compenser le courant de fuite du transistor double  $T_3$ , qui augmente avec la température et peut devenir suffisamment important, lorsqu'il s'agit de transistors germanium, pour compromettre la stabilisation lorsque la consommation du circuit d'utilisation est inférieure à ce courant de fuite.

Pour fixer les idées, disons que le courant de fuite des deux transistors  $T_3$  (germanium), peut atteindre 50-60 mA. La diode  $D_2$  présente une chute de tension pratiquement constante et égale à 0,7 V environ à ses bornes. La chute de tension dans  $R_1$  est de 0,88 V environ, et celle dans  $R_2$  de 1 V très sensiblement.

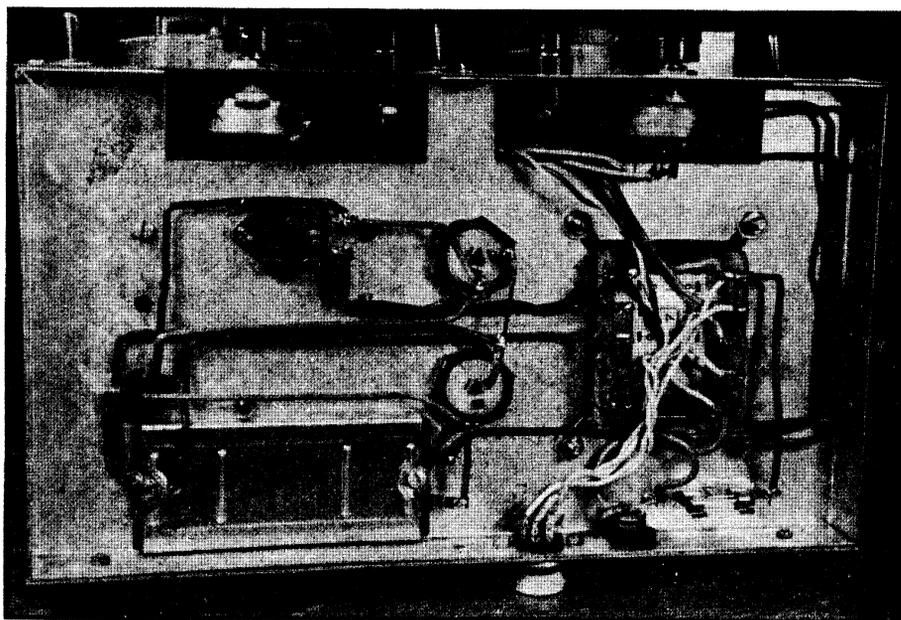


Fig. 3-58. — Vue du câblage et des deux redresseurs.

### Ensemble de lecture

L'alimentation stabilisée est munie de deux appareils de mesure : un voltmètre à deux sensibilités (10 et 30 V) et un ampèremètre, également à deux sensibilités (300 mA et 1 A). La commutation de la sensibilité de chacun de ces indicateurs se fait séparément.

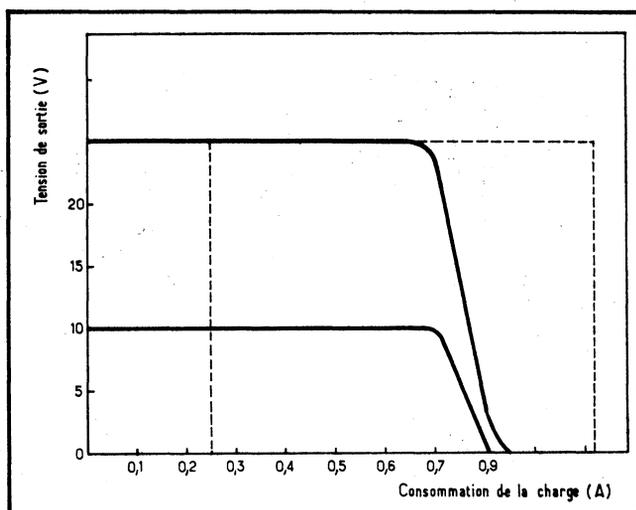
### Limiteur d'intensité

Son fonctionnement consiste à comparer une tension fixe à la chute de tension apparaissant aux bornes d'une résistance donnée ( $R_4$ ) et due au courant consommé par le circuit d'utilisation.

La résistance  $R_4$  est traversée, comme on le voit, par l'intensité totale consommé par le circuit d'utilisation. La chute de tension à ses bornes, proportionnelle à cette intensité, est appliquée à la base du transistor AC 176 ( $T_1$ ), mais peut être dosée à l'aide d'un potentiomètre ( $P_2$ ).

La diode  $D_1$ , traversée par un courant dans le sens direct, présente à ses bornes une chute de tension de 0,7 V environ. Il en résulte que si aucun courant ne circule dans  $R_4$ , l'émetteur  $T_1$  se trouve à + 0,7 V par rapport à la base et le transistor est donc « bloqué ». Lorsque la tension aux bornes de  $R_4$  atteindra environ 0,9 V, le transistor  $T_1$  se

Fig. 3-59. — Variation de la tension de sortie en fonction de la charge lorsque le dispositif limiteur est réglé pour « couper » à 0,7 A.



trouvera polarisé à quelque  $+0,2$  V à la base par rapport à l'émetteur, et un courant de collecteur traversera la résistance  $R_5$ . Cela n'est vrai que si  $T_1$  est un germanium. Dans le cas d'un silicium, la chute de tension sur  $R_4$  devrait atteindre 1,4 V environ pour que  $T_1$  devienne conducteur. La tension de collecteur du  $T_1$  va diminuer très rapidement et il en sera de même pour la base du  $T_2$  qui deviendra à un moment donné plus négative que l'émetteur. Le transistor  $T_2$  deviendra alors conducteur, ce qui provoquera un courant supplémentaire à travers  $R_6$ - $R_9$  et, éventuellement, une portion de  $P_1$ . Ce courant pourrait devenir tel que la base du  $T_5$  se trouverait à un potentiel nul, ce qui provoquerait évidemment l'effondrement de la tension de sortie.

Le potentiomètre  $P_2$  permet d'ajuster le seuil d'action de ce dispositif de sécurité, que l'on peut régler pour n'importe quelle valeur du courant d'utilisation, entre 250 mA et 1 A.

### Dissipation des transistors de puissance

Bien entendu, lorsqu'on réalise une alimentation stabilisée à transistors, il faut que le transistor de puissance puisse supporter la dissipation collecteur qui lui est imposée. Cette dissipation est égale au produit du courant débité par la différence entre la tension non régulée et la tension régulée.

Il en résulte que, paradoxalement, le transistor de puissance travaillera à un régime d'autant plus « dur » que la tension de sortie sera plus basse. Pour éviter une surcharge inutile, la tension non régulée a été partagée en deux gammes, 10 et 30 V, de sorte que chaque transistor de puissance ne dissipe pas plus de 15 W.

## Alimentation

En raison surtout de la commutation de la tension non régulée pour les deux gammes, une alimentation séparée est nécessaire pour fournir aux diodes Zener le courant dont elles ont besoin. De cette façon, la variation de tension aux bornes de ces diodes est pratiquement négligeable et leur dissipation est constante. Le même redresseur séparé alimente également le limiteur d'intensité, sous une tension continue de 45 V, à partir d'un secondaire de 32 V (0,1 A), d'un redresseur en pont et d'un condensateur de 2 200  $\mu\text{F}$ .

## Quelques caractéristiques

Le réglage de la tension de sortie, par  $P_1$ , se fait en deux gammes : 0 à 10 V (1 A) ; 10 à 25 V (1 A). Il est possible d'utiliser une variation continue de la tension de sortie, de 0 à 25 V, sur la gamme 10 à 25 V, mais en limitant l'intensité du circuit de charge à 0,5 A entre 0 et 10 V.

L'impédance de sortie de l'alimentation est de 0,15  $\Omega$  environ, ce qui correspond à une variation de la tension de sortie de 0,15 V lorsque l'intensité du circuit d'utilisation varie de 0 à 1 A.

La tension résiduelle de ronflement varie en fonction de la tension de sortie et du débit. Pour 1 V à la sortie elle est de 0,5 mV à vide et de 1 mV en charge (1 A). Pour 10 V à la sortie elle est respectivement de 1 mV et de 2 mV. Pour 24 V à la sortie, elle est, toujours dans le même ordre, de 1,5 mV et de 3 mV.

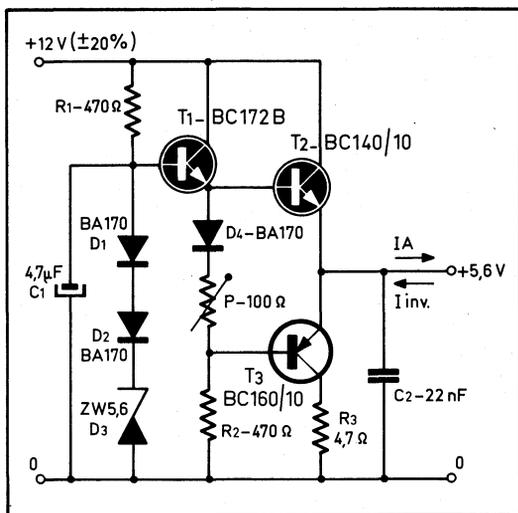
## Un stabilisateur combiné série-parallèle

Les stabilisateurs classiques du type série ne supportent pas, en règle générale, une tension ou un courant inverses qui pourraient provenir de la charge qui leur est connectée. Si le transistor série est placé côté émetteur vers la sortie, une tension inverse dépassant la tension nominale de sortie de 5 à 7 V (ce qui correspond à la limite admissible pour la tension base-émetteur de la plupart des transistors) met en danger le transistor régulateur, car la résistance interne du stabilisateur est très élevée pour le courant inverse.

Les stabilisateurs du type parallèle ne présentent pas cet inconvénient, mais ils consomment, à vide, un courant qui est du même ordre de grandeur que celui qu'ils débitent dans le circuit d'utilisation.

Un stabilisateur combiné, série-parallèle, permet d'éviter les deux inconvénients précités et son principe s'apparente, comme le montre le schéma de la figure 3-60, à celui des étages de sortie B.F. sans transformateur. Il se compose d'un « Darlington », formé par les transistors  $T_1$  et  $T_2$ ,

Fig. 3-60. — Stabilisateur combiné série-parallèle protégé contre toute tension ou tout courant inverse pouvant provenir de la charge.



la tension de base du premier étant stabilisée à l'aide de la diode Zener  $D_3$ . Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  connectées en série avec  $D_3$  compensent la tension de seuil base-émetteur de  $T_1$  et  $T_2$ , de sorte que la tension de sortie  $U_A$  est pratiquement égale à celle de la diode Zener et présente, de plus, un faible coefficient de température.

Le transistor parallèle  $T_3$  est un  $p-n-p$ , et le point de fonctionnement de la paire complémentaire  $T_2$ - $T_3$  est déterminé par la chute de tension sur  $D_4$  et par le réglage de  $P$ , qui doit être tel que le courant de repos à travers  $T_2$  et  $T_3$  soit de quelque 10 mA, correspondant à une chute de tension de 50 mV sur  $R_3$ . En fonctionnement normal, ce stabilisateur se comporte comme un montage série avec un débit permanent de 10 mA. Mais aussitôt qu'une tension inverse apparaît, l'émetteur de  $T_3$  devient plus positif et la résistance émetteur-collecteur de ce transistor diminue, dérivant le courant inverse.

Les caractéristiques principales de ce stabilisateur sont :

- Tension d'entrée :  $12\text{ V} \pm 20\%$  ;
- Tension de sortie : env. 5,6 V (égale à la tension de  $D_3$ ) ;
- Coefficient de stabilisation : supérieur à 50 ;
- Résistance de sortie : environ 20 m $\Omega$  ;
- Courant de sortie maximal : 200 mA ;
- Courant inverse maximal : 200 mA ;
- Résistance de sortie inverse : env. 1  $\Omega$ .

Les transistors  $T_2$  et  $T_3$  sont munis de petits radiateurs en étoile.

On peut également utiliser les transistors suivants : BC 239 ou 2 N 5827 pour  $T_1$  ; BFY 50 ou 2 N 2297 pour  $T_2$  ; BC 143 ou 2 N 4037 pour  $T_3$ .

## Alimentation basse tension sans transformateur

Cette solution (fig. 3-61) est rendue possible grâce à un thyristor dont la conduction ne se fait que pendant une fraction d'une période. Le condensateur  $C_5$  est chargé pendant chaque alternance négative jusqu'à la tension de pointe du secteur. Pendant l'alternance positive suivante, le thyristor est rendu conducteur à un instant bien déterminé, et la charge emmagasinée dans  $C_5$  est transmise vers  $C_4$ , dont la valeur est choisie, d'une part, de façon que la tension à ses bornes ne soit pas trop élevée et, d'autre part, pour limiter le courant de pointe lors d'un court-circuit accidentel à la sortie.

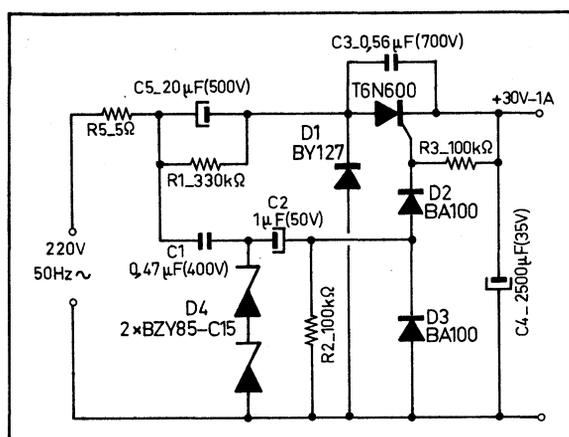


Fig. 3-61. — Ce montage permet d'obtenir une tension continue de 30 V à partir de la tension 220 V du secteur et cela sans aucun transformateur.

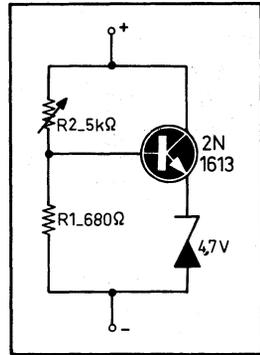
L'écoulement de la charge de  $C_5$  vers  $C_4$  à travers le thyristor ne peut avoir lieu que si la tension aux bornes de  $C_4$  a diminué au-dessous d'une certaine valeur, correspondant à celle qui apparaît sur les deux diodes Zener  $D_4$  en série. De cette façon, la tension de sortie est à peu près indépendante des variations du secteur et de l'intensité consommée par le circuit d'utilisation.

Le signal de commande du thyristor est obtenu de la façon suivante. La tension sinusoïdale du secteur est appliquée d'abord aux diodes Zener  $D_4$  qui en limitent l'amplitude à quelque 30 V c. à. c. et coupent les alternances négatives. Ce signal écrêté est différencié par  $C_2$ - $R_2$  et transformé en impulsions positives et négatives, ces dernières étant « rabotées » par  $D_3$ , de sorte que seules les impulsions positives atteignent la gâchette du thyristor.

## Une diode Zener variable

La stabilisation des tensions relativement élevées à l'aide de diodes Zener pose souvent quelques problèmes. Le montage décrit ici se comporte

Fig. 3-62. — Cette combinaison diode Zener-transistor peut être assimilée à une diode dont la tension de stabilisation peut être réglée entre 5 et 45 V environ.



comme une diode Zener dont la tension de stabilisation est réglable dans d'assez larges limites (fig. 3-62).

Le courant propre du diviseur de tension  $R_1$ - $R_2$  doit être très supérieur à celui de base du transistor. Il dépend essentiellement de la valeur de  $R_1$  et on le règle à 8 mA environ.

La tension de stabilisation de cet ensemble est variable entre 5 et 45 V environ par la manœuvre de  $R_2$ . L'effet de stabilisation intervient pour un courant minimal de 15 mA (pour l'ensemble), le courant maximal admissible pour une diode de 4,7 V - 250 mW étant de l'ordre de 50 mA. Si on doit stabiliser des tensions supérieures à 15 V, il est recommandé de munir le transistor d'un petit radiateur étoilé et cette précaution devient absolument indispensable si le courant total est compris entre 40 et 50 mA.

# 13

## chargeurs d'accumulateurs

- 2 chargeurs non automatiques
- 6 chargeurs automatiques
- 2 chargeurs pour accus Cd Ni
- 1 chargeur « désulfateur »
- 2 limiteurs de décharge

### Un chargeur de batteries protégé

Un chargeur de batteries bon marché, mais pratique, sera le bienvenu dans la plupart des ateliers de dépannage. Le montage décrit permet de charger directement à partir des bornes de sortie, sans autre connexion supplémentaire, soit des batteries d'accumulateurs de 6 V, soit des batteries de 12 V.

#### Description du circuit

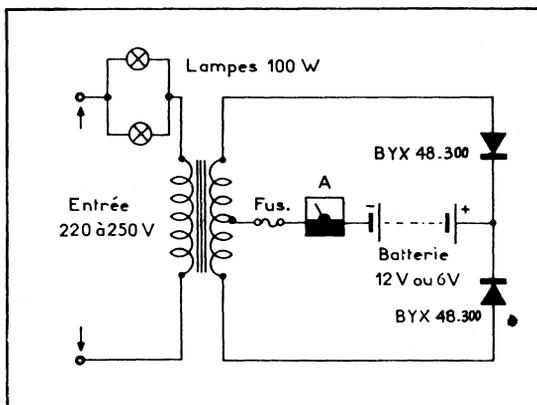
Le circuit du chargeur de batteries est représenté sur la figure 4-1. On y utilise des redresseurs à jonction au silicium, car ceux-ci sont à la fois plus efficaces et robustes. Leur caractéristique de réglage est meilleure que celle des redresseurs à l'oxyde de cuivre et au sélé-

nium, de sorte que l'effet de court-circuit doit être soigneusement évité. Le chargeur de batteries profite de la bonne caractéristique dans le sens direct des redresseurs au silicium et il comporte des moyens appropriés pour limiter l'intensité du courant de court-circuit. C'est ainsi qu'un fusible rapide est prévu pour empêcher la détérioration de la batterie, si la polarité était accidentellement inversée au branchement.

Sur la figure 4-1, le redressement des deux alternances est obtenu à l'aide des deux diodes BYX 48/300 connectées à l'enroulement secondaire, à prise médiane, du transformateur. La protection des redresseurs, en cas de court-circuit, est assurée également par la présence d'une résistance relativement élevée en série avec le primaire du transformateur.

Donc, si les bornes de sortie sont court-circuitées, il se produit un grand accroissement de l'intensité du courant primaire, accroissement qui provoquera une forte chute de tension dans la résistance en

Fig. 4-1. — Montage du chargeur de batteries protégé.



série, de sorte que la tension aux bornes de l'enroulement primaire deviendra faible. Cette tension plus faible limite l'intensité du courant secondaire dans le redresseur au silicium à une valeur telle que le redresseur ne peut courir aucun risque. En vue de réduire les frais, la résistance de protection est formée par des lampes à incandescence prévues pour la tension normale du secteur, ce qui est préférable à une résistance à grande dissipation, toujours coûteuse. Les lampes présentent encore un autre avantage : leur résistance augmente avec l'intensité du courant, ce qui donne une tension encore plus réduite aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur.

### Construction

Dans un chargeur de batteries normal, le rapport des nombres de spires du transformateur se déduit facilement de la connaissance de la tension d'alimentation et de la tension de la batterie. Mais, dans

un chargeur de batteries protégé (fig. 4-1), la détermination de ce rapport est plus compliquée. Si l'on emploie ce genre de montage, l'intensité du courant primaire du transformateur est pratiquement constante en raison de l'effet limiteur de la résistance constituée par la lampe. Donc, pour une augmentation exigée de l'intensité du courant secondaire, la valeur de  $n$  (c'est-à-dire le rapport du nombre de spires secondaires au nombre de spires primaires) doit être réduite. Si l'on rend  $n$  trop petit, la tension obtenue aux bornes du secondaire peut devenir inférieure à la tension de la batterie, de sorte que l'on ne peut plus avoir le courant voulu pour la charge. Si l'on augmente le rapport des nombres de spires, l'intensité du courant de charge augmente, jusqu'à un maximum, pour retomber ensuite. Aussi, la valeur requise du rapport des nombres de spires est-elle celle qui assure au courant de charge son intensité maximale. Cette valeur peut différer légèrement suivant qu'il s'agit de charger une batterie de 6 V ou une batterie de 12 V. Étant donné que l'emploi des batteries de 12 V est plus fréquent, le transformateur a été conçu pour de telles batteries. La différence du régime de charge pour une batterie de 6 V sera d'ailleurs très faible.

Deux lampes de 100 watts branchées en parallèle et montées en série avec l'enroulement primaire du transformateur conviennent pour un courant de charge d'une intensité de 3 à 4 ampères. On sait que l'augmentation maximale de la résistance du filament est de 2,5 % pour 1 000 heures de fonctionnement lorsqu'il s'agit de lampes à incandescence de 100 watts du type à filament spiralé ou du type à filament doublement spiralé. De plus, le pourcentage maximal de variation de la résistance du filament entre diverses lampes de même type (c'est-à-dire 250 V - 100 W et 220 V - 100 W) pendant le fonctionnement à la tension nominale est inférieur à  $\pm 4$  % de la valeur propre au régime particulier de la lampe. La variation de performances du chargeur de batteries pendant le vieillissement des lampes ou lors de l'emploi de lampes différentes restera donc négligeable.

TABLEAU I

Tension d'entrée .....	250	V
Intensité du courant de saturation primaire, à vide (avec une résistance de 220 $\Omega$ , formée par des lampes en série avec l'enroulement primaire) .....	0,6	A
Rapport des nombres de spires (nombre de spires du primaire et nombre de spires de chaque demi-enroulement secondaire)	0,094	
Courant primaire (valeur efficace) .....	0,75	A
Courant secondaire (valeur efficace) (à admettre comme intensité de courant accrue, lors de la charge d'une batterie de 6 V) .....	4,5	A

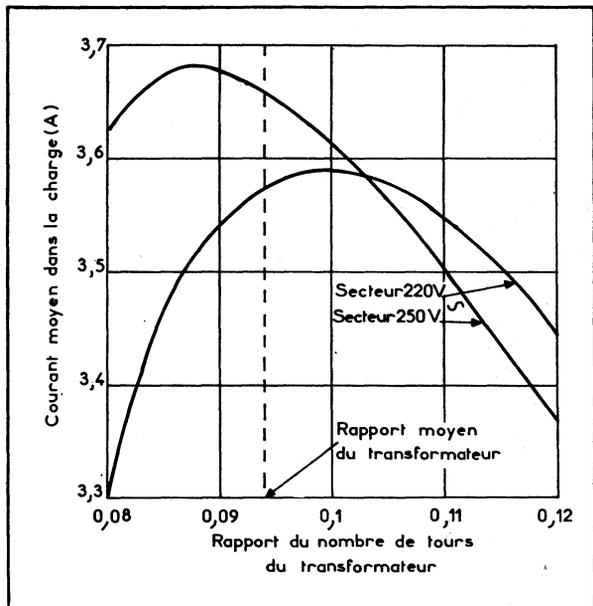
### Rapport des nombres de spires du transformateur

Une calculatrice numérique électronique a été utilisée pour déterminer les valeurs de l'intensité moyenne du courant de charge pour toute une série de valeurs du rapport des nombres de spires du transformateur. Ces valeurs sont utilisées sur la figure 4-2 pour montrer la variation de l'intensité moyenne du courant de charge avec le rapport des nombres de spires. Ce dernier est exactement de 0,088 pour une alimentation sous 250 V et de 0,1 pour une alimentation sous 220 V, ce qui correspond à un rapport moyen de 0,094. Avec ce rapport moyen, les intensités moyennes calculées du courant de charge sont de 3,57 ampères pour une tension d'alimentation de 220 V et de 3,66 ampères pour une tension d'alimentation de 250 V. Les données complètes du transformateur sont indiquées dans le tableau I.

### Comportement du redresseur

Dans le cas de charge d'une batterie de 12 V sous une tension d'alimentation de 220 V, l'intensité de crête du courant de charge est de

Fig. 4-2. — Variations de l'intensité moyenne du courant de charge en fonction du rapport des nombres de spires du transformateur.



8,05 A. Dans le cas d'une alimentation sous 250 V, cette intensité de crête est réduite à 7,97 A. Les intensités de crête, dans le cas d'une sortie court-circuitée, sont de 12,2 A pour une alimentation sous 220 V et de 11,18 A pour une alimentation sous 250 V. Les redresseurs au silicium BYZ 48/300 (R.T.C.) fonctionnent donc à l'intérieur de leurs limites admissibles, même si toutes les circonstances externes sont défavorables.

## Fusible

En raison de la forte intensité des courants qui traverseraient la batterie à charger si celle-ci était connectée avec la polarité inversée, un fusible est nécessaire pour protéger les redresseurs. Le fusible utilisé supporte pendant plus de 5 mn un courant d'une intensité de 7,1 A (correspondant à l'intensité moyenne maximale du courant de court-circuit). Si la batterie est connectée d'une manière incorrecte, le fusible utilisé coupe immédiatement le circuit sans le moindre dommage pour les redresseurs.

## Radiateurs à ailettes

Pour des raisons de sécurité thermique, les redresseurs doivent être montés sur un radiateur à ailettes. Les redresseurs travaillent dans les conditions les plus défavorables dans le cas de charge d'une batterie de 6 V à partir d'une tension d'alimentation de 220 V. Dans ce cas, l'intensité de crête du courant est de 9,96 A et l'intensité moyenne du courant de charge est de 5,6 A. Étant donné que les redresseurs ne débitent un courant que pendant une alternance de chaque cycle, l'intensité moyenne du courant dans chaque redresseur est de 2,8 A. Le rapport de l'intensité du courant de crête à l'intensité moyenne du courant direct est alors de  $9,96/2,8$ , c'est-à-dire 3,56. Les données publiées pour le redresseur BYX 48/300 montrent que lorsqu'un redresseur débite un courant moyen de 2,8 A, le rapport de l'intensité de crête et de l'intensité moyenne du courant étant approximativement de 3,6, la puissance maximale dissipée dans le redresseur est de 8,9 W. Pour cette puissance maximale, la température de la platine du radiateur ne doit pas dépasser 97 °C.

Un radiateur à ailettes en aluminium noirci disposé verticalement, de 15 × 15 cm et en tôle de 1,6 mm d'épaisseur, les deux redresseurs étant montés avec un écartement de 7,5 cm pris sur la ligne médiane, donne toute satisfaction dans la pratique.

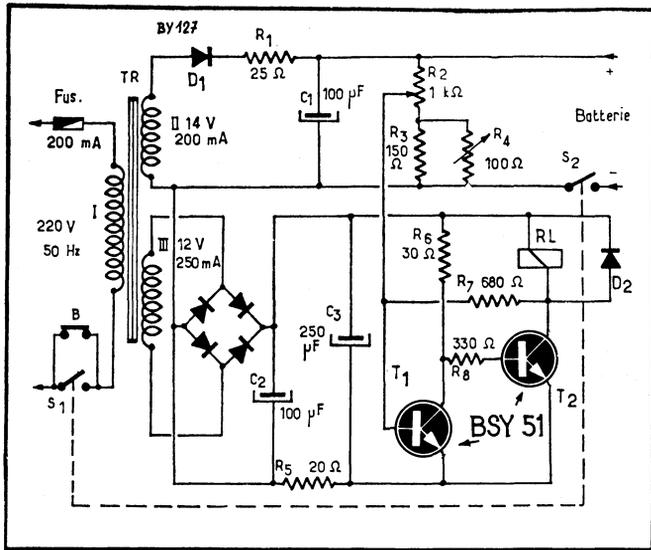
## Un chargeur d'accumulateurs à arrêt automatique

Ce chargeur est mis hors circuit automatiquement, dès que la batterie se trouve suffisamment chargée. Cela évite une « surcharge », qui n'est jamais très recommandée. L'ensemble se compose, comme le montre le schéma de la figure 4-3 d'un chargeur à proprement parler, utilisant le secondaire II du transformateur, la diode BY 127, la résistance  $R_1$  et le condensateur  $C_1$ , et d'un interrupteur automatique. Le diviseur de tension  $R_2 - R_3 - R_4$  permet d'ajuster la polarisation appliquée à la base du transistor  $T_1$ .

Tant que la tension aux bornes de la batterie chargée reste inférieure à sa valeur de « fin de charge », le transistor  $T_1$  est « bloqué », tandis que  $T_2$  est conducteur. A l'aide de la résistance ajustable  $R_2$  on règle la tension de déclenchement de l'interrupteur automatique, qui doit être de l'ordre de 2,75 V pour un élément de 2 V, soit 8,2 V environ pour une batterie de 6 V et 16,4 V pour une batterie de 12 V.

Par suite d'une contre-réaction à taux élevé, déterminée par  $R_7$ , le courant de collecteur du  $T_2$  est maintenu constant pour toute valeur de la tension aux bornes de la batterie chargée, tant qu'elle reste inférieure à la tension de « fin de charge ».

Fig. 4-3. — Ce dispositif permet d'interrompre automatiquement la charge dès que la batterie est suffisamment chargée. La diode  $D_2$  est une BAX 16 ou analogue. Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  peuvent être des BFY 33, BFY 51, 2 N 1613, BC 635, etc.



Mais pour le moindre dépassement de ce seuil le courant de collecteur du  $T_2$  tombe à une valeur très faible, ce qui fait revenir le relais RL à la position de repos et coupe les contacts  $S_1$  et  $S_2$ .

La diode  $D_2$ , connectée « à l'envers » aux bornes du relais RL, sert pour étouffer les surtensions momentanées qui peuvent apparaître aux bornes de l'enroulement du relais lorsque le courant qui le traverse diminue brutalement.

Le fonctionnement de l'ensemble est très simple. Après avoir connecté la batterie aux bornes de sortie, on appuie sur le bouton B, ce qui provoque le déclenchement du relais RL et la mise en charge de la batterie par la fermeture du contact  $S_2$ . Il faut noter que la tension indiquée pour le secondaire II du transformateur TR (14 V) convient pour une batterie de 8 V. Pour une batterie de tension nominale différente on modifie cette tension en conséquence. Il est évident, d'autre part, que l'intensité de 200 mA ne convient que pour une petite batterie et doit être augmentée si l'on veut charger une batterie de voiture, p exemple : 1 à 5 A. Le redresseur en pont peut être un BY 179 (R.T

## Chargeur automatique de batteries d'accumulateurs

### Généralités

Cet appareil est destiné à assurer l'entretien d'une batterie au plomb. Deux utilisations principales peuvent être prévues :

1. - Stockage d'une batterie de voiture pendant les périodes où l'on ne s'en sert pas (plus particulièrement l'hiver) ;
2. - Maintien en parfait état de charge de la batterie d'un appareil automatique ou d'un appareil de secours (éclairage de secours, radio de détresse etc.).

Il n'exige aucune surveillance et aucun réglage en dehors de sa mise au point. Son possesseur peut s'absenter pendant plusieurs mois, après avoir branché l'appareil et trouver, à son retour une batterie parfaitement chargée et prête à être montée sur la voiture.

### Principe de fonctionnement, composition et conception de l'appareil

Le fonctionnement est fondé sur l'allure de la caractéristique de charge d'une batterie au plomb dont la tension aux bornes de chaque élément varie de 1,8 V à 2,5 V entre la décharge complète et la fin de charge, ce qui, pour une batterie de 12 V, donne de 11,5 V à 15 V environ (fig. 4-4).

L'appareil se compose d'un chargeur proprement dit et du dispositif de charge automatique. Cette solution permet d'utiliser n'importe quel chargeur existant, quelle que soit sa puissance, ou, au contraire, de prévoir les deux appareils en un seul.

Quant à la conception de l'appareil, elle a été guidée par les considérations suivantes.

Lorsqu'on a une batterie presque neuve à stocker pendant 6 mois ou plus, on estime que le prix de revient de la batterie (considérée comme morte après 6 mois de « jeûne ») est supérieur à celui d'un chargeur automatique. D'autre part, si l'on ne dispose que de quelques heures pour la réalisation de l'appareil, il est précieux de disposer de données sûres et être certain que « ça marche du premier coup ».

L'appareil a été étudié pour une batterie de 12 V. Son adaptation pour une batterie de tension différente ne pose pas de problèmes particuliers. Le cas sera envisagé à la fin de cette étude.

### Détermination du cycle de fonctionnement

Pour simplifier le problème, on admet que la tension aux bornes la batterie est de 15 V en fin de charge et de 12 V en fin de décharge deux seuils étant, de toute façon, réglables séparément) (fig. 4-5).

Pour obtenir ce résultat, la solution la plus économique consiste à employer un relais dont il faut commander :

- la fermeture pour que la tension monte de 12 V à 15 V ;
- l'ouverture pour que la tension descende de 15 V à 12 V.

Fig. 4-4. — Allure de la courbe de charge d'un élément au plomb.

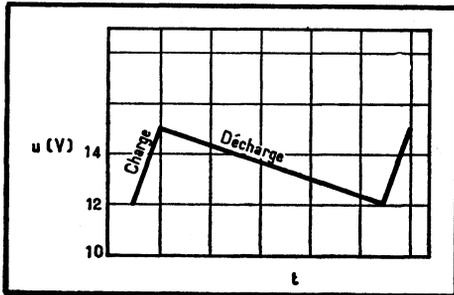
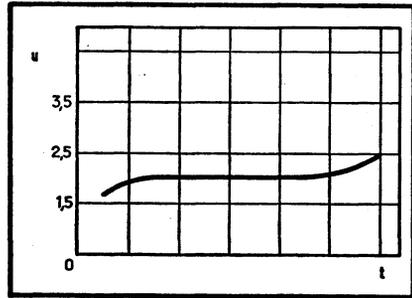
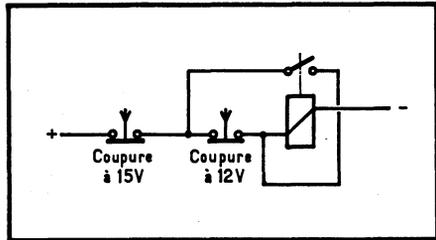


Fig. 4-5. — Allure simplifiée de la courbe de décharge d'une batterie au plomb.

Fig. 4-6. — Commande d'un relais à l'aide de deux interrupteurs.



Il en résulte que, pour une même plage de tension, le relais peut être soit fermé, soit ouvert. Il faut donc que le circuit de commande du relais puisse faire la discrimination entre la charge et la décharge. Cela est obtenu à l'aide d'un contact du relais qui rend compte de sa position au circuit de commande.

### Élaboration du schéma

Il vient tout de suite à l'idée de commander un relais à travers deux dispositifs de commande placés en coupure dans le circuit. L'ensemble de ce circuit (fig. 4-6) répond bien aux conditions imposées, mais dans sa réalisation pratique il devient trop lourd et conduit au schéma de la figure 4-7.

Il est plus élégant de garder le même circuit de commande et de commuter le pont de commande seulement, ce qui conduit au schéma de la figure 4-8, dont le fonctionnement répond aux conditions imposées.

En effet, le circuit de commande (Zener + amplificateur) bloque le transistor  $T_1$  lorsque la tension  $u$  atteint 9 V (déterminé par la Zener). Lorsque le relais est fermé (batterie en charge) le pont  $R_1$ - $R_2$  sera déterminé de telle façon que la tension de 9 V apparaisse aux bornes de  $R_2$  lorsque la batterie est chargée (15 V). A ce moment, le courant base du  $T_1$  est coupé et le relais lâche.

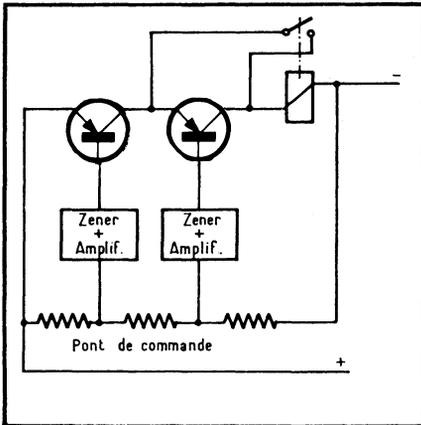
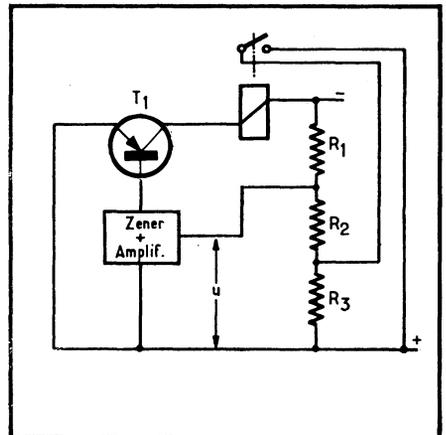


Fig. 4-7. — Schéma résultant du principe de la figure 4-6.

Fig. 4-8. — Schéma de commande plus rationnel.



Lorsque la tension de commande (tension aux bornes de  $R_2 + R_3$ ) augmente, le circuit maintiendra  $T_1$  bloqué jusqu'à ce que cette tension descende un peu en dessous de 9 V, c'est-à-dire 12 V aux bornes de l'ensemble  $R_1 + R_2 + R_3$ , et le cycle recommence.

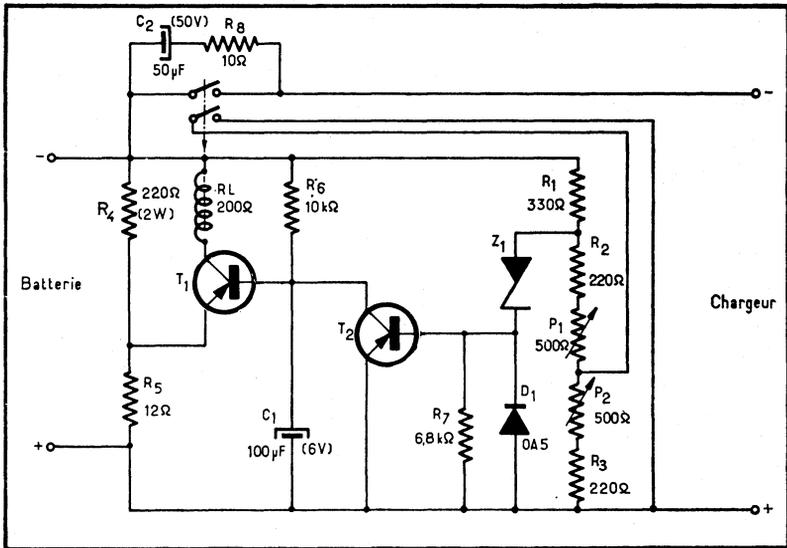


Fig. 4-9. — Schéma général complet du chargeur automatique. Les diodes et les transistors peuvent être de types suivants :  $T_1$  : AC 132, BC 327, BC 328, etc.;  $T_2$  : AC 125, BC 178, BC 558, etc.;  $Z_1$  : BZX 79-C 9 V 1 ou analogue; AAZ 15 ou AAZ 17 si  $T_2$  germanium; 1 N 4148 ou analogue si  $T_2$  silicium.

### Étude du circuit de commande

L'élément de référence de ce circuit sera évidemment une diode Zener qui, comme on le sait, a la particularité de *laisser passer un courant* lorsque la tension à ses bornes atteint la tension Zener. Or, dans le montage précédent il faut *couper le courant* de base du  $T_1$  lorsque la tension de commande atteint (et dépasse) la tension Zener. La diode Zener sera donc suivie d'un circuit inverseur, ce qui donne naissance au schéma définitif de la figure 4-9, dont nous allons étudier le rôle et la détermination de chacun des éléments.

### Étude des éléments

Le relais 2 contacts travail, dont l'un aura :

Soit un pouvoir de coupure compatible avec l'intensité de charge (cas du schéma);

Soit un isolement suffisant pour couper le secteur (voir à la fin de cette étude).

La tension de fonctionnement devra être égale ou inférieure à celle de la batterie, et dans ce dernier cas il suffira de lui ajouter une résistance en série.

### Transistor de commande $T_1$

Sa tension de fonctionnement devra être supérieure à celle de la batterie (le cas risque surtout de se présenter pour une batterie 24 V).

Intensité. — On pourrait croire, puisque le relais est soit ouvert soit fermé, qu'il suffit que le transistor puisse supporter le courant du relais en régime de saturation, mais il n'en est rien. En effet, d'après les éléments du montage, lorsque la batterie, en fin de décharge, atteint le point 12 V, le basculement s'amorce. Celui-ci ne se terminera que lorsque la tension aura diminué encore de 6 mV (au maximum). Or, le pont  $R_4$ - $R_5$  ne consommant que 50 mA, il faudra au moins plusieurs minutes (sinon des heures) pour que la d.d.p. aux bornes de la batterie diminue de 6 mV. Pendant ce temps,  $T_1$  ne sera ni bloqué ni à saturation, et il faut donc qu'il puisse dissiper une certaine puissance, qui, comme chacun sait, sera maximale lorsque la tension aux bornes de la charge sera égale à la tension aux bornes du transistor, la puissance dissipée étant la même dans la charge et dans le transistor.

Dans le montage, avec un relais de 200  $\Omega$ , en se plaçant dans les conditions les plus défavorables (tension batterie = 15 V), on a  $P = U^2/R$ , avec  $U = 15/2 = 7,5$  V, ce qui donne

$$P = \frac{(7,5)^2}{200} = \frac{56}{200} = 280 \text{ mW.}$$

Le transistor  $T_1$  (BC 327 ou analogue) pouvant dissiper 625 mW présente une bonne marge de sécurité, qui conditionne la fiabilité du montage.

### Pont diviseur $R_4$ - $R_5$

Ce pont diviseur a deux fonctions :

*a.* — Porter le potentiel émetteur du  $T_1$  à un potentiel légèrement négatif par rapport à la référence (pôle +), ce qui va permettre, lorsque  $T_2$  sera à saturation, de rendre la base du  $T_1$  légèrement positive par rapport à l'émetteur et d'assurer ainsi un blocage parfait ;

*b.* — Accessoirement, ce pont, en consommant un certain courant, décharge lentement la batterie lorsque le relais est au repos. La consommation du pont a été fixée à 50 mA pour des raisons de sécurité. En effet, la puissance dissipée dans  $R_4$  (1 W) ne provoque pas d'échauffement notable de l'appareil (qui est logé dans une toute petite boîte de  $80 \times 50 \times 40$  mm). Ce courant provoque une chute de tension de 600 mV aux bornes de  $R_5$ , à laquelle viennent s'ajouter 600 mV provoqués par le débit du relais lorsqu'il est excité. Cette tension est largement supérieure à la tension de saturation du  $T_2$ .

### Résistance $R_g$

Elle doit avoir une valeur qui permette la saturation du  $T_1$ . Si celui-ci est un AC 132 et chargé par  $200 \Omega$  sous  $14 \text{ V}$  max. ( $15 \text{ V}$  moins la d.d.p. aux bornes de  $R_g$ ) son courant de saturation sera de  $70 \text{ mA}$ . Si  $\beta = 50$ ,  $I_b$  devra être de  $70/50 = 1,4 \text{ mA}$ , d'où  $R_g = 14/1,4 = 10 \text{ k}\Omega$ .

Cette valeur convient bien pour le montage, car le  $\beta$  du AC 132 atteint  $80$  et le relais colle à  $40 \text{ mA}$  et que, d'autre part, on ne peut guère le changer.

Si on l'augmente,  $T_1$  risque de ne plus atteindre la saturation et le relais risque de ne pas « coller ». Il faut penser également que tous les AC 132 (et en particulier ceux qui ont déjà servi à des essais) n'ont pas un  $\beta$  de  $80$ !

Si on la diminue, on augmente le temps de commutation par accroissement du courant collecteur du  $T_2$ .

A ce propos, l'absence de la diode (combien classique) en parallèle sur le bobinage du relais s'explique par le fait qu'il n'y a pas de coupure de courant brusque dans le relais, donc pas de f.c.e.m. induite.

### Choix de la diode Zener

Il suffit d'une diode de faible puissance possédant un coude Zener bien marqué. Cette condition étant particulièrement bien remplie autour de  $9 \text{ V}$ , une BZX 79-C9V1 fait très bien l'affaire. Dans le cas d'une batterie de  $6 \text{ V}$ , il faudrait choisir un Zener de  $5 \text{ V}$  qui aurait pour inconvénient d'allonger le temps de commutation.

### Pont diviseur $R_1$ - $R_2$ - $R_3$

a. — Détermination de  $R_1$ . Cette résistance doit limiter le courant Zener à  $10 \text{ mA}$  environ. Si, pour une tension batterie de  $12 \text{ V}$ , le courant Zener est nul, il doit être au maximum de  $10 \text{ mA}$  lorsque la tension batterie atteint  $15 \text{ V}$  d'où  $R_1 = 3(\text{V})/10(\text{mA}) = 300 \Omega$ .

La valeur minimale est fonction de la puissance de la diode Zener et celle des potentiomètres  $P_1$  et  $P_2$ . La valeur maximale est limitée par le temps de commutation.

b. — Détermination de  $R_2 + P_1$ . En position travail du relais, on doit avoir la relation

$$15 (\text{V}) \times \frac{R_2 + P_1}{R_1 + R_2 + P_1} = 9 (\text{V})$$

d'où  $R_2 + P_1 = 490 \Omega$ .

En position de repos du relais, cette relation devient :

$$12 \text{ (V)} \times \frac{R_2 + P_1 + R_3 + P_2}{R_1 + R_2 + R_3 + P_1 + P_2} = 9 \text{ (V)}$$

d'où  $R_3 + P_2 = 500 \ \Omega$ .

Ces valeurs seront obtenues avec des résistances de  $220 \ \Omega$  et des potentiomètres de  $500 \ \Omega$ . On peut, à la place des potentiomètres classiques, utiliser des résistances ajustables, la puissance dissipée, dans le cas le plus défavorable étant :

pour  $P_1$ ,  $I = 9/720 = 0,0125 \text{ A} = 12,5 \text{ mA}$ , et  $P = 500 (12,5 \cdot 10^{-3})^2 = 0,08 \text{ W env.}$  ;

pour  $P_2$ ,  $I = 9/940 = 0,0096 \text{ A} = 9,6 \text{ mA}$ , et  $P = 500 (9,6 \cdot 10^{-3})^2 = 0,045 \text{ W env.}$

### Ensemble $D_1$ - $R_7$

En l'absence de courant Zener,  $T_2$  doit être bloqué, Cela est obtenu en réunissant sa base à l'émetteur, à travers  $R_7$ .

D'autre part, le courant Zener atteignant  $10 \text{ mA}$ , il faut éviter que ce courant se referme par la base du  $T_2$ . C'est donc la diode  $D_1$  qui referme le circuit. Cette diode n'entrant en conduction qu'à partir de  $250 \text{ millivolts}$  environ, trouve  $T_2$  déjà saturé, et n'apporte pratiquement pas de perturbation au circuit. Elle limite simplement le courant base du  $T_2$  (il faut choisir une diode de même nature que  $T_2$ , c'est-à-dire au germanium si  $T_2$  est au germanium, au silicium si  $T_2$  est au silicium).

La valeur de  $R_7$  est un compromis. Elle ne doit pas être trop élevée, pour assurer un retour efficace de la base vers l'émetteur, et pas trop faible, pour ne pas trop amortir la résistance d'entrée du  $T_2$ , ce qui allongerait le temps de commutation.

### Rôle de $C_1$

Il a pour fonction d'empêcher le relais de se transformer en vibreur. Car si nous examinons les mouvements du relais au ralenti (ce qui se passe effectivement), nous verrons que la fermeture et l'ouverture ne sont pas instantanées, surtout la fermeture.

A la fermeture, il y aura un contact qui se fermera avant l'autre, et il est très important que *ce soit celui du pont qui se ferme avant celui du chargeur*. Ce que nous supposons réalisé.

En effet, un peu avant la fermeture, la tension de la batterie, et celle des bornes de la Zener, vont en décroissant, et la Zener conduit. Lorsque cette tension est suffisamment basse pour provoquer le blocage de la Zener, le relais se ferme, le contact pont court-circuite  $R_3$ - $P_2$ , la tension aux bornes de la Zener (toujours bloquée) tombe à  $5 \text{ V}$ ,

et le relais continue sa fermeture en mettant le chargeur en service, et...  $C_1$  ne sert à rien !

Un peu avant l'ouverture du relais, la tension batterie, et la tension Zener vont en croissant, la Zener restant bloquée. Lorsque la tension devient suffisamment élevée pour provoquer la conduction de la Zener, celle-ci commande l'ouverture du relais, mais — s'il n'y avait pas  $C_1$  — le contact chargeur lâchant le premier, la tension batterie tombe brusquement (d'une valeur supérieure à 10 mV) et cette chute est suffisante pour bloquer de nouveau la Zener et provoquer alors la fermeture du relais. Ce dernier se transforme alors en vibreur dont la cadence dépend de l'inertie de la batterie. C'est là qu'intervient  $C_1$ .

L'ouverture du relais ne peut s'effectuer qu'à partir du moment où  $V_{be}$  du  $T_1$  s'annule, cette annulation étant provoquée par la conduction du  $T_2$  qui amène  $C_1$  au potentiel émetteur du  $T_1$ .

Lorsque le contact chargeur lâche, nous avons vu qu'il provoque le blocage de  $Z_1$  et  $T_2$ . Le potentiel base du  $T_1$  ne peut donc remonter que lorsque  $C_1$  aura pris un complément de charge par  $R_6$ .

Or  $C_1 \cdot R_6 = 100 \mu\text{F} \cdot 10 \text{ k}\Omega = 10^{-4} \cdot 10^4 = 1 \text{ s}$ . Le relais a donc le temps de terminer sa manœuvre.

On pourrait se demander pourquoi il est impératif que le contact pont se ferme avant le contact chargeur. Supposons l'inverse et examinons ce qui se passerait. Replaçons-nous juste avant la fermeture du relais, avec  $Z_1$  et  $T_2$  qui conduisent et  $T_1$  qui est bloqué. La fermeture est ensuite provoquée par le blocage de  $Z_1$  puis du  $T_2$ ,  $V_{be}$  du  $T_1$  montant à 300 mV environ. Dès que le contact chargeur se ferme, la tension batterie augmente,  $Z_2$  conduit et  $T_2$  conduit aussi provoquant l'annulation de  $V_{be}$  du  $T_2$ . Le condensateur  $C_1$  ne peut pas s'y opposer puisque, à cet instant, la résistance  $R_6$  est remplacée par  $T_2$  qui conduit.  $C_1$  se décharge rapidement dans  $T_2$  et n'a aucune action.

### Rôle de $C_2$ - $R_8$

Cet ensemble ayant pour mission d'absorber l'étincelle de rupture du relais, bien veiller à ce que l'armature négative de  $C_2$  soit du côté chargeur, car lorsque le contact est ouvert la tension chargeur est supérieure à celle de la batterie.

La résistance  $R_8$  a une double utilité. Elle limite le courant instantané de décharge de  $C_2$  dans les contacts du relais et, si elle est du type miniature 0,125 watt, elle sert de fusible si le condensateur claque, ce qui n'empêche pas l'appareil de continuer à fonctionner.

Il est bien évident que le deuxième contact du relais peut tout aussi bien couper le secteur sur le chargeur et n'avoir de ce fait aucune liaison avec la partie batterie. Ce montage est particulièrement recommandé pour les gros chargeurs, et dans ce cas il faut remplacer  $C_2$  par un condensateur de  $0,1 \mu\text{F} - 500 \text{ V min.}$ , car lorsque le relais est ouvert, le secteur est appliqué directement aux bornes de  $C_2$  et qu'alors la tension maximale appliquée est égale à  $u_{eff} \times \sqrt{2}$ .

## Réglage

Le réglage est très simple et demande seulement une tension supérieure à celle de la batterie et un potentiomètre pour la faire varier.

Appliquer 10 V au montage pour provoquer le collage du relais. Augmenter cette tension jusqu'à 14,5 V et régler  $P_1$  pour que le relais décolle. Il suffit ensuite de procéder à une vérification, en ramenant la tension à 10 V pour faire coller le relais et de l'augmenter ensuite pour vérifier qu'il décolle bien à 14,5 V.

Faire ensuite l'opération inverse. Appliquer d'abord 15 V pour faire décoller le relais, puis descendre à 12,4 V par exemple, et régler  $P_2$ . Vérifier ensuite comme précédemment.

Pour obtenir une bonne précision de réglage, il faut que les variations de tension soient très progressives autour des points de réglage (les points de réglage sont donnés à titre indicatif).

## Mise en service

Brancher d'abord la batterie, ensuite le chargeur. Si la tension de la batterie est supérieure à 12,4 V, le relais ne collera pas et la batterie entrera en décharge. Si l'on veut effectuer une charge, quel que soit l'état de la batterie, il suffit de prévoir un bouton poussoir en parallèle sur le contact pont du relais. Le dispositif passera sur « charge » jusqu'à ce que la batterie soit chargée.

Le montage mécanique peut être réalisé sur circuit imprimé et l'encombrement dépend essentiellement du relais.

Les éléments de cette étude sont suffisants pour permettre l'adaptation à n'importe quelle batterie.

## Un chargeur automatique à commutation électronique de régime : 5 ou 1 A

L'originalité de ce chargeur réside dans le fait qu'il choisit automatiquement le régime de charge qui convient : charge rapide à grande intensité, pouvant atteindre 5 A ; charge d'entretien, où l'intensité, ajustable à volonté, ne peut être supérieure à 1 A.

Autrement dit, si l'on connecte aux bornes de sortie de ce chargeur une batterie déchargée, c'est-à-dire dont la tension aux bornes se situe vers 1,85 V par élément, soit quelque 11,2 V pour une batterie dite « 12 V », le courant de charge sera automatiquement élevé. Lorsque la batterie aura atteint sa tension normale de « fin de charge », soit 2,2 V par élément à peu près, et 13,2 V pour une « 12 V », un inverseur électronique passe sur le régime de charge d'entretien.



### Fonctionnement en régime de pleine charge

Le schéma du chargeur comporte, comme nous pouvons le voir, deux thyristors : 2 N 1771 ( $T_1$ ) et 2 N 1595 ( $T_2$ ). On sait qu'un thyristor devient conducteur lorsqu'on applique à sa « porte » un signal positif par rapport à sa « cathode ». Dans notre cas, pour rendre  $T_1$  conducteur, il faut que la diode  $D_4$  conduise, c'est-à-dire que le point commun de  $R_3$ - $R_4$  soit légèrement plus positif que la borne « plus » de sortie.

Mais pour qu'il en soit ainsi, il est nécessaire qu'il n'y ait pratiquement aucune chute de tension sur  $R_3$ , c'est-à-dire que le thyristor  $T_2$  ne conduise pas, condition qui demande une tension pratiquement nulle aux bornes du condensateur  $C_1$ . Or la tension aux bornes de  $C_1$  dépend de l'état de conduction de la diode Zener  $Z_1$ , qui est polarisée en inverse à une certaine tension réglable par le potentiomètre  $R_7$ . Donc, tant que la tension au curseur du  $R_7$  ne dépasse pas la « tension Zener », la diode  $Z_1$  est bloquée et le thyristor  $T_2$  également.

Or, c'est ce qui arrive lorsqu'on se trouve en présence d'une batterie passablement déchargée, qui détermine, par le diviseur de tension  $R_6$ - $R_7$ - $R_8$ , une tension trop faible au curseur du  $R_7$ . Le thyristor  $T_2$  reste donc bloqué, tandis que  $T_1$  devient conducteur à chaque alternance positive sur son anode.

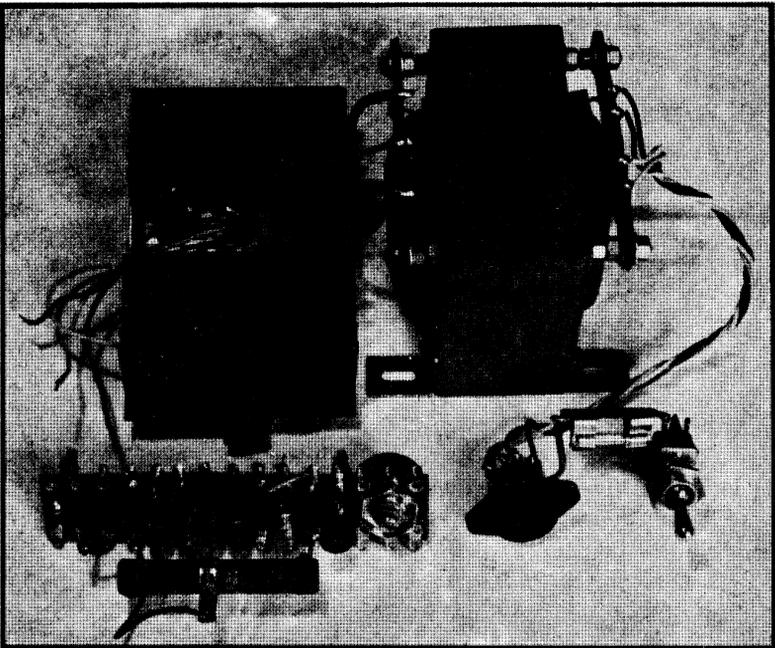


Fig. 4-11. — On voit les différentes parties du chargeur et, notamment, le radiateur et, au premier plan à droite, l'interrupteur, le fusible et la prise pour le bouchon de commutation du primaire.

Lorsque, après une certaine période de charge intensive, la tension de la batterie s'élève, la tension au curseur du  $R_7$  arrive à égaler la « tension Zener » et la diode  $Z_1$  laisse passer un courant limité par  $R_5$ . Le thyristor  $T_2$  se déclenche et la chute de tension sur  $R_3$  bloque la diode  $D_4$  et, par conséquent, le thyristor  $T_1$ .

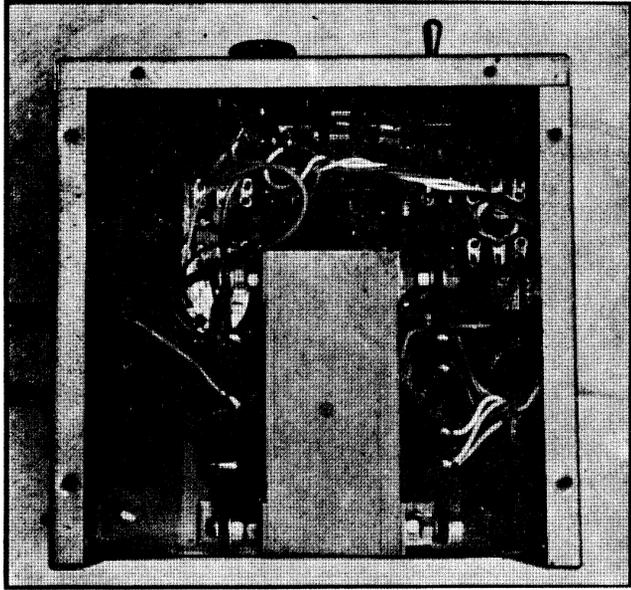


Fig. 4-12. — Vue générale de l'intérieur du chargeur.

La diode  $Z_1$  peut avoir une tension de référence comprise entre 6,5 et 9,5 V, pour un courant de 10 mA (BZY 96-C6V8, C7V5 ou C8V2). C'est pour cette raison que l'on a besoin d'un potentiomètre tel que  $R_7$ , afin de pouvoir ajuster la tension appliquée en fonction de la tension de l'échantillon employé. Car le coude de ces diodes est très brutal, et si l'on se trouve, par exemple, en présence d'une diode dont la tension Zener est de 7,5 V, la diode sera bloquée à 7,5 V et entièrement « ouverte » vers 7,7 V.

### Tensions en régime de pleine charge

Si l'on connecte au chargeur une batterie faible, accusant par exemple 11,4 V, la tension à ses bornes monte à quelque 11,9 V aussitôt que le chargeur est mis en fonctionnement, et à 12,2-12,3 V au bout de quelques minutes.

A la sortie du redresseur la tension est pratiquement la même, la chute de tension dans  $T_1$  étant négligeable. Bien entendu, la même tension apparaît au point commun  $R_3$ - $R_4$ , ainsi que sur l'« anode » du thyristor  $T_2$ , car aucun courant ne circule à travers ces deux résistances.

Aux bornes du  $C_1$ , la tension est pratiquement nulle, tandis qu'au curseur du  $R_7$  elle varie entre 4,4 V (vers  $R_6$ ) et 11,5 V (vers  $R_8$ ). Lorsque, à la mise en marche,  $R_7$  est réglé à la position extrême pour 4,4 V

au curseur, le montage fonctionne en régime de pleine charge. En augmentant très progressivement la tension au curseur du  $R_7$ , on arrive à un point critique, vers 7,2 V, décelable en mesurant la tension au point commun  $R_3$ - $R_4$ . On sent que la tension en ce point est à la limite d'une chute. Et si on dépasse ce point, le montage bascule et passe en régime de charge lente.

Il est à remarquer (et c'est une particularité des thyristors) que si par le réglage du potentiomètre  $R_7$  on a fait passer le chargeur en régime lent, il n'est plus possible de revenir en arrière, c'est-à-dire au régime de pleine charge en ramenant le curseur du  $R_7$  vers 4,4 V. Il faut arrêter le chargeur, régler  $R_7$  pour avoir une tension « critique » au curseur et remettre en fonctionnement.

Il est évidemment important que le curseur de  $R_7$  soit réglé dans le voisinage de la tension Zener moyenne, mais pas trop à la limite ; le montage risquerait alors de basculer sur « charge lente » trop vite. D'autre part, si la tension au curseur est trop faible, le passage à la charge lente ne pourra pas se faire, même avec une batterie bien chargée.

En ce qui concerne les oscillogrammes en régime de pleine charge, on doit trouver (fig. 4-17) (A) à la sortie du redresseur, avec une amplitude de 3,5 V c. à c. environ. A la borne « plus », c'est-à-dire, en fait, au point commun  $T_1$ - $R_7$ - $R_8$ , on trouve (B) avec 0,7 à 0,8 V c. à c. et à 5 ms/cm, ou (C) à 2 ms/cm.

On peut constater qu'aux bornes mêmes de la batterie, en liaison directe par un conducteur de forte section avec le point où l'on observe (B), on trouve une ondulation nettement moindre : 0,25 V c. à c., ayant la forme de l'oscillogramme (D). Cela montre simplement que les différentes résistances entre ces deux points (conducteurs, contacts) ne sont pas négligeables en présence d'une intensité de quelque 5 A.

Sur la « porte » (on dit aussi « gate » ou « gâchette ») du thyristor  $T_1$ , à la sortie de diode  $D_4$ , l'ondulation a la forme de l'oscillogramme (E), avec une amplitude de 2,5 V c. à c.

### Fonctionnement en régime de charge d'entretien

Lorsque le thyristor  $T_1$  se trouve bloqué de la façon que nous avons déjà expliquée, le courant passe par la branche  $D_3$ - $R_1$ - $R_2$ . La diode  $D_3$  est nécessaire pour que le déblocage du  $T_1$  soit possible, car si elle n'existait pas l'« anode » du  $T_1$  serait au même potentiel que sa cathode pour les deux demi-alternances. Grâce à la diode  $D_3$  une des demi-alternances est coupée, et c'est pendant ce « temps mort » que le déblocage du  $T_1$  devient possible.

La résistance ajustable (à collier)  $R_2$  permet de régler une fois pour toutes le régime de la charge d'entretien, entre quelque 100 mA et 1 A.

Fig. 4-13. — Plaquette à cosses vue comme elle se présente lorsqu'on regarde à l'intérieur du coffret.

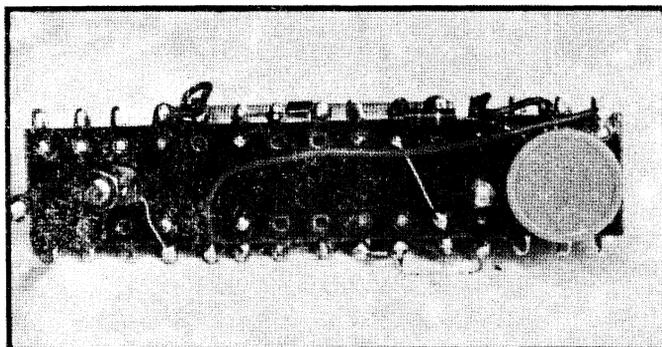
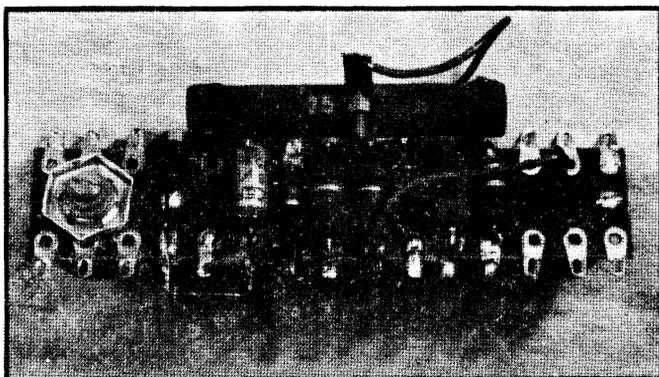
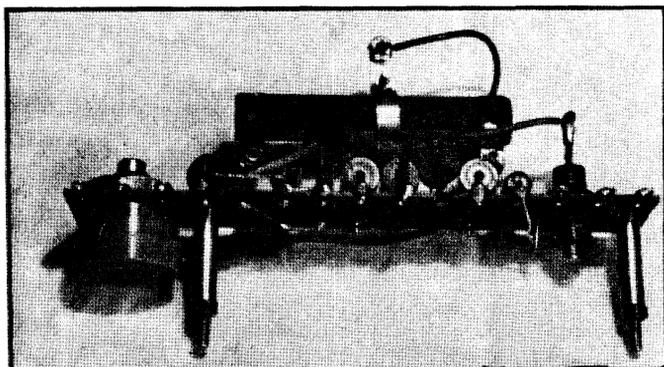


Fig. 4-14. — La même plaquette mais vue par en dessous.

Fig. 4-15. — Toujours la même plaquette, vue cette fois-ci « de profil ».



### Tensions en régime de charge d'entretien

La tension à la sortie du redresseur ne change guère par rapport au régime de charge rapide : elle est simplement un peu plus élevée. Mais la comparaison de ces deux tensions ne prouve pas grand-chose, car la forme et l'amplitude de l'ondulation que l'on y trouve sont très

différentes aux deux régimes. Les mesures en continu, réalisées à l'aide d'un voltmètre électronique, par exemple, sont donc faussées et on arrive à des résultats apparemment paradoxaux. C'est ainsi que l'on peut trouver 12,6 V à la sortie du redresseur, mais quelque 14,5 V au point commun  $D_3-R_1$ , et 13,5 V environ au point commun  $R_1-R_2$ . Les résultats sont à peu près identiques lorsqu'on effectue la mesure à l'aide d'un contrôleur ordinaire. La tension au point commun  $R_3-R_4$  est de 7,2 à 7,5 V. A l'« anode » du thyristor  $T_2$  on trouve une valeur très faible, correspondant à la chute de tension aux bornes de cet élément. La tension aux bornes de  $C_1$  est également faible, 0,65-0,68 V, par exemple, tandis qu'au curseur du  $R_7$  nous trouverons quelque 7,5 V. La « tension Zener » est donc égale à la différence de ces deux valeurs, soit quelque 6,8-6,85 V.

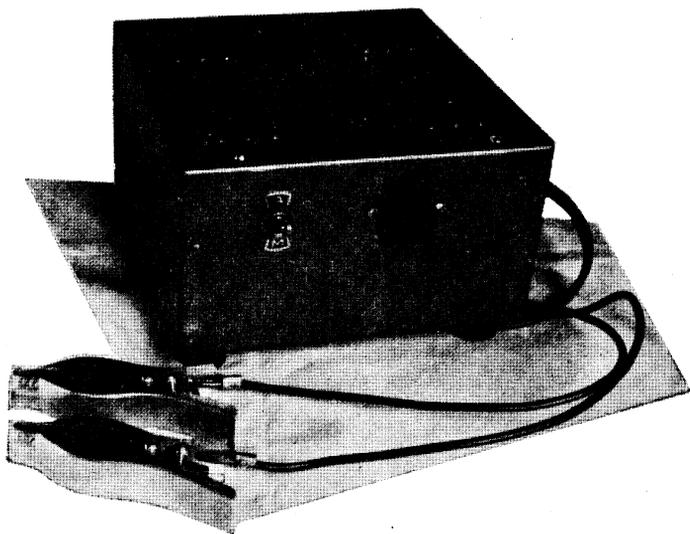


Fig. 4-16. — Aspect extérieur du chargeur terminé.

Les oscillogrammes en régime d'entretien sont assez différents de ceux en régime rapide. On trouve (fig. 4-17) (F) à la sortie du redresseur, avec une amplitude assez élevée, de l'ordre de 25 V c. à c. Au point commun  $D_3-R_1$ , l'ondulation résiduelle prend la forme (G), avec encore 8 V c. à c. Au point commun  $R_1-R_2$  il ne reste plus que 4 V c. à c. (H) et, enfin, à la borne de sortie « plus » nous avons (I), avec 0,2 V c. à c. à peu près.

Au point commun  $R_3-R_4$  on trouve l'oscillogramme (J), avec 15 V c. à c. puis, au point commun  $R_4-T_2$ , l'ondulation (K) de très faible amplitude (0,3 V c. à c.). Au curseur du  $R_7$ , enfin, on trouve (L), avec 0,25 V c. à c.

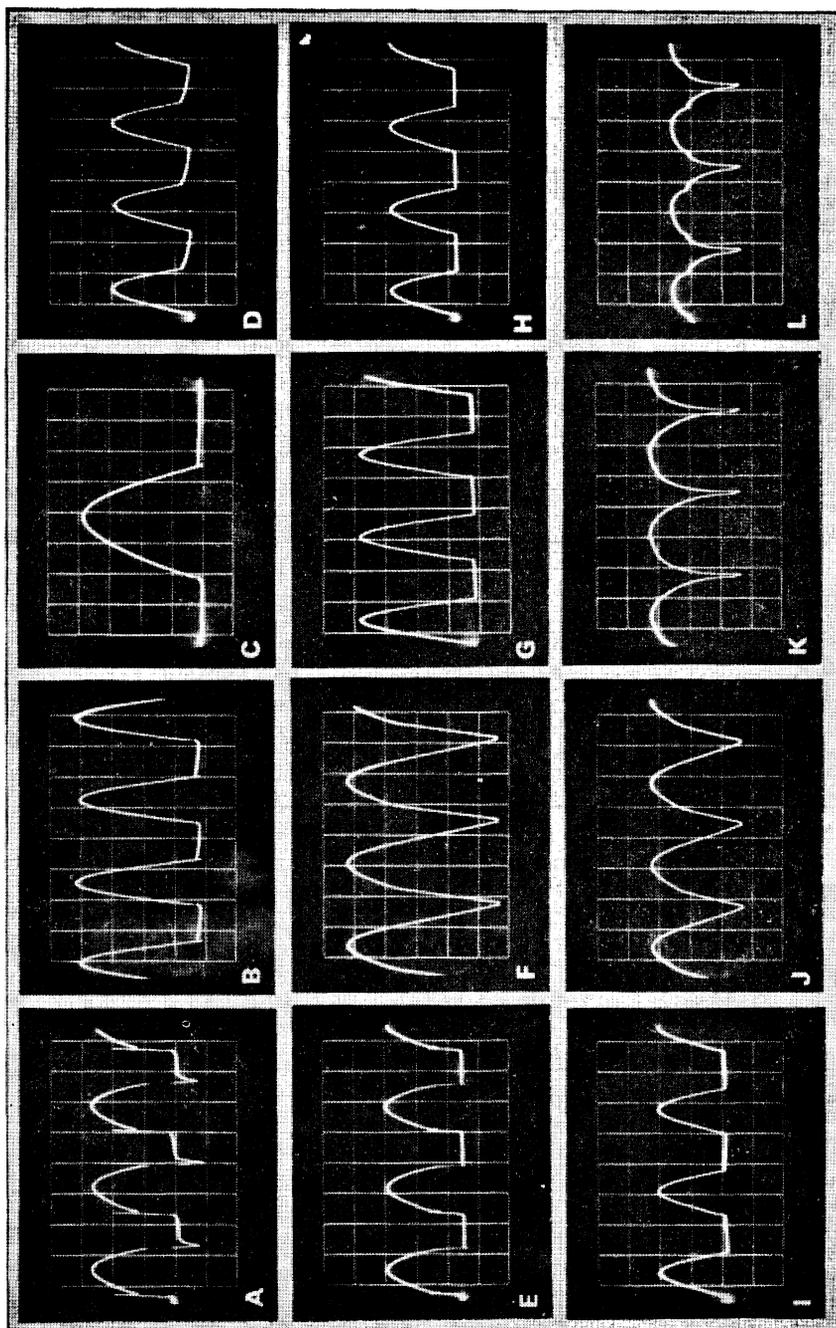


Fig. 4-17. — Différents oscillogrammes illustrant le fonctionnement du chargeur aux deux régimes.

### Courant inverse

Si la batterie reste connectée au chargeur lorsque ce dernier n'est plus alimenté, on observe un léger courant inverse (la batterie débite dans le chargeur), variable suivant le régime. Si le chargeur se trouve en position de charge lente, et en particulier, si le curseur du  $R_7$  est poussé à fond vers  $R_8$ , ce courant peut atteindre 85-90 mA. Au contraire, si le curseur du  $R_7$  est poussé à fond vers  $R_6$  (charge rapide), le courant inverse descend à 15-16 mA.

Ce courant est dû en grande partie au pont  $R_8$ - $R_7$ - $R_6$ , plus ou moins shunté par  $Z_1$  (en état de conduction ou non) en série avec  $R_5$ . Mais les courants inverses des différentes diodes et thyristors y interviennent également.

### Semi-conducteurs utilisés

La diode Zener  $Z_1$  (BZY 96-C7V5) est une *R.T.C.* Les diodes BZY 96-C6V8 et BZY 96-C8V2 de la même série possèdent des caractéristiques voisines, avec la « tension Zener » respectivement un peu plus faible (6,4/7,2 V) et un peu plus élevée (7,8/8,7 V).

Les thyristors 2N 1595 et 2N 1771 sont des *Sescosem* ou *Texas Instruments*. Le 2N 1595 est présenté en boîtier TO-5, tandis que le 2N 1771, nettement plus volumineux, se visse sur le radiateur entre les deux diodes 42 R 2 (*Sescosem*).

La diode au silicium  $D_4$  (BY 226) est une *R.T.C.*, tandis que la diode  $D_3$  (42 R2) est une *Sescosem*.

### Réalisation

La réalisation du chargeur ne présente aucune difficulté particulière. Les deux diodes 42 R 2, ainsi que le thyristor 2N 1771, sont fixés par leurs tiges filetées et écrous sur le radiateur. Le contact de fixation correspond donc aux cathodes des diodes et à l'anode du thyristor, et il est nécessaire, à l'endroit de ce contact, de gratter soigneusement la peinture noire du radiateur et de serrer énergiquement avec interposition d'une rondelle éventail.

Tous les autres éléments sont fixés sur une plaquette à cosses (15 de chaque côté) dont les différentes photographies montrent bien toutes les faces. A l'une des extrémités se trouve le potentiomètre ajustable  $R_7$ , tandis qu'à l'extrémité opposée on voit la diode  $D_3$ . Entre les deux se trouvent dans l'ordre, en partant de la diode :  $R_1$ - $R_8$ - $D_4$ - $R_3$ - $R_4$ - $R_5$ - $C_1$ - $Z_1$ . La résistance à collier  $R_2$  est fixée dans le sens de la longueur, comme la résistance  $R_6$ .

Le primaire du transformateur comporte 4 cosses, que nous désignerions, par exemple, par *a*, *b*, *c*, et *d*, en partant du haut, sur l'une des photos. La liaison avec le support pour le bouchon commutateur de tensions se fera de la façon suivante : cosse *a* vers la cosse 3 du support ; cosse *b* vers 6-7 ; cosse *c* vers 4-5 ; cosse *d* vers 8.

Ne pas oublier que le radiateur supportant les diodes 42 R 2 et le thyristor 1N 1771 doit être isolé du coffret.

## Réalisation d'un chargeur d'accumulateurs cadmium-nickel

Les accumulateurs cadmium-nickel sont, grâce à leurs nombreux avantages, de plus en plus utilisés en électronique. Si la charge des accumulateurs au plomb ne demande aucune précaution particulière, celle des accumulateurs cadmium-nickel doit se plier à plusieurs règles essentielles, faute de quoi les performances obtenues peuvent laisser à désirer, et l'on aboutit à une destruction rapide des éléments. Le chargeur automatique décrit respecte toutes les conditions de charge conseillées par le constructeur pour l'obtention d'un rendement maximal.

### Introduction

La caractéristique de charge d'un accumulateur au plomb, c'est-à-dire la courbe traduisant les variations de la tension aux bornes de l'accumulateur en fonction du temps, présente une nette remontée en fin de charge. On utilise généralement cette propriété, dans les chargeurs automatiques d'accumulateurs au plomb, pour commander le système de fin de charge. Dans le cas des batteries cadmium-nickel, aucun symptôme ne se manifestant généralement en fin de charge, il est impossible d'utiliser une variation de caractéristique de l'accumulateur pour provoquer l'arrêt de la charge. Ce dernier est donc commandé à partir d'une base de temps, qui permet de disposer d'une temporisation d'une vingtaine d'heures, réglable suivant le type d'accumulateur utilisé.

### Étude théorique

Le schéma synoptique du chargeur est représenté dans la figure 4-18. Une alimentation stabilisée en tension alimente simultanément une base de temps, un générateur de courant constant et l'ensemble de commutation automatique. L'accumulateur étant branché aux bornes de l'appareil, trois opérations ont lieu successivement, sans aucune intervention manuelle, quelle que soit la tension nominale de l'accumulateur utilisé. Ces trois opérations sont les suivantes :

1. Décharge complète de l'accumulateur à travers une résistance de puissance de 15 ohms, et déclenchement simultané d'une base de temps, permettant de disposer d'une temporisation de 18 heures ;

2. Arrêt de la décharge lorsque la tension aux bornes de l'accumulateur n'est plus que de 1 volt environ, et commutation en position charge. La charge s'effectue à courant constant. Suivant les données du constructeur, la valeur de ce courant de charge correspond au régime C/10 pour le type d'accumulateur utilisé (\*) ;

---

(\*) C représente la capacité de l'accumulateur en mAh. Ainsi, pour un modèle de 500 mAh, le courant de charge sera de 50 mA.

3. Arrêt automatique de la charge au bout de 18 heures. L'alimentation est coupée et l'accumulateur isolé de tout circuit.

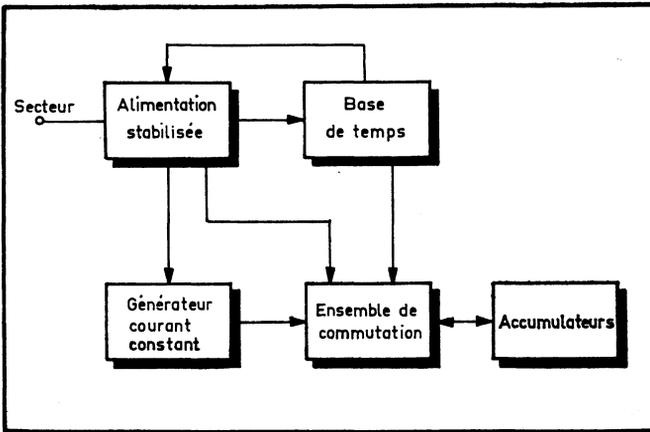


Fig. 4-18. — L'ensemble de commutation, qui joue le rôle de poste d'aiguillage, permet à l'accumulateur d'éliminer sa charge résiduelle, avant qu'il soit commuté sur le générateur de courant constant. La base de temps détermine la durée de charge, ajustée en fonction du type d'accumulateur utilisé.

Toutes ces opérations peuvent être suivies et contrôlées, grâce à trois voyants et un galvanomètre, montés sur la face avant de l'appareil.

On va étudier plus en détails toutes les parties constitutives de ce chargeur, à savoir :

- La base de temps et l'ensemble de commutation ;
- Le générateur de courant constant ;
- L'alimentation.

### La base de temps

Le problème est de réaliser une base de temps capable de délivrer une impulsion toutes les 18 heures, avec une précision de quelques dizaines de minutes. Les systèmes classiques à bistables sont à éliminer en raison du nombre considérable d'éléments qu'ils exigent. La réalisation doit être simple, c'est-à-dire peu onéreuse, d'un fonctionnement sûr et d'une mise au point quasi nulle. La solution adoptée utilise le principe de la classique pompe à diode. Un condensateur  $C_2$  au mylar, à très faibles pertes, en constitue l'élément principal. Un tel condensateur, chargé sous 20 volts, perd moins de 0,3 volt en 48 heures.

Le schéma synoptique de l'ensemble base de temps, ainsi que l'allure des signaux à la sortie des différents étages sont représentés dans la figure 4-20. Une base de temps auxiliaire envoie toutes les demi-heures, par l'intermédiaire d'un multivibrateur monostable, une impulsion élémentaire de courant à travers le condensateur  $C_2$ . Au bout de 36 impulsions, la tension aux bornes de  $C_2$  atteint un niveau suffisant pour déclencher son système de décharge, et provoquer la coupure de l'alimentation.

Fig. 4-19. — Vue de la platine en circuit imprimé du chargeur d'accumulateur.

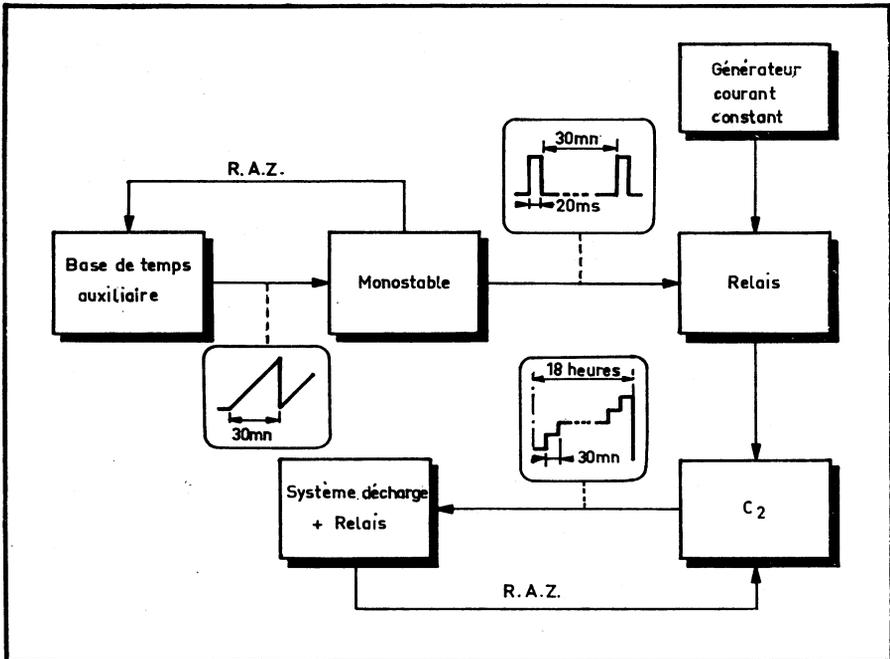
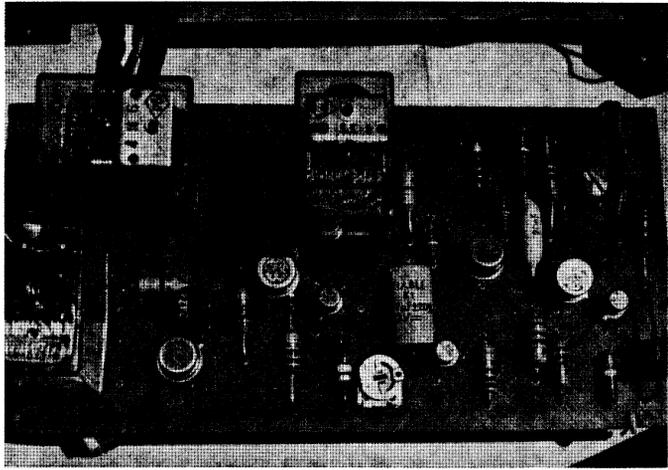


Fig. 4-20. — La base de temps, qui permet de disposer de durées de temporisation de 24 heures et plus, est conçue sur le principe de la pompe à diode. Une base de temps auxiliaire, associée à un multivibrateur monostable, permet, toutes les 30 minutes, de charger le condensateur  $C_2$  à courant constant pendant 20 ms. Au bout d'une quarantaine d'impulsions, la tension aux bornes de  $C_2$  atteint un niveau suffisant pour déclencher son système de décharge et provoquer la coupure de l'alimentation.

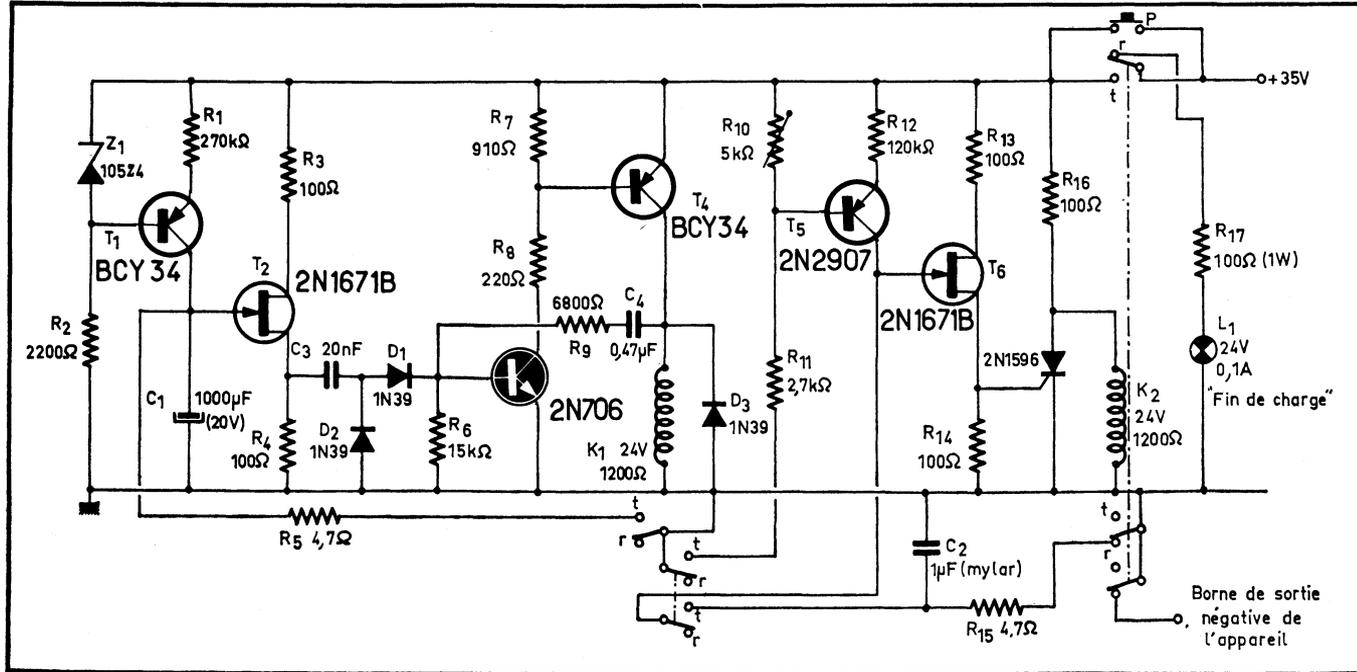
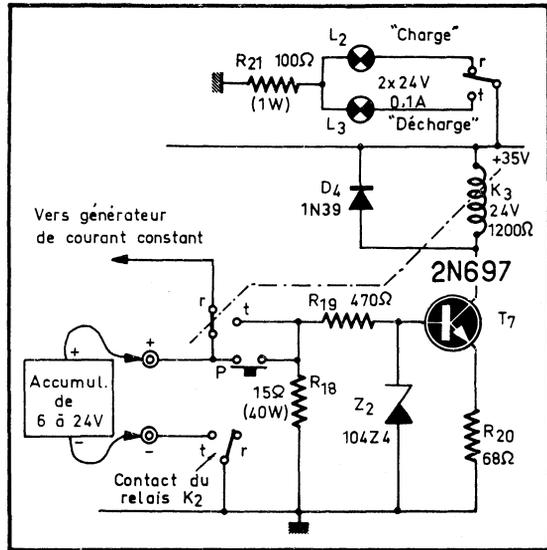


Fig. 4-21. — L'ensemble T<sub>1</sub>-T<sub>2</sub> déclenche toutes les 30 minutes le multivibrateur monostable T<sub>3</sub>-T<sub>4</sub> associé au relais K<sub>1</sub>. Ce dernier connecte pendant 20 ms, le condensateur C<sub>2</sub> aux bornes d'un générateur de courant constant constitué par T<sub>5</sub>. Au bout de 36 impulsions, la tension aux bornes de C<sub>2</sub> atteint le seuil de déclenchement d'un transistor unijonction T<sub>6</sub>. L'impulsion positive apparaissant alors aux bornes de la résistance R<sub>14</sub> amorce le thyristor. Le bobinage du relais K<sub>2</sub> est court-circuité, ce qui provoque la coupure de l'alimentation et l'arrêt de la charge de l'accumulateur.

Fig. 4-22. — Lorsque l'on presse le poussoir P, l'accumulateur est connecté aux bornes d'une résistance  $R_{18}$  de forte puissance, au travers de laquelle il se décharge. Le transistor  $T_7$  se sature et provoque le collage du relais  $K_3$ . La borne positive de l'accumulateur est donc maintenue connectée au point chaud de la résistance  $R_{18}$ , la borne négative étant mise à la masse par l'autocollage du relais  $K_2$ . Quand la tension aux bornes de l'accumulateur n'est plus que de 1 volt environ, l'accumulateur est commuté sur le générateur de courant constant.



Le schéma de principe complet de la base de temps est donné dans la figure 4-21. Un condensateur  $C_1$  de 1000  $\mu\text{F}$  est chargé à courant constant grâce au transistor  $T_1$ . La tension aux bornes de  $C_1$  croît donc linéairement jusqu'au seuil de déclenchement du transistor unijonction  $T_2$ . L'impulsion apparaissant sur la base  $B_1$  du transistor  $T_2$  lors du déclenchement, commande un multivibrateur monostable à transistors complémentaires  $T_3$ - $T_4$ , qui délivre une impulsion calibrée de 20 ms de largeur environ. Cette impulsion, appliquée au bobinage du relais  $K_1$ , permet de charger linéairement le condensateur  $C_2$  pendant la durée de l'impulsion. Le condensateur  $C_2$ , doit, entre deux impulsions consécutives, être isolé de ses circuits de charge et de décharge, ceux-ci ne ramenant pas une impédance suffisante aux bornes de  $C_2$ . Un montage électronique séparateur, présentant une résistance d'entrée de plusieurs milliers de mégohms avait été initialement prévu. Il a paru plus sage, et moins onéreux, de remplacer ce montage par un simple relais, qui présente entre ses contacts, une résistance d'isolement encore bien supérieure. Ce relais permet, de plus, d'effectuer sans complication la mise à zéro indispensable du condensateur  $C_1$ .

Le courant de charge de  $C_2$  est réglé de façon que la tension aux bornes de ce condensateur, atteigne le seuil de déclenchement d'un second transistor unijonction  $T_6$ , au bout de 36 impulsions environ. L'impulsion produite par  $T_6$ , commande un thyristor de faible puissance qui, venant court-circuiter le bobinage du relais  $K_2$ , entraîne la coupure de l'alimentation et isole les bornes de sortie du reste du montage. Cet ensemble base de temps constituée, à lui seul, un temporisateur permettant de disposer simplement, par le jeu des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  et des résistances  $R_1$  et  $R_{10}$ , de temporisations pouvant aller d'une fraction de seconde à 24 heures et plus.

### Système de commutation charge-décharge

Le schéma synoptique de ce système est représenté dans la figure 4-22. Lorsque l'on presse le poussoir P, l'accumulateur à charger est connecté aux bornes d'une résistance de puissance de  $15 \Omega$ , à travers laquelle il achève de se décharger. La tension apparaissant aux bornes de cette résistance rend conducteur le transistor  $T_7$ , initialement bloqué. Le relais  $K_3$  colle en maintenant l'accumulateur connecté aux bornes de la résistance. Lorsque l'accumulateur n'a plus qu'une tension de 1 volt environ à ses bornes, le courant collecteur du transistor devient insuffisant pour assurer le collage du relais. Ce dernier revient à sa position de repos, en commutant l'accumulateur sur le générateur de courant constant.

### Générateur de courant constant

Son schéma est donné dans la figure 4-23. Le principe bien connu d'un tel montage, consiste à maintenir constante, par une diode Zener, la tension aux bornes d'une résistance fixe. Cette dernière est choisie

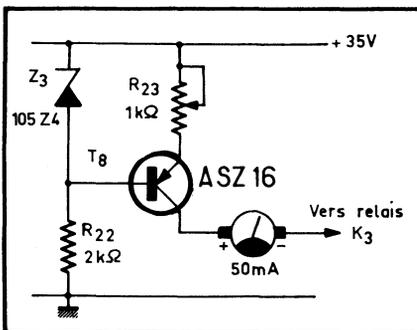


Fig. 4-23. — Schéma de principe du générateur de courant constant. La diode Zener permet de maintenir la tension constante aux bornes de la résistance  $R_{23}$ . Le courant émetteur, donc le courant collecteur, demeure constant à condition de charger convenablement le circuit collecteur du transistor. Le transistor ASZ 16 peut être remplacé par un silicium tel que BD 202, BD 204, BDY 96, etc. La diode  $Z_3$  peut être choisie parmi les types suivants : BZY 96-C 5 V 1, BZX 85-C 5 V 1, etc.

en fonction du courant désiré et de la diode Zener utilisée. Le transistor a volontairement été choisi parmi les transistors de forte puissance, afin qu'un court-circuit, même prolongé, des bornes de sortie ne puisse affecter en rien le bon fonctionnement de l'appareil.

### Alimentation

Le schéma complet de la partie alimentation est donné dans la figure 4-24. L'ensemble du chargeur est alimenté à partir du secteur par l'intermédiaire d'une alimentation stabilisée basse tension, fournissant une tension continue de 35 volts.

### Réalisation pratique

L'ensemble de l'appareil est logé dans un coffret de  $150 \times 110 \times 95$  mm. Il s'agit là de dimensions minimales et on a intérêt à choisir un boîtier de dimensions supérieures. Les parties « base de temps » et

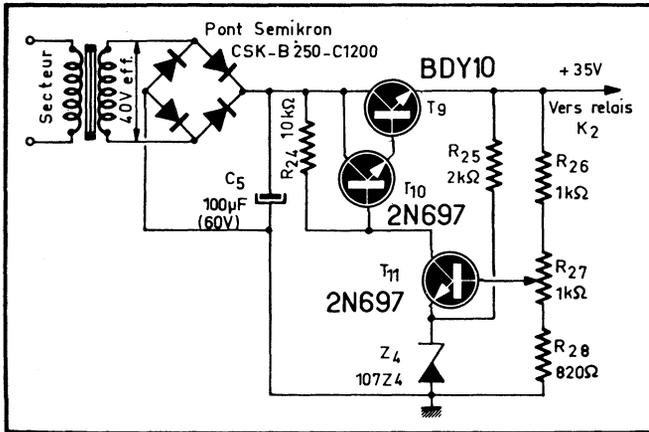


Fig. 4-24. — Schéma complet de l'alimentation. Le transistor BDY 10 peut être remplacé par 2 N 3055 ou BDY 20, et la diode Z<sub>4</sub> par une diode 1 W, prévue pour 7,5 V : BZX 61-C 7 V5, etc.

« ensemble de commutation », sont montées sur un premier circuit imprimé représenté par la figure 4-25. L'alimentation et le générateur de courant constant font l'objet d'un second circuit imprimé (fig. 4-26). Le condensateur C<sub>1</sub> de 1 000 µF sera un modèle électrochimique de bonne qualité. En revanche, C<sub>2</sub> sera obligatoirement un condensateur au mylar de 1 µF, à l'exclusion de tout autre type, même et surtout si un modèle « équivalent » est proposé par le revendeur habituel. Quant aux transistors, ils peuvent être remplacés par des semi-conducteurs équivalents ; il en est de même pour les diodes type 1 N 39, les diodes Zener et le thyristor de faible puissance.

En ce qui concerne le condensateur C<sub>2</sub>, on peut prendre un *Siemens* type MKH-B 32561 ou B 32562. Pour les diodes et les transistors on tiendra compte de ce qui suit. Le BCY 34 existe dans le catalogue *R.T.C.* Le transistor unijonction T<sub>2</sub> ou T<sub>6</sub> peut être choisi parmi les modèles *Motorola*, tels que 2N 6117, 2N 2646, 2N 4852, etc. Les transistors 2N 2907 et 2N 706 existent dans le catalogue *R.T.C.*, *Sescosem* ou *I.T.T.* Les diodes 1 N 29 sont équivalentes à OA 95, AA 117, AA 132, etc. Les transistors 2N 697 existent dans le catalogue *Sescosem*. Les diodes 104 ZY et 105 Z4 sont prévues pour des tensions de 3,8 à 4,8 V et 4,8 à 5,8 V respectivement.

Les relais utilisés sont des modèles 24 V, 1 200 Ω à quatre contacts. Ces relais sont montés sur le circuit imprimé, ce qui facilite le câblage et un éventuel dépannage. Enfin, le bouton poussoir, qui comporte deux circuits indépendants, est du type *Sermec* ou équivalent. Pour la partie alimentation, toutes les résistances sont des modèles 0,5 W - 10 %. Les deux transistors de régulation, ainsi que les diodes Zener, peuvent être remplacés sans inconvénient par des semi-conducteurs équivalents. Le transformateur d'alimentation utilisé, est un modèle *Myrrha* de 10 VA avec un primaire déjà bobiné. On aura d'ailleurs intérêt à utiliser le modèle 20 VA, surtout si l'on n'est pas limité par la place, ni gêné par un problème d'implantation. Il est à remarquer

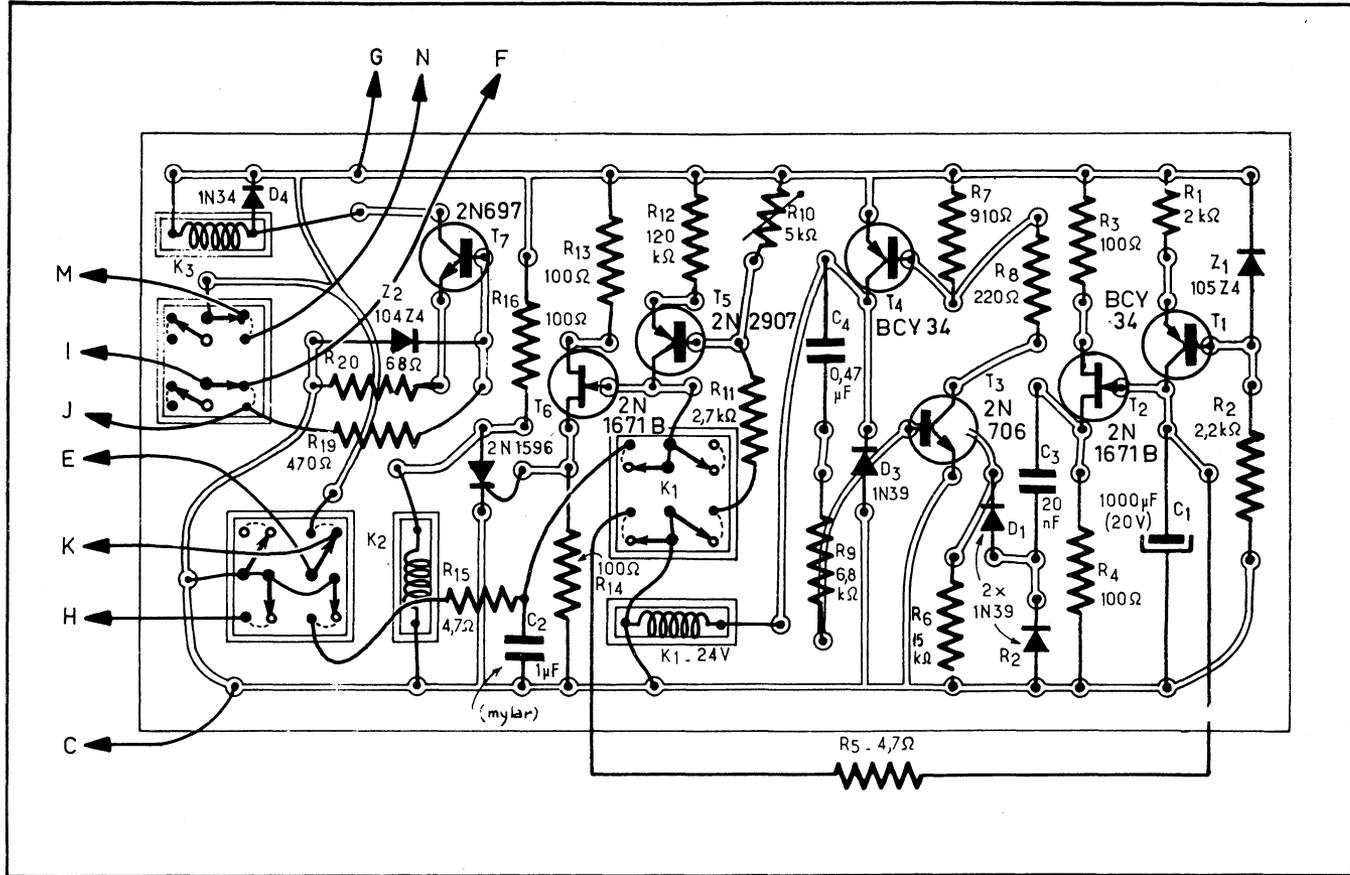


Fig. 4-25. — Connexions à établir pour la réalisation du circuit, représenté ici à l'échelle 2. Pour simplifier l'implantation, les condensateurs C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> sont montés côté « circuit ». Il en est de même pour les résistances R<sub>5</sub>, R<sub>11</sub>, R<sub>15</sub> et R<sub>19</sub> qui sont montées entre le circuit imprimé proprement dit, et les contacts correspondants des relais.

Fig. 4-26. — Schéma du circuit imprimé « alimentation » et « générateur de courant constant ».

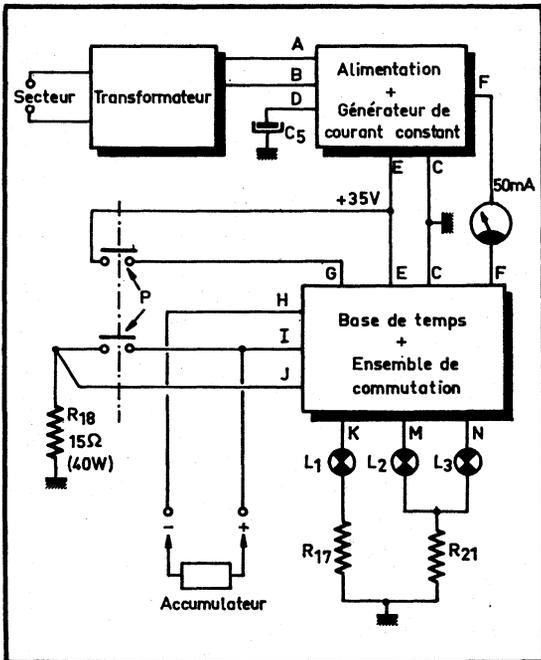
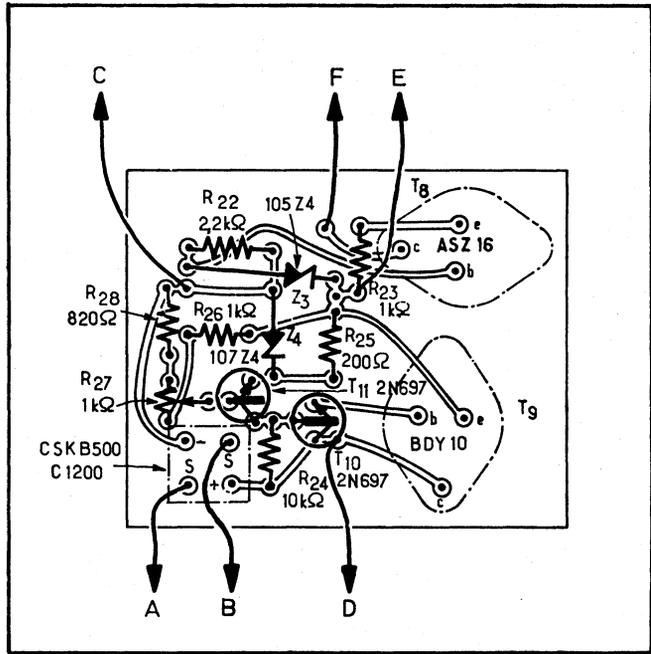


Fig. 4-27. — Ensemble des connexions à réaliser entre les deux plaquettes de circuit imprimé et les autres éléments.

que le galvanomètre monté sur la face avant de l'appareil n'est nullement indispensable au bon fonctionnement du chargeur et peut être supprimé sans inconvénient. Les liaisons à effectuer entre les deux plaquettes de circuit imprimé et les autres éléments sont indiquées sur le schéma de la figure 4-27.

### Mise au point

Après avoir soigneusement vérifié le câblage et la valeur de tous les éléments, on met l'appareil sous tension et l'on ajuste le potentiomètre ajustable  $R_{27}$ , pour obtenir une tension de 35 V à la sortie de la plaquette alimentation. Seul le voyant « Fin de charge » doit alors se trouver allumé. Sans rien brancher aux bornes de l'appareil, on presse le poussoir P, et l'on vérifie l'auto-collage du relais  $K_2$ . Le voyant « Charge » doit alors se trouver seul allumé. A l'aide d'un voltmètre électronique, d'un oscilloscope passant le continu ou, à la rigueur, d'un contrôleur universel à 20 k $\Omega$ /V sur la position 50 volts continus, on s'assure que la charge du condensateur  $C_1$  se fait effectivement à courant constant, c'est-à-dire que la tension à ses bornes croît linéairement avec le temps. On vérifiera que cette même tension retombe bien à zéro toutes les demi-heures environ, et que ces fins de cycle s'accompagnent bien du déclenchement du multivibrateur monostable  $T_3$ - $T_4$ , et du collage du relais  $K_1$ . Pour vérifier que la charge du condensateur  $C_2$  se fait de façon correcte, on remplace provisoirement le condensateur  $C_1$ , par un condensateur de 1  $\mu$ F environ, ce qui ramène la temporisation de la première base de temps de 30 minutes à 1 seconde environ, et l'on règle la résistance ajustable  $R_{10}$  de façon à provoquer l'amorçage du transistor unijonction  $T_6$  au bout de 36 impulsions environ. Cet amorçage de  $T_6$  se traduit par la coupure de l'alimentation sur la plaquette « Base de temps », c'est-à-dire par l'arrêt des battements du relais  $K_1$ , et par l'allumage du voyant « Fin de charge » qui demeure seul allumé. On ressoude enfin le condensateur  $C_1$  de 1 000  $\mu$ F avant de positionner la plaquette dans le coffret. Si le câblage est correct, l'ensemble de commutation charge-décharge ne demande aucune mise au point et doit donc fonctionner correctement dès la mise sous tension de l'appareil. On s'en assurera en court-circuitant les bornes d'entrée avec un milliampèremètre, qui doit indiquer un courant de 50 mA. Si le chargeur a été muni d'un milliampèremètre, il suffira de court-circuiter directement les bornes de sortie et de lire le débit correspondant sur le galvanomètre. On procédera enfin à un essai complet avec un accumulateur qui sera, quelle que soit sa tension nominale, directement connecté à la sortie de l'appareil. Après avoir pressé le bouton poussoir, le voyant « Décharge » doit s'allumer pendant un temps fonction de la charge résiduelle de l'accumulateur. Le passage automatique en position « Charge », signalé par les voyants, doit s'accompagner d'une déviation de l'aiguille du galvanomètre, correspondant à un débit de 50 mA. La fin de charge, signalée par le voyant, doit se produire 18 heures après la mise en marche de l'appareil. Cette durée n'est pas critique et l'on peut tolérer une erreur de plus ou moins 30 minutes.

### Remarque importante

Le chargeur décrit a été conçu pour un type d'accumulateur bien déterminé, à savoir le modèle VB type 500 mAh de 6, 9, 12 ou 24 volts fabriqué par *Voltabloc*. Dans le cas où un autre type d'ac-

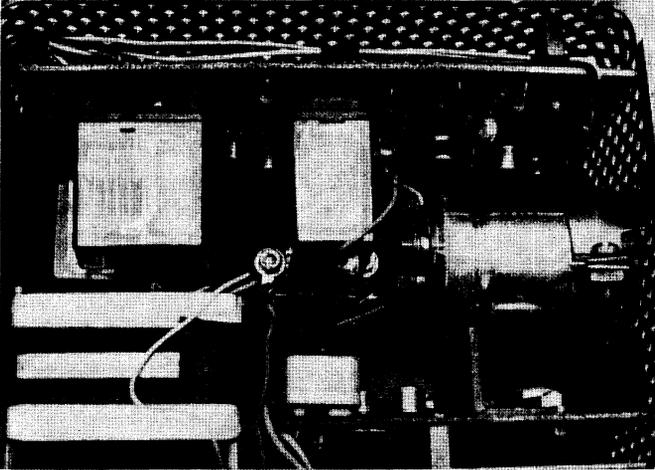


Fig. 4-28. — Vue intérieure partielle de l'appareil.

mulateur serait utilisé, il suffirait, en jouant sur les valeurs des résistances  $R_{23}$ , pour la valeur du courant de charge, et  $R_1$ - $R_{10}$  pour la temporisation, de se placer dans les conditions de charge conseillées par le constructeur.

### Un disjoncteur automatique pour chargeur d'accumulateur

Le disjoncteur décrit coupe automatiquement le circuit de charge et le secteur, aussitôt que la tension aux bornes de l'accumulateur chargé atteint la valeur maximale en fin de charge. Bien que le montage représenté sur le schéma de la figure 4-29 soit prévu pour charger une petite batterie d'accumulateurs de 8 V, sous un débit maximal de 200 mA, il est évident qu'on peut le « transposer » pour n'importe quelle autre tension de charge et un débit beaucoup plus important.

Le circuit de charge lui-même se compose du secondaire  $S_1$ , de la diode redresseuse  $D_1$ , qui est une BY 127 ou BY 227, au silicium, ou analogue dans une autre marque (tension inverse 100 V; courant redressé nominal, sans refroidissement, 1 A), et du filtre  $R_1 - C_1$ . Un diviseur de tension ( $R_2 - R_3 - R_4$ ) permet de prélever une certaine tension négative, suffisante pour bloquer le transistor  $T_1$  (qui est un  $n-p-n$ ). De ce fait, le transistor  $T_2$ , lui, se trouve conducteur, son courant de collecteur est important et le relais RL est maintenu au collage, avec les contacts  $I_1$  et  $I_2$  fermés.

Le fonctionnement de l'ensemble se déroule de la façon suivante. L'accumulateur à charger étant connecté aux bornes *a* et *b*, on pousse le curseur du potentiomètre  $R_2$  complètement vers  $R_4$  —  $R_3$  et on appuie sur le bouton *B*, qui double le contact  $I_1$ .

Le transistor  $T_1$  étant alors sûrement bloqué, le relais *RL* colle et les contacts  $I_1$  et  $I_2$  se ferment. Il suffit alors de déplacer lentement le curseur de  $R_2$ , jusqu'au point où  $T_1$  devient brusquement conducteur, ce qui bloque  $T_2$  et fait revenir le relais à sa position de repos. On mesure simultanément la tension entre les bornes *a-b* et celle qui existe entre le curseur de  $R_2$  et *b* au moment où le relais coupe tout, ce qui permet de « positionner »  $R_2$  en fonction de la tension maximale à ne pas dépasser entre *a* et *b*.

La résistance  $R_4$  est une thermistance, destinée à stabiliser « thermiquement » le point de fonctionnement du système. Sa résistance est de  $100 \Omega$  à  $25^\circ\text{C}$ .

La résistance  $R_7$  réalise une contre-réaction énergétique, dont l'effet tend à rendre pratiquement constant le courant du  $T_2$  pour toute valeur

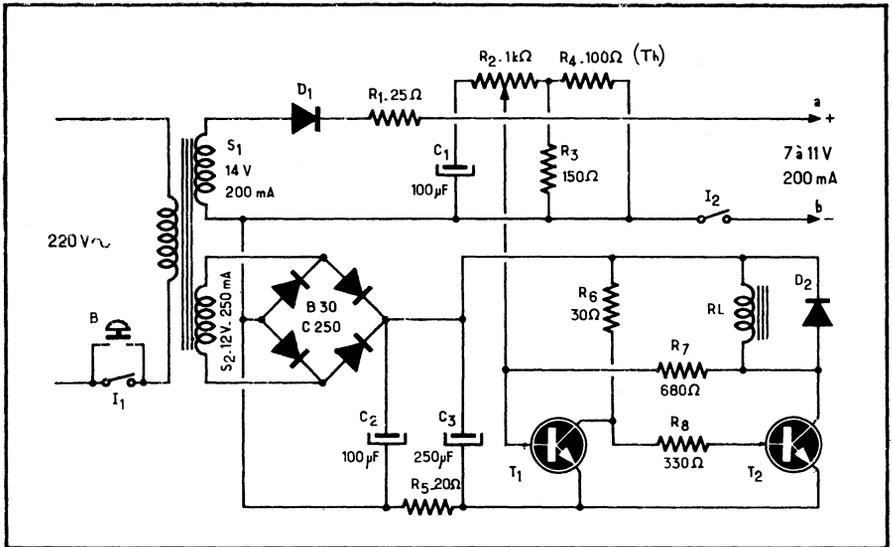


Fig. 4-29. — Ce disjoncteur automatique coupe le circuit de charge et le secteur aussitôt que la tension aux bornes de l'accumulateur atteint sa valeur de fin de charge.

de la tension de charge inférieure à la tension de déclenchement. Mais lorsque cette dernière est atteinte, le système bascule brutalement et en un temps très court.

Les deux transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont du même type : *n-p-n* silicium, BFY 51 (*R.T.C.*) ou 2 N 697 (*R.C.A.*, *Sescosem*, etc.). Ce sont des transistors pour la commutation rapide, avec une dissipation limite de l'ordre de

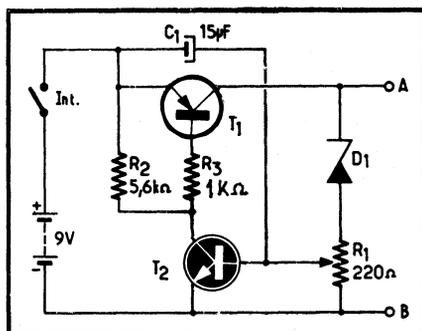
700 mW, à 25 °C de température amb., et un courant de collecteur pouvant facilement atteindre 200-250 mA en régime permanent.

La résistance de la bobine du relais RL, est de 25  $\Omega$ . Il s'agit donc d'un relais du type 1 W, à peu près.

La diode  $D_2$  shunte le relais et « amortit » les surtensions dues à l'extracourant de rupture. Elle est du type BAV 10 ou 1 N 4148, à jonction au silicium, admettant un courant direct supérieur à 20 mA et une tension inverse de 12 V.

Le redresseur en pont est S02-JB1-B (*Sescosem*) ou BY179 (*RTC*). Il est à noter que ce dispositif fonctionne également lorsqu'on déconnecte l'accumulateur, ce qui est logique, car dans ce cas la tension entre *a* et *b* monte (à vide).

Fig. 4-30. — Dispositif limiteur de décharge pour accumulateurs.



## Limiteur de décharge pour accumulateurs

La décharge complète d'un accumulateur cadmium-nickel provoque une augmentation de la pression du gaz à l'intérieur de l'élément et peut conduire non seulement à la détérioration anormale de la batterie, mais même à son éclatement.

Le montage proposé dans la figure 4-30 permet de limiter la décharge excessive de l'accumulateur et son fonctionnement est le suivant. Après la mise en circuit de la charge (par l'interrupteur « Int. »), le condensateur  $C_1$  se charge à travers  $R_1$  jusqu'à ce que la tension à ses bornes soit celle de la batterie.

La chute de tension de courte durée, apparaissant aux bornes de la portion utilisée de la résistance variable pendant le passage du courant de charge de  $C_1$ , ouvre le transistor  $T_2$ . La chute de tension sur la charge  $R_2$  de ce dernier est suffisante pour faire passer le transistor  $T_1$  en régime de saturation. La tension de la batterie se trouve alors appliquée à la diode Zener  $D_1$  et si elle dépasse la tension de stabilisation de cette dernière, la diode devient conductrice et la résistance  $R_1$  est traversée par le courant qui en résulte. La chute de tension qui apparaît alors sur la section de la résistance variable, entre

le curseur et le pôle « plus » de la source d'alimentation, maintient  $T_2$  en état de conduction.

Si la tension de la batterie descend au-dessous de la tension de stabilisation de la diode Zener, cette dernière cesse de conduire et le courant traversant  $R_1$  disparaît, entraînant la disparition de la polarisation  $T_2$ , donc sa fermeture. Il en résulte que  $T_1$  se ferme également et limite le courant dans le circuit d'utilisation à la valeur du courant résiduel  $I_{cbo}$ .

Bien entendu, aussitôt que la batterie est rechargée, le dispositif se retrouve dans l'état « ouvert ».

Le transistor  $T_1$  (TI 3027) est un B.F. de puissance, pouvant admettre un courant de collecteur maximal de quelque 7 A. Il est évident que l'on peut prendre un transistor moins « puissant » si le courant à limiter est moindre. Parmi les types se rapprochant de TI 3027 on peut citer AD 142, BD 204, BD 214, BD 277 AD 149, ASZ 16, etc. Le transistor  $T_2$  est un 360 mW silicium, que l'on peut remplacer par un BC 125, BC 116, BC 108, etc.

La tension de stabilisation de la diode Zener sera choisie en tenant compte du seuil au-dessous duquel le limiteur doit agir, c'est-à-dire de la tension minimale de la batterie.

## **Pour empêcher la décharge excessive des accumulateurs**

La durée de vie des petits accumulateurs 9 V (4 éléments de 2 V), qui remplacent les piles dans certains récepteurs portables, dépend dans une large mesure de la façon dont on en prend soin. En particulier, laisser un tel accumulateur déchargé pendant un temps relativement long ou le décharger au-dessous d'une certaine limite constituent des fautes à ne pas commettre et qui, répétées, mettent l'accumulateur très rapidement hors d'usage.

En principe, dès que la tension aux bornes d'un élément tombe au-dessous de 1,8 V, non seulement il est urgent de recharger la batterie, mais, de plus, il ne faut plus lui demander le moindre courant. Autrement dit, un tel accumulateur doit être déconnecté du récepteur qu'il alimente dès que sa tension devient inférieure à 7,2 V. Or, ce qui est trompeur, c'est qu'avec cette tension d'alimentation la plupart des récepteurs fonctionnent encore assez correctement.

Le circuit proposé ici (fig. 4-31), et qui doit être intercalé entre le récepteur et la batterie, assure la déconnexion automatique de cette dernière aussitôt que la tension à l'entrée descend au-dessous d'un certain seuil. Il comprend trois transistors, dont un ( $T_3$ ) utilisé en diode Zener, et une résistance. Tant que la tension aux bornes de l'accumulateur reste supérieure à la somme de la tension Zener et de la tension base-émetteur de  $T_2$ ,

la base de ce transistor reçoit un courant à travers R, de sorte que  $T_2$  se trouve en régime saturé et fournit un courant à la base de  $T_1$  qui, à son tour, se sature et, par sa résistance collecteur-émetteur devenue très faible, établit la liaison entre la batterie et le récepteur.

Dès que la tension aux bornes de l'accumulateur descend au-dessous de la tension de seuil définie plus haut, le transistor  $T_2$  se bloque et, de ce

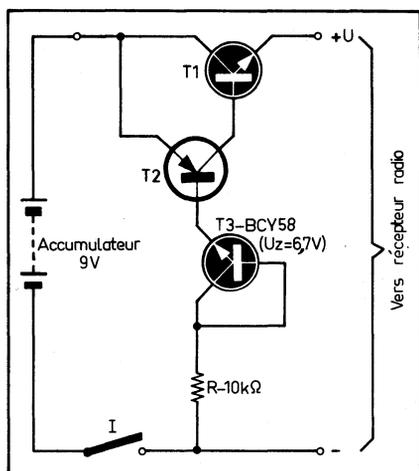


Fig. 4-31. — Grâce à ce montage très simple on peut empêcher la décharge excessive d'une batterie d'accumulateurs.

fait, bloque  $T_1$ . Dans ces conditions, même dans le cas d'un court-circuit à la sortie, le seul courant que peut débiter la batterie est le courant résiduel émetteur-collecteur de  $T_1$  ce qui, même à la longue, ne peut présenter aucun danger pour l'accumulateur.

Le transistor  $T_3$ , utilisé en diode Zener, est un BCY 58, pour la bonne raison que ce type présente une tension Zener de 6,7 V avec un courant inverse très faible, de l'ordre de 100  $\mu$ A. Une diode Zener normale ne peut convenir ici, car son courant inverse à l'état bloqué atteint encore facilement 1 mA ce qui, est suffisant pour rendre conducteur  $T_2$ .

Le transistor  $T_2$  peut être un *p-n-p* silicium quelconque, par exemple BC212, BC178, etc.  $T_1$  doit être obligatoirement au germanium, de façon à obtenir, à l'état saturé, une chute de tension aussi réduite que possible (env. 0,3 V à 20 mA) entre le collecteur et l'émetteur. On peut y utiliser des transistors tels que 2N388, ASY29, AC186, etc.

La valeur de la résistance R n'est pas du tout critique.

## Chargeur automatique pour batteries auto

Le chargeur dont le schéma général est représenté dans la figure 4-32 arrête la charge dès que la tension aux bornes de la batterie atteint 14,1 V, et la recommence aussitôt que cette tension descend au-dessous de 12,5 V.

L'ensemble comprend deux sections se terminant, chacune, par un relais qui colle ou lâche suivant les conditions d'utilisation : section 1,

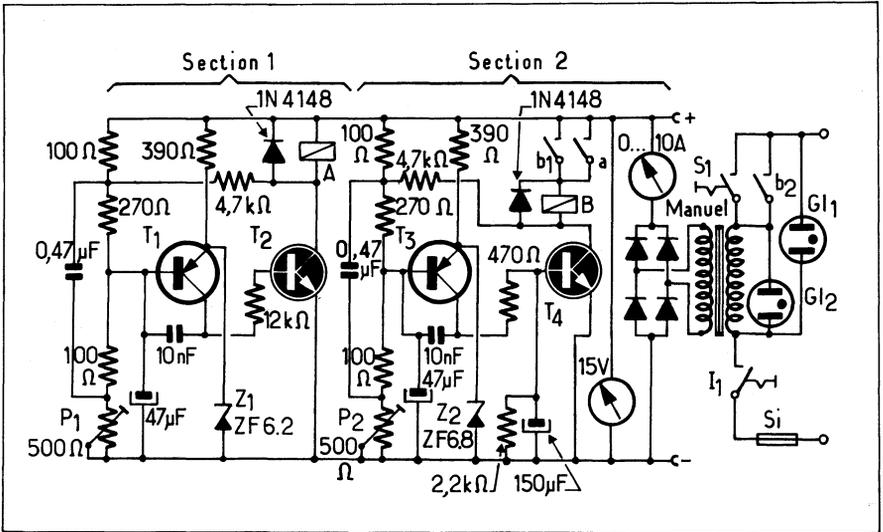


Fig. 4-32. — Schéma du chargeur à coupure automatique en fin de charge pour batteries auto.

avec les transistors  $T_1$  et  $T_2$  et le relais A (type R.L.S., à 1 contact ouvert au repos); section 2, avec les transistors  $T_3$  et  $T_4$  et le relais B (relais électromagnétique miniature à deux contacts ouverts au repos).

Le transistor  $T_1$  commence à conduire lorsque sa base se trouve plus négative que son émetteur de quelque 0,6 V, et son courant de collecteur rend conducteur  $T_2$ , ce qui fait coller le relais A et ferme le contact a.

Le contact a étant fermé, la section 2 peut fonctionner, le transistor  $T_3$  devenant conducteur, mais avec une tension minimale de départ de 8 V, c'est-à-dire légèrement supérieure à celle du transistor  $T_1$  (7,5 V). Le transistor  $T_4$  devient à son tour conducteur et fait basculer le relais B, fermant les contacts  $b_1$  (maintien) et  $b_2$  (alimentation secteur). Le processus de la charge commence et la tension de la batterie connectée à la sortie du redresseur en pont augmente lentement.

Aussitôt que cette tension atteint 12,5 V, la section 1 revient à son état de repos ( $T_1$  et  $T_2$  non conducteurs, contact a coupé), mais la charge continue, car la section 2 est toujours « active » et les contacts  $b_1$  et  $b_2$  fermés. Ce n'est qu'au moment où la tension de la batterie atteint 14,1 V que la section 2 « disjoncte », le relais B lâche et coupe les contacts  $b_1$  et  $b_2$ . Ensuite, le cycle recommence, car la section 1 redevient « opérationnelle » dès que la tension de la batterie descend au-dessous de 12,5 V, ce qui remet en fonctionnement la section 2, etc.

Si on a affaire à une batterie vraiment « vidée », dont la tension n'atteint pas 8 V, la mise en charge automatique peut ne pas fonctionner et il faut alors enfoncer la touche  $S_1$  (« Manuel »). Dès que la tension de la batterie a dépassé 8 V, on peut couper  $S_1$  et le fonctionnement continue en automatique.

Pour la mise au point de l'ensemble, il faut disposer d'une source de tension continue variable de 7 à 15 V à peu près, que l'on règle à 12,5 V et qu'on connecte à la place de la batterie (en respectant la polarité), après avoir retiré le cordon secteur de la prise. On règle alors  $P_1$  exactement jusqu'à la coupure du contact  $a$  (relais A lâche). Ensuite, on augmente la tension appliquée jusqu'à 14,1 V et on règle  $P_2$  de façon à faire revenir le relais B à sa position de repos (coupure des contacts  $b_1$  et  $b_2$ ). On fait varier ensuite la tension appliquée entre 12,5 et 14,1 V pour s'assurer du fonctionnement correct de la mise en marche et de la coupure automatique.

Si on ne dispose pas d'une source de tension continue variable, on peut procéder autrement. On connecte la batterie à charger à ses bornes, on branche le secteur et on ferme l'interrupteur  $I_1$ . Si l'ampoule néon  $Gl_2$  ne s'éclaire pas, enfoncer la touche  $S_1$  et attendre que la tension de la batterie monte à plus de 8 V, après quoi commuter en « Automatique » (faire revenir la touche  $S_1$ ) et attendre que la tension monte à 14,1 V. Régler alors  $P_2$  pour que le relais B lâche et faire débiter la batterie sur une charge suffisamment faible pour que sa tension descende à 12,5 V, puis régler  $P_1$  de façon à rendre  $T_1$  conducteur et faire coller le relais A.

A noter que si on déconnecte la batterie sans couper le secteur, le système automatique continue à fonctionner indéfiniment.

En ce qui concerne les transistors à utiliser on peut choisir BCY 79, BC 117, BC 557, etc., pour  $T_1$  et  $T_3$ , et BCY 59, BC 107, BC 547, etc., pour  $T_2$ . En tant que  $T_4$ , suivant le type du relais B et le courant demandé, on adoptera un 2 N 3054, BD 187 ou même BCY 59, BC 107, etc.

Le secondaire du transformateur doit être prévu pour une tension efficace de 15 à 16 V environ et une intensité en rapport avec celle de la batterie à charger. Il en sera de même en ce qui concerne le pont redresseur ou les diodes qui le constituent.

## Un chargeur très simple pour accumulateurs cadmium-nickel

Le montage dont le schéma est représenté dans la figure 4-33 permet de maintenir constamment chargée une petite batterie d'accumulateurs cadmium-nickel faisant partie d'un appareil portable quelconque, tout en limitant l'intensité du courant de charge. Il ne demande que trois transistors, deux résistances et, éventuellement, une diode Zener, de sorte que le

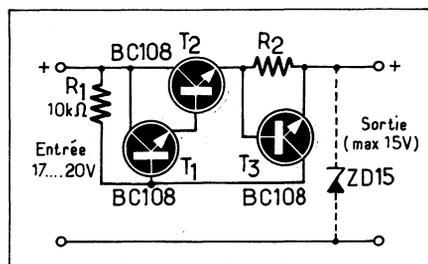


Fig. 4-33. — Ce petit chargeur pour batteries cadmium-nickel est, en même temps, un limiteur de courant.

volume occupé par l'ensemble représente à peu près  $1 \text{ cm}^3$  et que ce chargeur peut très certainement être incorporé sans difficulté à la plupart des appareils où il peut être utile.

Les transistors utilisés admettent un courant jusqu'à  $50 \text{ mA}$  sans dépasser la limite de dissipation maximale. La résistance  $R_1$  rend conducteurs les transistors  $T_1$  et  $T_2$ , tandis que  $T_3$  demeure bloqué tant que la chute de tension sur  $R_2$  reste inférieure à son seuil de conduction, c'est-à-dire  $0,6 \text{ V}$  environ. Dès que ce seuil est dépassé,  $T_3$  commence à conduire et son courant de collecteur provoque une chute de tension plus importante sur  $R_1$ , ce qui rend la base de  $T_1$  moins positive, son courant d'émetteur plus faible et, par conséquent,  $T_2$  moins conducteur. Le courant à travers  $R_2$  diminue, la chute de tension aussi et tout rentre dans l'ordre.

La courbe de la figure 4-34 permet de choisir la valeur de  $R_2$  en fonction de l'intensité maximale du courant de sortie  $I$  qu'on ne veut pas dépasser.

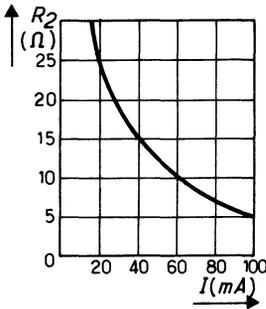


Fig. 4-34. — Courbe permettant de choisir la valeur de la résistance  $R_2$  de la figure 4-33.

La diode Zener placée à la sortie empêche la batterie chargée de dépasser la tension maximale, mais la tension de stabilisation de cette diode doit correspondre avec précision à cette tension ( $15 \text{ V}$  pour 10 éléments Cd Ni), car si elle est trop faible, par suite de la dispersion inévitable de caractéristiques, la batterie ne pourra jamais être chargée à fond. Donc, si on n'est pas sûr de la tension Zener réelle, il est préférable de supprimer cette diode.

En règle générale, les accumulateurs cadmium-nickel doivent être chargés pendant 14 heures tout au plus avec une intensité correspondant au dixième de leur capacité. Un temps de charge plus long ne peut être toléré qu'avec une intensité plus faible.

Les trois transistors indiqués sur le schéma peuvent être des BC 118, BC 167, BC 171, BC 237, BC 267, BC 547, BC 330, etc.

## Un chargeur automatique 12 V-1 A

On sait que la tension aux bornes d'une batterie d'accumulateurs au plomb ne doit pas descendre au-dessous d'une certaine valeur (et y demeurer pendant un temps plus ou moins long) si on veut que la « longé-

« vité » de cette batterie reste normale, et cela suppose donc des recharges régulières. La charge d'une batterie se fait dans les meilleures conditions et le plus rapidement si on opère à tension constante qui est de quelque 2,5 V par élément. Dès que le courant de charge dépasse, dans ces conditions, une certaine valeur, qui dépend des caractéristiques de la batterie et peut être ajustée en conséquence, la charge est considérée comme terminée et un dispositif automatique disjoncte le chargeur.

Ce chargeur, dont le schéma est représenté dans la figure 4-35, est conçu pour une batterie de 12 V et peut délivrer un courant maximal de 1 A. Il démarre automatiquement pour toute batterie dont la tension aux bornes est de 12,3 V (ou moins, bien entendu), le courant maximal provoquant l'interruption automatique de la charge étant ajustable par un potentiomètre.

La batterie à charger est connectée aux bornes A-B, et si sa tension est inférieure à la tension de claquage (ou de stabilisation)  $U_Z$  de la diode Zener, diminuée de la tension  $U_3$  aux bornes de la diode double  $D_3$  et augmentée de la tension de seuil  $U_{BE2}$  de transistor  $T_2$  (qui est un germanium). Il en résulte que la tension à la base de  $T_2$  sera de l'ordre de  $-12,5$  V à peu près, compte tenu de la dispersion moyenne de  $U_Z$  et de  $U_3$  (1,33 à 1,47 V). Donc, si on connecte en A-B une batterie dont la tension est égale ou inférieure à 12,3 V, l'émetteur de  $T_2$  se trouvera au moins de 0,2 V moins négatif que la base et le transistor  $T_2$  deviendra conducteur, ce qui entraîne la saturation de  $T_3$  et la fermeture du circuit de charge ou commence à circuler le courant correspondant.

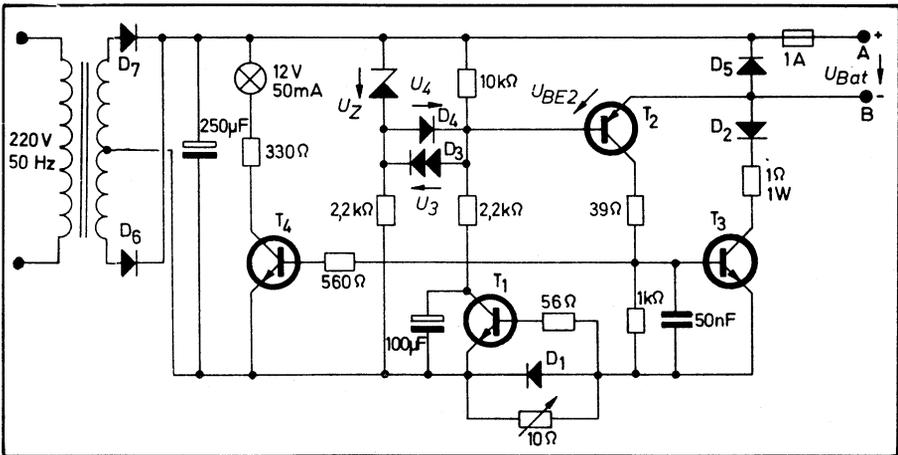


Fig. 4-35. — Schéma complet du chargeur automatique 12 V-1 A.

Une fraction de ce courant se trouve dérivée vers la base de  $T_1$  qui devient conducteur et « capte » partiellement le courant de base de  $T_2$ . La tension aux bornes de la batterie augmente et atteint à peu près 15 V, soit 2,5 V par élément.

Cette tension restant sensiblement constante, le courant de charge diminue petit à petit et il arrive finalement que la fraction dérivée vers la base de  $T_1$  s'avère insuffisante pour maintenir  $T_1$  en état de conduction. Le courant de collecteur de ce transistor diminue, ce qui réduit le courant de base de  $T_2$  et entraîne une nouvelle diminution du courant de charge, ce qui aboutit finalement au basculement de l'ensemble et au blocage de tous les transistors. La batterie est alors complètement chargée.

Si on doit remettre en charge immédiatement après une autre batterie, il faut déconnecter auparavant le chargeur du secteur pendant quelques instants, ce qui permet au condensateur de  $100 \mu\text{F}$ , placé en parallèle sur  $T_1$ , de se décharger, afin de faciliter l'établissement du courant de base de  $T_2$  au moment de la remise en marche.

La diode  $D_1$  placée pratiquement entre la base et l'émetteur de  $T_1$  empêche la totalité du courant de charge d'emprunter le circuit de base, ce qui exigerait l'emploi en  $T_1$  d'un transistor de puissance. La résistance variable de  $10 \Omega$  placée en parallèle sur  $D_1$  permet d'ajuster le courant entraînant l'arrêt de la charge.

Le condensateur placé entre la base de  $T_3$  et la ligne « moins » empêche la naissance d'oscillations H.F. dans le circuit de régulation, tandis que la diode  $D_2$  évite que la batterie restée connectée en A-B puisse se décharger à travers la diode collecteur-base de  $T_3$  qui se trouve dans le sens de conduction.

Pour éviter les dégâts que peut provoquer une batterie connectée à l'envers aux bornes A-B, une diode ( $D_5$ ) a été prévue, qui, dans le cas d'une erreur de ce genre, laisse passer un courant tellement intense que le fusible de 1 A (rapide) « saute » instantanément.

Le chargeur décrit possède une lampe de signalisation (12 V, 50 mA) qui reste allumée tant que la charge d'une batterie se poursuit. Cette lampe est commandée par le transistor  $T_4$  qui ne reçoit un courant de base que si le transistor  $T_3$  est saturé.

Pour le choix des semi-conducteurs, on s'inspirera des remarques suivantes :

- les diodes  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  et  $D_7$  sont du type BY127, BY227, 1 N 4001, etc.;
- la diode  $D_3$  est une diode stabilisatrice pour faibles tensions (1,4 V environ) : BZX 75-C1V4, deux BZX 55-C0V8 en série, ESM 369-1,5 V, etc.;
- la diode  $D_4$  est une BAY 17, BAV 10, etc.;
- la diode Zener doit présenter une tension de claquage de 13,7 V avec une précision de  $\pm 1 \%$ ; la choisir et étalonner parmi les types suivants : BZX 79-C13, ZPY 13 ( $\pm 5 \%$ ); ZD 13 ( $\pm 5 \%$ ), etc.;
- $T_1$  : BCY 57, BC 108 A, BC 548 A, etc.;
- $T_2$  : transistor germanium AC 125, AC 126, AC 122. Si on y utilise un transistor silicium (BC 178, BC 558, etc.), il faut diminuer la tension  $U_Z$  de 0,4 V environ pour conserver les mêmes limites de fonctionnement;
- $T_3$  : BSY 82, 2 N 2219, BFY 51, etc.;
- $T_4$  : BSY 51, BFY 51, 2 N 2218, 2 N 697, etc.

En ce qui concerne le sens des enroulements, le point placé à l'une de leurs extrémités indique le départ du bobinage, c'est-à-dire l'extrémité « intérieure ».

## Exemples de calcul

### Alimentation d'un moteur de magnétophone

Ce moteur doit être alimenté sous 220 volts-50 Hz et la puissance nécessaire représente 10 VA. Comme l'« électronique » de ce magnétophone est alimentée sous 6 V, on choisit une batterie de 6 V également comme source de tension. D'autre part, la tension à « transformer » étant peu élevée, on adopte le convertisseur symétrique parallèle de la figure 5-3, dont le collecteur de chaque transistor devra supporter une tension  $U_{ce}$  pouvant atteindre la double de celle de la batterie ( $U_b$ ). Donc

$$U_{ce} \leq 2 \cdot U_b = 12 \text{ V.} \quad (1)$$

Le courant collecteur de pointe  $I_{c \text{ max}}$  sera donné en fonction de la puissance maximale nécessaire  $P_{\text{max}}$  (10 VA) et de la tension de saturation  $U_{sat}$ , que l'on peut fixer sans grande erreur à 0,5 V pour la plupart des transistors de puissance. On obtient ainsi

$$I_{c \text{ max}} \leq 1,2 \frac{P_{\text{max}}}{U_b - U_{sat}} = 2,18 \text{ A,} \quad (2)$$

avec les valeurs en notre possession. En tenant compte du courant et de la tension ci-dessus, nous pouvons choisir les transistors nécessaires, en nous efforçant de trouver un modèle dont les valeurs limites représentent à peu près le double de celles calculées par les relations (1) et (2). Il ne faut pas oublier qu'un transistor utilisé en régime permanent voisin de ses limites voit ses caractéristiques se dégrader avec le temps, contrairement à ce qui se passe lorsqu'on admet une marge de sécurité confortable. Cette dégradation se traduit essentiellement par la diminution du gain en courant et de la résistance en état de non conduction, ce qui aboutit, à la longue, à une surcharge du transistor. Pour le calcul du transformateur on adoptera des tôles de qualité 1,2 W et une induction de saturation  $B_s$  de 14 000 gauss.

Dans notre cas, les transistors choisis fonctionnent en régime d'interruption alternée, ce qui signifie que chacun devient alternativement bloqué ou conducteur et qu'à un instant donné l'un est conducteur tandis que l'autre est bloqué.

Lorsque l'un des transistors est conducteur, il se place, en réalité, en régime de saturation, où le courant de collecteur atteint la valeur  $I_{c \text{ max}}$  tandis que la tension entre le collecteur et l'émetteur se réduit à celle de saturation  $U_{sat}$ .

Lorsque le même transistor passe en état de non conduction, sa base se trouve pratiquement au potentiel de l'émetteur et seul le cou-

rant résiduel  $I_{ces}$  parcourt le circuit de collecteur. La tension collecteur-émetteur prend la valeur  $U_{ce}$  définie plus haut.

Dans ce qui suit, on va désigner par A l'état saturé et par B l'état bloqué et on adoptera les notations suivantes :

$P_{ca}$  : puissance dissipée par le transistor en régime de saturation. Cette puissance est évidemment égale au produit  $U_{sat} \cdot I_{c\ max}$ .

$P_{cb}$  : puissance dissipée par le transistor en régime bloqué. Elle est égale à  $U_{ce} \cdot I_{ces}$ .

$t_a$  et  $t_b$  : durée de chaque état :  $t_a$  de l'état saturé ;  $t_b$  de l'état bloqué.

Les deux états A et B du transistor correspondent à deux points de fonctionnement situés pour ainsi dire aux extrémités opposées de la droite de charge et qui doivent se trouver tous les deux en-deçà de l'hyperbole de puissance dissipée limite, même si la droite de charge elle-même coupe cette hyperbole.

En somme, le point de fonctionnement de chaque transistor saute, en quelque sorte, d'une extrémité à l'autre, suffisamment vite pour que la surcharge qui en résulte pendant le passage dans la « zone interdite » soit négligeable.

La puissance moyenne  $P_m$  dissipée par le transistor, et qui ne doit jamais dépasser  $P_{c\ max}$ , peut être déterminée par la relation

$$P_m = \frac{P_{ca} \cdot t_a + P_{cb} \cdot t_b}{t_a + t_b} \quad (3)$$

L'expression  $P_{cb} = U_{ce} \cdot I_{ces}$  n'est valable que si le transistor est vraiment bloqué. S'il ne l'est pas complètement c'est le courant  $I_{cb}$  qui y intervient à la place de  $I_{ces}$ , mais cela ne change pas grand-chose. En revanche, si le transistor n'est pas complètement saturé, la tension  $U_{ce}$  n'est plus très faible et égale à  $U_{sat}$ , mais prend une certaine valeur nettement plus élevée, par exemple 1,5 V, ce qui conduit pratiquement à une puissance dissipée double ou triple. Il est donc toujours recommandé de prévoir une attaque de base avec une amplitude légèrement supérieure à celle qui est nécessaire.

La tension produite par le convertisseur est rectangulaire et symétrique, de sorte que le rapport cyclique est pratiquement égal à 1, ce qui entraîne  $t_a = t_b$  et la puissance dissipée moyenne donnée par la relation

$$P_m = \frac{P_{ca} + P_{cb}}{2} \quad (4)$$

La valeur du courant  $I_{ces}$  est très souvent indiquée dans les caractéristiques fournies par les fabricants et on peut généralement admettre  $I_{ces} = I_{co}$  lorsqu'il s'agit de transistors de puissance. D'autre part,

pour avoir une marge de sécurité suffisante on adopte  $U_{ce} = 2 U_b$  et on obtient, en reprenant les chiffres des relations précédentes et, en particulier,  $U_{sat} = 0,5 \text{ V}$  et  $I_{ces} = 1,5 \text{ mA}$ ,

$$P_m = \frac{2,18 \cdot 0,5 + 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 12}{2} = 0,55 \text{ W},$$

puissance qui doit être, dans tous les cas, inférieure (ou, tout au plus égale), à la puissance dissipée maximale du transistor choisi.

En tenant compte de la puissance maximale  $P_{c \text{ max}} = 10 \text{ VA}$  dont on a besoin, on détermine l'ordre de grandeur de la section  $Q$  du noyau (en  $\text{cm}^2$ ) qu'il est nécessaire de prévoir

$$Q = \sqrt{P_{c \text{ max}}} = 3,16 \text{ cm}^2. \quad (5)$$

Le tableau I indique, pour un certain nombre de circuits magnétiques réalisés avec des tôles de dimensions courantes, la section nominale du noyau  $Q_n$ , la surface de la fenêtre  $Q_f$  et la densité maximale admissible du courant  $I_d$ , d'autant plus réduite que  $Q_f$  et  $Q_n$  sont plus grands, car le refroidissement de l'enroulement se fait plus mal. Le croquis de la figure 5-7 montre la forme des tôles utilisées et les dimensions indiquées dans le tableau. Dans tous les cas, l'assemblage de ces tôles doit être fait sans entrefer, c'est-à-dire en alternant la position de la coupure lors de l'empilage. Dans le cas présent on choisit le circuit n° 2.

La section réelle du noyau est toujours un peu plus faible que celle qui est calculée par (5), car cette dernière relation tient compte des irrégularités de l'empilage. On peut dire qu'entre la section « brute »  $Q_b$  et la section réelle  $Q_r$  on a la relation approximative

$$Q_b = 1,12 Q_r.$$

D'autre part, lorsqu'on a calculé la section à l'aide de (5), il faut toujours choisir dans le tableau un circuit magnétique à section nettement supérieure et, dans tous les cas, au moins égale à  $Q_b$ . Il n'y a aucun inconvénient à adopter une section encore plus importante, et seul l'encombrement du transformateur constitue en cela une limitation possible.

Pour le calcul du nombre de spires des différents enroulements on a intérêt à calculer le facteur auxiliaire :

$$G_1 = B_s \cdot Q_n \cdot f, \quad (7)$$

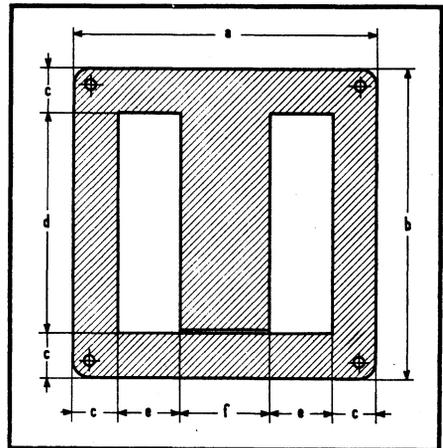
où l'induction  $B_s$  est exprimée en *kilogauss*, la section  $Q_n$  en *centimètres carrés* et la fréquence  $f$  en *hertz*. Pour  $B_s = 14$ ,  $f = 50$  et  $Q_n = 3,2 \text{ cm}^2$  (circuit n° 2), on trouve  $G_1 = 2240$ .

On désigne également par  $U_1$  la différence  $U_b - U_{sat}$ , soit  $5,5 \text{ V}$  dans le cas présent. Dans ces conditions, on a :

Circuit (n°)	Dimensions tôles (en mm)						Q <sub>n</sub> (cm <sup>2</sup> )	Q <sub>f</sub> (cm <sup>2</sup> )	I <sub>d</sub> (A/mm <sup>2</sup> )
	a	b	c	d	e	f			
1	42	42	6	30	9	12	1,74	1,8	4,2
2	55	55	8,5	38	10,5	17	3,2	2,7	3,6
3	65	65	10	45	12,5	20	5,3	3,9	3,1
4	74	74	11,5	51	14	23	7,2	5	2,8
5	85	85	14,5	56	13,5	29	9,2	5,2	2,8
6	85	85	14,5	56	13,5	29	12,2	5,2	2,7
7	102	102	17	68	17	34	11,7	8	2,5
8	102	102	17	68	17	34	17,4	8	2,4

Tableau I. — Caractéristiques de quelques tôles courantes.

Fig. 5-7. — Dimensions dont il faut tenir compte lorsqu'on choisit une tôle magnétique.



Pour chaque moitié du primaire  $n_1 - n'_1$  (fig. 5-3) :

$$n_1 = n'_1 = \frac{U_1}{4 G_1} \cdot 10^8 \approx 62 \text{ spires}$$

Pour le secondaire  $n_3$  qui, rappelons-le, doit donner une tension de sortie  $U_s = 220 \text{ V}$  :

$$n_3 = 1,05 n_1 \frac{U_s}{U_1} = 2\,600 \text{ spires.}$$

Pour chaque moitié de l'enroulement de réaction  $n_2 = n'_2$  :

$$2 n_1 \frac{U_{b_2}}{U_1} = 18 \text{ spires,}$$

où la tension  $U_{b_2}$  intervient pour 0,8 V, et représente la tension base-émetteur pour  $I_{c \text{ max}}$ .

Il faut estimer maintenant la place qu'occuperait chacun des enroulements, pour voir si les trois vont pouvoir se loger dans la fenêtre du circuit magnétique choisi,  $Q_f = 2,7 \text{ cm}^2$ , sans oublier que les enroulements  $n_1-n'_1$  et  $n_2-n'_2$  sont doubles :  $2 \times 62$  spires pour le premier ;  $2 \times 18$  spires pour le second.

La section de chaque fil est déterminée, en millimètres carrés, en divisant l'intensité qui traverse l'enroulement correspondant par la densité propre au circuit magnétique utilisé.

L'intensité  $I_1$  dans l'enroulement  $n_1-n'_1$  étant de 2,18 A, la section  $q_1$  du fil y sera  $2,18/3,6 = 0,605 \text{ mm}^2$ , ce qui correspond à un diamètre  $d_1 = 0,87 \text{ mm}$ .

L'intensité  $I_2$  dans l'enroulement de réaction  $n_2-n'_2$  est arbitrairement fixée à 0,1  $I_1$ , soit 0,218 A, ce qui correspond à une section  $q_2$  de  $0,06 \text{ mm}^2$  et à un diamètre  $d_2$  de 0,28 mm.

Enfin, l'intensité dans le secondaire  $n_3$  est conditionnée par la puissance que doit fournir ce secondaire : 10 VA sous 220 V, soit, en gros, 0,045 A et une section de fil  $q_3 = 0,0146 \text{ mm}^2$ , correspondant à un diamètre  $d_3$  de 0,13 mm.

Le tableau II indique, pour un certain nombre de diamètres courants, la section (en  $\text{mm}^2$ ) et le nombre de spires qu'il est possible de loger dans un centimètre carré de la surface de la fenêtre. Cette colonne tient compte de l'épaisseur de l'émail, mais non des couches de papier entre les « primaires » et le secondaire, de sorte qu'il est prudent de multiplier par 2 environ la place occupée par le fil seul.

Pour le fil  $d_1$  ( $2 \times 62$  spires), il faut environ  $124/95 = 1,3 \text{ cm}^2$ .

Pour le fil  $d_2$  ( $2 \times 18$  spires), il faut environ  $0,05 \text{ cm}^2$ .

Diamètre (mm)	Section ( $\text{mm}^2$ )	Spires par $\text{cm}^2$	Diamètre (mm)	Section ( $\text{mm}^2$ )	Spires par $\text{cm}^2$
0,10	0,008	6000	0,95	0,710	80
0,15	0,017	2800	1,0	0,785	73
0,20	0,031	1650	1,1	0,95	60
0,25	0,049	1100	1,2	1,13	50
0,30	0,070	740	1,3	1,33	48
0,35	0,096	560	1,4	1,54	43
0,40	0,125	430	1,5	1,76	36
0,45	0,159	350	1,6	2,01	29
0,50	0,196	280	1,7	2,28	25
0,55	0,237	230	1,8	2,54	23
0,60	0,283	200	1,9	2,84	21
0,65	0,332	170	2,0	3,14	19
0,70	0,384	150	2,1	3,46	17
0,75	0,442	130	2,2	3,80	15
0,80	0,502	115	2,3	4,15	14
0,85	0,566	100	2,4	4,52	13
0,90	0,636	90	2,5	4,91	12

Tableau II. — Caractéristiques de quelques fils émaillés.

Enfin, pour le fil  $d_3$  (2 600), il faut environ  $2\,600/3\,500 = 0,74 \text{ cm}^2$ ,  $0,74 \text{ cm}^2$ .

Cela fait, en tout,  $2,09 \text{ cm}^2$  sur  $2,7 \text{ cm}^2$  disponibles. A première vue, la surface de la fenêtre est un peu « juste » et il est possible que l'on soit obligé, dans ce cas, à recalculer le transformateur soit entièrement, en prenant un noyau plus volumineux, soit en admettant une densité de courant plus élevée, par exemple  $4 \text{ A/mm}^2$ , ce qui est encore admissible et permet de réduire le diamètre du fil.

La valeur théorique de la résistance  $R$  est donnée par le rapport  $R = U_{bc}/I_b$ , soit  $0,8/0,2 = 4\Omega$  dans le cas présent,  $I_b$  désignant le courant de base correspondant au courant de saturation des transistors, soit  $I_{c \text{ max}}$ . Cependant, étant donné la dispersion des caractéristiques, la valeur ainsi calculée ne constitue qu'une indication et, dans la pratique, il serait bon de prévoir  $R$  ajustable et de valeur maximale de  $15 \Omega$ .

Pour calculer la valeur de  $C_1$ , on utilise la relation approchée

$$C_1 \approx \frac{0,1 \cdot P_{c \text{ max}}}{U_b^2 \cdot f} \quad (8)$$

qui donne la capacité en *farad*, pour  $P_{c \text{ max}}$  en *watts*,  $U_b$  en *volts* et  $f$  en *hertz*. Avec les valeurs dont on dispose, on arrive à  $C_1 \approx 555 \mu\text{F}$ , que l'on arrondit évidemment à  $500 \mu\text{F}$ .

Quant à la valeur de  $C_2$ , qui n'est pas critique, mais doit être assez élevée, on la détermine expérimentalement entre  $500$  et  $2\,000 \mu\text{F}$ .

Lorsqu'on ne connaît qu'approximativement les caractéristiques des transistors utilisés, il peut être utile de prévoir, pour tous les enroulements, un nombre de spires un peu plus élevé que celui obtenu par le calcul et des prises intermédiaires (symétriquement disposées pour les sections  $n_1-n'_1$  et  $n_2-n'_2$ ). Cependant, comme la réalisation pratique des prises intermédiaires est un travail peu commode, il est souvent plus simple et plus rapide de réaliser 2 ou 3 transformateurs légèrement différents.

L'ajustage de la fréquence, sur  $50 \text{ Hz}$ , se fera en retirant ou en ajoutant des tôles au circuit magnétique, dont la carcasse sera prévue en conséquence.

### Alimentation d'un appareil de mesure

Il s'agit d'alimenter un appareil de mesure prévu pour  $220 \text{ V}$  -  $50 \text{ Hz}$  -  $45 \text{ W}$ , à partir d'une source de tension continue  $U_b = 48 \text{ V}$ . On adopte le schéma de la figure 5-4 et on a :

$$\begin{aligned} U_{cc} &= U_b = 48 \text{ V}; \\ P_{c \text{ max}} &= 45 \text{ W}; \\ I_{c \text{ max}} &\leq \frac{2,4 \cdot P_{c \text{ max}}}{U_b - 2 U_{\text{sat}}} = 2,39 \text{ A}, \end{aligned}$$

en admettant  $U_{\text{sat}} = 0,5 \text{ V}$ .

Le choix des transistors est ici assez délicat, car il est nécessaire qu'ils puissent supporter une tension collecteur-émetteur de 48 V et fournir un courant de collecteur de l'ordre de 3 A. On peut prendre, par exemple, AD 140, AD 163 (germanium) ou BD 438 (silicium) ou, résolument, des types nettement plus puissants : ADZ 12, ASZ 15 (germanium) ou BD 204, BDV 94 (silicium).

La puissance dissipée moyenne se calcule comme dans le cas précédent, en adoptant  $U_{sat} = 0,5$  V et  $I_{ces} = 1,5$  mA, valeurs moyennes qui donneront, dans tous les cas, un ordre de grandeur.

On prendra la même qualité de tôles (à faibles pertes, de 1,5 à 1,7 W par kilogramme) et la même induction  $B_s = 14$  kG. La section du noyau, Q, tirée de la relation (5) donne  $Q = 6,7$  cm<sup>2</sup>, et on choisit dans le tableau I le circuit n° 4 ( $Q_s = 7,2$  cm<sup>2</sup> et  $Q_r = 5$  cm<sup>2</sup>).

Dans le calcul du nombre de spires, il est nécessaire de tenir compte de la différence d'amplitude  $U_d$  (fig. 5-8), que l'on peut estimer approximativement à 5-6 % de la tension d'alimentation, c'est-à-dire à 3 V dans le cas présent. Il est commode alors, pour le calcul du nombre de spires, de former la différence

$$U_2 = U_b/2 - (U_{sat} + U_d) = 20,5 \text{ V.}$$

Dans ces conditions, le nombre de spires de l'enroulement  $n_1$  sera

$$n_1 = \frac{U_2}{4 G_2} \cdot 10^5,$$

où  $G_2$ , calculé à l'aide d'une relation analogue à (7), représente environ 5 000. On trouve  $n_1 = 102$  à 103 spires.

Le nombre de spires du secondaire  $n_3$  s'obtient en multipliant  $n_1$  par le rapport  $1,05 U_b/U_2$ , soit 1,12 environ. Il en résulte :  $n_2 = 1140$  à 1155 spires.

Pour le calcul des enroulements de réaction  $n_2$  et  $n'_2$ , il est nécessaire de connaître la tension base-émetteur  $U_{be}$  correspondant à l'état saturé du transistor utilisé, c'est-à-dire à  $I_{c \text{ max}}$ . On suppose ici que  $U_{be} = 1$  V, ce qui est un ordre de grandeur pour la plupart des transistors de cette puissance. On obtient alors  $n_2$  et  $n'_2$  en multipliant  $n_1$  par le rapport  $2 U_{be}/U_2$ , ce qui donne  $n_2 = n'_2 = 0,098 n_1$  soit 10 spires environ.

Les résistances R et R' seront calculées à l'aide du rapport  $R = U_{be}/I_b$  avec  $I_b = 0,2$  A, comme dans l'exemple précédent. On trouve  $R = 5 \Omega$  et on adopte une résistance ajustable de 10  $\Omega$ .

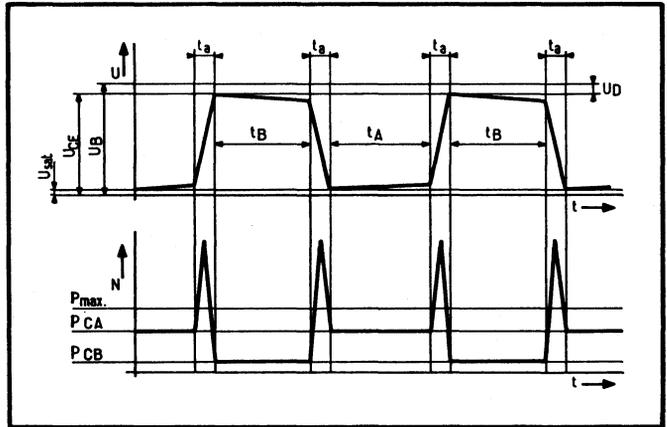
La valeur des condensateurs  $C_2$  et  $C'_2$  se calcule (en farad) à l'aide de la relation

$$C_2 = C'_2 = \frac{P_{c \text{ max}}}{1,4 \cdot f \cdot U_b \cdot U_d},$$

ce qui donne environ 4 500  $\mu\text{F}$ . La tension de service de ces condensateurs doit être de 30 à 40 V.

La valeur des condensateurs  $C_1 - C'_1$  est peu critique : 25 à 50  $\mu\text{F}$ .

Fig. 5-8. — La forme de la tension délivrée par le convertisseur et l'allure de la puissance dissipée.



En ce qui concerne le calcul de la section du fil nécessaire pour chaque enroulement et de l'encombrement total, on s'inspirera de ce qui a été dit dans l'exemple précédent.

### Convertisseur 200 W

Il s'agit de transformer une tension continue de 48 V en une tension alternative de 220 V - 50 Hz afin d'alimenter un circuit d'utilisation consommant 200 W. En choisissant le schéma de la figure 5-5, qui convient le mieux pour ce genre de convertisseur, on trouve, par analogie avec l'exemple précédent :

$$U_{ce} = U_b = 48 \text{ V};$$

$$P_{c \text{ max}} = 200 \text{ W};$$

$$I_{c \text{ max}} \leq \frac{1,2 P_{c \text{ max}}}{U_b - U_{sat}} \approx 5,05 \text{ A.}$$

Pour le choix des transistors, on s'inspirera de ce qui a été dit à propos de la réalisation précédente, en ne retenant, cependant que des transistors pouvant fournir un courant de quelque 5 A : BD 204, BDV 94, ADZ 12, ASZ 15, etc.

En ce qui concerne le circuit magnétique, la relation (5) donne  $Q = 14,1$  centimètres carrés, ce qui fait adopter le circuit n° 8 du tableau I, avec  $Q_n = 17,4$  centimètres carrés.

Pour le calcul des spires de  $n_1$  on utilisera la relation

$$n_1 = \frac{U_b - 2 U_{sat}}{4 B_s \cdot Q_n \cdot f} \cdot 10^5,$$

ce qui, dans l'exemple choisi, donne  $n_1 = 96$  spires. A partir de là, le nombre de spires  $n_3$  du secondaire se calcule à l'aide de la relation déjà utilisée dans le premier exemple, soit  $n_3 = 1,05 U_s n_1/U_3$ , où  $U_3 = U_b - 2 U_{sat}$ . On trouve  $n_3 = 492$  spires.

Toutes les sections marquées  $n_2$  ont le même nombre de spires, que l'on calcule à l'aide de la relation

$$n_2 = n_1 \frac{2 U_{be}}{U_3},$$

ce qui donne  $n_2 \approx 4$  spires.

Le calcul de la section des fils et de la place occupée par tous les enroulements se fera comme dans les exemples précédents.

Les résistances  $R_2$ ,  $R'_2$  et  $R''_2$  sont calculées comme précédemment par le rapport  $U_{be}/I_b$  et réalisées, dans la pratique, sous la forme de résistances ajustables de  $10 \Omega$ . Pour le calcul du condensateur C on utilise la relation (8), qui donne  $1700 \mu\text{F}$ . On peut se contenter de  $1500 \mu\text{F}$ . Les résistances  $R_1$  et  $R'_1$  sont destinées à faciliter le démarrage; leur valeur, à déterminer expérimentalement, se situe vers  $500 \Omega$ .

### Quelques remarques

Un convertisseur monté suivant le schéma de la figure 5-3 convient surtout lorsqu'il s'agit de transformer une tension continue faible et que le circuit d'utilisation n'exige qu'une puissance réduite. La puissance dissipée moyenne étant également faible, les transistors choisis peuvent être utilisés le plus souvent sans aucun radiateur.

Le schéma de la figure 5-4 est indiqué lorsqu'il faut transformer une tension continue relativement élevée (supérieure à 12-15 V, par exemple) et d'assurer l'alimentation d'un appareil à faible ou moyenne consommation. Le rendement électrique de ce convertisseur est moins bon que celui du précédent et les transistors choisis demandent souvent l'adjonction d'un radiateur. Il faut donc, se basant sur les caractéristiques fournies par le constructeur, calculer soigneusement la puissance dissipée moyenne et s'assurer qu'elle ne dépasse pas les possibilités du transistor utilisé sans radiateur.

Le schéma de la figure 5-5 convient lorsque la tension continue à transformer est élevée et qu'il faut obtenir une puissance importante à la sortie. Les deux transistors d'une paire se trouvent, en fait, en parallèle, ce qui divise pratiquement par deux, pour chacun, la part de la puissance à dissiper. L'emploi éventuel d'un radiateur est à envi-

sager, dans les mêmes conditions que précédemment, en tenant compte de la puissance moyenne à dissiper.

Dans tous les cas, le rendement est optimal lorsque chaque transistor est, d'une part, placé en régime saturé aussi complet que possible et, d'autre part, bloqué totalement pendant l'autre phase de son fonctionnement, son courant de collecteur se réduisant alors à  $I_{ces}$ . De plus, il est essentiel que le passage d'un état à l'autre se fasse très rapidement, c'est-à-dire que le temps  $t_s$  (fig. 5-8) soit aussi réduit que possible. Pour cette dernière raison, il est toujours préférable de choisir, pour un convertisseur, des transistors du type commutation, nettement plus « rapides » que les types B.F. de puissance comparable.

### Réalisation des bobinages

Lorsqu'il s'agit de réaliser un enroulement en fil de gros diamètre, toujours difficile à manier et peu commode à loger, il est préférable d'utiliser deux (ou plus) fils parallèles, dont la section globale est égale à celle qui est nécessaire.

Une règle empirique veut que la place occupée par le « primaire » représente 50 % de la place totale disponible dans la « fenêtre », que le « secondaire » occupe 40 % et les deux enroulements de réaction les 10 % qui restent.

Pour réduire au minimum l'inductance de dispersion, il faut que les sections du primaire soient couplées d'une façon aussi serrée que possible. Si chaque section est réalisée en un seul fil, on les bobine ensemble et on les connecte suivant la disposition de la figure 5-9.

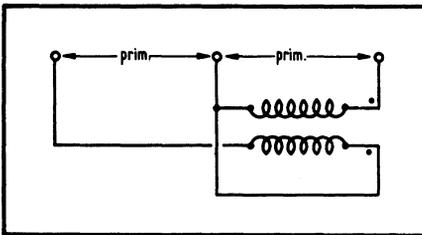
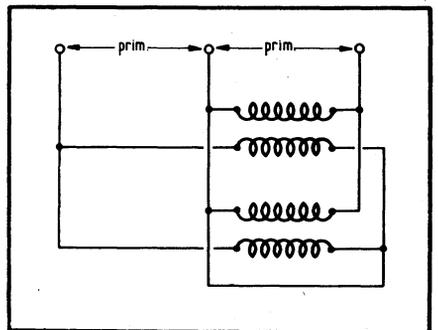


Fig. 5-10. — Schéma d'un enroulement symétrique où chaque section est réalisée en deux fils parallèles.

Fig. 5-9. — Schéma d'un enroulement symétrique réalisé en « bifilaire ».



Si chaque section est déjà en deux fils, pour des raisons indiquées plus haut, le bobinage sera réalisé suivant la disposition de la figure 5-10, autrement dit en disposant les fils en « sandwich ».

Les différents exemples donnés plus haut ont été calculés à l'aide de relations approchées et à partir des caractéristiques moyennes des

Fig. 5-15. — (Ci-contre). Oscillogrammes représentant la forme des tensions et des courants relevés aux bornes de l'un des transistors.

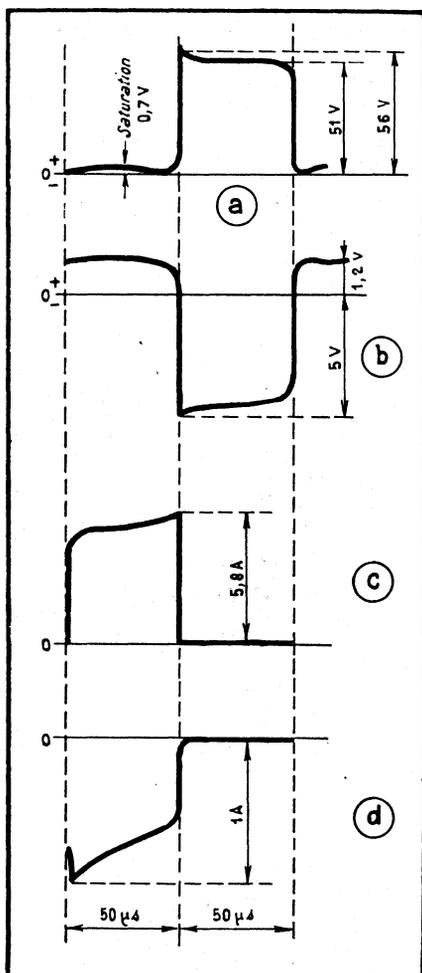
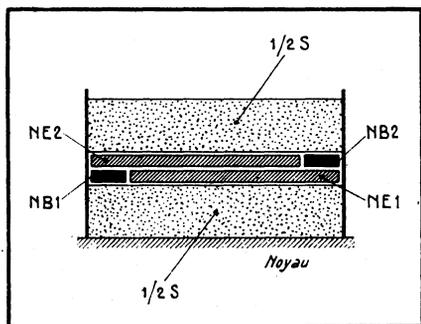


Fig. 5-16. — (Ci-dessous). Disposition des différents enroulements sur le noyau du transformateur.



Les oscillogrammes *a*, *b*, *c* et *d* (fig. 5-15) représentent la forme des tensions et des courants relevés aux bornes de l'un des transistors, sensiblement identiques à ce que l'on peut trouver à l'autre.

En *a* on voit le signal relevé au collecteur par rapport à l'émetteur.

En *b*, c'est le signal que l'on trouve sur la base par rapport à l'émetteur.

En *c*, on voit la forme du courant de base, et en *d* celle du courant d'émetteur.

La tension de sortie varie peu avec le débit : 420 V pour 0,3 A ; 440 V pour 0,1 A.

## Un convertisseur pour tube fluorescent

Ce convertisseur (fig. 5-17) permet l'éclairage d'une caravane, d'un bateau ou d'une tente à partir d'une batterie de 12 V, en utilisant un tube fluorescent de 8 W, équivalent, en tant que puissance d'éclairage, à une lampe de 25 W. Dans le cas où le « moins » de la batterie est réuni à la masse, le schéma représenté ici reste sans changement et le transistor peut être monté directement sur le support métallique du tube sans aucun isolement.

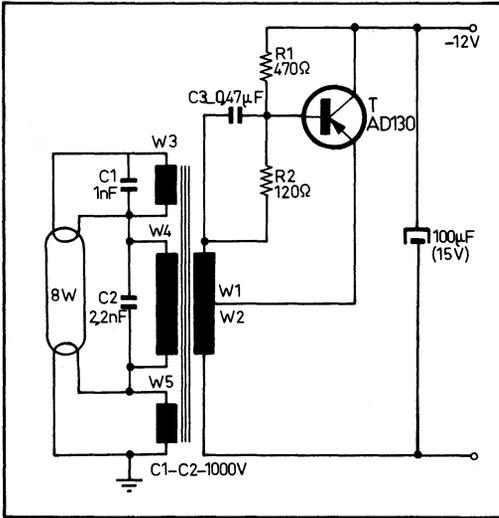


Fig. 5-17. — Ce convertisseur permet d'alimenter un tube fluorescent de 8 W à partir d'une batterie d'accumulateurs de 12 V.

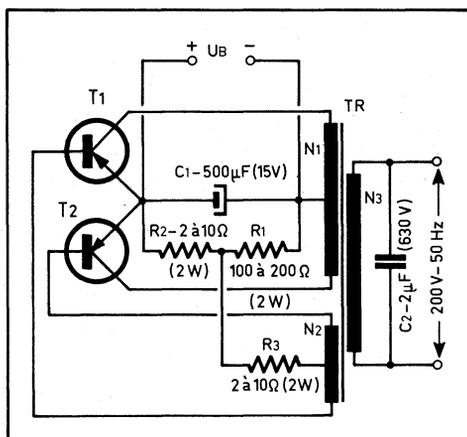
Si c'est le « plus » de la batterie qui est réuni à la masse, on remplace le transistor AD130 par un *n-p-n* 2N3055 et on inverse la polarité de l'électrochimique et de la batterie. Dans ce cas, on doit aussi augmenter un peu la valeur de  $R_2$  et diminuer celle de  $R_1$ . Le circuit magnétique du transformateur peut être un EI en ferroxcube, dont le noyau a une longueur de 30 mm au moins. Les enroulements  $w_1$  et  $w_2$  sont réalisés en fil émaillé de 0,5 mm : 7 et 6 spires, respectivement. Les trois autres enroulements sont réalisés en fil émaillé de 0,2 mm : 7 spires pour  $w_3$  et  $w_5$ ; 230 spires pour  $w_4$ .

## Pour utiliser un rasoir électrique 220 V sur une batterie de voiture 6 ou 12 V

Le schéma du convertisseur qui permet cette opération est celui de la figure 5-18. Normalement, un tel convertisseur délivre à la sortie une tension sensiblement rectangulaire, ce qui ne convient guère pour faire fonctionner un rasoir électrique. Mais grâce au condensateur  $C_2$  cette tension devient approximativement sinusoïdale et sa fréquence se situe vers 50 Hz.

Certaines précautions sont à prendre lors de l'utilisation de ce convertisseur. C'est ainsi que le fait de le débrancher de la batterie sans charge à

Fig. 5-18. — Grâce à ce convertisseur on peut faire fonctionner un rasoir électrique 220 V sur une batterie de voiture de 6 ou 12 V.



la sortie, c'est-à-dire sans que le rasoir soit connecté, peut provoquer la destruction du transistor qui se trouve bloqué à l'instant de la coupure, car l'énergie emmagasinée dans le transformateur s'y transforme en chaleur. Le condensateur  $C_1$ , placé en parallèle sur l'arrivée de la tension d'alimentation, permet, dans une certaine mesure, d'éviter que cette tension tombe brutalement à une valeur nulle, mais la bonne précaution consiste, cependant, à ne jamais faire fonctionner le convertisseur à vide ou, du moins, à ne jamais le déconnecter de la batterie sans qu'il soit chargé.

La valeur des différentes résistances est donnée à titre indicatif et correspond aux transistors dont le gain en courant est de l'ordre de 50.

Aux premiers essais, la mise en marche se fera à vide et on s'assurera que l'ensemble oscille normalement. Si tel n'est pas le cas, il faut inverser les connexions allant de l'enroulement de réaction ( $n_2$ ) vers les bases des transistors.

Lorsque le convertisseur oscille bien à vide, on augmente progressivement la valeur de la résistance  $R_2$ , en partant de 2-3 ohms, jusqu'à ce que l'oscillation se fasse normalement avec le rasoir connecté aux bornes de sortie.

L'oscillation doit disparaître si on court-circuite la sortie, mais reprend dès que le court-circuit est supprimé.

En ce qui concerne la réalisation de ce convertisseur, voici les principaux points importants.

1. Chaque transistor doit être fixé sur un radiateur constitué par une plaque en aluminium, de 2 à 3 mm d'épaisseur et dont la surface doit être d'au moins 50 cm<sup>2</sup>.

2. La résistance  $R_2$  sera, de préférence, du type ajustable.

3. Il est nécessaire de prévoir, dans les parois du coffret où sera logé le convertisseur, des trous d'aération, dans la plaque de fond et sur les côtés.

Les photos des figures 5-19 et 5-20 montrent l'aspect extérieur et intérieur du convertisseur terminé, dont les dimensions sont de 120 × 80 × 80 mm.

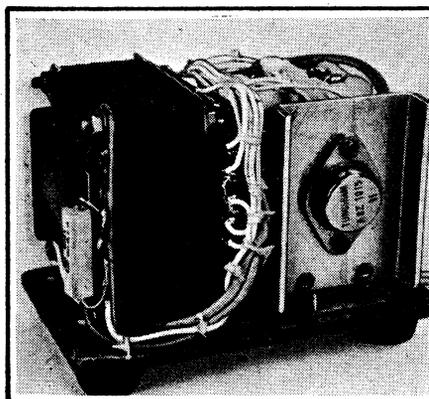


Fig. 5-19. — Aspect du convertisseur montré montrant l'un des transistors sur son radiateur.

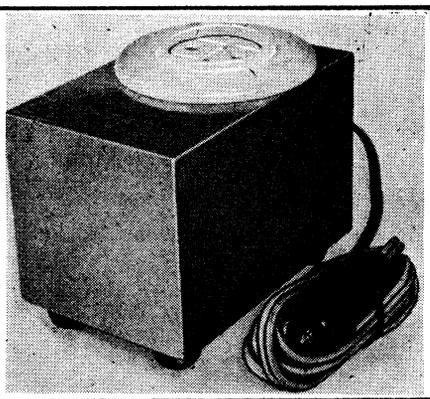


Fig. 5-20. — Aspect du convertisseur dans son boîtier, avec la prise de courant pour le rasoir sur le dessus.

Le transformateur sera réalisé sur un circuit magnétique EI de 75  $\times$  75 mm, dont les tôles seront empilées sans entrefer (en alterné) sur une épaisseur de quelque 25-28 mm. Les caractéristiques des différents enroulements sont les suivantes :

$n_1$ . — 2  $\times$  35 spires en fil émaillé de 1,1 mm pour 6 V et 2  $\times$  70 spires en fil émaillé de 0,80 mm pour 12 V. Le bobinage se fera en bifilaire (les deux fils en même temps);

$n_2$ . — 2  $\times$  15 spires en fil émaillé de 0,4 mm pour 6 V et 2  $\times$  10 spires en même fil pour 12 V. Bobinage bifilaire comme pour l'enroulement  $n_1$ ;

$n_3$ . — 1 700 spires en fil émaillé de 0,2 mm pour 6 ou pour 12 V.

Le convertisseur ainsi réalisé consomme, à vide, 2 A sous 6 V et 1 A sous 12 V. En charge (rasoir fonctionnant normalement), cette consommation est, respectivement, de 4 et de 2 A.

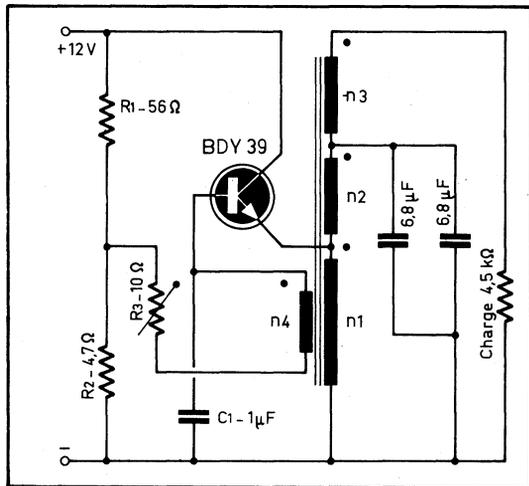
La tension de sortie, qui dépend de la charge, peut varier de 180 à 240 V et sa fréquence, également dépendant de la charge, est de 50 à 70 Hz.

Enfin, les transistors  $T_1$  et  $T_2$  peuvent être choisis parmi les types suivants : ASZ15, AUY28, AUY22, 2N1533, BD438, BD204, BDV94, etc.

## Un générateur sinusoïdal 220 V-50 Hz-10 W

Il s'agit en réalité, d'une sorte de convertisseur (fig. 5-21) alimenté en 12 V et fonctionnant avec un enroulement de réaction. La différence réside dans l'utilisation d'une section du transformateur, avec une capacité en parallèle, en tant que circuit oscillant. La forme des oscillations obtenues n'est pas rectangulaire, comme c'est le cas généralement dans les convertisseurs de ce type, mais pratiquement sinusoïdale. Cependant, à l'encontre des générateurs produisant des signaux rectangulaires, celui qui est décrit ici n'admet pas que le transistor reçoive un signal dépassant

Fig. 5-21. — Ce convertisseur permet d'obtenir une tension pratiquement sinusoïdale de 220 V avec un courant de 45 mA.



une certaine limite, autrement dit qu'il soit surchargé à l'entrée. Si cette condition est satisfaite, la forme de la tension à la sortie est pratiquement indépendante de la charge.

Il faut penser encore que la dissipation d'un transistor est plus élevée en régime sinusoïdal qu'en régime rectangulaire et que le rendement d'un générateur tel que celui décrit se situe vers 70 %.

Le transistor utilisé est employé en collecteur commun et en régime B, ce qui élimine le danger d'une surcharge à l'entrée lors d'une variation de la charge. La résistance ajustable  $R_3$  permet de rattraper la dispersion dans le gain en courant d'un transistor à l'autre.

L'alimentation de ce générateur se fait sous 12 V, avec une consommation de quelque 2,35 A. La puissance utilisable nominale doit être de 10 W, le courant de pointe du transistor de 8 A et la dissipation du transistor de 7 W. La surface du radiateur à prévoir est de 200 cm<sup>2</sup>.

Le transformateur est réalisé sur un circuit magnétique en tôles de 65 × 65 mm, avec une section du noyau de quelque 5,6 cm<sup>2</sup> et un entrefer de 0,5 mm. Tous les enroulements sont exécutés en fil émaillé et comportent 65 spires en 1,2 mm pour  $n_1$ ; 650 spires en 0,29 mm pour  $n_2$ ; 2 050 spires en 0,14 mm pour  $n_3$ ; 100 spires en 0,45 mm pour  $n_4$ . Les sections  $n_1$  et  $n_4$  sont bobinées ensemble.

Le transistor peut être également un 2N 3055, BD 142, BD 130, etc. Les deux condensateurs shuntant l'enroulement  $n_1$ - $n_2$  doivent être au polyester métallisé de la série CPM 50 (R.T.C.) ou « Plasthyr » (Siemens).

## Un convertisseur sans transformateur

C'est une technique utilisée de plus en plus souvent dans des ensembles électroniques de toute sorte et qui consiste à créer un oscillateur alimenté par la tension à convertir, puis à faire appel à un multiplicateur de tension,

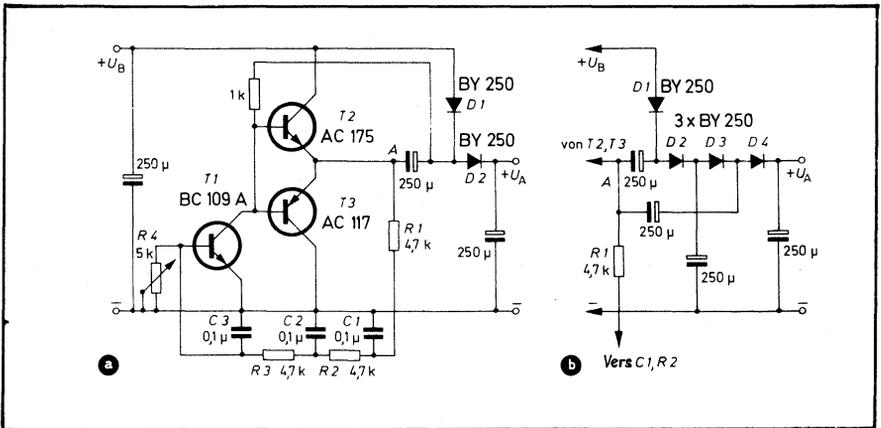


Fig. 5-22. — Ce convertisseur sans transformateur est constitué par un oscillateur suivi d'un multiplicateur de tension : doubleur (a) ou quadrupleur (b).

doubleur ou tripleur, pour obtenir une tension de 10 à 12 V, par exemple, à partir d'une batterie de 6 V.

Un montage de ce type est représenté dans le schéma de la figure 5-22 a où l'oscillation est obtenue par le circuit déphaseur à trois cellules,  $R_1-C_1-R_2-C_2-R_3-C_3$  et le fait que le transistor  $T_1$  introduit un déphasage supplémentaire de  $180^\circ$  vers 1 700 Hz, fréquence sur laquelle s'amorce l'oscillation.

La sortie de l'oscillateur se fait par deux transistors complémentaires  $T_2$  et  $T_3$  qui rappellent, en gros, la structure d'un étage de sortie B.F. classique, mais l'ensemble en diffère complètement par le régime de fonctionnement de deux transistors. Ces derniers travaillent, en effet, en interrupteurs, en ce sens que chacun des transistors est alternativement bloqué ou saturé, son état étant, à chaque alternance, contraire à celui de son « complément ». Il en résulte l'apparition, au point A, d'une tension pratiquement rectangulaire, dont l'amplitude crête-crête est de l'ordre de 8,5 V, la tension d'alimentation  $U_B$  étant de 9 V (fig. 5-23).

Ce régime de fonctionnement en interrupteur, en d'autres termes par tout ou rien, fait que la dissipation des transistors  $T_2$  et  $T_3$  est nettement plus faible qu'en régime sinusoïdal et qu'aucun réglage n'est nécessaire pour régler le courant de repos ou pour assurer la polarisation correcte des bases qui sont ici, tout simplement réunies ensemble.

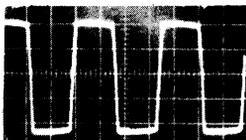


Fig. 5-23. — Forme de la tension apparaissant en A de la figure 5-22.

La symétrie du signal au point A est assurée par la contre-réaction en continu obtenue par les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ , et ajustée par  $R_4$ .

Le signal rectangulaire prélevé au point A peut être appliqué soit à un redresseur doubleur de tension comme sur le schéma de la figure 5-22a, soit à un quadrupleur, représenté dans la figure 5-22b, où la résistance  $R_1$  a la même position que sur la figure a.

Le tableau 1 réunit les résultats obtenus dans les deux cas (doubleur ou quadrupleur de tension) en fonction de la tension d'alimentation et du débit  $I_A$  dans le circuit d'utilisation. On remarquera que la résistance de sortie  $R_i$  d'un tel convertisseur est assez faible, mais qu'elle augmente avec le coefficient de multiplication, en même temps que le rendement  $n$  de l'ensemble diminue, ce dernier étant défini comme le rapport de la puissance de sortie (pour  $I_A = 100$  mA) à la puissance d'entrée correspondante.

Théoriquement, rien n'empêche de faire appel à un quintupleur, un sextupleur etc., de tension, mais le gain en tension (en charge) devient insignifiant et le rendement de plus en plus faible.

En ce qui concerne les composants, à la place  $T_1$ , en dehors du transistor indiqué, on peut mettre BC 549 A, BC 279 A, BC 349 A, etc. Le transistor  $T_2$  peut être remplacé par AC 127/01, AC 187/01, BC 368, BC 637, etc. De même, en  $T_3$  on peut utiliser un transistor complémentaire de ces derniers : AC 128/01, AC 188/01, BC 369, BC 638, etc. La diode BY 250 peut être une BAV 10, BY 206, BY 226, etc.

Tableau 1

$U_B$ (V)	$I_B$ (mA)	$U_A$ pour :		$R_i$ ( $\Omega$ )	$n$ (%)
		$I_A = 100$ mA	$I_A = 0$		
<i>Doubleur de tension</i>					
6	215	9,5	10,6	12	72
9	221	15,2	16,5	13	76
12	228	21,2	22,5	13	77
<i>Quadruple de tension</i>					
6	320	12	15,1	31	63
9	330	21,3	24	27	71
12	338	29,5	32	25	71,5

Bien entendu, les électrochimiques de 250  $\mu$ F seront remplacés par des condensateurs de valeur normalisée de 220  $\mu$ F (tension de service 40 V).

## Un convertisseur sans transformateur suivi d'un stabilisateur

Le principe de ce montage (fig. 5-24) est le même que celui du précédent, à ceci près que l'oscillateur est constitué par un multivibrateur utilisant les transistors  $T_4$  et  $T_5$ , tandis que l'étage de sortie, équipé de

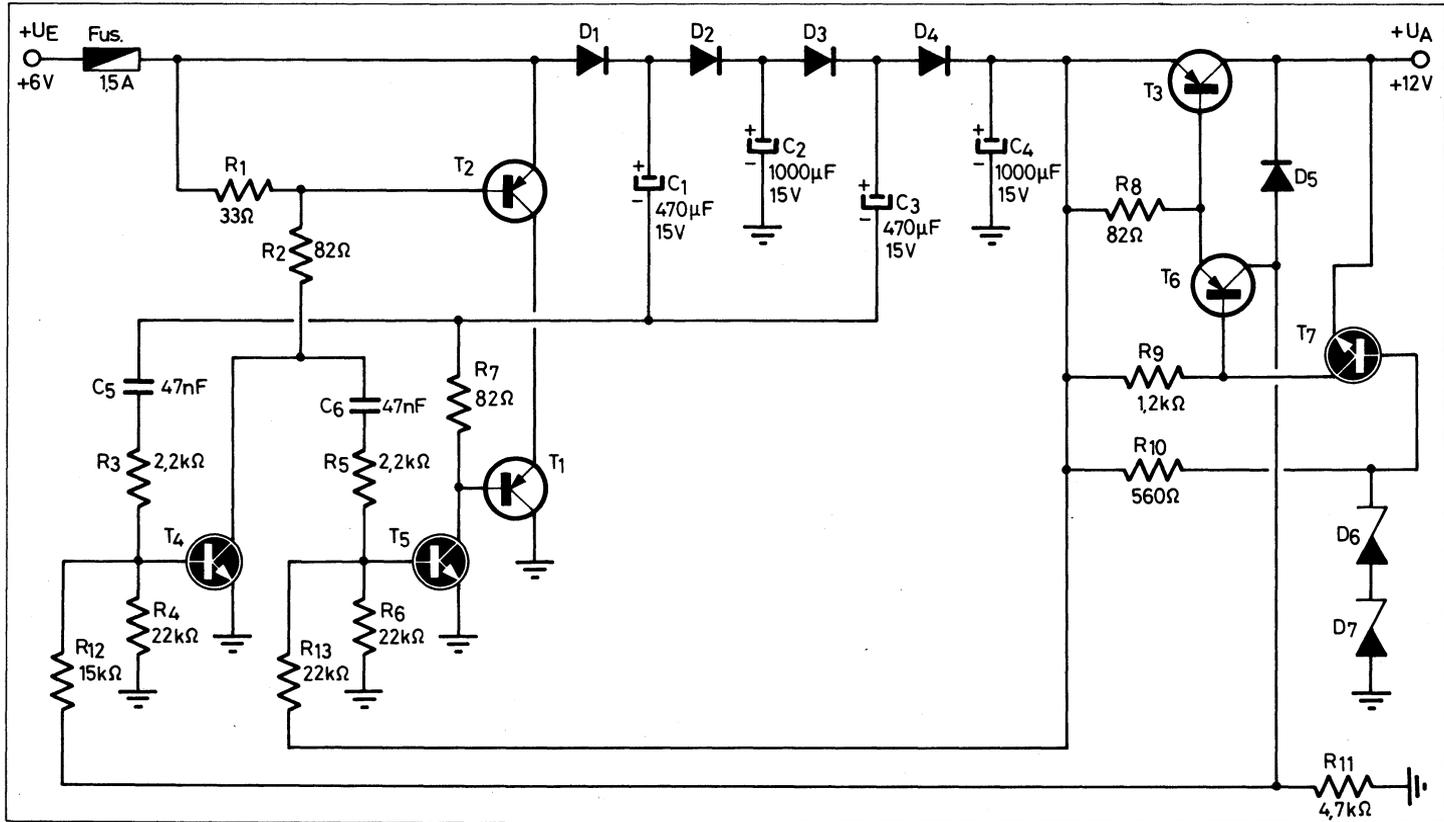


Fig. 5-24. — Ce convertisseur permet d'obtenir une tension de 12 V environ avec un débit pouvant atteindre 0,7 à 0,8 A.

deux transistors de puissance  $T_1$  et  $T_2$  est une sorte de cascade, débouchant sur un tripleur de tension composé de diodes  $D_1$  à  $D_4$  et de condensateurs  $C_1$  à  $C_4$ . L'ensemble est « dimensionné » pour une tension de sortie de l'ordre de 12 V, après stabilisateur, et un courant de l'ordre de 0,8 A. Le stabilisateur n'a rien de spécial et comprend les transistors  $T_3$ ,  $T_6$  et  $T_7$ , la tension de référence étant fournie par les deux diodes Zener  $D_6$  et  $D_7$ .

La mise au point se réduit à l'ajustage des résistances  $R_{12}$  et  $R_{13}$  de façon que la consommation du convertisseur non chargé ne dépasse pas 2 mA, et que le multivibrateur oscille normalement lorsque la charge est connectée.

En ce qui concerne les semi-conducteurs, on peut utiliser des transistors du type BC 107, BC 547, BC 119, BC 171, BC 237, BC 277, etc. en  $T_4$ ,  $T_5$  et  $T_7$ , des AD 162, BD 132, etc. en  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  et un BC 369 ou BC 636 en  $T_6$ . Les diodes du tripleur de tension ( $D_1$  à  $D_4$ ) peuvent être des BY 126, BY 226 ou analogues et la diode  $D_5$  une 1N4148, par exemple.

La tension résultante des deux diodes  $D_6$  et  $D_7$  doit être de l'ordre de 14 V et la solution de connecter deux diodes en série ne se justifie que par une meilleure stabilité thermique de la tension de sortie, auquel cas on adoptera des diodes telles que BZX79-C8V2 et BZX79-C5V6, par exemple. Mais on peut se contenter aussi d'une seule diode telle que BZX79-C 13 (12,4 à 14,1 V).

Bien entendu, on peut s'inspirer de ce convertisseur pour obtenir une tension de sortie de l'ordre de 24 V en portant d'une tension de 12 V. Il serait nécessaire, dans ce cas d'adopter des condensateurs électrochimiques prévus pour une tension de service de 25 ou de 40 V et de modifier en conséquence la tension de référence obtenue par  $D_6$  et  $D_7$ .

## Un convertisseur sans transformateur à circuit intégré

Le schéma de la figure 5-26 représente un convertisseur qui permet d'obtenir une tension continue de quelque 39 V, nécessaire pour la commande des diodes varicap, mais il est évident que ce montage (ou un montage analogue) peut être réalisé pour d'autres tensions destinées à des circuits de toute sorte. L'ensemble consomme environ 60 mA sur la source de 12 V et permet de « tirer » 12 mA au maximum à la sortie.

En tant que circuit intégré on utilise un 7400 bien connu, qui est une quadruple porte « Nand » à deux entrées, qui existe chez tous les fabricants de semi-conducteurs à peu près : N 7400 F (*Signetics*), SFC 7400 E (*Sescosem*), etc. Les portes  $G_1$ ,  $G_2$  et  $G_3$  forment un générateur d'impulsions rectangulaires dont la fréquence de récurrence est de l'ordre de 90 kHz, tandis que la porte  $G_4$  constitue un étage tampon pour l'attaque du transistor  $T_1$  qui fonctionne en interrupteur et comporte une inductance  $L_1$  dans son circuit de collecteur, ce qui provoque, à chaque « ouverture », la naissance d'impulsions dues à la f.c.e.m., impulsions qui sont redressées par  $D_1$ . La tension continue qui en résulte est filtrée par  $C_2$ - $R_4$ - $C_4$  et stabilisée par la diode Zener  $D_2$ . En règle générale, lorsque la tension continue est destinée à la commande des diodes varicap, on utilise en  $D_2$

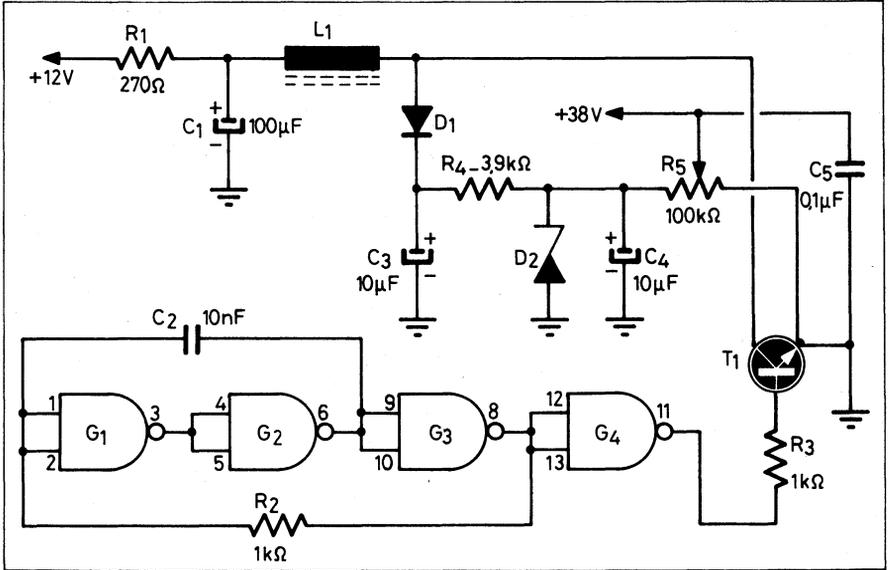


Fig. 5-25. — Schéma d'un convertisseur 12/38 V utilisant un circuit intégré 7400 (4 portes Nand à 2 entrées).

une diode Zener spéciale, compensée en température, telle que ZTK 33 (*I.T.T.*), pour des tensions comprises entre 30 et 36 V ou deux diodes en série, également compensées en température : 1N4917 (*Siemens*), par exemple, pour 19,2 V chacune.

L'inductance  $L_1$  doit être de 0,6 à 0,8 mH. Si on utilise un noyau toroïdal tel que 51891 (*Oréga*), dont les dimensions sont  $15 \times 9 \times 8$  mm (diamètre ext., diamètre int., hauteur, dans l'ordre), il faut bobiner quelque 200 à 220 spires en fil émaillé de 0,10 mm. On peut, bien entendu, utiliser un autre support magnétique.

Le circuit intégré 7400 est présenté en boîtier DIL à 14 pattes, dont les numéros sont indiqués sur le schéma, sauf pour la masse (7) et le « plus » de la tension d'alimentation (14) qui doit être comprise entre 4,75 et 5,25 V.

La tension de service des condensateurs électrochimiques sera de 16 à 25 V pour  $C_1$ , de 100 V pour  $C_3$  et de 50 ou 63 V pour  $C_4$ .

Le transistor  $T_1$  peut être un BC 639, BSX 21, BSS 38 ou analogue. Il faut choisir un modèle de 600-800 mW supportant une tension collecteur-émetteur de 80 V au moins. La diode  $D_1$  peut être une 1N 4148.

## Convertisseur sans transformateur dont la tension de sortie atteint et dépasse 250 V

Il est toujours possible qu'on ait besoin d'une tension élevée dans un ensemble électronique où on ne dispose que de tensions d'alimentation

de 5 ou 12 V. Le convertisseur dont le schéma est représenté dans la figure 5-26 fonctionne suivant le même principe que celui de la figure 5-25, mais l'amplitude des impulsions obtenues lors de la commutation du transistor est beaucoup plus grande, de sorte que, redressées par une diode telle que 1N 4007, elles fournissent une tension de 250 à 300 V, sommairement filtrée par  $C_1$ , avec un débit de l'ordre de 5 mA à 250 V ou 3 mA à 300 V.

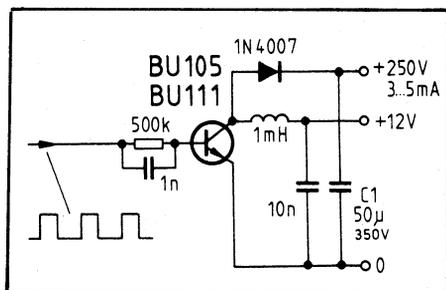


Fig. 5-26. — Ce convertisseur permet d'obtenir une tension atteignant et dépassant 250 V avec un débit de 3 à 5 mA.

L'attaque du transistor se fait par un signal rectangulaire dont l'amplitude correspond au niveau TTL, soit 5 V, et dont la fréquence de récurrence peut être de 200 Hz à 2 kHz. Un tel signal est souvent déjà disponible, et s'il ne l'est pas il est très facile de l'obtenir avec la plupart des circuits intégrés courants.

La diode 1N 4007 peut être remplacée par BY 127, BY 227 ou analogue et en tant que transistor on peut choisir parmi les types suivants : BU 205, BU 126, BU 208, etc.

L'inductance de 1 mH existe dans les séries *Oréga* : 55 474 ou 55 094, mais il faut penser aussi que les bobines G.O. des anciens blocs d'accord peuvent présenter une inductance de cet ordre de grandeur.

# 33

## oscillateurs

- 9 multivibrateurs astables
- 6 générateurs dents de scie
- 7 triggers et bascules
- 4 générateurs d'impulsions
- 3 générateurs rectangle-triangle
- 3 oscillateurs B.F.
- 1 oscillateur blocking

### Un générateur de signaux triangulaires

Le générateur décrit (fig. 6-1) permet d'obtenir des signaux à excellente linéarité des fronts avant et arrière, et dont l'amplitude peut atteindre 80 à 90 % de la tension d'alimentation. De plus, il est possible de modifier dans de larges limites le rapport de la durée des deux fronts, c'est-à-dire d'avoir des signaux rigoureusement triangulaires (rapport 1) ou en dents de scie à front avant soit plus long, soit plus court que le front arrière.

Le potentiel des bases des deux transistors est maintenu constant à l'aide des diodes Zener  $D_3$  et  $D_4$ . Au départ, les deux transistors sont conducteurs et leurs courants de collecteur respectifs dépendent, immédiatement après la mise sous tension, de la valeur des résistances  $R_1-R_2$  et  $R_3-R_4$ . Si les deux courants sont identiques, une certaine tension s'établit aux deux collecteurs et aux bornes de  $C_1$  et l'ensemble peut rester dans cet état aussi longtemps que l'on veut.

Si les courants résiduels des deux transistors sont différents, le condensateur  $C_1$  est chargé par la différence de ces courants, après quoi le transistor dont le courant résiduel était le plus élevé passe en régime de saturation. Le potentiel de l'extrémité non à la masse de  $C_1$  devient pratiquement égal au potentiel de base de ce transistor et les deux courants de collecteur deviennent identiques et égaux au plus petit des courants résiduels.

Les valeurs indiquées sur le schéma permettent d'obtenir une période de quelque 2,5 ms et les oscillogrammes montrent la forme du signal aux points indiqués sur le schéma.

Les transistors utilisés sont des siliciums *n-p-n* du type 600 mW. Ils se distinguent par leur gain ( $\beta = 20$  à 60 pour le 2N 696 et 40 à 120 pour le 2N 697) et par leur fréquence de transition  $f_t$ , respectivement de 60 et 80 MHz.

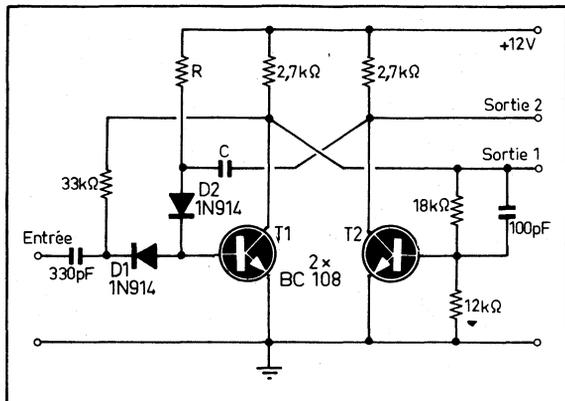
## Un multivibrateur monostable

La valeur des éléments R et C détermine la « temporisation » de ce montage (fig. 6-13) d'après la relation bien connue

$$t = 0,7.R.C,$$

où  $t$  est exprimé en secondes si R l'est en ohms et C en farad. Ainsi, avec  $R = 10 \text{ k}\Omega$  et  $C = 100 \text{ }\mu\text{F}$ , on obtient  $t = 1 \text{ s}$ . La valeur de C peut être modifiée dans de larges limites, et on peut remplacer la résistance fixe R par une variable. Cependant, on doit veiller à ne pas dépasser pour R une certaine valeur limite supérieure, au-delà de laquelle le courant de base de  $T_1$  devient trop faible lorsque le multivibrateur se trouve dans son état stable, de sorte qu'à l'arrivée du signal de déclenchement ce transistor ne peut plus se saturer entièrement. La valeur maximale de R se situe vers 100 k $\Omega$ . Aux deux sorties, on trouve des signaux déphasés de 180° l'un par

Fig. 6-13. — Ce multivibrateur change d'état à l'arrivée d'une impulsion et demeure dans son état instable pendant un temps dont la durée peut être ajustée.



rapport à l'autre, ou si l'on préfère, de polarité opposée. Cependant, le signal apparaissant à la sortie 2 n'a pas un temps de montée très court, ce qui est dû à la charge de C qui n'intervient qu'après le blocage de  $T_2$ .

On peut, sans inconvénient, utiliser, à la place des transistors indiqués, des BC 107, 2N929, BC148, BC238, BC408, BC548, etc.

## Un oscillateur ultra-simple

De nombreux transistors  $n-p-n$  peuvent présenter, sur une portion de leur caractéristique, une résistance différentielle négative tout comme une diode tunnel. Ce phénomène apparaît essentiellement lorsqu'on applique à l'espace émetteur-collecteur une tension inverse supérieure à 10 V. Cela permet de réaliser un générateur de dents de scie ultra-simple, ne comportant qu'un transistor, une résistance et un condensateur (fig. 6-14). Ce générateur se prête à une synchronisation si on lui applique des signaux correspondants à la base, sinon il oscille librement, la base restant « en l'air ».

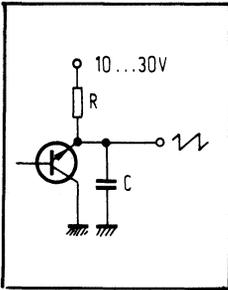


Fig. 6-14. — Schéma du générateur de dents de scie ne comportant qu'un transistor, une résistance et un condensateur.

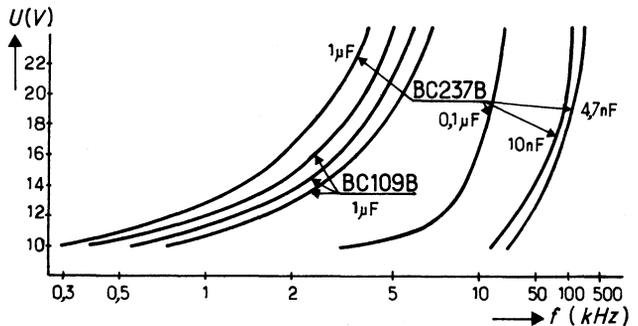


Fig. 6-15. — Variation de la fréquence du signal émis par le générateur de la figure 6-14 en fonction de la tension d'alimentation  $U$ , de la valeur de  $C$  et du transistor utilisé. Graphique établi pour  $R = 1,5 \text{ k}\Omega$ .

La fréquence du signal produit dépend beaucoup du transistor utilisé et aussi de la valeur de  $C$  et de  $R$ , bien entendu. La dispersion des caractéristiques intervient également, de sorte qu'on peut trouver des écarts de fréquence importants avec des transistors de même type et la même valeur de  $R$  et de  $C$ .

La fréquence augmente aussi avec la tension d'alimentation, et cela d'une façon à peu près exponentielle, comme le montrent les courbes de la figure 6-15, établies pour  $R = 1,5 \text{ k}\Omega$ . La tension de sortie varie de 2,8 à 6,2 V, surtout en fonction de la tension d'alimentation et un peu en fonction de la valeur de  $C$ .

## Un générateur d'impulsions couvrant une large bande de fréquences

Ce générateur très simple (fig. 6-16) utilise un trigger de Schmitt faisant partie d'un circuit intégré tel que CD 4093 (quadruple trigger de Schmitt précédé, chacun, d'une porte Nand à deux entrées) ou CD 40106 (six triggers de Schmitt). Il délivre des impulsions rectangulaires de durée constante, mais un potentiomètre tel que P permet de faire varier l'écart entre deux impulsions successives c'est-à-dire, en fait, le rapport cyclique et la fréquence de récurrence. Il est possible, par ce moyen, de faire varier l'écart entre impulsions dans un rapport de 1 à 1 000. Par exemple, en donnant à C une valeur de 10 nF, on obtient une impulsion dont la largeur, constante, se situe entre 10 et 20  $\mu$ s, tandis qu'on peut faire varier l'écart entre deux impulsions successives entre 30-40  $\mu$ s et 30-50 ms.

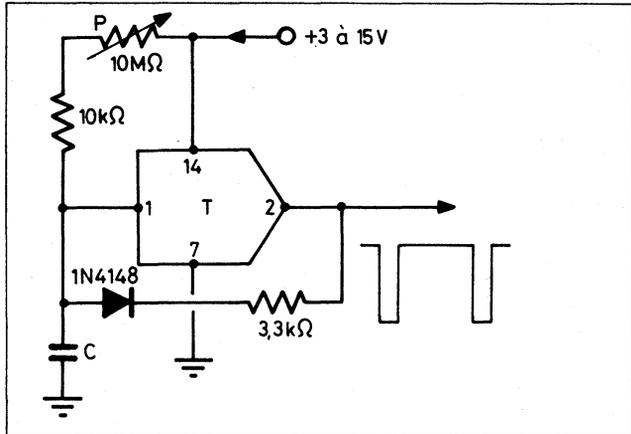


Fig. 6-16. — Générateur d'impulsions à rapport cyclique et fréquence variables, utilisant une section d'un circuit intégré CD 4093 ou CD 40106. La numérotation des quatre sorties correspond à ce dernier modèle.

La tension d'alimentation peut être de 3 à 15 V et sa valeur réagit un peu sur la durée de l'impulsion et sur la fréquence.

Si on réunit la sortie de ce générateur à une bascule monostable, on obtient un rapport cyclique de 0,5 exactement et une fréquence représentant la moitié de celle qui est délivrée par le générateur. Aux bornes du condensateur C on trouve une dent de scie de belle forme que l'on peut prélever à l'aide d'un « suiveur de source » (source follower) réalisé avec un transistor à effet de champ.

Les deux circuits intégrés utilisables sont présentés en boîtier DIL à 14 pattes, dont la 7 correspond à la masse et la 14 au « plus » de la tension d'alimentation. Pour le CD 4093, les entrées de chaque trigger correspon-

dent à 1-2, 5-6, 8-9 et 12-13, les sorties étant, respectivement, à 3, 4, 10 et 11. Pour le CD 40106 (six triggers), les entrées sont à 1,3, 5, 9, 11 et 13 et les sorties, dans le même ordre, à 2, 4, 6, 8, 10 et 12.

Les références indiquées plus haut pour les deux circuits intégrés sont celles de RCA et correspondent à MC 14093 (*Motorola*), HEF 4093 BP (*Signetics*), etc.

On aura peut être du mal à trouver dans le commerce un potentiomètre P de 10 M $\Omega$ , la limite supérieure se situant à 4,7 M $\Omega$  chez tous les fabricants dont nous avons pu consulter la documentation. Mais rien n'empêche de prévoir, si on veut, une résistance court-circuitable de 5,6 M $\Omega$  en série avec P.

## Variantes d'un trigger de Schmitt

Un trigger de Schmitt classique, à résistance d'émetteur commune aux deux transistors, présente un certain nombre d'inconvénients, parmi lesquels on peut noter la présence d'une tension à la sortie lorsqu'aucun signal ne se trouve appliqué à l'entrée, et ainsi un « hystérésis » assez marqué, c'est-à-dire la différence entre la tension qui fait basculer le trigger et celle qui le fait revenir à son état de départ.

On peut réduire l'hystérésis à une valeur négligeable en remplaçant la résistance commune d'émetteur par une diode Zener telle que D<sub>1</sub> de la figure 6-17, dont la résistance dynamique au point de fonctionnement est toujours faible.

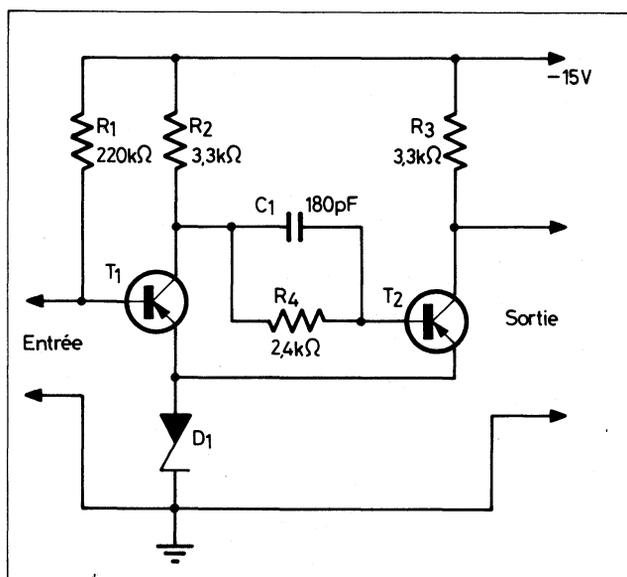
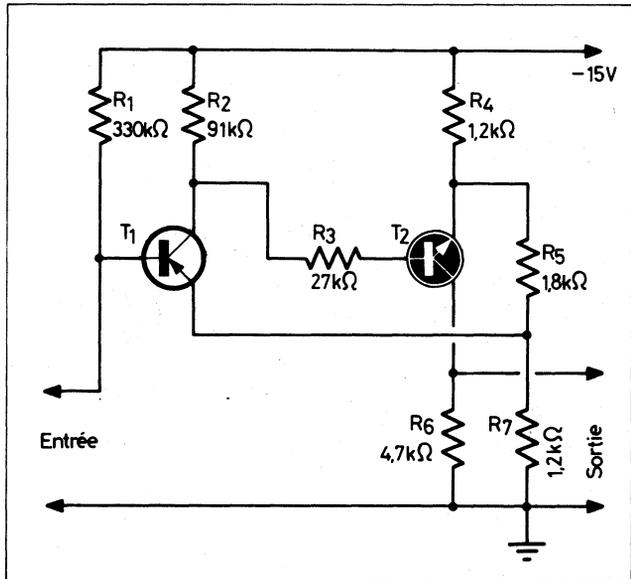


Fig. 6-17. — Schéma d'un trigger où la résistance commune d'émetteurs est remplacée par une diode Zener.

La tension de seuil provoquant le basculement du trigger dépend de la tension de stabilisation  $U_z$  de la diode utilisée. Pour les valeurs indiquées sur le schéma de la figure 6-17 on peut adopter une diode Zener dont la tension se situe entre 3,3 et 11 V, par exemple BZX 79-C 3 V 3 à BZX 79-C 11, ou les mêmes valeurs dans une autre série.

Le trigger dont le schéma est représenté dans la figure 6-18 permet d'obtenir une tension pratiquement nulle à la sortie lorsqu'aucun signal n'est appliqué à l'entrée, et ce montage fonctionne de la façon suivante.

Fig. 6-18. — Schéma d'un trigger à transistors complémentaires.



Le diviseur de tension formé par les résistances  $R_4$ ,  $R_5$  et  $R_7$  détermine sur les deux émetteurs, une tension telle que les deux transistors sont bloqués. Si on admet que  $U_1$  soit la tension à l'émetteur de  $T_1$ , un phénomène d'avalanche se produit et fait passer les deux transistors en régime de saturation dès que la tension d'entrée devient plus négative que  $U_1$ . Dans ces conditions, l'espace émetteur-collecteur de  $T_2$  peut être pratiquement assimilé à un court-circuit, ce qui signifie que  $R_6$  se trouve en parallèle avec le diviseur de tension  $R_5$ - $R_7$  et que la tension d'émetteur diminue en valeur absolue jusqu'à une certaine valeur  $U_2$ . Si la tension d'entrée diminue également jusqu'à cette valeur, le trigger revient à son état de départ. Avec les valeurs indiquées sur le schéma, le seuil de basculement du trigger est de  $-5$  V, tandis que l'hystérésis ne dépasse pas 0,4 V.

Les transistors peuvent être choisis parmi les types suivants : BC 557, BC 558, BC 177, BC 178, etc. pour les  $p-n-p$  et BC 547, BC 548, BC 107, BC 108, etc. pour le  $n-p-n$ .

## Un générateur « blocking » sans transformateur

Ce montage (fig. 6-19) comporte trois transistors formant une boucle de réaction. Pendant que  $C_1$  se charge,  $T_2$  conduit, tandis que  $T_1$  et  $T_3$  sont bloqués. Aussitôt que le potentiel aux bornes de  $C_1$  atteint une certaine valeur,  $T_1$  passe en régime de conduction, tandis que  $T_2$  se bloque, ce qui rend conducteur  $T_3$ . Le condensateur  $C_1$  se décharge à travers  $T_1$  jusqu'à ce que ce transistor se trouve de nouveau bloqué. A ce moment on se retrouve dans la situation de départ avec  $T_2$  conducteur et  $T_1$  et  $T_3$  bloqués. Le condensateur  $C_1$  recommence à se charger et le cycle se répète.

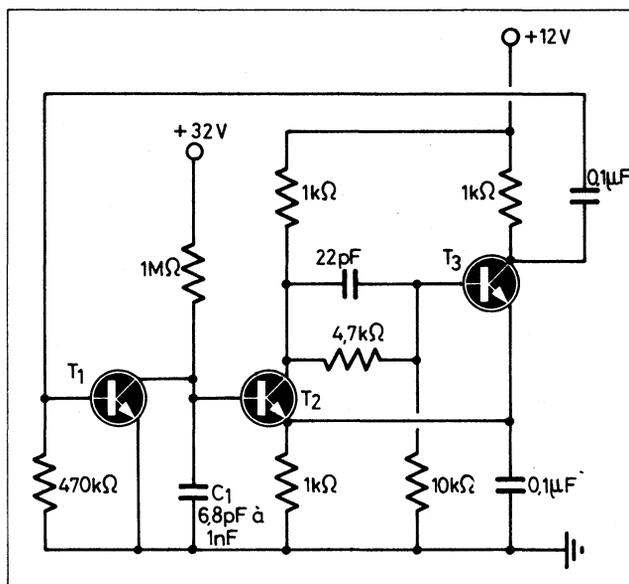


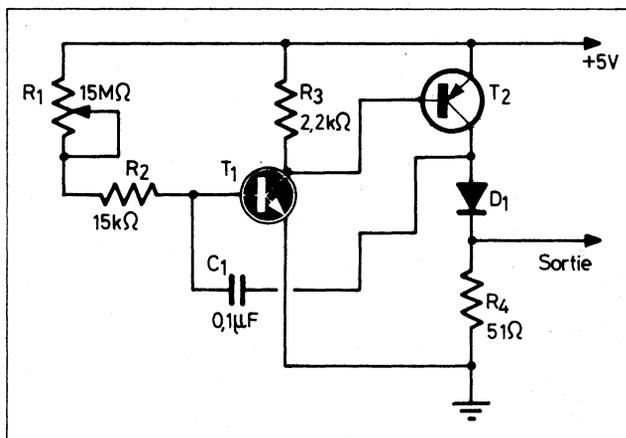
Fig. 6-19. — Ces trois transistors constituent un générateur « blocking ».

Aux bornes de  $C_1$  apparaît une tension en dents de scie, tandis qu'à la base de  $T_3$  on trouve des impulsions. Avec les valeurs indiquées sur le schéma l'amplitude de ces impulsions est de l'ordre de 0,1 V et leur largeur de 40 à 80 ns. La fréquence de récurrence peut se situer, suivant la valeur de  $C_1$ , entre 4 Hz et 150 kHz. Les transistors sont à choisir dans les séries BC 107, BC 108, BC 547, BC 548, etc.

## Un multivibrateur asymétrique à transistors complémentaires

Le multivibrateur dont le schéma est représenté dans la figure 6-20 se distingue des schémas « classiques » à transistors complémentaires par la présence d'une diode ( $D_1$ ) dans le circuit de collecteur du transistor  $T_2$ .

Fig. 6-20. — Multivibrateur asymétrique à transistors complémentaires.



La résistance du circuit  $D_1$ - $R_4$  dépend du courant de collecteur de  $T_2$  et augmente lorsque ce courant diminue. Cela permet d'adopter une valeur plus élevée pour la résistance  $R_1$ , qui détermine la fréquence de récurrence du multivibrateur. Tel qu'il est représenté, ce multivibrateur oscille jusqu'à  $R_1 = 15 \text{ M}\Omega$  à peu près, tandis qu'en l'absence de la diode  $D_1$  l'oscillation s'arrête pour  $R_1 = 5 \text{ M}\Omega$  environ.

D'une façon générale, l'adjonction d'une diode dans le circuit de collecteur d'un transistor peut être utile dans différents circuits électroniques à impulsions. Une telle diode n'influence pratiquement pas le fonctionnement du transistor lorsque le courant de collecteur est élevé, mais contribue à augmenter le gain lorsque ce courant est faible. Obtenir un tel accroissement de gain en augmentant la résistance de charge de collecteur est délicat, car le transistor risque de passer en régime de saturation déjà pour un courant de collecteur assez faible.

## Multivibrateur à circuits intégrés

Le schéma de la figure 6-21 représente un multivibrateur utilisant un circuit intégré SN 7400 N ou analogue, et dont la fréquence peut être modifiée dans une plage très large. Le circuit intégré SN 7400 N, qui existe, avec telle ou telle référence, chez à peu près tous les fabricants, est une quadruple porte « Nand », dont nous désignons, chacune, par l'indice G correspondant (porte = gate), en numérotant les entrées et les sorties suivant les pattes d'un boîtier DIL à 14 pattes avec 7 à la masse et 14 au « plus » de la tension d'alimentation. Les portes (G) 1, 3 et 4 constituent le multivibrateur à proprement parler, tandis que  $G_2$  constitue un inverseur. La résistance variable  $R_2$  permet de modifier la fréquence de récurrence dans la gamme de 370 Hz pour  $R_2 = 3,3 \text{ k}\Omega$  et 25 kHz pour  $R_2 = 0$ .

Il en résulte que la fréquence peut varier dans un rapport supérieur à 60/1.

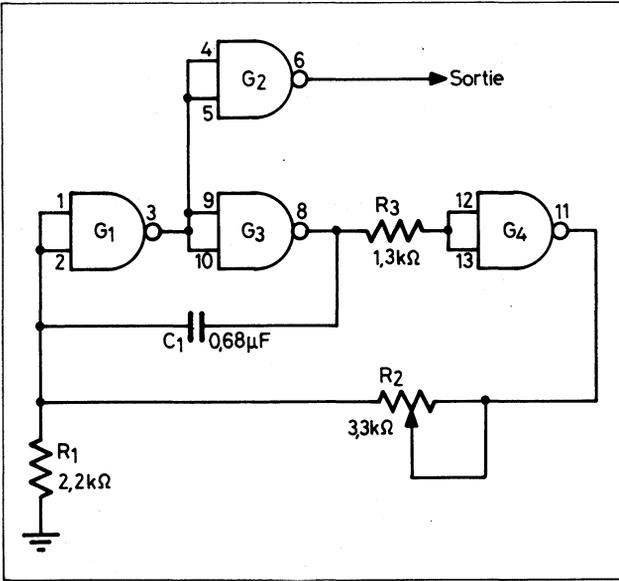


Fig. 6-21. — Un multivibrateur utilisant un circuit intégré de type 7400.

Dans certains cas, lorsqu'il s'agit d'ensembles n'utilisant que des circuits intégrés, on peut avoir besoin d'impulsions rectangulaires de grande amplitude. Généralement, on utilise pour cela des transistors travaillant en régime de commutation et alimentés par une tension relativement élevée, ce qui pose parfois des problèmes d'adaptation aux circuits intégrés.

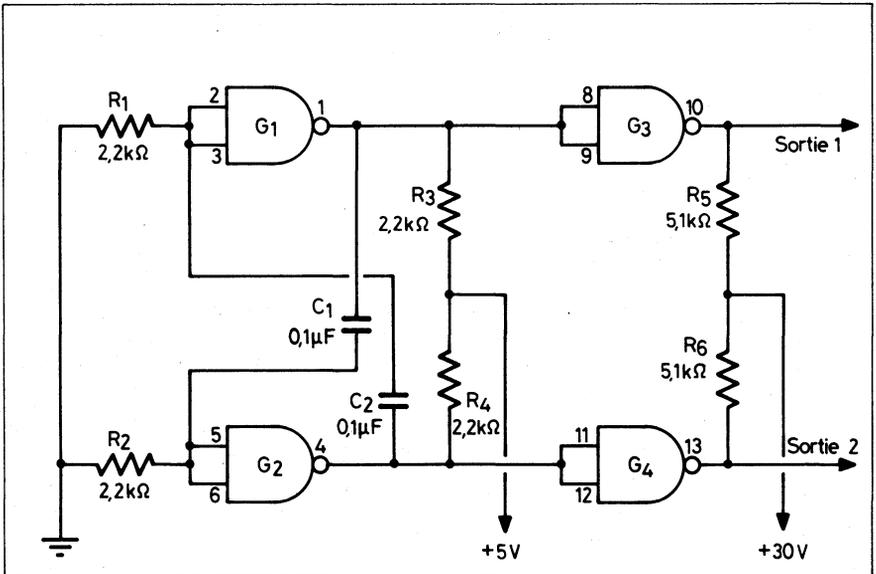


Fig. 6-22. — Un multivibrateur utilisant un circuit intégré de type 7401.

Le schéma de la figure 6-22 permet d'éviter ces difficultés (circuit intégré SN 7401 N).

On y utilise toujours une quadruple porte « Nand », mais dont les sorties se font à circuit de collecteur ouvert, et dont les transistors de sortie admettent une tension de collecteur de l'ordre de 30 V. Le multivibrateur à proprement parler utilise les sections  $G_1$  et  $G_2$ , tandis que les sections  $G_3$  et  $G_4$  constituent des interrupteurs dont les collecteurs des transistors de sortie sont alimentés à partir d'une tension plus élevée, ce qui permet d'obtenir des impulsions dont l'amplitude est à peine inférieure à la tension d'alimentation.

L'amplitude en question peut être quelconque, mais on ne doit dépasser en aucun cas 30 V. Pour cela, il faut choisir soigneusement la tension d'alimentation et calculer la valeur de  $R_5$  et  $R_6$  de façon que le courant de sortie de chaque porte ne dépasse pas le maximum indiqué par le fabricant.

Les équivalents du circuit intégré SN 7401 N (*Texas*) existent un peu partout : SFC 7401 E et SFC 7401 JM (*Sescosem*), N7401 (*Signetics*). Il en est de même pour le circuit SN 7400 N.

## Un trigger à circuit intégré

Le trigger à circuit intégré représenté dans la figure 6-23 se distingue par la facilité avec laquelle il change d'état et par le temps très court qui lui est nécessaire pour revenir à l'état initial.

Il utilise trois portes « Nand » ( $G$ ) à double entrée sur les quatre que contient le circuit intégré SN7400 N (*Texas*), que l'on peut éventuellement remplacer par ses équivalents tels que DM 8000 N (*National*), MC 7400 (*Motorola*), N7400 (*Signetics*), etc.

A l'entrée du trigger on trouve un circuit différentiateur  $C_1-R_1$ , tandis que le circuit déterminant la constante de temps est formé par la capacité

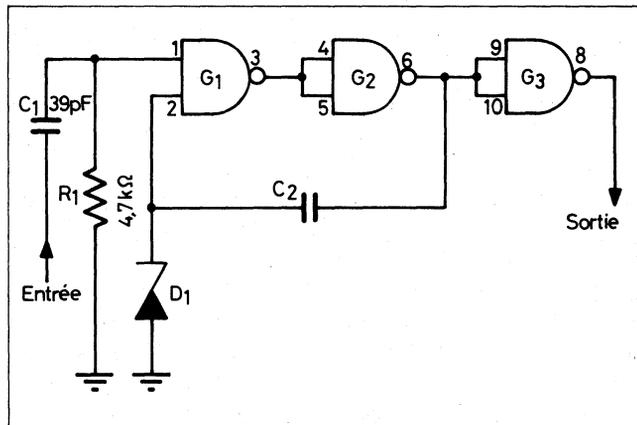


Fig. 6-23. — Ce trigger très simple n'utilise que trois portes sur quatre du circuit intégré du type 7400.

$C_2$  et la résistance d'entrée de la porte  $G_1$ . Le « retour » très court est dû à la diode Zener  $D_1$ , qui protège également l'entrée de la porte  $G_1$  contre une surcharge éventuelle. La diode  $D_1$  est prévue pour une tension de 3 à 3,7 V et correspond à des types tels que BZX 46-C3V3, BZX79-C3V3, etc.

Ce trigger bascule à coup sûr pour toute impulsion à l'entrée dont la durée dépasse 30 ns, tandis que la durée de l'impulsion de sortie dépend de la valeur de  $C_2$  et représente 33  $\mu$ s pour  $C_2 = 10$  nF et 3 ms pour  $C_2 = 1$   $\mu$ F. Le rapport cyclique minimal qu'il est possible d'atteindre est de 1,4. Enfin, la durée de l'impulsion de sortie en fonction de la température ne varie pas de plus de 3 % lorsque cette dernière passe de 0 à +50 °C.

## Un générateur d'impulsions rectangulaires à circuit intégré

Ce générateur (fig. 6-24) peut être utilisé dans tout dispositif électronique où on a besoin d'impulsions rectangulaires dont on peut ajuster la fréquence de récurrence, la durée et le rapport cyclique.

Le circuit intégré utilisé est un SN 7401 N ou J (*Texas*), analogue au 7400, mais dont les sorties sont à circuit de collecteur ouvert ce qui, dans ce montage, permet de réduire la consommation. Comme le 7400, le 7401 figure dans les catalogues de tous les fabricants ou à peu près : N 7401 F ou A (*Signetics*), DM 8001 N (*National*), MC 7401 P (*Motorola*), 9 N 01 (*Fairchild*), etc.

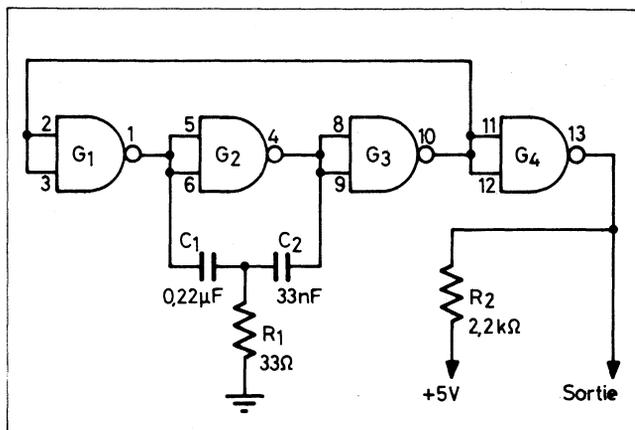


Fig. 6-24. — En agissant sur la valeur de  $C_1$  et de  $R_1$ , on peut régler la durée des impulsions, le rapport cyclique et la fréquence de récurrence.

Si on diminue la valeur de  $R_1$  de 3 k $\Omega$  à 15  $\Omega$ , le rapport cyclique varie de 2 à 80 à peu près. En agissant sur la valeur de  $C_1$  on modifie la durée des impulsions à la sortie dans un rapport important, de sorte qu'en jouant sur la valeur de ces deux éléments on peut régler la fréquence de récurrence entre 1 et 15 kHz. Avec les valeurs indiquées sur le schéma on obtient des impulsions de 10  $\mu$ s avec une fréquence de récurrence de 1,6 kHz.

Ne pas oublier, lors du montage, que la broche 7 du circuit intégré doit être réunie à la masse et la broche 14 au +5 V.

## Un générateur de dents de scie simple, à circuit intégré

Ce générateur utilise trois transistors et un circuit intégré de la série 7413 qui est un double trigger de Schmitt, à quatre entrées chacun, présenté dans un boîtier DIL à 14 pattes, dont la 3 et la 11 restent inutilisées, la 7 va à la masse et la 14 au +5 V. Comme la plupart de circuits intégrés « classiques », le 7413 existe pratiquement chez tous les fabricants de semi-conducteurs : N 7413 A ou F (*Signetics*), SN 5413 (*Texas*), DM 7413 N (*National*), SFC 7413 E (*Sescosem*), etc.

Le montage décrit présente une excellente linéarité des deux portions de la dent de scie dont l'amplitude à la sortie atteint environ 1 V c.à.c, ce qui est souvent suffisant pour une utilisation directe.

Le transistor  $T_2$  représente, avec les deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  et les résistances de ses circuits de base et d'émetteur, une source de courant constant qui assure une charge linéaire du condensateur C.

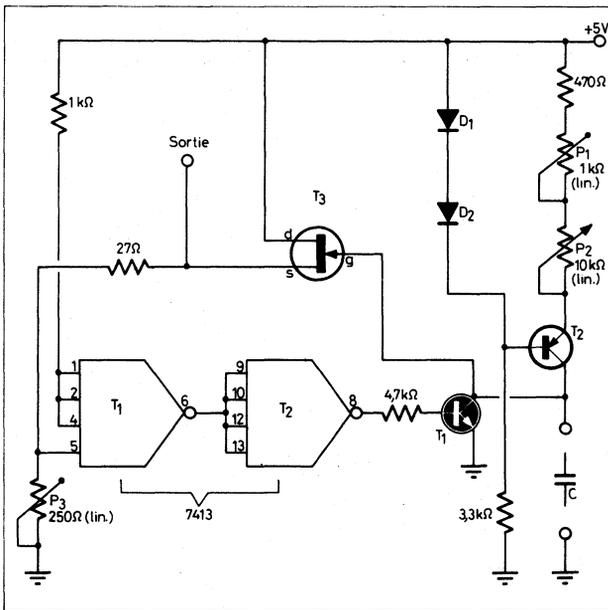


Fig. 6-25. — Schéma du générateur de dents de scie utilisant un circuit intégré 7413.

Le réglage de la résistance  $P_3$  permet d'amorcer l'oscillation, après quoi on ajuste  $P_1$  de façon qu'on puisse couvrir une décade par la manœuvre de  $P_2$ .

Pour préserver la linéarité du signal à la sortie, un transistor ( $T_3$ ) est prévu en montage drain commun (source follower). Lorsque la tension aux bornes de C, croissant linéairement, dépasse le seuil supérieur de basculement du trigger  $T_1$ , le transistor  $T_1$  devient conducteur et le condensateur C se décharge à travers son espace collecteur-émetteur. Cela

entraîne le dépassement du seuil inférieur du trigger de sorte que la charge de C recommence.

La plage de fréquences que peut couvrir ce générateur va de 10 Hz à 700 kHz environ, et le temps de descente de la dent de scie est de quelque 100 ns.

En ce qui concerne les semi-conducteurs à employer, on choisira dans les séries suivantes : pour  $T_1$ , BC 108 C, BC 548 C, BC 172 C, BC 238 C, BC 270, etc.; pour  $T_2$ , BC 178 B, BC 558 B, BC 273 B, BC 308 B, etc.;  $T_3$ , BF 245, 2 N 5457, 2 N 5953, etc.;  $D_1$  et  $D_2$ , 1 N 4148, 1 N 914, BA 217, etc.

## Un multivibrateur astable à circuit intégré

Ce multivibrateur utilise un comparateur différentiel  $\mu A 710$  qui existe soit en boîtier DIL à 14 pattes, soit en boîtier TO-99 à 8 sorties. Les numéros du schéma de la figure 6-26 se rapportent à ce dernier, tandis que s'il s'agit d'un boîtier à 14 pattes ces numéros deviennent : masse (2); entrée non inverseuse (3); entrée inverseuse (4);  $-V_a$  (6); sortie (9);  $+V_a$  (11).

Le circuit de réaction  $R_3$ - $R_4$  est réuni à l'entrée non inverseuse et la tension  $U_2$  à cette entrée est donnée par la relation

$$U_2 = U_a R_3 / (R_3 + R_4).$$

Pour que ce multivibrateur fonctionne d'une façon stable il est nécessaire de placer le point de fonctionnement de l'ensemble dans la portion linéaire de la caractéristique, ce que l'on obtient en respectant un certain

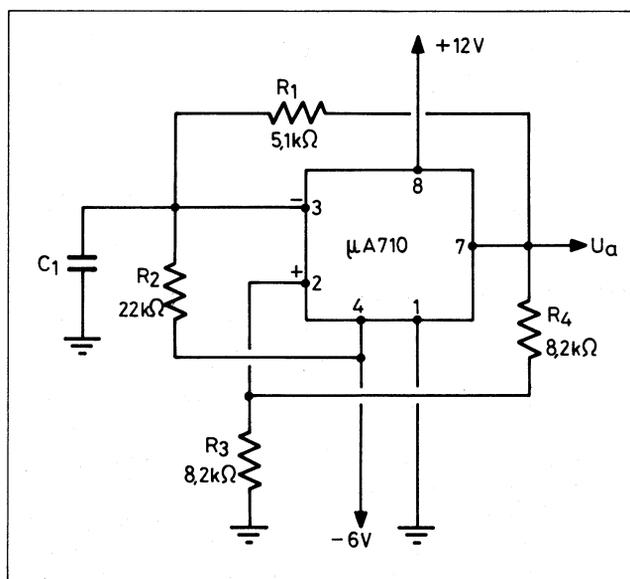


Fig. 6-26. — On peut facilement réaliser un multivibrateur astable avec un comparateur  $\mu A 710$ .

ne peut être obtenue que par la commutation d'un certain nombre de valeurs.

Les transistors à utiliser peuvent être choisis parmi les types suivants : AC 125, BC 178, BC 558 pour  $T_1$  et  $T_3$ ; AC 183, BC 109, BC 549, etc. pour  $T_2$  et  $T_4$ .

L'amplitude du signal de sortie représente à peu près la moitié de la tension d'alimentation, et une diminution de cette dernière jusqu'à 8 V n'influence pas la durée d'une période.

## Un générateur de dents de scie stable et linéaire

Ce générateur fait appel au principe du transistor unijonction, dont l'équivalent est représenté par l'ensemble  $T_1$ - $T_2$ , et son fonctionnement est très simple, sans que cette simplicité nuise aux performances, qui sont excellentes (fig. 6-29).

Le condensateur  $C_1$  est chargé par une source de courant constant, constituée par les transistors  $T_2$ ,  $T_4$  et  $T_5$ , ce qui assure une montée très linéaire de la charge. Aussitôt que la tension aux bornes du condensateur atteint celle que l'on trouve en A moins la tension base-émetteur de  $T_2$ , les transistors  $T_1$  et  $T_2$  deviennent conducteurs et  $C_1$  se décharge très vite.

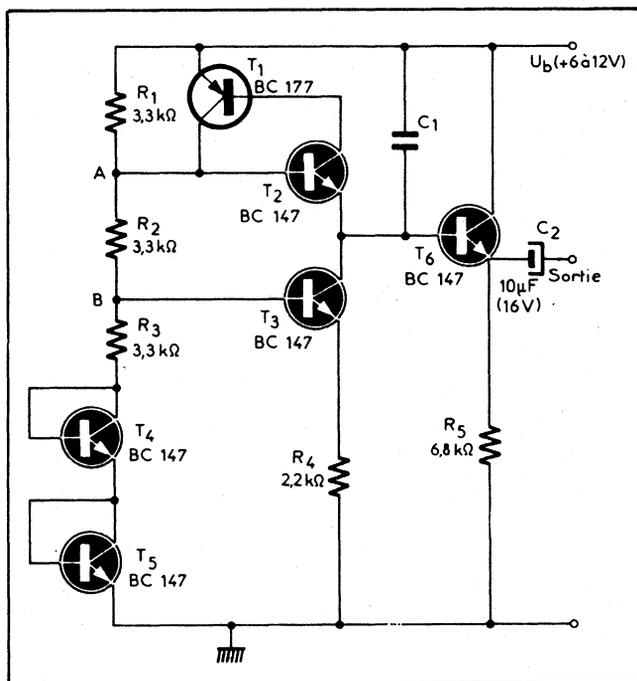


Fig. 6-29. — Un générateur de dents de scie stable et linéaire. Les transistors indiqués peuvent être remplacés par BC 557, BC 214, BC 274, BC 307, etc., pour  $T_1$  et par BC 547, BC 107, BC 171, BC 237, BC 330, etc., pour tous les autres.

La tension aux bornes de ce condensateur, en forme de dents de scie à montée très linéaire, est appliquée à un « emitter follower » avant d'atteindre la sortie, afin que  $C_1$  ne soit pas shunté par la résistance du circuit d'utilisation, ce qui aurait pour conséquence de détériorer la linéarité de la dent de scie.

Le diviseur de tension  $R_1$ - $R_2$ - $R_3$  contient deux transistors montés en diodes, ce qui assure à la fréquence du générateur une indépendance très large vis-à-vis des variations de la tension d'alimentation et de la température. Quant à la fréquence, elle peut être calculée (en hertz) par la relation

$$f = 1/(R_4 \cdot C_1)$$

où  $R_4$  et  $C_1$  sont exprimés en ohms et en farad, respectivement. Il est possible de remplacer  $R_4$  par une résistance variable et de couvrir ainsi une gamme de fréquences assez large. L'amplitude de la tension de sortie représente à peu près le tiers de la tension d'alimentation.

## Un générateur de signaux triangulaires d'amplitude constante

Dans ce montage (fig. 6-30) un amplificateur opérationnel (circuit intégré C.I., qui peut être un  $\mu A709$  ou  $\mu A741$ ) fonctionne en trigger de Schmitt entre deux niveaux de tension à l'entrée, déterminés par  $R_2$ .

Si on admet, au départ, que le niveau à la sortie 6 est haut, le condensateur C se charge à travers  $R_1$ . Dès que la tension sur C atteint le niveau déterminé par le circuit de réaction  $R_2$ - $R_3$  à l'entrée non inverseuse (3), la tension à la sortie bascule au niveau bas, la tension à l'entrée 3 diminue et C se décharge à travers  $R_1$  jusqu'à ce que le seuil de basculement inférieur soit atteint, après quoi le trigger revient à son état de départ.

Tout ce processus se traduit par la formation d'un signal rectangulaire à la sortie du circuit intégré et triangulaire, d'amplitude constante, à l'entrée 2 (inverseuse). La fréquence de récurrence est déterminée par le produit  $R_1 C$ .

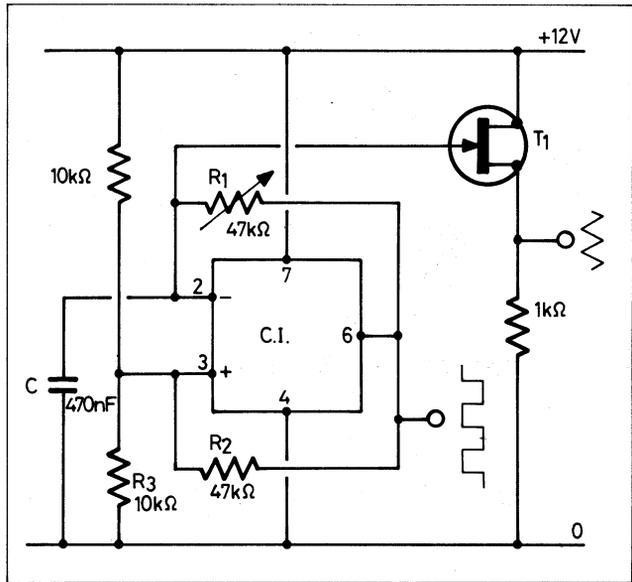
Pour pouvoir amplifier correctement le signal triangulaire, on fait appel à un « source follower » utilisant le transistor à effet de champ  $T_1$ .

L'ensemble demande une source d'alimentation normalement stabilisée, l'amplitude du signal de sortie étant directement proportionnelle à la tension d'alimentation. Un fonctionnement normal est possible avec une tension d'alimentation de 5 V, ce qui rend ce générateur « compatible TTL ».

L'amplitude du signal triangulaire doit être limitée à un dixième de la tension d'alimentation à peu près, si on veut obtenir une linéarité parfaite. Avec les valeurs du schéma cette amplitude représente un tiers environ de la tension d'alimentation et le signal accuse une légère distorsion.

Avec les valeurs des résistances et du condensateur du schéma le montage oscille sur une fréquence comprise entre 100 Hz et 3 kHz, suivant

Fig. 6-30. — Ce générateur peut délivrer des signaux triangulaires et rectangulaires simultanément.



la position de  $R_1$ , l'amplitude du signal triangulaire étant de 4 V environ. Si on réduit la tension d'alimentation à 5 V, l'amplitude du signal triangulaire est de 1,4 V et celle du signal rectangulaire se place entre 0,5 et 3,4V, soit 2,9 V c. à c.

Le transistor  $T_1$  peut être un 2 N 3819, BF 245 ou analogue. En ce qui concerne le circuit intégré les numéros des sorties indiqués sur le schéma correspondent à ceux des boîtiers TO-99 et DIL à 8 broches. Si on a affaire à un boîtier DIL à 14 broches, la répartition des sorties est la suivante : 4, entrée inverseuse; 5, entrée non inverseuse; 10, sortie; 6, — tension d'alimentation; 11, + tension d'alimentation.

## Un générateur d'impulsions n'utilisant qu'un transistor et une porte « Nand »

Il peut arriver qu'en réalisant un ensemble électronique quelconque on se trouve dans l'obligation d'avoir un générateur d'impulsions et qu'on ne dispose, pour le faire, que d'une porte « Nand » restée libre sur un circuit intégré utilisé partiellement, par exemple un 7400 ou analogue. Il n'est pas nécessaire de faire appel à un autre circuit intégré et il suffit de mettre en service la « porte » restant libre en lui adjoignant un transistor  $n-p-n$  quelconque du type « universel ».

Le schéma de la figure 6-31 représente un générateur d'impulsions réalisé suivant ce principe et dont le fonctionnement se déroule de la façon suivante. Lorsque la tension à la sortie 3 de la porte  $G_1$  bascule pour prendre sa valeur maximale positive, le condensateur en circuit ( $C_1$  à  $C_n$ ) se charge rapidement à travers le transistor  $T_1$  qui se trouve en régime

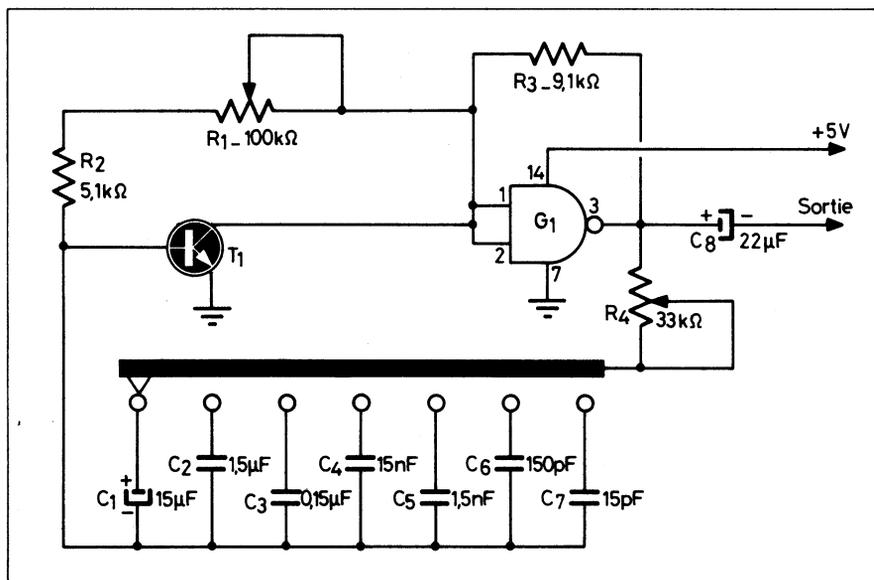


Fig. 6-31. — Générateur d'impulsions rectangulaires à un transistor et une porte « Nand ».

saturation, la constante de temps de la charge étant  $C_1 (R_4 + R_{be})$ , où  $R_{be}$  représente la résistance base-émetteur du transistor saturé. Dès la fin de la charge le courant à travers le transistor  $T_1$  diminue et devient pratiquement nul. La tension négative qui existe alors sur l'armature du condensateur côté base de  $T_1$  bloque le transistor, ce qui entraîne le niveau bas à la sortie de la porte  $G_1$ . Le condensateur  $C_1$  commence à se recharger, mais dans l'autre sens, avec une constante de temps plus longue définie par  $C_1 (R_1 + R_2 + R_4)$ .

Lorsque la tension sur la base du transistor atteint le seuil de conduction, c'est-à-dire  $+0,6$  à  $0,7$  V, le transistor devient conducteur et la tension de sortie de la porte  $G_1$  « saute » au niveau haut, après quoi le cycle recommence.

En faisant varier les résistances  $R_1$  et  $R_4$  on peut ajuster les paramètres des impulsions rectangulaires obtenues : fréquence de récurrence par  $R_1$ ; durée d'une impulsion, donc le rapport cyclique, par  $R_4$ . Avec les valeurs indiquées pour les capacités  $C_1$  à  $C_7$  ce générateur couvre la bande de fréquences de  $0,2$  Hz à  $500$  kHz, et permet de régler le rapport cyclique de  $2$  à  $400$  ou  $1\ 000$ , suivant la gamme. Si la tension d'alimentation varie de  $\pm 10\%$ , la fréquence du générateur subit une variation du même ordre de grandeur.

Le transistor  $T_1$  peut être n'importe quel « silicium »  $n-p-n$  de  $300$  à  $500$  mW : BC 107, BC 108, BC 547, BC 548, etc.

La porte  $G_1$  peut faire partie d'un circuit intégré tel que 7400 ou même 7410 (trois portes « Nand » à 3 entrées).



décroit au-dessous du courant de maintien, ou l'application d'une impulsion négative à la gâchette  $G_K$ . Il faut noter, cependant, que la coupure d'un tel thyristor par la gâchette de cathode exige une énergie plus grande que l'amorçage.

Dans le montage de la figure 6-32, la mise sous tension provoque la charge du condensateur  $C_1$  par le transistor  $T_1$ ; le courant de charge et, par conséquent, la pente du flanc montant de la dent de scie pouvant être ajustés par le potentiomètre  $P_2$ .

La charge de  $C_1$  continue jusqu'à ce que la tension à ses bornes soit sensiblement égale à la tension ajustée par  $P_1$  sur la gâchette  $G_K$ . Dès que ce niveau est dépassé, le thyristor devient conducteur et le condensateur  $C_1$  se décharge à travers la résistance de  $8,2 \Omega$ , tandis que la cathode K reste légèrement positive. Comme la gâchette  $G_K$  devient moins positive que la cathode, le thyristor se bloque, l'amplitude de la dent de scie retombe presque instantanément à son niveau de départ et le condensateur  $C_1$  recommence à se charger.

La tension de fin de charge aux bornes de  $C_1$  étant ajustée par  $P_1$ , ce potentiomètre commande l'amplitude de la dent de scie, ce qui équivaut à un réglage de la fréquence de récurrence. L'amplitude de la dent de scie peut être modifiée de 4 à 8 V c.à.c. environ, tandis que le potentiomètre  $P_2$  permet d'obtenir une pente comprise entre 0,4 et 0,8 V/ms pour le flanc montant de la dent de scie.

Des impulsions positives appliquées à la gâchette  $G_K$  permettent une synchronisation du générateur.

Le condensateur  $C_1$  doit être obligatoirement au plastique métallisé (mylar ou autre). Les transistors peuvent être du type BC 547, 2 N 2222 A, BFX 95, etc. pour  $T_1$ , et BC 369, BC 636, etc. pour  $T_2$ , tandis que le thyristor  $Th_1$  peut être du type BRY 20, BRY 39, BR 101 ou analogue.

Pour les deux diodes, on choisira parmi les types tels que BAX 16, BAY 52, BAX 13, 1 N 914, 1 N 4148, etc.

## Un générateur dont la fréquence est commandée par une tension continue

Ce générateur (fig. 6-33) peut être utilisé dans toute sorte d'appareils de mesure numériques. Lorsqu'on fait varier la tension de commande à l'entrée entre 0 et +10 V, la fréquence de récurrence des impulsions produites varie de 0 à 50 kHz à la sortie du générateur.

Les deux transistors  $T_1$  et  $T_2$  forment un convertisseur courant-tension établissant une dépendance linéaire entre la tension à l'entrée et le courant de collecteur de  $T_2$ . Le générateur d'impulsions à proprement parler utilise un transistor unijonction  $T_4$ . Dans la mesure où la charge du

Des constantes de temps beaucoup plus importantes peuvent cependant être réalisées en faisant précéder le transistor unijonction d'un transistor au silicium classique monté en émetteur suiveur (fig. 6-35 *b*), le gain en courant de celui-ci permet à la constante de temps RC d'atteindre des valeurs beaucoup plus grandes que dans le montage précédent; la fréquence pourra être réduite dans un rapport supérieur à 10.

Le montage pourra également être utilisé dans les circuits fonctionnant à fréquences moyennes pour réduire les dimensions du condensateur.

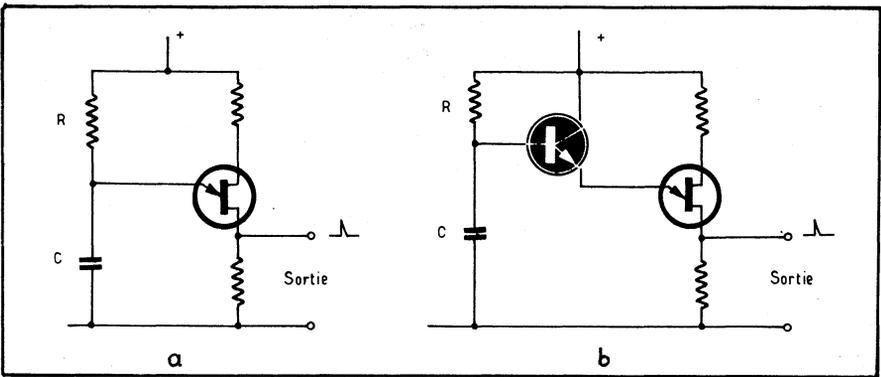


Fig. 6-35. — Lorsqu'un transistor unijonction est précédé d'un transistor monté en collecteur commun (*b*), on peut plus facilement atteindre des fréquences plus basses qu'avec le montage classique tel que *a*.

# 53

## dispositifs électroniques divers

- 12 sécurité, protection, alarme
- 12 générateurs sons divers,
- 11 montages électronique auto
- 11 relais
- 7 amplificateurs
- régulateurs de vitesse
- inverseurs de sens de rotation
- etc.

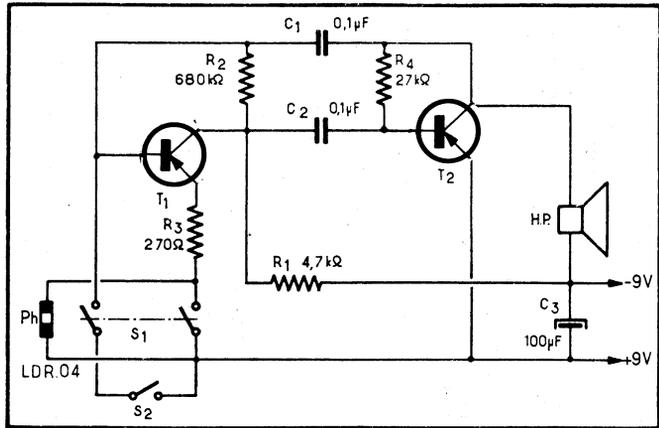
### Dispositif d'alarme avec signal sonore

Ce dispositif, dont le schéma, très simple, est reproduit dans la figure 7-1, constitue un multivibrateur, dont le « démarrage » est assuré soit par la diminution de la résistance d'une cellule photosensible, soit par un contact mécanique, qui peut être fixé à une porte, à une fenêtre, etc. A l'ouverture de cette porte ou de cette fenêtre, un signal sonore puissant se fait entendre dans le haut-parleur. Un signal lumineux peut être déclenché si la cellule Ph reçoit un rayon lumineux. Cela permet de placer ce dispositif dans un endroit qui doit être normalement dans l'obscurité. La moindre lumière qui pourrait s'y manifester déclenche le signal d'alarme.

Les deux transistors sont montés en émetteur commun. La résistance de la cellule photosensible diminue considérablement lorsqu'elle reçoit un rayon lumineux, de sorte que le multivibrateur peut osciller. Cela se traduit par des signaux pratiquement rectangulaires, que le haut-parleur transforme en un signal sonore.

L'oscillation s'arrête dès que l'excitation lumineuse de la cellule disparaît, car le transistor  $T_1$  est alors de nouveau « bloqué ».

Fig. 7-1. — Dispositif d'alarme avec signal sonore commandé par un élément photosensible ou un contact.



Un interrupteur double  $S_1$  permet de court-circuiter la cellule et de réunir directement au « plus » la base du  $T_1$ . Dans ces conditions, l'entrée en oscillation dépend d'un contact supplémentaire  $S_2$ , que l'on fixe justement sur l'ouverture à protéger. Tant que ce contact est fermé,  $T_1$  reste « bloqué » et le multivibrateur ne fonctionne pas.

La consommation de l'ensemble est de 29 mA au repos et de 24 mA environ en fonctionnement. Si la température ambiante est assez élevée (par exemple supérieure à 30 °C), il est prudent de prévoir une bride de fixation pour le transistor  $T_2$  ou bien, si le montage n'est pas réalisé sur un châssis métallique, un tout petit radiateur.

Les transistors à utiliser peuvent être choisis parmi les types suivants : AF 137, AF 126, BF 451, BF 324, BF 936, etc. pour  $T_1$ ; AC 122, AC 125, BC 178, BC 558, etc. pour  $T_2$ .

## Enclencheur automatique d'éclairage

Cet appareil, dont le schéma général est celui de la figure 7-2, peut servir, par exemple, pour éclairer un local ou une vitrine dès que la lumière ambiante devient insuffisante. Pour cela, on remplace la lampe à incandescence du circuit collecteur du  $T_2$  par un relais approprié.

Lorsque la lumière tombe sur la cellule Ph, sa résistance propre diminue considérablement, et le transistor  $T_1$  reçoit une polarisation négative relativement élevée sur sa base. Le courant de collecteur du  $T_1$  devient important et la chute de tension sur  $R_3$  représente pratiquement la tension d'alimentation.

Entre le collecteur du  $T_1$  et la masse se trouve disposé un diviseur de tension  $R_5$ - $R_6$ , qui détermine la polarisation de base du  $T_2$ . Lorsque le transistor  $T_1$  conduit, la polarisation de base du  $T_2$  devient

tellement faible que ce transistor se trouve pratiquement « bloqué ». L'ampoule 6 V, ou le relais, n'est évidemment pas alimentée dans ces conditions.

Si la lumière que reçoit la cellule Ph diminue, la résistance de cette dernière augmente et la base du  $T_1$  devient plus positive (ou, plus exactement, moins négative). Le courant de collecteur du  $T_1$  diminue, ainsi que la chute de tension sur  $R_3$ . La base du transistor  $T_2$  devient de ce fait plus négative et  $T_2$  se « débloque », faisant passer un courant de collecteur et allumant l'ampoule.

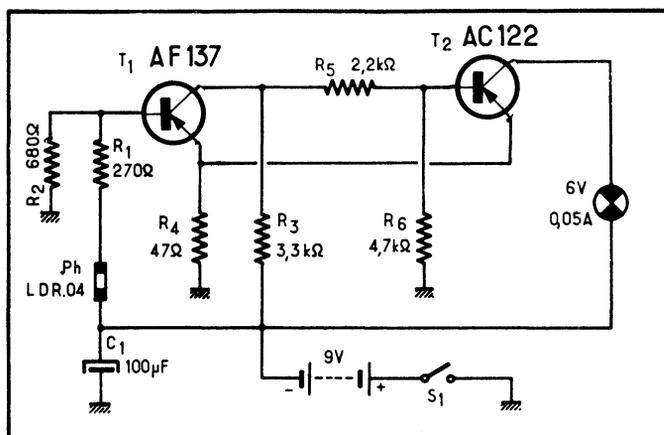


Fig. 7-2. — Schéma général de l'enclencheur automatique.

La résistance commune d'émetteur  $R_4$  détermine une contre-réaction, afin d'assurer un déclenchement net en présence de tout dépassement, en plus ou en moins, suivant le sens désiré, du niveau moyen d'éclairement, ajusté d'avance à l'aide de la résistance  $R_1$ .

Les deux transistors sont du même type que dans la réalisation précédente : AF 137, AF 126, BF 451, BF 324, etc. pour  $T_1$ ; AC 122, AC 125, BC 178, BC 558, etc. pour  $T_2$ .

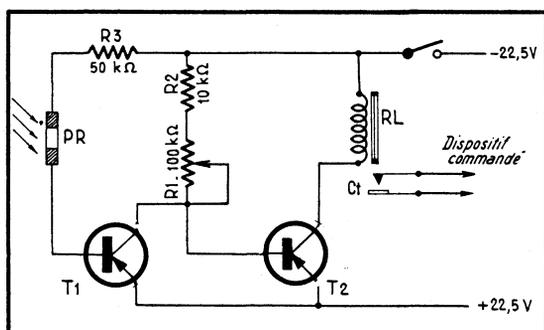
## Un relais photosensible à transistors

Ce relais, représenté sur le schéma de la figure 7-6, fonctionne lorsque le rayon lumineux excitant la photorésistance PR se trouve intercepté, coupé. Il peut donc servir à un grand nombre de dispositifs automatiques d'alarme, d'ouverture de portes, de comptage d'objets, etc.

Un élément photosensible, qui peut être constitué, par exemple, par une cellule photorésistante ORP 60 ou ORP 61 (*R.T.C.*) voit sa résistance propre, faible lorsque la cellule reçoit un rayon lumineux, augmenter très fortement aussitôt que l'excitation lumineuse disparaît. Il en résulte que la tension de base du transistor  $T_1$  va devenir

moins négative lors de l'obscurcissement, ce qui provoque une diminution du courant de collecteur et, par conséquent, rend la base du transistor  $T_2$  plus négative. Le courant de collecteur de ce transistor augmente brutalement et fait basculer le relais RL, coupant ou établissant une liaison appropriée.

Fig. 7-3. — Une photorésistance PR, un relais RL et deux transistors constituent les principaux éléments de ce montage aux multiples possibilités.



Bien entendu, on peut imaginer également, pour certaines applications, un fonctionnement « à l'envers » : la cellule est normalement obscurcie et la tension de base du  $T_1$ , très faiblement négative, détermine un courant de collecteur également faible, donc une tension suffisamment négative à la base du  $T_2$  pour obtenir un courant de collecteur maintenant le relais RL en état de « collage ». Aussitôt qu'un rayon lumineux atteint la cellule, le courant de collecteur du  $T_1$  augmente, celui du  $T_2$  diminue et le relais RL revient à la position de repos.

Le dispositif décrit peut, par exemple, enclencher automatiquement l'éclairage d'une pièce ou d'un local aussitôt que l'éclairement moyen descend au-dessous d'un certain niveau que l'on peut ajuster une fois pour toutes, à l'aide de la résistance  $R_1$ .

Lorsqu'il s'agit d'un dispositif d'alarme, déclenchant une sonnerie ou allumant une lampe rouge, par exemple, il est nécessaire de prévoir le maintien du relais dans la position de travail même lorsque l'excitation de la cellule est rétablie. A cet effet on peut prévoir un contact supplémentaire, court-circuitant l'émetteur et le collecteur du transistor  $T_2$ . Pour mettre le dispositif au repos, il est alors nécessaire de couper pendant un instant le circuit d'alimentation.

Les transistors  $T_1$  et  $T_2$ , utilisables dans ce montage, peuvent être du type B.F. faible puissance, par exemple des AC 125, AC 126, BC 178, BC 558, BC 275, BC 308, etc., les caractéristiques du relais étant évidemment fonction du courant de collecteur du transistor choisi. Bien entendu, la valeur des éléments  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  n'est donnée qu'à titre indicatif, et dépend de la cellule et des transistors utilisés. A signaler, enfin, que la plupart des cellules photorésistantes, et, notamment, les ORP 60 et ORP 61, sont très sensibles à l'infrarouge.

## Un interrupteur actionné par un signal sonore

Cet interrupteur, qui peut se loger à l'intérieur de certaines prises de courant ou être camouflé dans le voisinage immédiat de ces dernières, « répond » à tout signal sonore bref et suffisamment fort, par exemple un claquement de mains. De plus, il fonctionne à la façon d'une bascule : un premier signal ferme l'interrupteur et la lampe commandée s'allume ; le signal suivant ouvre l'interrupteur et la lampe s'éteint.

Le schéma fonctionnel de cet interrupteur est représenté dans la figure 7-4. Le signal sonore de commande est reçu par le microphone M et transmis à un amplificateur. Il se présente, en principe, comme un train d'oscillations amorties, dont la première actionne une bascule et provoque l'apparition, à la sortie de cette dernière, d'une impulsion rectangulaire qui, après passage à travers un circuit différentiateur, se trouve transformée en deux impulsions-pointes de polarité opposée. La pointe positive est coupée par une diode, tandis que la pointe négative conservée provoque le basculement d'un trigger qui,

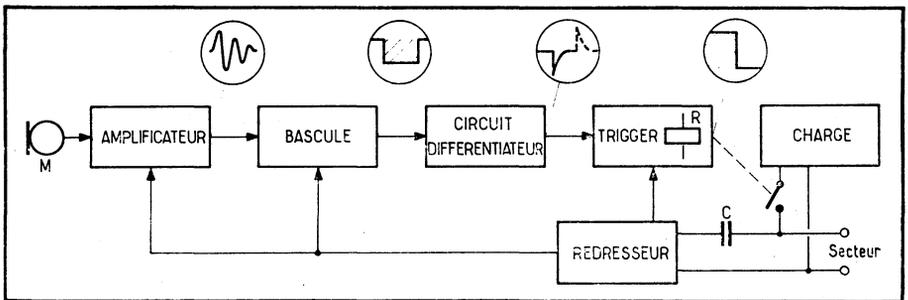


Fig. 7-4. — Schéma fonctionnel d'un relais actionné par un signal sonore.

à son tour, détermine le collage ou le relâchement d'un relais, dont le contact coupe ou rétablit le circuit d'utilisation.

Tout ce dispositif est alimenté par le secteur à l'aide d'un redresseur sans transformateur, où une capacité série (C) absorbe la tension excédentaire.

Le schéma complet de l'interrupteur télécommandé est représenté dans la figure 7-5, où l'amplification du signal reçu par le microphone est assurée par le transistor  $T_1$ . Le signal amplifié, prélevé sur  $R_2$ , est appliqué, à travers  $C_2$ , à l'entrée de la bascule. La résistance  $R_2$  détermine la polarisation de base nécessaire de l'étage amplificateur.

La bascule est formée par les transistors  $T_2$  et  $T_3$ , les résistances  $R_3$ ,  $R_5$  à  $R_8$  et le condensateur  $C_4$ . En position d'attente (stable), le transistor  $T_2$  est bloqué tandis que  $T_3$  est saturé, de sorte que la tension collecteur du premier est sensiblement égale à la tension d'alimentation, tandis que celle du second est pratiquement nulle.

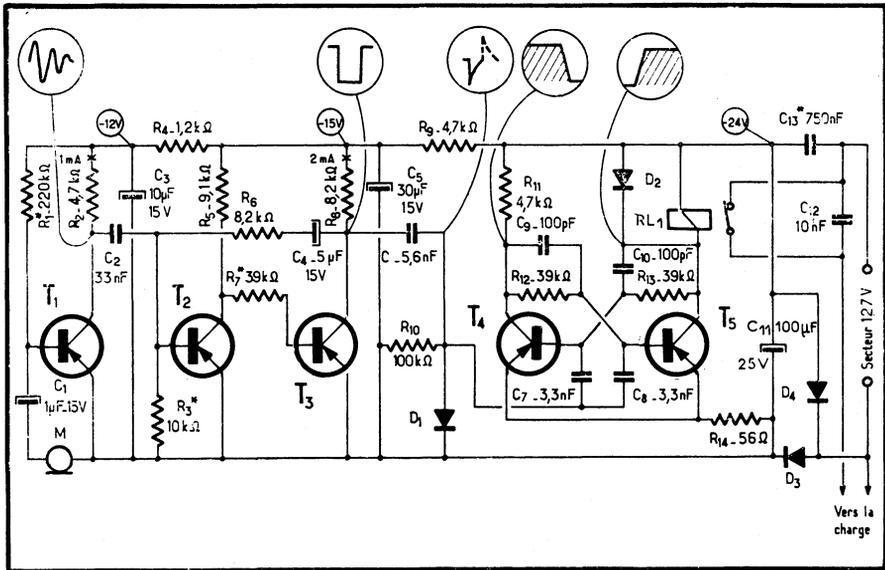


Fig. 7-5. — Schéma complet du relais actionné par un signal sonore.

Aussitôt qu'un signal issu de l'amplificateur est appliqué à l'entrée de la bascule, sa première alternance négative amène  $T_2$  à saturation, ce qui fait tomber pratiquement à zéro sa tension de collecteur et bloque instantanément le transistor  $T_3$  dont la tension de collecteur monte au niveau de la tension d'alimentation.

En même temps, le condensateur  $C_4$  commence à se charger, à travers  $R_8$ ,  $R_6$  et la jonction ouverte émetteur-base de  $T_2$ . Mais au fur et à mesure que  $C_4$  se charge, la tension à la base de  $T_2$  devient de moins en moins négative et il arrive un moment où  $T_2$  se trouve bloqué, ce qui provoque immédiatement la saturation, c'est-à-dire l'ouverture de  $T_3$ .

Le passage des transistors  $T_1$  et  $T_3$  d'un état à l'autre se fait d'une façon pratiquement instantanée, de sorte que le cycle complet correspond à l'apparition sur le collecteur de  $T_3$  d'une impulsion rectangulaire dont la durée dépend de la capacité de  $C_4$  et de valeur de  $R_6$ , et doit représenter plusieurs fois celle du train d'oscillations engendrées par le signal sonore et dont les alternances négatives peuvent « ouvrir » le transistor  $T_2$ . Le relais  $RL$  à la sortie du trigger doit basculer (dans l'une ou l'autre de ses positions) pendant le passage de l'impulsion rectangulaire. Si cette dernière est trop courte, le basculement du relais peut ne pas être sûr et la coupure (ou le rétablissement) du circuit ne peut pas se produire.

Cependant, si l'on applique une impulsion aussi « longue » directement à l'entrée du trigger, ce dernier pourrait basculer deux fois pendant la durée de l'impulsion. Pour cette raison, l'impulsion rectangulaire est énergiquement différenciée par la cellule  $C_6$ - $R_{10}$ , et l'on ne

conserve, des deux pointes de polarité opposées qui en résultent, que l'impulsion négative, l'autre étant coupée par la diode  $D_1$ .

Le trigger est un multivibrateur bistable, utilisant les transistors  $T_4$  et  $T_5$ . Le montage est parfaitement symétrique et ne « choisit » l'un de ses deux états, dès la mise sous tension de l'appareil, qu'à cause de la différence inévitable, même infime, dans les caractéristiques des deux transistors.

Supposons qu'au départ le transistor  $T_4$  soit saturé, ce qui implique  $T_5$  bloqué. Cet état stable se prolongera jusqu'à l'arrivée de l'impulsion négative au point commun de  $C_7$ - $C_8$ , en provenance du circuit différentiateur, et qui fera basculer le trigger dans l'autre état stable :  $T_4$  bloqué,  $T_5$  saturé. On voit immédiatement que dans ce dernier cas le relais RL est excité et « collé », son contact fermant le circuit d'utilisation, donc allumant la lampe « commandée ». A l'arrivée d'un deuxième signal sonore, le trigger rebasculé dans son état de départ ( $T_4$  saturé,  $T_5$  bloqué), de sorte qu'aucun courant ne circule dans l'enroulement du relais, qui « lâche » et coupe le circuit d'utilisation.

L'alimentation se fait, comme il a été dit, à partir du secteur à l'aide d'un doubleur utilisant les diodes  $D_3$  et  $D_4$ . Les condensateurs  $C_3$ ,  $C_5$  et  $C_{11}$ , avec les résistances  $R_4$  et  $R_8$ , forment des cellules de filtrage atténuant la composante alternative de la tension redressée. Ces cellules servent également pour éviter le déclenchement de l'interrupteur par des impulsions parasites qui pourraient provenir du secteur. La diode  $D_2$  protège  $T_5$  des pointes de tension apparaissant aux bornes du relais au moment de la commutation à l'ouverture, tandis que  $C_{12}$  élimine, ou du moins atténue, l'étincelle se produisant au moment de la coupure et protège de ce fait les contacts.

La réalisation originale de l'interrupteur décrit a été logée sur une plaquette ronde en bakélite de 55 mm de diamètre, l'ensemble étant caché à l'intérieur d'une prise de courant.

Les caractéristiques du relais ne sont pas critiques (courant de travail de quelques milliampères, en fonction des transistors  $T_4$ - $T_5$  utilisés), l'essentiel étant ses dimensions aussi réduites que possible.

Le micro peut être constitué par un écouteur d'un appareil de prothèse auditive ou analogue. Quelques trous de petit diamètre seront pratiqués dans le couvercle de la prise de courant pour favoriser « l'accès » du signal sonore.

La valeur du condensateur  $C_{13}$ , qui joue le rôle de résistance chutrice absorbant les volts excédentaires du secteur, doit être déterminée expérimentalement. Ordre de grandeur : 0,75  $\mu$ F pour 127 V (tension de service 160 V) ; 0,5  $\mu$ F pour 220 V (tension de service 300 V).

Les transistors peuvent être du même type : *p-n-p* germanium ou silicium, B.F., 150 à 300 mW, à choisir parmi les types suivants : BC 178, BC 558, AC 125, AC 126, etc Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont au germanium à pointe, pour tension inverse maximale de l'ordre de 100 V et le courant maximal redressé de quelque 15 mA (OA 95, par exemple). Les diodes  $D_4$  et  $D_3$  peuvent être, par exemple, des BA 145.

bre maximal de tours/minute que l'on se propose de mesurer. Rien n'empêche, d'ailleurs, de prévoir pour C plusieurs valeurs commutables.

Type de moteur	Nombre de cylindres	Valeur de C (en $\mu\text{F}$ ) pour le nombre de tours/minute maximal de :				
		3000	4000	5000	6000	8000
2 temps	1	1,22	1	0,68	0,68	0,47
	2	0,68	0,47	0,33	0,33	0,22
	3	0,47	0,33	0,22	0,22	0,15
4 temps	1	2,47	1,68	1,47	1,22	1
	2	1,22	1	0,68	0,68	0,47
	4	0,68	0,47	0,33	0,33	0,22
	6	0,47	0,33	0,22	0,22	0,15

Le milliampèremètre est un 1 mA de déviation totale, dont la résistance propre est de l'ordre de 100-200  $\Omega$ . On utilisera, de préférence, un modèle où la déviation de l'aiguille se fait sur 270° ou 300°.

Il faut noter également que toute modification de la tension d'alimentation se répercute sur l'indication de l'appareil de mesure, de sorte qu'il est absolument nécessaire de prévoir une diode Zener (ici  $D_2$ ) pour la stabilisation (tension Zener = 5 V).

Les deux transistors peuvent être des AC 125, BC 178, BC 558 etc. La diode  $D_1$  sera une AAZ 17 ou AAZ 18 et la diode Zener  $D_2$  une BZX 79-C 5V1 ou analogue.

## Essuie-glaces à coupure et remise en marche automatiques

La plupart des conducteurs sont d'accord pour dire qu'il est agaçant de voir osciller continuellement les balais d'un essuie-glaces, surtout lorsqu'on effectue un voyage assez long et que l'on roule sous une pluie fine et intermittente, où un fonctionnement également intermittent de l'essuie-glaces suffirait parfaitement. Bien entendu, rien n'empêche le conducteur de manœuvrer le bouton correspondant, aussi souvent qu'il le désire, pour arrêter ou remettre en marche l'appareil, mais il serait tellement plus simple que cette opération puisse se faire automatiquement, et à une cadence que l'on pourrait choisir en fonction des circonstances.

L'appareil décrit ci-après peut être facilement réalisé avec du matériel dont tout technicien dispose ou, du moins, du matériel parfaitement courant. Les dimensions indiquées ne le sont qu'à titre d'exemple et peuvent être modifiées suivant la place disponible.

## Principe

Le schéma de base est celui de la figure 7-10, où les deux transistors et les éléments associés forment un multivibrateur astable et asymétrique, dont la durée de l'état « bloqué » est déterminée par celle de décharge des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  et par les caractéristiques propres des transistors. Les condensateurs se déchargent à travers les résistances de base et celles de collecteur, la valeur de ces dernières n'intervenant que peu. La durée de la décharge de  $C_1$  peut être fixée à cinq valeurs différentes à l'aide du contacteur  $S_3$  et des résistances  $R_5$  à  $R_9$  de valeur adéquate.

La charge d'un condensateur,  $C_1$  ou  $C_2$ , s'effectue à travers la jonction base-émetteur du transistor « ouvert » et la résistance de

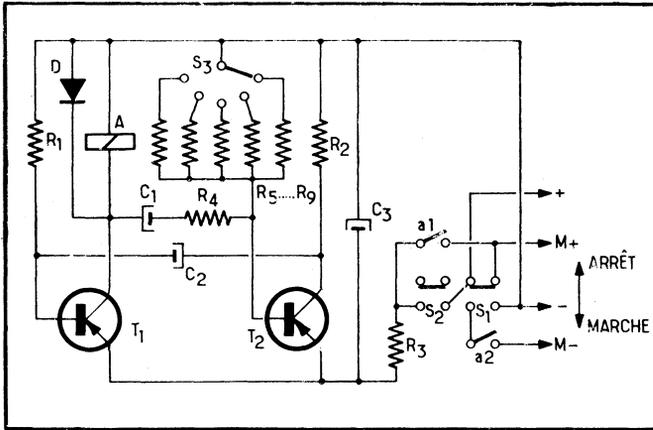


Fig. 7-10. — Schéma d'un essuie-glaces automatique à cinq durées de pause, utilisable avec des transistors à gain suffisamment élevé.

collecteur du transistor « fermé ». Tous ces phénomènes sont à considérer lorsqu'on veut modifier les durées de commutation.

En résumé, pendant la décharge du condensateur  $C_1$ , dont la durée est déterminée par la position de  $S_3$ , le transistor  $T_2$  est bloqué tandis que  $T_1$  est conducteur. Le relais A est excité et coupe les contacts  $a_1$  et  $a_2$ , ce qui provoque l'arrêt du moteur (M) de l'essuie-glaces. La décharge de  $C_1$  étant terminée, le montage bascule et c'est  $T_1$  qui se bloque,  $T_2$  devenant conducteur. Le relais lâche et les contacts  $a_1$  et  $a_2$  se ferment, entraînant le mouvement des balais essuie-glaces, qui se poursuit pendant le temps que dure la décharge de  $C_2$ , beaucoup plus rapide que celle de  $C_1$  à cause de la valeur plus faible des résistances en circuit, mais suffisante pour que les balais effectuent un ou deux va-et-vient.

## Réalisation

Il n'y a aucune recommandation particulière en ce qui concerne le câblage, qui se fera en fonction du matériel dont dispose le réalisa-

teur et pour lequel on trouve un exemple de montage sur une petite platine imprimée (fig. 7-11), utilisable pour les variantes des figures 7-10 et 7-12. Les croquis des figures 7-13 et 7-14 montrent la disposition des composants sur cette platine dans les deux cas : figure 7-13 pour la variante de la figure 7-12; figure 7-14 pour celle de la figure 7-10.

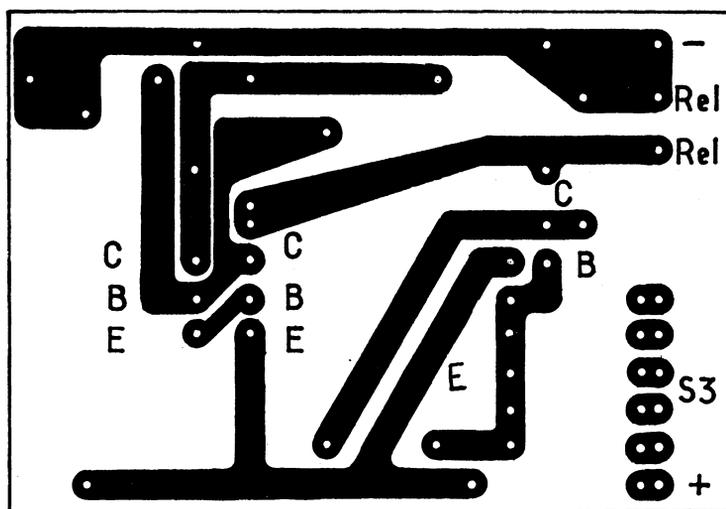


Fig. 7-11. — Dessin, en grandeur réelle de la platine imprimée pour la réalisation de l'essuie-glaces automatique.

Pratiquement n'importe quel transistor B.F. ou commutation de faible puissance (200 à 500 mW) convient pour cette réalisation, à condition que son courant de collecteur à l'état saturé soit suffisant pour actionner le relais A : AC 126, BC 558, BC 178, etc.

Si les transistors utilisés présentent un gain en courant supérieur à 50, on peut se contenter du schéma de la figure 7-10. Si le gain en courant est plus faible, il est préférable d'adopter le schéma de la figure 7-16, où le transistor  $T_3$  est du même type que les deux autres.

Les différents contacts et connexions des trois schémas des figures 7-10, 7-12 et 7-15 sont indiqués de la façon suivante :

La batterie de la voiture est réunie aux points marqués « + » et « - » ;

Le moteur de l'essuie-glaces est connecté, par exemple, à M — et au « + » de la batterie ;

Le contact inverseur  $S_1$  correspond au bouton normal de mise en marche ou d'arrêt de l'essuie-glaces, fixé sur le tableau de bord ;

Les contacts  $a_1$  et  $a_2$  du relais sont normalement fermés ;

Le contact inverseur  $S_2$  permet de mettre en service le dispositif automatique. Ce contact peut être représenté par un bouton « libre » du tableau de bord, qui existe assez souvent.

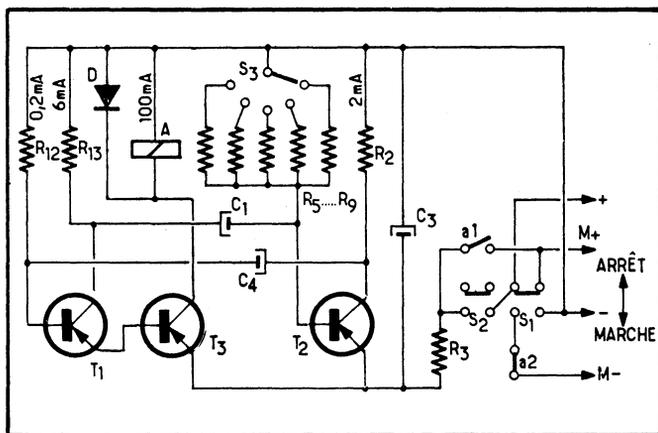


Fig. 7-12. — Ce montage d'essuie-glaces est à adopter si le gain des transistors utilisés n'est pas très élevé.

Fig. 7-13. — Disposition des composants d'une réalisation suivant la figure 7-12

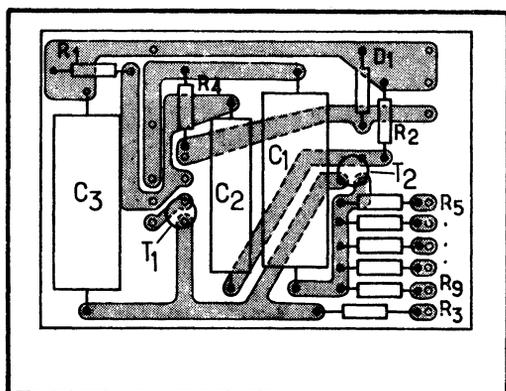
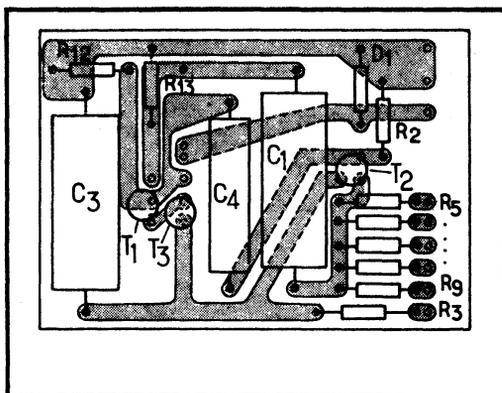
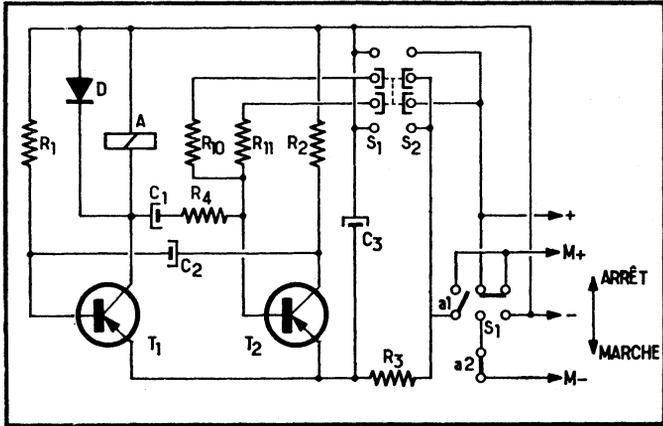


Fig. 7-14. — Disposition des composants d'une réalisation suivant la figure 7-10.

Fig. 7-15. — Dans ce schéma d'essuie-glace automatique il n'est prévu que deux durées de pause.



Il est à remarquer que si on s'en tient à la commutation et l'interconnexion représentées sur les schémas des figures 7-10, 7-12 et 7-15, l'un des contacts,  $a_1$  ou  $a_2$  devient inutile. Si l'on se contente de deux valeurs de « pause » seulement, on peut adopter le schéma de la figure 7-15, où  $S_2$ - $S_3$  représentent un inverseur double à trois positions, celle du milieu correspondant à la mise hors circuit du dispositif automatique.

Le tableau suivant indique la valeur des différents éléments, que l'on doit considérer comme un ordre de grandeur, pouvant varier en plus ou en moins en fonction des transistors utilisés ou des intervalles d'arrêt et de marche que l'on désire obtenir.

Composant	Valeur	Composant	Valeur
$R_1$	4 k $\Omega$	$R_{10}$	18 k $\Omega$
$R_2$	2 k $\Omega$	$R_{11}$	120 k $\Omega$
$R_3$	5 $\Omega$	$R_{12}$	30 k $\Omega$
$R_4$	500 $\Omega$	$R_{13}$	1 k $\Omega$
$R_5$	8 k $\Omega$	$C_1$	1000 $\mu$ F-10 V
$R_6$	16 k $\Omega$	$C_2$	200 $\mu$ F-10 V
$R_7$	30 k $\Omega$	$C_3$	1000 $\mu$ F-10 V
$R_8$	120 k $\Omega$	$C_4$	20 $\mu$ F-10 V
$R_9$	250 k $\Omega$		

Toutes les résistances sont du type 0,125 W.

La diode D sera d'un type quelconque dit commutation, par exemple BAV 10, 1 N 4148 ou similaire.

En ce qui concerne le relais, il doit avoir, s'il s'agit d'une batterie de 6 V, quelque 3 000 spires, une résistance de 55  $\Omega$  environ et être

prévu pour supporter un courant de 100 mA. Si la voiture est équipée d'une batterie de 12 V, la résistance de la bobine du relais doit être doublée et  $R_2$  portée à 3,9 ou 4,7 k $\Omega$ .

Avec les valeurs indiquées pour les résistances et les capacités, la durée des « pauses » pour les schémas des figures 7-10 et 7-12 se répartit de la façon suivante :

position $R_5$ : 3 s ;	position $R_6$ : 6 s ;
position $R_7$ : 12 s ;	position $R_8$ : 25 s ;
position $R_9$ : 50 s.	

Pour le schéma de la figure 7-19 il y a deux valeurs de pause : 7 s avec  $R_{10}$  et 28 s avec  $R_{11}$ . Si l'on réduit la valeur de  $C_1$  à 500  $\mu$ F, les balais effectuent deux mouvements de va-et-vient entre deux pauses.

Ne pas oublier que les contacts du relais doivent pouvoir couper 1 à 2 A.

## Générateur d'impulsions pour les essuie-glaces des automobiles

En cas de chute de pluie ou de neige peu abondante ou moyenne, il faut sans cesse faire marcher les essuie-glaces pendant quelques secondes. Un générateur électronique d'impulsions peut assurer ce branchement périodique de courte durée.

La figure 7-16 représente le schéma du générateur d'impulsions, qui est constitué par un multivibrateur astable dont la durée d'impulsion est réglée à une valeur fixe et la période est réglable d'une façon continue sur une large plage. Il est équipé de transistors complémentaires au silicium BCY 78 et BCY 58, que l'on peut remplacer par des BC 557, BC 177 etc. pour les *p-n-p*, et par BC 547, BC 107, BC 108, BC 548, etc. pour les *n-p-n*.

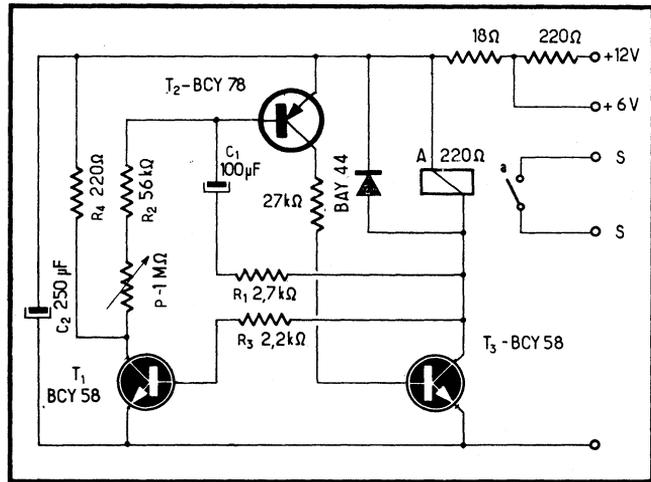
Au début de la charge du condensateur  $C_1$ , déterminant la durée de commutation, les transistors  $T_2$  et  $T_3$  sont conducteurs, car le courant de charge du condensateur  $C_1$  rend le transistor  $T_2$  conducteur et peut s'écouler par le circuit collecteur-émetteur à faible résistance du transistor  $T_3$ , qui est rendu conducteur par le courant collecteur du transistor  $T_2$ . Le transistor  $T_1$  est attaqué par le potentiel du collecteur du transistor  $T_3$  et par conséquent bloqué. Pendant la charge, le courant circule dans le relais A dont le contact de travail *a* est fermé, de sorte que les essuie-glaces fonctionnent. La constante de temps de la charge du condensateur est déterminée essentiellement par  $C_1$  et  $R_1$ .

Lorsque le courant de charge décroissant n'est plus suffisant pour maintenir le transistor  $T_2$  conducteur, ce dernier bloque aussi le transistor  $T_3$ . Ce blocage est très soudain, car l'élévation du potentiel du transistor  $T_3$  élève aussi le potentiel de base du transistor  $T_2$ . Ce dernier est, par suite, davantage bloqué. Le blocage du transistor  $T_3$

rend toutefois conducteur le transistor  $T_1$  précédemment bloqué. Le condensateur  $C_1$  chargé est relié à la borne positive de la batterie par la résistance  $R_1$  et le relais A, tandis que sa borne positive est reliée à la base du transistor  $T_2$  qui est ainsi bloqué.

Le relais A est coupé pendant la décharge suivante du condensateur  $C_1$  sur la résistance  $R_2$ , le potentiomètre P, le circuit émetteur-collecteur du transistor  $T_1$  et la résistance  $R_1$ . La constante de temps de la décharge du condensateur est essentiellement déterminée par  $C_1$  et P.

**Fig. 7-16.** — Schéma d'un générateur d'impulsions réglable d'une façon continue pour essuie-glaces, A : relais miniature NV 23154 C 0719-B 104, Siemens



Après la décharge du condensateur  $C_1$ , une partie du courant collecteur du transistor  $T_1$  circule encore dans le potentiomètre P et la base du transistor  $T_2$ , assurant ainsi une commutation fiable du transistor  $T_2$ . Ce courant collecteur n'est interrompu que lorsque le transistor  $T_3$  est rendu conducteur par le transistor  $T_2$  et que la charge du condensateur  $C_1$  peut recommencer.

La résistance  $R_4$  dans le circuit collecteur du transistor  $T_1$  correspond à la résistance du relais A. Elle est parcourue par un courant quand le relais A est coupé, de sorte que le montage absorbe un courant de service constant d'environ 30 mA, indépendamment de la position du multivibrateur, dont le fonctionnement n'est pas influencé par cette résistance. Par suite du courant d'alimentation constant, une résistance additionnelle suffit pour commuter la tension d'alimentation du montage de 6 à 12 V. Le condensateur  $C_2$  amortit les pointes de tension nuisibles dans le réseau de bord du véhicule.

La figure 7-21 illustre le montage du générateur d'impulsions sur le véhicule. Le contact de travail *a* du relais est branché en parallèle, par les deux bornes *s*, avec l'interrupteur habituel  $S_1$  des essuie-glaces. Il est recommandé de coupler l'interrupteur  $S_2$  du générateur d'impulsions avec le potentiomètre P. Seul l'interrupteur  $S_2$  est actionné pour le fonctionnement par intermittence, le potentiomètre P permettant de régler la durée du repos désiré entre 2 et 100 secondes.

Avec les valeurs de la figure 7-16, l'essuie-glace fonctionne pendant 2 s environ à chaque fois. Cette durée de fonctionnement dépend

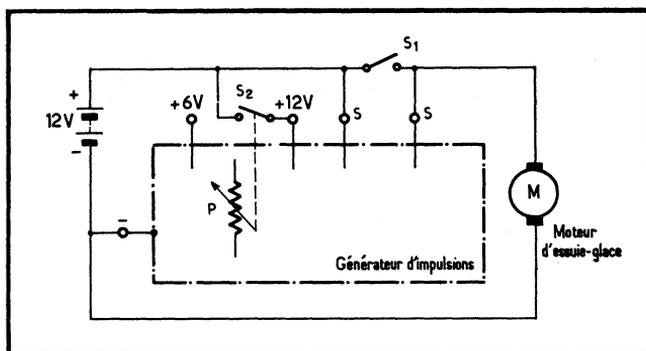


Fig. 7-17. — Montage du générateur d'impulsions de la figure 7-20 sur un véhicule.

S1 : interrupteur de commande de l'essuie-glaces sur le tableau de bord.

S2 : interrupteur du générateur d'impulsions.

essentiellement de la résistance  $R_1$ . Une résistance plus grande est nécessaire pour obtenir des durées plus longues. La fermeture de l'interrupteur  $S_1$  permet de faire fonctionner les essuie-glaces à tout moment, même pendant le repos du générateur d'impulsions, par exemple quand le pare-brise est fortement sali à la suite du croisement d'une voiture. Pour obtenir le fonctionnement permanent des essuie-glaces, il faut également actionner l'interrupteur  $S_1$ . L'appareil est réalisé pour une tension de service de 6 ou 12 V.

## Allumage et extinction automatique des feux de position

Le schéma très simple de la figure 7-18 montre un dispositif permettant ces deux opérations et n'utilisant que trois transistors, un élément photosensible et quelques résistances.

L'ensemble fonctionne à partir d'une photodiode au silicium TP 61 (Siemens) (FD) qui, lorsqu'elle reçoit suffisamment de lumière, détermine une polarisation de base  $T_1$  telle que ce transistor se trouve bloqué.

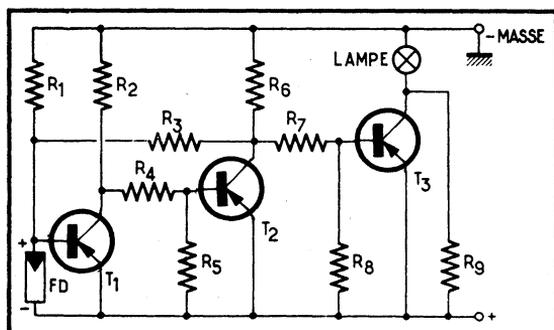


Fig. 7-18. — Schéma du commutateur électronique des feux de position.

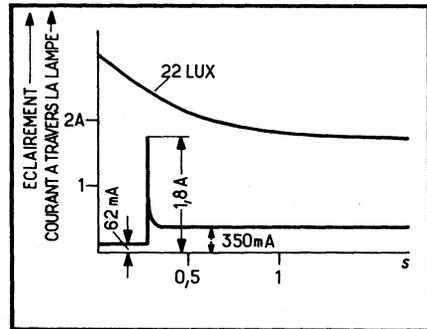
Il en résulte que le transistor  $T_2$  est conducteur, car sa base est nettement négative par rapport à son émetteur, mais que  $T_3$  est bloqué et que la lampe (feu de position), qui se trouve dans son circuit de collecteur, reste éteinte.

Lorsque la lumière extérieure diminue, le courant à travers la photodiode décroît, ce qui signifie que la résistance propre de cet élément augmente. A partir d'un certain seuil, la base du  $T_1$  devient suffisamment négative et le transistor passe en état de conduction, ce qui bloque le transistor  $T_2$ , mais rend conducteur  $T_3$  et provoque l'allumage du feu de position.

Pour protéger le transistor-interrupteur  $T_3$  contre une pointe de courant trop élevée au moment de l'enclenchement, la lampe commandée reçoit un léger préchauffage par la résistance  $R_0$ . Le courant permanent de quelque 62 mA qui en résulte est sans importance pour une batterie de voiture de capacité habituelle.

Des mesures effectuées à l'aide d'un luxmètre ont montré que le feu de position s'allumait dès que l'éclairement descendait à 22 lux et s'éteignait dès qu'il atteignait 50 lux.

Fig. 7-19. — Au moment de basculement du commutateur, à quelque 22 lux, une pointe de courant très importante apparaît.



L'oscillogramme de la figure 7-23 montre qu'à l'instant de l'allumage d'une lampe (qui est une 12 V - 5 W) le transistor  $T_3$  subit une surcharge considérable, représentant plus de 4 fois la charge en fonctionnement prolongé, qui est de l'ordre de 350 mA. Cela montre que le domaine d'application du montage décrit est tout de même assez limité, bien que le transistor  $T_3$  utilisé lors des essais de la maquette ( $T_3$ ) ait supporté sans défaillance de très nombreuses commutations avec une lampe de 12 V - 8 W. Mais pour avoir une marge de sécurité suffisante, il est conseillé de ne pas utiliser des lampes de plus de 3 W, aussi bien en 6 qu'en 12 V.

Si l'on a besoin de commuter une puissance plus élevée, on peut utiliser, à la place de la lampe, un relais analogue à celui, par exemple, en 6 ou en 12 V. Comme le courant de commutation se situe alors vers 55 mA, la résistance  $R_0$  peut être supprimée et le transistor  $T_3$  choisi parmi les modèles plus faibles.

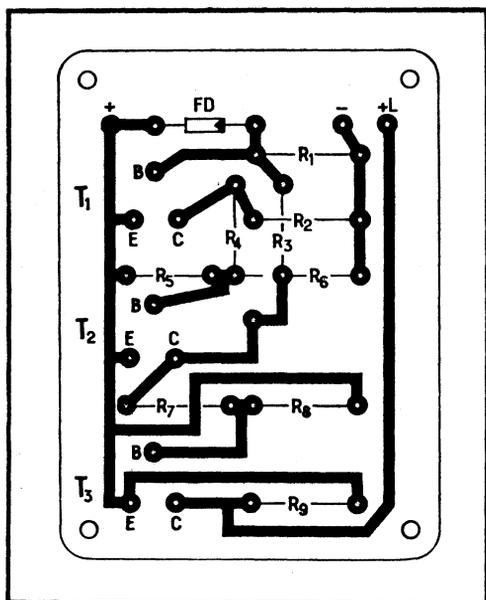


Fig. 7-20. — Circuit imprimé permettant le montage du commutateur.

L'ensemble peut être réalisé en circuit imprimé suivant le dessin de la figure 7-20, enfermé dans un boîtier en matière plastique de  $70 \times 40 \times 20$  mm. La liaison avec le « plus » de la batterie passera par un interrupteur, tandis que la connexion « moins » sera réunie à la masse dans la plupart des cas. Un troisième fil (+ L) ira vers la lampe du feu de position ou vers un relais. Les transistors sont du type BC 558 pour  $T_1$  et  $T_2$ , et BC 327 pour  $T_3$ . L'élément photosensible est, comme il a été dit plus haut, du type TP 61. La valeur des résistances, pour les versions 6 et 12 V, est donnée par le tableau ci-après.

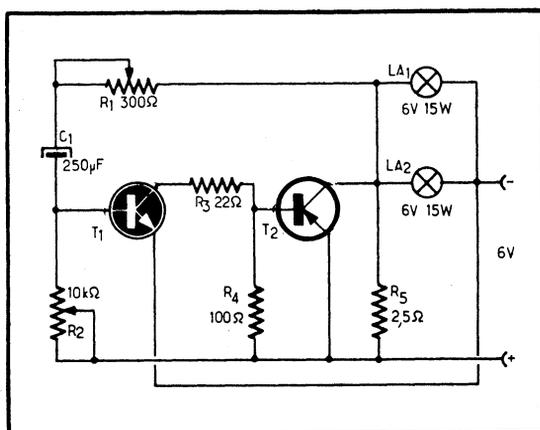
Résistance	Version 6 V	Version 12 V	Dissipation (W)
$R_1$ (k $\Omega$ )	220	470	0,25
$R_2$ (k $\Omega$ )	4,7	10	0,25
$R_4$ (k $\Omega$ )	82	220	0,25
$R_3$ (k $\Omega$ )	2,2	2,2	0,25
$R_5$ (k $\Omega$ )	2,2	2,2	0,25
$R_6$ ( $\Omega$ )	150	270	0,5
$R_7$ ( $\Omega$ )	100	220	0,5
$R_8$ ( $\Omega$ )	100	100	0,5
$R_9$ ( $\Omega$ )	100	180	0,5

## Un clignotant à transistors

Cet appareil présente une « fiabilité » très élevée et une durée de vie pratiquement illimitée, car il ne comporte aucun contact mécanique. Son schéma est celui de la figure 7-21, et il est prévu pour actionner les feux clignotants d'une voiture équipée d'une batterie de 6 V.

L'appareil fonctionne en multivibrateur astable. Le transistor-relais  $T_2$  fait en même temps partie de ce multivibrateur, ce qui évite l'emploi d'un transistor supplémentaire. Aussitôt que la tension d'alimentation est appliquée à l'ensemble, le condensateur  $C_1$  se charge (on suppose qu'il est déchargé au départ). Le courant de charge traverse la résistance variable  $R_2$  qui sert à régler la durée de la « pause », c'est-à-dire le temps séparant deux impulsions successives. La polarisation positive de base du transistor  $T_1$  est de ce fait très faible, et ce

Fig. 7-21. — Un clignotant électronique coûte peut-être plus cher qu'un dispositif électromécanique analogue, mais son fonctionnement est beaucoup plus sûr.



transistor demeure « bloqué ». Dans ces conditions, la base du transistor  $T_2$  reste au potentiel de son émetteur, et ce transistor est également « bloqué ».

Aussitôt que la charge de  $C_1$  est terminée, la base du  $T_1$  devient plus positive et ce transistor devient conducteur. Il en résulte une chute de tension sur  $R_3$  et  $R_4$ , amenant la base du  $T_2$  à un potentiel négatif par rapport à l'émetteur et rendant ce transistor conducteur.

Les lampes  $L_{a1}$  et  $L_{a2}$  s'allument donc.

Pendant ce temps le condensateur  $C_1$  se décharge, et les transistors se trouvent de nouveau « bloqués ». Le temps de décharge, c'est-à-dire la durée de l'impulsion qui provoque l'allumage des lampes de signalisation, peut être ajustée par  $R_1$ . La résistance  $R_5$  prévue entre l'émetteur et le collecteur du  $T_2$  permet un « préchauffage » des deux lampes, de façon à leur donner une résistance propre un peu plus élevée au départ. Cela est nécessaire pour éviter un appel de courant trop élevé au moment de l'allumage, qui peut être dangereux pour le transistor.

Le montage peut se faire sur une plaque isolante de  $100 \times 60$  mm, par exemple. Le transistor  $T_2$  sera fixé sur un radiateur constitué par une plaque de cuivre ou d'aluminium de mêmes dimensions et de 2 mm d'épaisseur environ. Il est nécessaire d'isoler le transistor de son radiateur.

Le condensateur  $C_1$  sera prévu pour une tension de service de 16 à 25 V. Les résistances  $R_3$  et  $R_4$  seront de 1 W, tandis que  $R_1$  et  $R_2$  sont des potentiomètres ajustables : bobiné pour  $R_1$ , au carbone pour  $R_2$ .

La charge maximale de ce « clignotant » est de 30 W. Sa consommation est de l'ordre de 1,5 A pendant l'extinction et de 5 A pendant l'allumage.

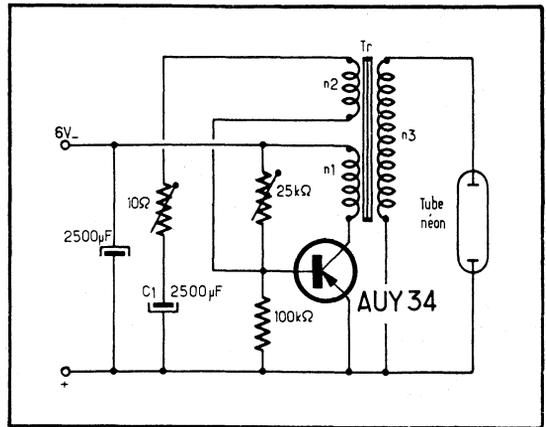
Les transistors peuvent être choisis parmi les types suivants : 2 N 2218 A, BC 636, 2 N 1613 pour  $T_1$  et BD 204, BDV 92, BDX 92, etc. pour  $T_2$ .

Bien entendu, l'ensemble peut être facilement adapté pour une batterie 12 V.

## Un clignotant à tube néon

Ce dispositif (fig. 7-22), utilisant un tube à néon ou un tube à décharge, fonctionne à partir d'un convertisseur à transistor, alimenté par une batterie de 6 V. La fréquence propre de ce convertisseur est

Fig. 7-22. — Schéma du convertisseur pour l'alimentation du clignotant à tube néon. On peut utiliser aussi un transistor silicium tel que BD 434 ou BD 204.



de 2,5 kHz environ, et le tube à gaz connecté aux bornes de l'enroulement  $n_3$  s'illuminerait normalement d'une façon continue s'il n'existait pas un circuit comprenant  $C_1$  avec, en série, une résistance ajustable de 10 Ω. Le courant de base du transistor charge  $C_1$ , mais aussitôt que ce condensateur est chargé, aucun courant de base ne peut plus circuler et l'oscillation du convertisseur s'arrête, ce qui provoque l'extinction du tube alimenté. Ensuite, le condensateur  $C_1$  se décharge et le convertisseur redémarre. La constante de temps du circuit est choisie de telle façon que l'illumination du tube se produise à des intervalles d'une seconde, et que sa durée soit de 50 ms.

Si l'enroulement  $n_3$  doit alimenter un tube fonctionnant à tension élevée, un soin tout particulier doit être apporté à l'isolement, en prévoyant une couche de papier entre deux couches voisines de fil.

Avec une tension d'alimentation de 6 V, un circuit magnétique provenant d'un transformateur T.H.T. d'un vieux téléviseur et une tension de sortie de 2 500 V en pointe, le nombre de spires à prévoir sera : 50 pour  $n_1$ , en fil émaillé de 0,7 mm ; 12 pour  $n_2$ , en fil émaillé de 0,25 mm ; 1 500 pour  $n_3$ , en fil émaillé de 0,12 mm.

La consommation moyenne en courant d'alimentation est de 10 mA environ, avec le courant collecteur de pointe atteignant 2,6 A.

## Clignotant électronique de direction

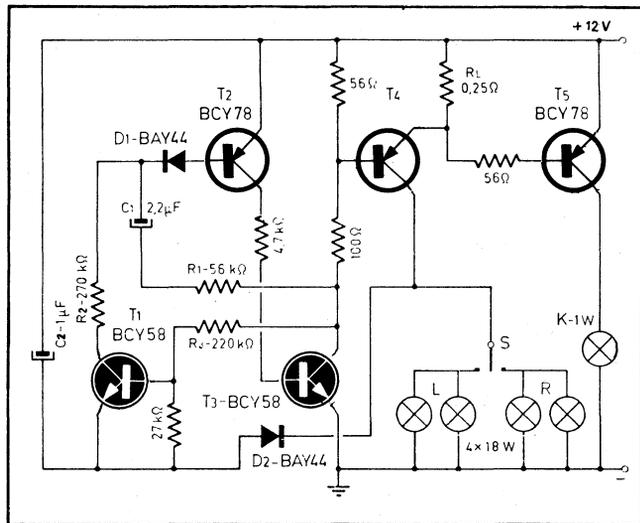
Outre les clignotants électromécaniques, exclusivement utilisés à une certaine époque et sensibles aux dérangements, on fabrique maintenant des clignotants semi-électroniques pour automobiles. De nouveaux composants électroniques permettent toutefois d'excellentes solutions purement électroniques dans ce cas aussi. Elles offrent une sécurité additionnelle au conducteur, car le clignotant fonctionne immédiatement, sans aucun retard gênant, à sa fréquence normale, qui demeure largement constante en dépit des conditions sévères de service. En cas de panne d'une seule lampe, la petite lampe-témoin est coupée sans nuire au fonctionnement du clignotant.

Fig. 7-23. — Schéma d'un clignotant électronique.

S : commutateur d'indication de direction sur le tableau de bord.

L : lampes clignotantes gauches du véhicule.

R : lampes clignotantes droites du véhicule.



L'élément essentiel du circuit de clignotant (fig. 7-23) est le générateur d'impulsions décrit plus haut (fig. 7-16). Un dimensionnement légèrement différent permet la commande directe du transistor de puissance  $T_4$  et donne une fréquence plus élevée, de 90 impulsions par minute. En cas de panne d'une seule des lampes de clignotant branchées simultanément dans le circuit principal, la tension aux bornes de la résistance  $R_L$  chute suffisam-

ment pour bloquer le transistor  $T_5$  et la lampe-témoin K ne clignote plus à l'intérieur de la voiture. Lorsqu'un bruit audible est désiré en plus de la lampe-témoin pour indiquer le fonctionnement du clignotant, comme dans le cas des clignotants électromécaniques, la résistance  $R_L$  est remplacée par un relais approprié qui alimente la lampe-témoin.

Le commutateur S d'indicateur de direction ne devant être couplé à aucun autre interrupteur commandant le générateur d'impulsions, l'alimentation du transistor  $T_1$  est assurée par la diode  $D_2$  qui se bloque dès que le commutateur S est ouvert. La diode  $D_1$  permet l'utilisation du transistor  $T_2$ , bien que sa tension inverse base-émetteur  $U_{be0}$  soit inférieure à 12 V.

L'intensité absorbée par l'ensemble de l'indicateur de direction est de 3 A pendant l'impulsion de clignotement, le commutateur S étant fermé. La tension de service est de 12 V. L'ensemble fonctionne parfaitement à une température ambiante comprise entre  $-20$  et  $70$  °C.

Il est probablement possible de remplacer les transistors  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  et  $T_5$  par des BC 107, BC 108, BC 547 etc. pour les *n-p-n*, et par BC 177, BC 557 etc. pour les *p-n-p*. Quant au transistor de puissance  $T_4$ , monté sur un radiateur, il peut être un BD 204, BDV 92 ou BDX 92. Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  peuvent être des BAX 16, 1 N 4148 etc.

### Trois clignotants électroniques

Dans le schéma de la figure 7-24, deux transistors sont utilisés en multivibrateur, dont la fréquence de basculement est déterminée

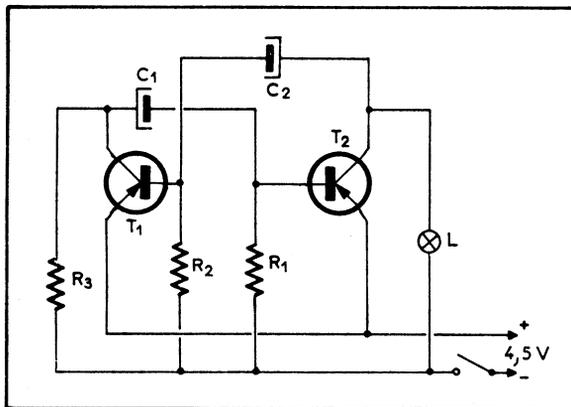


Fig. 7-24. — Clignotant de faible puissance utilisant des transistors *p-n-p*.

par la valeur des éléments  $C_2R_2$  et  $C_1R_1$ . L'intensité qui traverse l'ampoule L dépend de la tension d'alimentation et du type de transistor utilisé. Pour une fréquence de quelque 65 éclats par minute, avec une ampoule pour lampe de poche de 2,5 V et une tension nominale

de la pile de 4,5 V, nous devons avoir :  $R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$ ;  $R_3 = 270 \Omega$ ;  $C_1 = 22 \mu\text{F}$ ;  $C_2 = 100 \mu\text{F}$ . On utilisera des transistors AC 125, AC 126, BC 557, BC177, etc.

Pour une fréquence de l'ordre de 46 éclats par minute et une ampoule de 4 V - 100 mA, on prendra :  $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 3,3 \text{ k}\Omega$ ;  $R_3 = 220 \Omega$ ;  $C_1 = 1\,000 \mu\text{F}$ ;  $C_2 = 220 \mu\text{F}$  (8 V). La tension d'alimentation sera toujours de 4,5 V, et les transistors choisis dans les types BC 369, BC 160, BD 234 etc. suivant la puissance. Avec les valeurs indiquées, la durée d'un éclat est de 0,46 s, et la durée d'une extinction de 0,84 s.

Le schéma de la figure 7-25 représente un montage avec un étage supplémentaire de puissance, permettant de travailler avec une ampoule de 15 W. Lorsque la tension de la batterie est de 12 V, le transistor  $T_3$  (qui sera un BD 434, BD 202 ou analogue) est traversé par un courant supérieur à 1 A.

Fig. 7-25. — Schéma d'un clignotant de puissance.

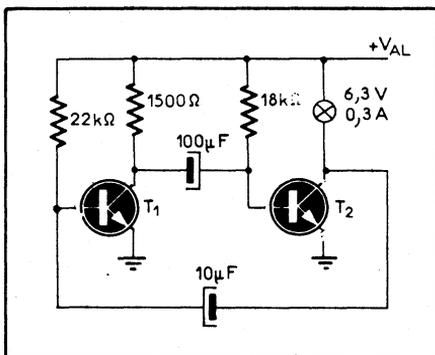
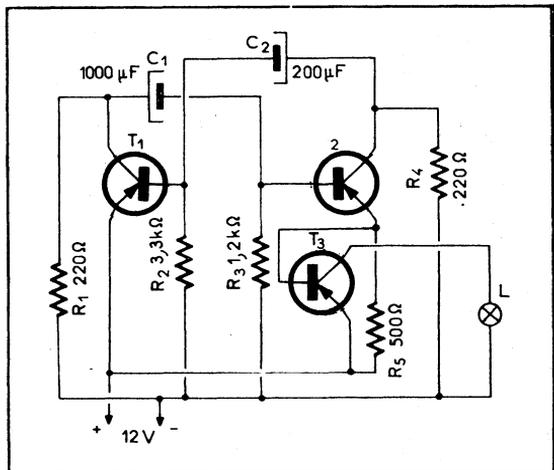


Fig. 7-26. — Un clignotant utilisant des transistors n-p-n.

Dans le schéma de la figure 7-26 il s'agit d'un multivibrateur dont la résistance de charge d'un des collecteurs est constituée par une

lampe 6,3 V-0,1 A. Le rapport cyclique et la fréquence des éclats lumineux sont déterminés par les capacités de liaison et par la valeur des résistances de charge. Afin d'obtenir une tension de saturation assez faible, il est intéressant d'utiliser des transistors de type « Planar épitaxial », par exemple un BC 548. Avec ce transistor, la tension de saturation de  $T_2$  reste, en moyenne, inférieure à 0,4 V.

Pour une tension d'alimentation nominale de 6 V, la fréquence des éclats lumineux est d'environ 40 éclats par minute. La durée de l'éclairement est de 0,2 s, soit un rapport cyclique de 0,13 environ. Pour une tension d'alimentation variant de 4 à 8 V, le rapport cyclique change de 4 % environ. Enfin, lorsque le montage est porté à 95 °C, on constate une variation du rapport cyclique de l'ordre de 6 %, à condition que les condensateurs puissent tenir à cette température.

### Un générateur de son à tonalité variable

Ce petit montage (fig. 7-27) permet d'obtenir un son dont la tonalité et l'intensité varient, à chaque cycle, en augmentant, puis en diminuant, ce qui ressemble, dans un certain sens, au son d'une sirène. Le schéma montre qu'il s'agit d'un multivibrateur asymétrique du type trigger, dont l'état stable est rompu lorsqu'on appuie sur le bouton-poussoir BP1. La tension croissante qui charge  $C_1$  fait basculer le trigger en régime astable et l'amplitude des oscillations qui prennent naissance présente également une allure croissante, jusqu'à ce que la charge aux bornes de  $C_1$  atteigne le niveau de la tension d'alimentation.

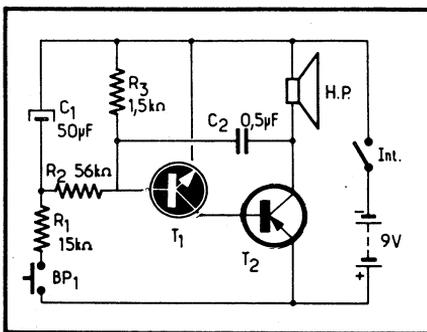


Fig. 7-27. — Schéma du générateur de son à tonalité variable.

En lâchant le bouton BP1 on provoque la répétition des mêmes phénomènes, mais dans l'ordre inverse, après quoi le multivibrateur reprend son état d'attente.

La durée pendant laquelle l'amplitude de l'oscillation croît dépend de la valeur de  $R_1$  et celle de décroissance de la valeur de  $R_2$ . La tonalité dominante, en quelque sorte, dépend de la valeur de  $C_2$  et de l'impédance du haut-parleur utilisé.

Les domaines d'utilisation de cet appareil peuvent être très variés : sonnerie de porte, appel, signalisation, etc. Les transistors seront choisis parmi les types courants B.F. faible puissance, par exemple BC 109 pour  $T_1$  et BC 369 pour  $T_2$ . Le courant de repos du montage ne dépasse pas 1 mA.

## Un générateur de son intermittent

Le montage de la figure 7-28, peut être utilisé dans toutes sortes de dispositifs électroniques de signalisation, d'appel, d'intercommunication, de télécommande, etc. Il s'agit d'un oscillateur à réaction capacitive et utilisant le transistor  $T_1$ , suivi d'un amplificateur  $T_2$ .

Le régime d'oscillation intermittente est obtenu par le choix de la valeur de la résistance  $R_c$  et du condensateur  $C_p$ . La puissance de sortie de l'amplificateur est suffisante pour attaquer directement un écouteur à basse impédance ou un petit haut-parleur muni d'un transformateur adéquat.

La fréquence d'oscillation dépend des valeurs de  $L_1$  et de  $C_1$  et se calcule, en *kilohertz*, par la relation suivante

$$F = \frac{5033}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}},$$

où  $L_1$  est exprimé en *millihenrys* et  $C_1$  en *picofarads*. On voit donc que pour obtenir  $F$  de l'ordre de 1 kHz, il faut que le produit  $L_1 \cdot C_1$  soit de l'ordre de  $25,3 \cdot 10^6$ , ce qui correspond, par exemple, à  $L_1 = 1$  H et  $C_1 = 22\,000$  pF à peu près.

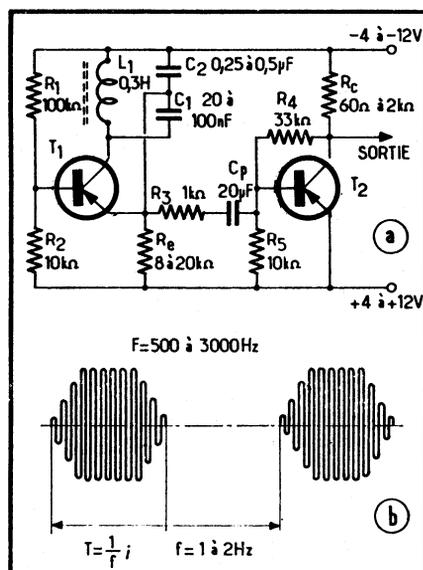


Fig. 7-28. — Schéma du générateur de son intermittent.

La fréquence d'interruption, de l'ordre de 1 à 2 Hz, est ajustée en agissant sur R. Ce montage est peu sensible à la dispersion des caractéristiques et aux variations de la tension d'alimentation. Les transistors peuvent être des B.F. quelconques, de 200 à 500 mW : BC 178, BC 558, BC 273, etc.

## Un variateur électronique de vitesse

Ce variateur économique possède une grande plage de régulation de vitesse et une excellente stabilité, supérieure à beaucoup de variateurs de catégorie identique (fig. 7-29).

Le circuit de contre-réaction est suffisamment énergique pour permettre une rotation à peine perceptible du moteur. Le circuit R-C (à gauche) délivre une tension de référence, ajustable par R<sub>1</sub>. Ce circuit de comparaison est compensé contre les effets de la force contre-électromotrice du moteur à travers la base du transistor T et l'électrode de commande du thyristor C 20 B, analogue au BTY 79/400 R.

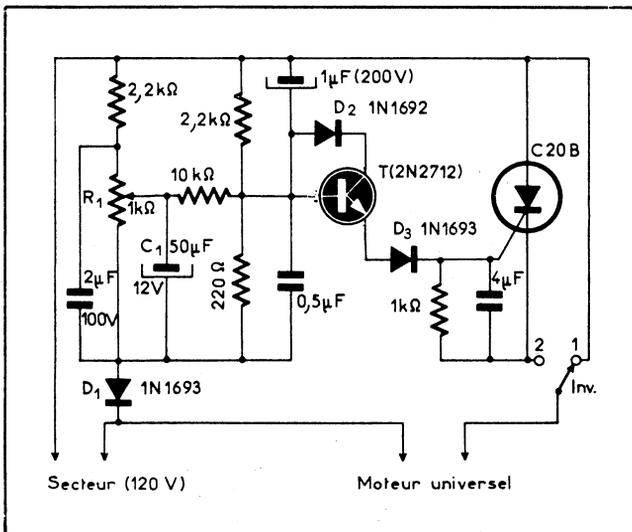


Fig. 7-29. — Schéma du variateur électronique de vitesse.

Si le moteur est chargé, son ralentissement entraîne une diminution de la force contre-électromotrice, permettant au circuit de comparaison de déclencher le thyristor plus tôt dans l'alternance utile. Ce déclenchement provoque une élévation de la tension aux bornes du moteur, compensant ainsi l'accroissement de la charge. Le transistor T constitue une séparation entre le circuit de référence et l'électrode de commande du thyristor et produit un gain en courant.

Pour améliorer la régularité de vitesse de rotation, une contre-réaction additionnelle est obtenue par l'augmentation de la valeur



La tension d'alimentation est de 12 V et la consommation de 100 mA. Le courant de commande est de 1,5 mA et la durée d'inversion de 25  $\mu$ s environ.

## Inversion d'un moteur de puissance

La figure 7-41 représente un montage d'inversion du sens de rotation d'un moteur de puissance moyenne. Comme dans l'exemple précédent, le moteur est placé dans une diagonale d'un pont de quatre transistors. Un étage d'entrée commun attaque toujours deux transistors du pont situés dans des branches opposées. L'un des deux transistors de l'étage d'entrée est conducteur, suivant la polarité de la tension d'entrée aux bornes A et B. Le transistor  $T_2$  est, par exemple, conducteur lorsque la tension en A est positive. Il rend les transistors  $T_3$  et  $T_6$  conducteurs, et un courant circule du pôle positif de la tension d'alimentation de 48 V vers le transistor  $T_3$ , le moteur et le transistor  $T_6$ .

Dès que la tension de commande est inversée à l'entrée, le transistor  $T_3$  devient conducteur et les transistors  $T_5$  et  $T_4$  fournissent un courant de sens opposé au moteur, dont le sens de rotation s'inverse. Des diodes au silicium sont connectées en parallèle avec les transistors de puissance, afin d'évacuer l'énergie restituée par l'inductance des enroulements du moteur lors de l'inversion.

Les transistors de puissance doivent être montés sur des radiateurs ayant une résistance thermique inférieure ou tout au plus égale à 2,5  $^{\circ}$ C/W pour chaque transistor.

Les transistors seront les suivants : BD 131, BD 133, BD 433 pour  $T_1$  et  $T_2$ ; 2 N 3772, 2 N 3442 (*Sescosem*) ou BDY 91 (*RTC*) pour  $T_4$  et  $T_6$ ; BD 204, BDV 92, BDX 92 pour  $T_3$  et  $T_5$ . Les diodes  $D_1$  à  $D_4$  seront de SSiC 08 (*Siemens*).

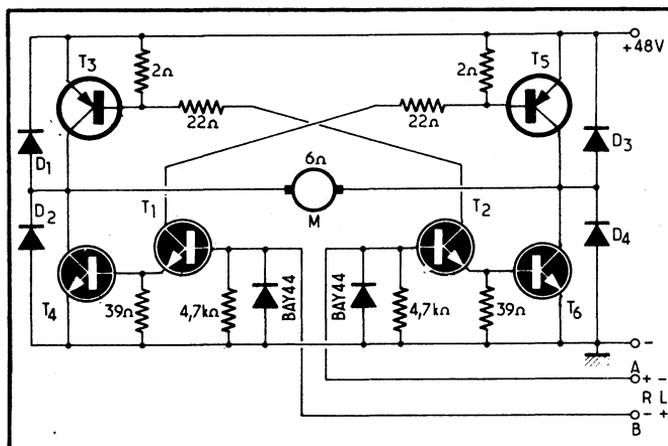


Fig. 7-31. — Schéma du dispositif pour l'inversion du sens de rotation d'un moteur de puissance.

La tension d'alimentation est de  $48\text{ V} + 15\%$ , et le courant maximal en fonctionnement de  $8\text{ A}$ . La résistance de charge ne doit pas être inférieure à  $6\ \Omega$ . La tension de commande est de  $3\text{ V}$  et le courant de commande de  $60\text{ mA}$ . La température ambiante maximale est de  $60^\circ\text{ C}$ .

## Flash électronique à charge contrôlée

L'appareil décrit ci-après assure la charge précise du condensateur accumulant l'énergie nécessaire pour un éclair. Cela signifie que la tension aux bornes du condensateur chargé est bien définie :  $450\text{ V} \pm 2,5\text{ V}$ , et que cette charge est pratiquement indépendante de la température.

### Convertisseur

La charge du condensateur haute tension est assurée à l'aide d'un convertisseur dont le schéma de principe est celui de la figure 7-32. Les trois enroulements,  $n_1$ ,  $n_2$  et  $n_3$ , dont le début est indiqué par un astérisque, sont bobinés évidemment sur un même circuit magnétique.

Sans entrer dans les détails du principe de fonctionnement d'un tel convertisseur, on doit noter que l'énergie disponible dans le circuit de sortie est pratiquement indépendante de la résistance de charge et ne dépend que de la tension d'alimentation et des éléments du circuit primaire. En d'autres termes, si la résistance de charge est faible, le circuit de sortie fournira un courant important sous une tension faible : si la résistance de charge est élevée, il se produira le contraire : courant faible sous une tension élevée.

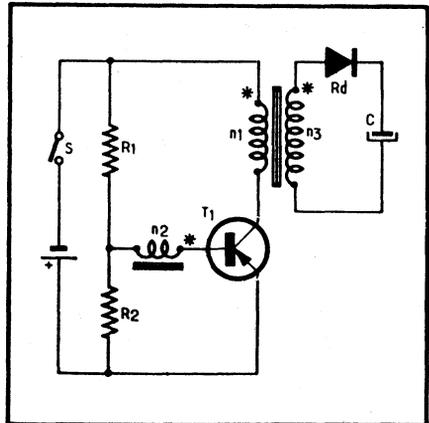


Fig. 7-32. — Schéma de principe du convertisseur utilisé pour la charge du condensateur.

On se rend immédiatement compte qu'un tel régime convient particulièrement bien lorsqu'il s'agit de recharger un condensateur qui peut être totalement ou partiellement déchargé. Dans le premier cas,

qui correspond à une résistance de charge faible, le courant de charge est d'abord élevé, diminue ensuite rapidement et se stabilise enfin à une valeur pratiquement constante. Cependant, lorsqu'un condensateur est chargé à courant constant, la tension à ses bornes croît linéairement avec le temps. Il en résulte que si l'on n'interrompt pas la charge au moment où la tension sur le condensateur atteint la valeur de service admissible, un dégagement de gaz risque de se produire et entraîner l'explosion ou, du moins, la rupture de l'enveloppe.

En ce qui concerne la réalisation du convertisseur, le transistor de puissance  $T_1$  peut être remplacé pratiquement par n'importe quel transistor du type BD 202, BD 204 ou analogue. Il sera monté sur un petit radiateur constitué par une plaque en cuivre ou en aluminium de 50 à 100 cm<sup>2</sup>.

Le circuit magnétique sera constitué par des tôles de 50 × 60 mm, empilées pour former un paquet avec une section du noyau de 1,75 à 2 cm<sup>2</sup>, avec un entrefer de 0,35 mm. Les trois enroulements seront exécutés en fil émaillé et présenteront les caractéristiques suivantes :  $n_1$ , 73 spires en fil de 0,6 mm ;  $n_2$  ; 40 spires en fil de 0,4 mm ;  $n_3$ , 2 500 spires en fil de 0,15 mm.

### Limiteur automatique de la charge

La solution parfois utilisée et qui consiste à employer un petit tube au néon pour signaler l'état du condensateur (allumée : condensateur chargé ; éteinte : condensateur déchargé ou insuffisamment chargé) n'a pas été retenue ici, car la différence entre les tensions d'allumage et d'extinction de ces tubes est telle qu'il peut y avoir des écarts de 100 V (400 à 500 V) dans la charge du condensateur.

On fait donc appel à un trigger de Schmitt qui bascule aussitôt que la tension aux bornes du condensateur atteint le niveau maximal prévu. Le fonctionnement de ce dispositif, dont le schéma est représenté dans la figure 7-44 est d'ailleurs très simple.

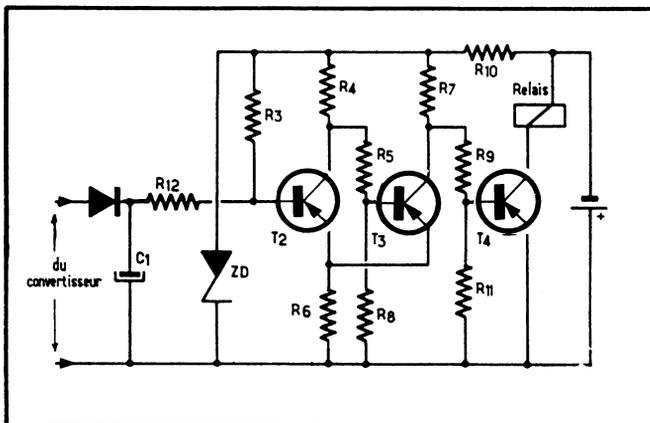


Fig. 7-33. — Le limiteur automatique de la charge est constitué par un trigger commandant un transistor - interrupteur associé à un relais.

Lorsque le condensateur  $C_1$  est déchargé, c'est la résistance  $R_3$  qui détermine la polarisation de base du transistor  $T_2$ , qui est telle que ce transistor se trouve saturé, tandis que  $T_3$ , deuxième transistor du trigger est bloqué. Cela fait que le potentiel de base de  $T_4$  se trouve suffisamment négatif pour que ce transistor conduise et fasse travailler le relais placé dans son circuit de collecteur. Le contact  $r$  actionné par ce relais se ferme et le convertisseur fonctionne chargeant le condensateur  $C_1$ . Le courant circulant à travers les résistances  $R_{12}$ ,  $a$  et  $b$ , rend la base du transistor  $T_2$  de plus en plus positive jusqu'à ce que le point de basculement du trigger soit atteint. Le transistor  $T_2$  se bloque alors, faisant passer  $T_3$  à l'état saturé, ce qui met la base de  $T_4$  pratiquement au même potentiel que son émetteur, réduit considérablement le courant de collecteur de ce transistor et fait lâcher le relais, provoquant l'ouverture du contact  $r$  et l'arrêt du convertisseur, donc de la charge.

La portion ajustable ( $b$ ) de la résistance  $R_{12}$  permet de faire varier le seuil de basculement du trigger, c'est-à-dire la charge de  $C_1$ . Si l'on augmente la valeur de  $R_{12}$ , cela se traduit par une tension plus élevée aux bornes de  $C_1$ , à partir de laquelle la charge est interrompue.

Le condensateur  $C_1$  se décharge lentement à travers le diviseur de tension du flash lui-même et à cause de son propre courant de fuite. Aussitôt que la tension à ses bornes descend au-dessous d'une certaine limite, le trigger bascule à nouveau et remet en fonctionnement le convertisseur pour un certain temps.

La diode Zener ZD (fig. 7-33) permet de fixer avec précision le point de déclenchement du trigger.

### Schéma d'ensemble

Il est représenté dans la figure 7-45 et certains de ses éléments demandent quelques explications.

Tout d'abord, la résistance  $R_{13}$ , qui est une C.T.N. dont la valeur à froid doit être comprise entre 800 et 1 000  $\Omega$ . Cette résistance est nécessaire pour éviter un appel de courant excessif au moment du démarrage du convertisseur et pour égaliser le plus possible la consommation qui, dans ces conditions, est de 1 A environ, ce qui ne fatigue ni le contact, ni le transistor. La durée de charge du condensateur est, dans ces conditions, de 6 à 12 secondes, suivant son état au départ.

Le contacteur  $S_2$  permet d'utiliser pour l'éclair la moitié ou la totalité de l'énergie emmagasinée, par mise en circuit d'une seule section ou des deux du condensateur  $C_1$ . La position intermédiaire égalise les charges des deux moitiés et évite la détérioration des contacts.

La diode D protège le transistor  $T_4$  contre des pointes de surtension se produisant au moment où le courant traversant le relais se trouve coupé.

La résistance  $R_5$  est partagée en deux sections dont une C.T.N. de 10 k $\Omega$  à froid, afin d'améliorer la stabilité thermique du trigger.

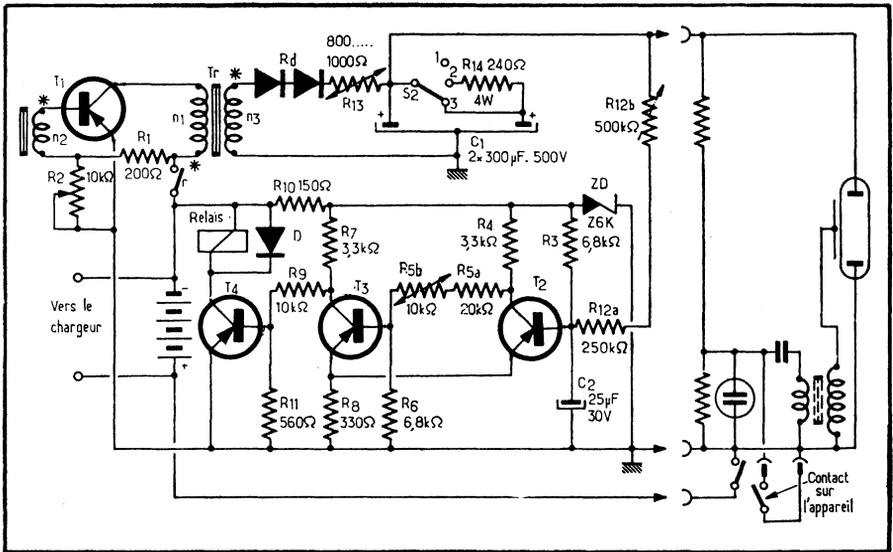


Fig. 7-34. — Schéma général du flash électronique. Le chargeur de la batterie n'y est pas représenté. La diode D est une OA 95.

Comme on l'a vu plus haut, le condensateur  $C_1$  se décharge à travers les différentes résistances qui se trouvent en parallèle et aussi par son propre courant de fuite, et cela à une vitesse de 5 V à la seconde environ. Or, la plage délimitant les deux niveaux de basculement du trigger est nettement plus étroite que 5 V, de sorte qu'une décharge aussi rapide entraîne l'enclenchement et le déclenchement du relais quatre ou cinq fois par seconde lorsque le condensateur  $C_1$  est utilisé dans sa totalité.

Un maintien aussi précis de la tension aux bornes de  $C_1$  n'est nullement obligatoire et, de plus, cela entraîne nécessairement une usure beaucoup plus rapide des contacts du relais. Pour élargir la plage séparant les deux niveaux de basculement du trigger, on utilise le condensateur  $C_2$ , ce qui diminue, en même temps, la fréquence des déclenchements et des enclenchements successifs du relais, qui se produisent alors à une cadence d'un cycle par seconde. Dans ces conditions, la tension aux bornes de  $C_1$  de 450 V valeur nominale, est maintenue constante à  $\pm 2,5$  V.

Des essais ont été faits pour vérifier la tenue en température de l'ensemble et on a pu déterminer que la tension aux bornes du condensateur augmente à peu près de 0,5 V/°C. Ce comportement a été vérifié jusqu'à 40 °C à l'intérieur de l'appareil.

Il faut ajouter encore que le fonctionnement de l'appareil n'est entièrement satisfaisant qu'avec une source d'alimentation à faible résistance interne, c'est-à-dire des accumulateurs à électrolyte immobilisé.

## Quelques indications pour la réalisation

Tout d'abord une recommandation importante : ne jamais faire fonctionner le convertisseur sans qu'il soit normalement chargé. Un instant d'inattention, dans ces conditions, et le transistor  $T_1$  rend l'âme.

En ce qui concerne les différents éléments et transistors, les indications suivantes donnent quelques précisions :

1. La résistance  $R_2$ , contrairement à l'indication du schéma, est une ajustable de  $10 \Omega$ , et non de  $10 \text{ k}\Omega$  ;
2. La résistance C.T.N.  $R_{5b}$  est une K 22 Siemens ;
3. Le relais est un Kako RA 2011/1, 8 V, avec un contact travail ;
4. Rd : 2 diodes BY 227.
5. Transistors  $T_2$  et  $T_3$  : *p-n-p*, 200 à 500 mW, avec  $\beta = 120$  et  $I_{c \text{ max}} = 20 \text{ mA}$  (par exemple : BC 557, BC 558, etc.).
6. Transistor  $T_4$  : *p-n-p* 500 à 800 mW, avec  $\beta = 100$  et  $I_{c \text{ max}} = 400 \text{ mA}$  (par exemple : BC 327, BC 636, etc.).

## Relais temporisé à grande constante de temps

De nombreux relais temporisés à transistors dont on trouve la description manquent de stabilité dans la « tenue » de l'intervalle de temps imposé et n'admettent pas une temporisation importante : 20 à 30 secondes tout au plus généralement.

Le schéma décrit ne présente pas les défauts ci-dessus, et la stabilité de la temporisation imposée y est obtenue par un montage particulier du circuit de décharge du condensateur C, dont dépend le « temps ».

Le montage proposé utilise deux transistors  $T_1$  et  $T_2$  (fig. 7-35), qui peuvent être des 2 N 2904, BC 327 ou analogues. Le diviseur de tension  $R_3 - R_4$ , chacune de ces résistances étant de  $510 \Omega$ , détermine l'égalité des tensions  $U_1$  et  $U_2$ . Comme à l'état initial le transistor  $T_2$  est bloqué, sa

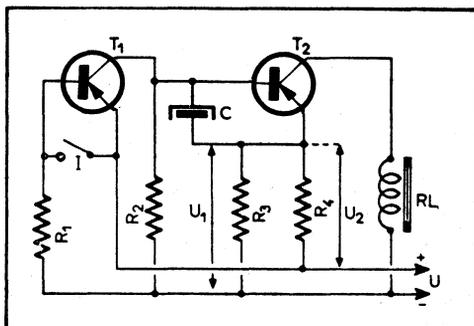


Fig. 7-35. — Relais temporisé à deux transistors, dont le « temps » ne dépend pas beaucoup de la tension U.

résistance en courant continu est grande et son influence sur le diviseur de tension  $R_3$ - $R_4$  est négligeable.

Le dispositif fonctionne de la façon suivante. Au départ, le contact I est ouvert, le transistor  $T_1$  est conducteur et le condensateur C chargé à la moitié de la tension d'alimentation. En fermant le contact I on provoque le blocage du transistor  $T_1$ , et il se forme un circuit de décharge du condensateur C, allant du « moins » de ce condensateur au « plus », en passant par  $R_2$  et  $R_3$ . L'influence des autres circuits du schéma sur la décharge est négligeable, à cause de leur résistance relativement élevée.

Le temps de décharge totale du condensateur C ne varie pas lorsque les tensions  $U_1$  et  $U_2$  varient dans d'assez larges limites, à condition que l'on ait toujours l'égalité  $U_1 = U_2$ .

Aussitôt que le condensateur C se trouve complètement déchargé, le transistor  $T_2$  devient conducteur et le relais RL se trouve excité. Pour le schéma de la figure 7-35 on a les valeurs suivantes :  $R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$ ;  $C = 220 \text{ }\mu\text{F}$ ;  $R_1 = 330 \text{ k}\Omega$ ;  $R_3 = R_4 = 510 \text{ }\Omega$ .

Le courant de travail du relais RL est, pour le montage de la figure 7-35, de 1,2 mA, la résistance de la bobine étant de quelque 18 k $\Omega$ . En rendant la résistance  $R_2$  variable on peut obtenir les « temps » indiqués dans le tableau ci-après. On constate à quel point ce temps varie peu en fonction de la tension d'alimentation.

$R_2$ (k $\Omega$ )	Temps (en secondes) pour la tension d'alimen- tation (en volts) de :	
	12	24
10	2	2
20	7,1	7,1
30	4,1	4,1
50	15,2	15,1
100	30,4	30,2
300	93,4	92,8
1 500	194,6	191,8
3 200	387	376

Le schéma de la figure 7-35 demande un relais assez sensible, dont le courant de travail ne dépasse guère 5 mA. Le schéma de la figure 7-36 permet d'employer un relais nettement moins sensible. Pour ce schéma on a les valeurs suivantes :  $R_5 = R_6 = 7,5 \text{ k}\Omega$ ;  $R_7 = 18 \text{ k}\Omega$ ;  $R_8 = 19 \text{ k}\Omega$ . La valeur des autres éléments est la même que pour la figure 7-46. Le courant de travail du relais de la figure 7-35 est de l'ordre de 12 mA, avec une bobine de 4 000  $\Omega$  environ. Le transistor  $T_3$  est

résulte qu'aucun courant ne circule à travers la bobine du relais RL 1, et les contacts inverseurs  $I_1$  se trouvent en position 1-2. Si la tension du secteur n'est que de 127 V, la diode  $D_5$  devient conductrice, le relais est excité et les contacts inverseurs basculent en position 1-3, commutant en conséquence le primaire du transformateur d'alimentation.

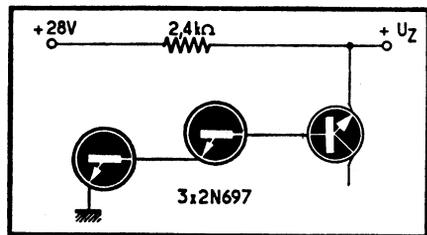
Il est à remarquer que même si le circuit  $R_2$ - $D_6$ - $R_3$ - $D_7$  se trouve défectueux (coupure d'un élément, par exemple), le dispositif ne présente aucun danger, car le relais est inactif, et le transformateur d'alimentation reste en position 220 V.

Les diodes  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  et  $D_4$  sont des BY 127, BY 227 ou analogues. La diode  $D_5$  est une BYX 36/300. Les deux diodes Zener sont des BZV 47-C 100 ou BZX 61-C 100 (1,3 W), dont la tension de stabilisation nominale est de quelque 100 V et qui sont prévues pour un courant de 50 mA environ.

### Trois transistors bon marché peuvent remplacer une diode Zener

La jonction base-émetteur d'un transistor silicium présente, dans le sens de blocage, une analogie avec une diode Zener de tension nominale de l'ordre de 7 à 9 V, à coefficient de température positif. La même jonction « vue » dans le sens de la conduction possède un coefficient de température négatif, mais plus faible en valeur absolue.

Fig. 7-43. — Trois transistors montés de cette façon se comportent comme une diode Zener très bien compensée en température.



Par conséquent, si l'on réunit en série deux jonctions dans le sens direct et une dans le sens inverse, comme le montre le schéma (fig. 7-43), on obtient un équivalent d'une diode Zener très bien compensée en température. De plus, il est possible d'employer, pour cet usage, des transistors dont la jonction collecteur-base est « claquée ». Le montage reproduit ici a été essayé avec un courant de 7,8 mA dans une plage de température allant de  $-50$  à  $+145$  °F, ce qui correspond à  $-10$  à  $+63$  °C.

Le coefficient de température est alors de  $1,38 \cdot 10^{-4}$  V/°C. La résistance dynamique d'une telle diode représente quelque 40  $\Omega$  entre 7 et 10 mA, et elle diminue si le courant de stabilisation augmente. Cependant, dans ce cas on observe un échauffement des jonctions et le coefficient de température devient moins bon. Il est donc conseillé de ne pas dépasser 10 mA pour le courant de stabilisation.

## Indicateur de surtension

Cet indicateur se compose de deux transistors et d'une diode Zener (fig. 7-44). Il peut être associé à n'importe quel appareil alimenté par le secteur et il signale, par l'allumage d'une ampoule, le dépassement d'un certain « seuil » fixé d'avance et choisi en fonction des conditions d'exploitation.

Le principe de son fonctionnement est le suivant. Lorsque le seuil fixé par la tension de stabilisation de la diode Zener est dépassé, cette dernière conduit, ce qui fait croître brutalement le courant de base de  $T_1$  ( $n-p-n$ ) et fait tomber à une valeur faible la résistance interne collecteur-émetteur de ce transistor. Tout se passe comme si la base du transistor  $T_2$  ( $p-n-p$ ) se trouvait connectée au pôle « moins » de la source d'alimentation. Ce transistor devient donc conducteur et maintient  $T_1$  dans l'état de conduction également. Le courant global d'alimentation des deux transistors provoque l'allumage de l'ampoule  $L_1$ .

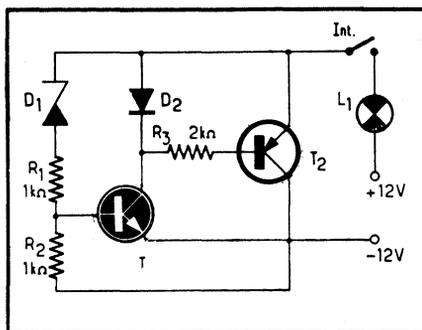


Fig. 7-44. — Cet indicateur de surtension peut être associé à n'importe quel appareil alimenté par le secteur.

Il est nécessaire que la diode  $D_2$  du circuit  $T_1$  soit au silicium et présentant une résistance directe telle que la chute de tension correspondante soit supérieure à celle existant entre le collecteur et l'émetteur de  $T_1$ . Cette condition est nécessaire pour maintenir  $T_2$  en état de conduction.

Les transistors  $T_1$  et  $T_2$  peuvent être choisis parmi les types suivants : AC 127, BC 109, BC 337 (pour  $T_1$ ), AC 128, BC 369, BC 636 (pour  $T_2$ ). La diode Zener doit présenter une tension normale de stabilisation de 10 à 12 V et supporter une dissipation de l'ordre de 250-300 mW. On peut utiliser les diodes de la série BZX 46 (avec l'indice C 10, C 11 ou C 12), ou les diodes de la série BZX 79 (avec l'indice C 11 ou C 12), etc.

## Inverseur de phase à transistors

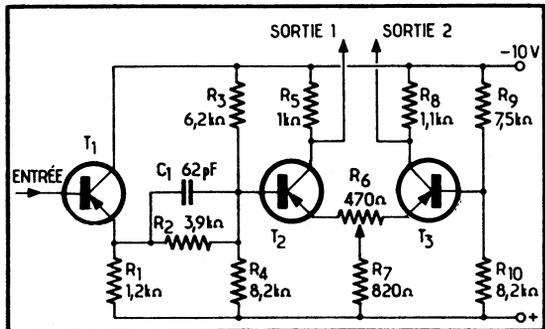
Cet inverseur est prévu pour obtenir deux trains d'impulsions opposées en phase et d'assez grande durée (fig. 7-45). L'étage d'entrée ( $T_1$ ) est un « collecteur commun », attaquant l'inverseur proprement

dit ( $T_2$ - $T_3$ ), dont le premier transistor est monté en émetteur commun et le second en base commune. Le potentiomètre  $R_6$  étant en position moyenne, on ajuste la valeur des résistances  $R_3$  et  $R_9$  de façon que la tension aux collecteurs correspondants représente à peu près la moitié de celle d'alimentation. La symétrie des deux sorties est ensuite réglée définitivement par  $R_6$ .

On comprend facilement la façon dont fonctionne ce montage en supposant, par exemple, qu'une impulsion positive arrive sur la base de  $T_1$ . Une impulsion négative apparaît sur le collecteur de ce transistor et une impulsion positive sur son émetteur. Cette dernière est transmise sur l'émetteur de  $T_3$  et se retrouve avec la même polarité sur son collecteur, car un étage « base commune » n'inverse pas la polarité du signal appliqué à l'entrée.

Le courant total consommé par ce montage est de quelque 20 mA. L'amplitude du signal appliqué à l'entrée ne doit pas dépasser 3 V c. à c., et on obtient alors, aux deux sorties, des impulsions de 5 V c. à c. environ. La bande transmise par cet inverseur va du continu à quelque 3,5 MHz et ses caractéristiques demeurent pratiquement constantes dans l'intervalle de 0 °C à + 60 °C.

Fig. 7-45. — Cet inverseur de phase à large bande trouve son application dans différents appareils de mesure.



Les transistors utilisés sont des *p-n-p*, 150 à 500 mW,  $U_{ce} = 20$  V,  $\beta = 100$  à 250,  $I_{c \max} = 25$  mA et  $f_t = 80$  MHz. Des transistors tels que AF 181, AF 185, AF 202, BC 558, BC 559, BC 178, BC 250 etc. répondent à peu près à ces caractéristiques.

## Amplificateur dont les transistors fonctionnent avec $U_{cb}$ presque nulle

Théoriquement, un transistor idéal peut encore amplifier avec une tension base-collecteur nulle, mais dans la pratique ce régime n'est pas toujours réalisable. Si l'on superpose le réseau de caractéristiques de sortie, c'est-à-dire les courbes  $I_c = f(U_{ce})$ , et la courbe  $I_c = f(U_{be})$ , et que l'on trouve un point d'intersection dans la zone de fonctionnement où les différentes limites de tension et de courant ne sont pas dépassées, on peut

considérer que le transistor en question est apte à fonctionner avec une tension base-collecteur pratiquement nulle.

D'une façon générale, les transistors qui conviennent le mieux à ce mode de fonctionnement sont des silicium planar de petite puissance, dont le courant  $I_{cb0}$  ne dépasse pas 10 nA à une température de 120 °C.

Il n'est guère possible d'envisager un amplificateur de ce type à un seul étage à cause de l'instabilité du point de fonctionnement, mais il

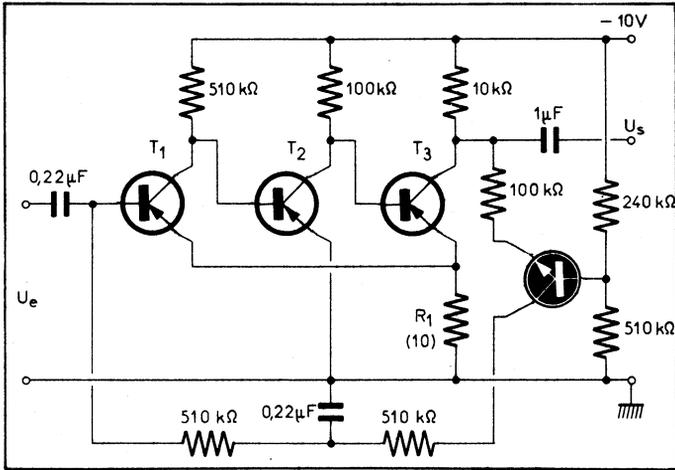


Fig. 7-46. — Cet amplificateur, dont le gain en tension peut être très élevé, fonctionne avec une tension collecteur-base très faible.

n'en est pas de même lorsqu'il s'agit d'un amplificateur à plusieurs étages à liaison directe, comme le représente le schéma de la figure 7-46, où la tension de collecteur d'un transistor est égale à la tension de base du transistor suivant. La résistance  $R_1$  est prévue pour stabiliser les paramètres différentiels de l'amplificateur.

L'amplificateur décrit ici présente, dans la plage de températures de  $-60$  à  $+120$  °C, un gain en tension se situant entre 4 000 et 5 000 pour  $R_1 = 0$ . Pour  $R_1 = 10 \Omega$ , ce gain est encore de l'ordre de 1 000. La puissance consommée par cet amplificateur, en régime de sortie ouverte, est de 5 mW environ, le tableau ci-dessous résumant les différentes caractéristiques de cet ensemble en fonction de la température. Quant aux avantages de ce type d'amplificateur, ils résident essentiellement en une consommation très faible, un facteur de bruit propre réduit et une simplicité de réalisation.

Température (°C) . . . . .	- 60	- 40	+ 20	+ 100	+ 120
Tension collecteur $T_3$ (V) . . . . .	8,6	7,8	74,	6,9	6,5
Tension sortie U (V) . . . . .	0,8	2,8	3,2	2,8	2,7
Gain en tension . . . . .	300	500	700	760	780
Tension de bruit à la sortie (mV) . . .	3	3	7	12	14

Il est préférable que la tension d'alimentation soit suffisamment stabilisée.

## Transistors utilisés en diodes

Tout transistor peut être utilisé en tant que diode, si l'on réunit sa base à son collecteur (fig. 7-47). La diode ainsi obtenue présente, en courant

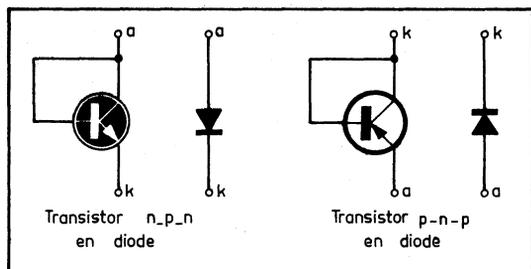


Fig. 7-47. — Un transistor peut être utilisé en diode si on le connecte suivant l'un des schémas ci-contre.

alternatif, une impédance égale à  $0,025 I_c$  (en ohms),  $I_c$  étant le courant traversant la diode exprimé en milliampères. L'anode est représentée par l'ensemble collecteur-base dans le cas d'un *n-p-n* et par l'émetteur s'il s'agit d'un *p-n-p*. Le courant maximal admissible est égal au courant de collecteur correspondant du transistor utilisé.

## Protection contre la défaillance d'une lampe de signalisation

Dans de nombreux appareils et ensembles électroniques il existe des ampoules de signalisation dont l'allumage indique l'apparition d'un défaut ou d'une anomalie de fonctionnement : échauffement excessif, courant trop élevé, etc. Mais en cas de défaillance d'une telle ampoule, le signal de danger ne se produit plus, ce qui peut, bien souvent, avoir des conséquences fâcheuses. Le montage proposé (fig. 7-48) permet d'éviter cet inconvénient

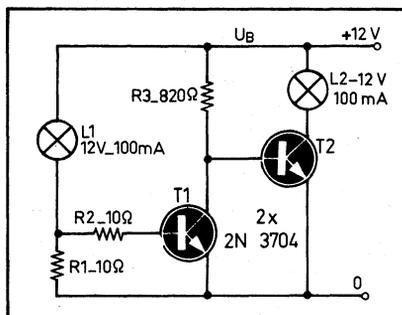


Fig. 7-48. — Ce montage provoque automatiquement l'allumage de l'une des lampes dans le cas de défaillance de l'autre.

en mettant en service une ampoule de réserve dès que l'ampoule de service cesse de fonctionner. Tant que la lampe  $L_1$  fonctionne, le transistor  $T_1$  est saturé, tandis que  $T_2$  est bloqué. Mais si  $L_1$  se coupe,  $T_1$  se bloque, ce qui provoque la saturation de  $T_2$  et, par conséquent, la mise en service de  $L_2$ . Les valeurs indiquées dans le schéma conviennent pour des lampes de 12 V-100 mA et doivent être modifiées de la façon suivante si l'on utilise des lampes de caractéristiques différentes :

- Lampes 6 V-50 mA :  $R_1 = 22 \Omega$ ;  $R_3 = 820 \Omega$ ;
- Lampes 6 V-450 mA :  $R_1 = 2,7 \Omega$ ;  $R_3 = 220 \Omega$ ;
- Lampes 12 V-250 mA :  $R_1 = 3,9 \Omega$ ;  $R_3 = 330 \Omega$ ;
- Lampes 24 V-50 mA :  $R_1 = 22 \Omega$ ;  $R_3 = 820 \Omega$ .

Dans chaque cas, la tension d'alimentation doit être égale à la tension nominale des lampes utilisées.

Les transistors 2N3704 sont équivalents à BC337, 2N5818, etc.

## Régulateur de puissance à triac, jusqu'à 1 440 W

Le régulateur décrit ici (fig. 7-49) permet de commander la puissance d'un circuit d'utilisation quelconque, jusqu'à 1 440 W, et peut servir à régler le nombre de tours d'un moteur à courant alternatif, d'une perceuse ou, en général, d'une machine tournante de toute sorte, à faire varier l'intensité lumineuse d'un circuit d'éclairage, la chaleur rayonnée par un petit radiateur, etc.

Rappelons qu'un triac, comme celui qui est utilisé ici, se déclenche aux alternances positives ou négatives à l'application d'un signal de commande positif ou négatif appliqué à sa gâchette.

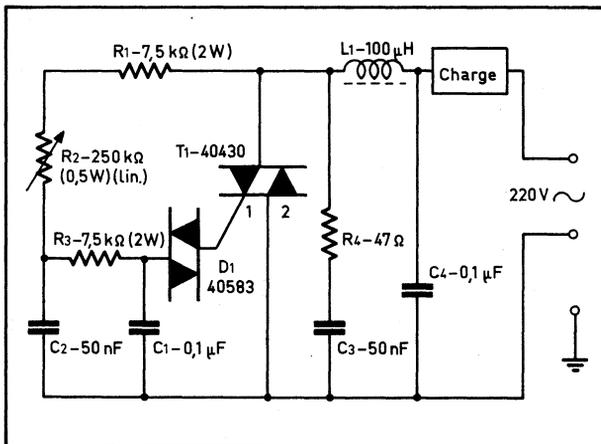


Fig. 7-49. — A l'aide de ce régulateur à triac, on peut commander la puissance consommée par un moteur, un circuit d'éclairage, un radiateur, etc.

Au départ de chaque alternance, le triac  $T_1$  du régulateur est bloqué et la totalité de la tension du secteur se trouve appliquée à ses bornes, la

chute de tension sur la charge étant nulle. Le condensateur  $C_1$  se charge à travers les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ , et aussitôt que la tension à ses bornes atteint le seuil de conduction du diac  $D_1$ , ce dernier devient conducteur et le condensateur  $C_1$  se décharge à travers  $D_1$  et la gâchette du triac, qui se déclenche et laisse passer le courant jusqu'à la fin de l'alternance considérée. Bien entendu, ce même courant traverse aussi le circuit d'utilisation.

A la fin de l'alternance, le triac se rebloque et dès le début de l'alternance suivante, le cycle recommence.

La résistance variable  $R_2$  permet de modifier la durée de charge de  $C_1$ . Lorsque la valeur de  $R_2$  diminue,  $C_1$  se charge plus vite, le diac devient conducteur plus tôt et le triac se déclenche plus tôt également, de sorte qu'une plus grande portion de chaque alternance se trouve utilisée, correspondant à une puissance plus élevée dans le circuit de charge. Lorsque la valeur de  $R_2$  augmente, c'est le contraire.

L'ensemble peut être réalisé sur une platine de  $95 \times 75$  mm et enfermé dans un boîtier de dimensions correspondantes et de quelque 80 mm de haut, sur le dessus duquel on fixe la prise de courant pour le circuit d'utilisation. Le triac doit être monté sur un radiateur formé par une plaque de cuivre ou d'aluminium de  $84 \times 50$  mm, de 1,5 mm d'épaisseur, pliée en U ( $30 + 24 + 30$  mm) et fixée sur la platine de montage.

L'ensemble  $L_1$ - $C_4$  sert à étouffer les parasites dus à la commutation du triac, tandis que le circuit  $R_4$ - $C_3$  protège ce dernier lorsque la charge commandée est de caractère inductif. Le bobinage  $L_1$  peut être réalisé sur un morceau de ferrite pour antennes radio, de 10 mm de diamètre et de 70 mm de longueur, avec 70 spires en fil émaillé de 1 mm, fixées à l'aide d'une colle H.F. quelconque. Le triac 40430 et le diac 40583 sont des RCA.

## Coupe-circuit électronique pour l'atelier et le laboratoire

Pratiquement tous les blocs d'alimentation stabilisée existant actuellement sur le marché sont pourvus de dispositifs limiteurs de courant et de disjoncteurs automatiques dans le cas d'un court-circuit dans l'appareil alimenté. Cependant, il existe encore en service un nombre important d'alimentations stabilisées ne comportant aucun dispositif de protection ou munies, tout au plus, d'un disjoncteur automatique de court-circuit. Or, ce dernier présente l'inconvénient de se déclencher si l'on connecte à la sortie de l'alimentation un appareil comportant à l'entrée une capacité de très forte valeur, ce qui est souvent le cas, de sorte qu'il devient impossible d'alimenter un tel appareil.

La solution consiste à combiner un limiteur de courant avec un disjoncteur automatique, le premier empêchant un courant trop intense au moment de l'enclenchement, et le second intervenant si l'action du limiteur se prolonge, c'est-à-dire s'il existe un court-circuit franc à la sortie ou un courant nettement exagéré.

L'appareil décrit peut être ajouté à n'importe quelle boîte d'alimentation dont la tension de sortie est comprise entre 3 et 30 V, et le courant



Normalement,  $T_2$  fonctionne dans la portion ascendante de la caractéristique  $I_c/U_{ce}$ , avant le coude de saturation à partir duquel cette caractéristique devient pratiquement horizontale. La résistance interne collecteur-émetteur de  $T_2$  est, dans ce cas, très faible. Si le courant demandé par le circuit d'utilisation devient trop élevé, le point de fonctionnement glisse vers le coude de saturation et le dépasse, se plaçant sur la portion horizontale de la caractéristique où la résistance interne collecteur-émetteur est très élevée. A partir de là, le courant collecteur de  $T_2$  ne peut plus augmenter. Mais s'il s'agit d'un court-circuit extérieur, la dissipation de  $T_2$  devient égale au produit du courant maximal de limitation par la tension de sortie, et il est nécessaire de prévoir un refroidissement suffisant du transistor.

Si l'on complète le schéma de la figure 7-50, suivant celui de la figure 7-51, on obtient un dispositif qui déconnecte automatiquement la charge dans le cas d'un court-circuit extérieur. Le transistor  $T_3$  « mesure » la chute de tension sur l'espace collecteur-émetteur de  $T_2$  et commence à devenir conducteur dès que cette chute de tension dépasse 200 mV. Il en résulte une diminution de la tension base-émetteur de  $T_2$ , une nouvelle augmentation de la tension collecteur-émetteur de  $T_2$ , une « ouverture » plus grande de  $T_3$ , etc., le processus se poursuivant jusqu'au blocage complet de  $T_2$ , le transistor  $T_3$  restant conducteur.

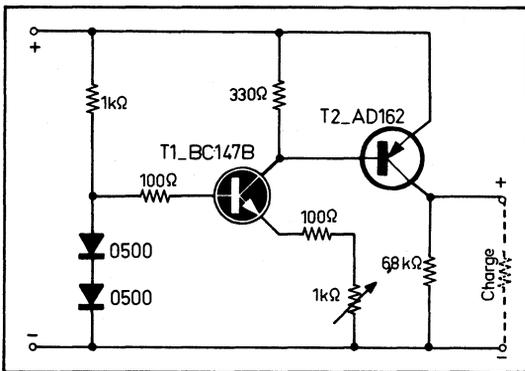


Fig. 7-51. — Disjoncteur automatique, faisant partie du coupe-circuit électronique, qui déconnecte la charge en cas de court-circuit extérieur.

Le circuit de base de  $T_3$ , comprenant les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ , ainsi qu'une diode O500, a pour but de rendre possible l'ouverture du transistor  $T_3$  par une tension dépassant 200 mV. Il s'agit, en effet, d'un transistor silicium qui ne commence à devenir conducteur qu'à partir de quelque 500 mV entre base et émetteur. La diode O500 stabilise la tension de base ainsi obtenue et la rend indépendante de la tension de sortie.

Le condensateur  $C_2$  rend l'action de  $T_3$  moins rapide, pour éviter que la disjonction ait lieu pour des dépassements accidentels et de courte durée du courant maximal. La diode D étouffe les pointes pouvant se produire lors de la coupure d'une charge inductive.

La mise en service du disjoncteur automatique se fait en appuyant momentanément sur le bouton E, ce qui bloque  $T_3$ , mais laisse en service le limiteur. L'ensemble est mis hors circuit en fermant l'interrupteur A. La consommation propre de ce coupe-circuit est de 12 mA sous 12 V et elle croît avec la tension. Le transistor  $T_2$  ne demande ici aucun radiateur, car sa dissipation reste faible dans toutes les circonstances. La résistance variable disposée dans le circuit d'émetteur de  $T_1$  permet de faire varier le courant collecteur de ce transistor et, par conséquent, le courant collecteur maximal de  $T_2$  à partir duquel joue la limitation.

## Relais temporisé à deux transistors

Les relais temporisés et autres contacteurs à coupure ou rétablissement retardés sont largement utilisés dans les systèmes de commande automatique de machines-outils, de dispositifs de préchauffage, etc. Le montage proposé ici (fig. 7-52) emploie deux transistors seulement et un nombre extrêmement réduit de composants, la temporisation étant ajustable à l'aide de la résistance  $R_1$ . Si l'on prévoit un certain nombre de valeurs de C commutables, on peut obtenir plusieurs gammes de temporisation.

Aussitôt que la tension d'alimentation est appliquée, le condensateur C se charge avec une constante de temps  $\tau$  que l'on calcule par la relation

$$\tau = \frac{R_1 \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 (R_2 + R_3)}{R_1 + \beta_1 \cdot \beta_2 (R_2 + R_3)} \cdot C,$$

où  $\beta_1$  et  $\beta_2$  représentent le gain en courant des transistors  $T_1$  et  $T_2$ , respectivement. Après un temps égal à  $4,6 \tau$ , la tension aux bornes de C représente 99 % de la tension d'alimentation.

Au moment de la mise sous tension, le potentiel à la base de  $T_1$  est pratiquement nul, car la tension aux bornes de C monte d'abord lentement. De ce fait,  $T_1$  est bloqué. Aussitôt que la tension sur C atteint un certain seuil,  $T_1$  passe en saturation, ce qui a pour conséquence d'appliquer prati-

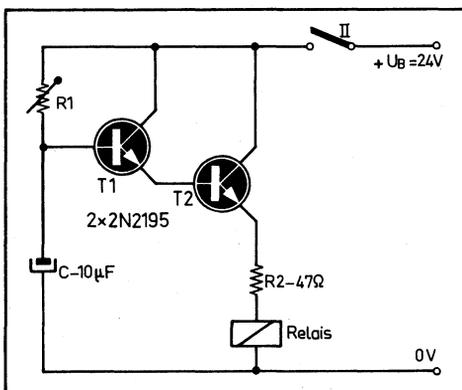


Fig. 7-52. — Ce relais temporisé très simple, dont la constante de temps peut être modifiée dans de larges mesures, permet de commander un relais électromécanique.



de chacune d'elles. Le troisième transistor, BCY 78 également, sert d'étage séparateur et amplificateur, tandis que le voltmètre V fait office de circuit intégrateur. L'étalonnage se fait à l'aide de la résistance ajustable de 300 k $\Omega$  placée entre le « plus » et la base de BCY 58. Le voltmètre peut être d'un type quelconque à condition que sa résistance propre soit supérieure à 5 k $\Omega$ .

Il est également possible de remplacer le voltmètre par un circuit intégrateur formé par une résistance et un condensateur en parallèle et d'y connecter un détecteur de seuil commandant une lampe indicatrice, dont l'allumage (ou l'extinction) correspondrait au meilleur régime du moteur.

Les transistors BCY 58 et BCY 78, ainsi que les diodes, sont des *Sescosem*.

## Une sirène de bateau

Ce montage très simple (fig. 7-54) permet d'obtenir un son qui imite à s'y méprendre celui d'une sirène de bateau. Il peut être utilisé, dans sa forme la plus simple, celle du schéma, pour un modèle réduit ou, en lui adjoignant un amplificateur de puissance suffisante, en tant que source de signal d'alarme, avertisseur sonore, etc.

L'ensemble se compose d'un multivibrateur ( $T_1$  et  $T_2$ ) et d'un étage de sortie « emitter follower » ( $T_3$ ). Pour le multivibrateur on peut utiliser n'importe quels transistors silicium de faible puissance, mais  $T_3$  doit pouvoir supporter une puissance intermittente de 300 mW au moins et nettement plus si l'on prévoit un usage prolongé de la sirène.

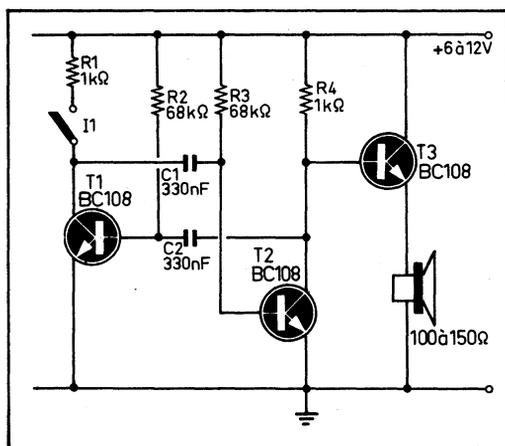


Fig. 7-54. — Ce multivibrateur, associé à un étage amplificateur, permet d'obtenir un son imitant fidèlement celui d'une sirène.

La tonalité de la sirène dépend de la valeur des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  et elle est, avec les valeurs indiquées, de 300 Hz environ. Le courant de repos peut être considéré comme négligeable et ne constitue donc aucune charge pour la source d'alimentation.

Si on utilise à la sortie un transistor tel que BC108 ou analogue, il est nécessaire de prévoir un haut-parleur dont la bobine mobile a une impédance de 100 à 150  $\Omega$ . Dans le cas où l'on désire une puissance beaucoup plus élevée, on peut remplacer le transistor  $T_3$  par un amplificateur prévu en conséquence, la liaison entre le collecteur de  $T_2$  et l'entrée de cet amplificateur se faisant à l'aide d'un électrochimique de 1  $\mu\text{F}$  en série avec une résistance de quelque 12 k $\Omega$ .

Si l'on juge que le courant de repos du montage est trop élevé, on le réduit en augmentant la valeur de  $R_1$  et de  $R_4$ . Quant à la tonalité, on la modifie en agissant sur la valeur de  $C_1$  et de  $C_2$ .

## Un « coucou » électronique

Ce « coucou », complété par un amplificateur et un haut-parleur, peut être utilisé en tant que source de signaux sonores dans des dispositifs très divers, tels que réveille-matin électroniques, détecteurs de seuil, indicateurs de fin d'opération et sonnettes de portes d'entrée.

L'ensemble décrit ici comprend (fig. 7-55) un oscillateur sinusoïdal à fréquence commutable, utilisant le transistor  $T_3$  et le bobinage  $L_1$ , un multivibrateur astable  $T_1$ - $T_2$ , qui impose un rythme bien déterminé à la commutation de fréquence de l'oscillateur, et un amplificateur ( $T_4$ ), permettant de prélever le signal de sortie soit sur le collecteur (amplificateur de tension) soit sur l'émetteur (amplificateur de courant).

On suppose, pour commencer, que le circuit de liaison entre l'oscillateur et le multivibrateur n'existe pas et que ce dernier se trouve dans l'état où  $T_1$  est conducteur et  $T_2$  bloqué. L'oscillateur fonctionne à une fréquence déterminée par  $L_1$  avec  $C_6$  en parallèle, ce qui correspond au premier son de l'appel du coucou. L'effet du condensateur  $C_7$  est pratiquement nul,

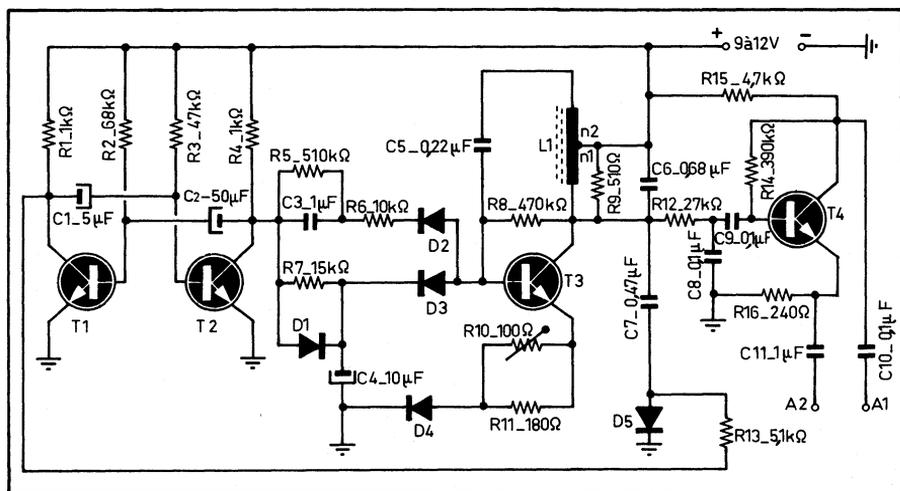


Fig. 7-55. — Schéma de principe du « coucou » électronique.

car la diode  $D_5$  est bloquée, la tension appliquée à son anode à travers  $R_{13}$  étant insuffisante pour la rendre conductrice.

Après un temps déterminé par la constante de temps des éléments  $C_1$  et  $R_1 + R_3$  le multivibrateur change d'état :  $T_1$  se bloque tandis que  $T_2$  devient conducteur. La diode  $D_5$  reçoit, de ce fait, une tension positive suffisante sur son anode et devient conductrice, ce qui revient à dire que  $C_7$  se trouve ramené à la masse et que tout se passe comme si ce condensateur s'ajoutait en parallèle sur  $C_6$ . La fréquence de l'oscillateur change, devient plus faible, et correspond au deuxième son du « coucou ».

Après un temps déterminé par  $C_2 (R_2 + R_4)$  le multivibrateur revient à son état de départ et l'oscillateur reprend, par conséquent, sa fréquence première.

On obtient donc, sans discontinuité, deux sons; l'un, plus court et de fréquence plus élevée; l'autre, plus long et de fréquence plus basse. Or, dans un véritable appel du coucou il existe une pause entre ces deux sons et les deux suivants. Et c'est ici qu'interviennent les éléments de liaison  $R_7$ ,  $C_4$ ,  $D_1$  et  $D_3$ . En effet, l'oscillateur ne peut fonctionner que si la base de  $T_3$  n'est pas court-circuitée par  $D_3$ , ce qui suppose une charge positive aux bornes de  $C_4$ , suffisante pour bloquer cette diode. Pendant le premier son, lorsque  $T_2$  est bloqué,  $C_4$  se charge rapidement à travers  $R_4$  et  $D_1$ . Lorsque  $T_2$  devient conducteur,  $C_4$  se décharge lentement à travers  $R_7$  (la diode  $D_1$  est alors bloquée) jusqu'au potentiel de collecteur de  $T_2$ . Comme il s'agit d'un transistor saturé et que ce potentiel ne représente qu'une fraction de volt, la diode  $D_3$  devient conductrice et court-circuite la base de  $T_3$ . Autrement dit, peu de temps après le début du deuxième son, l'oscillateur cesse de fonctionner et demeure bloqué jusqu'à ce que le multivibrateur change d'état et que  $T_1$  redevienne conducteur. On obtient donc une pause entre deux « coucou » successifs. Les éléments  $R_5$ ,  $C_3$ ,  $R_6$  et  $D_2$  interviennent pour supprimer l'effet de commutation de la fréquence d'oscillation, qui se traduit par une déformation à la « jonction » des deux sons et fait entendre un « coulou » au lieu de « coucou ». Au moment où  $T_1$  se bloque et  $T_2$  devient conducteur, une impulsion négative se trouve appliquée à la base de  $T_3$  à travers  $C_3$ ,  $R_6$  et  $D_2$ , de sorte que l'oscillateur cesse de fonctionner pendant le court instant de passage d'une fréquence à l'autre, c'est-à-dire pendant le temps de commutation de  $C_7$  en parallèle sur  $C_6$ . La résistance  $R_5$  permet à  $C_3$  de se décharger en temps voulu.

La résistance réglable  $R_{10}$  sert pour ajuster le point de fonctionnement de l'oscillateur. Le deuxième son ne doit pas être trop court et l'amplitude de la tension fournie par l'oscillateur doit rester inférieure à une certaine limite si l'on veut éviter une réaction de l'oscillateur sur le multivibrateur qui pourrait alors changer de « rythme ». La résistance  $R_{11}$  permet un réglage plus précis par  $R_{10}$ , tandis que la diode  $D_4$  relève la tension continue de l'émetteur de  $T_3$  de 0,7 V environ, ce qui améliore le processus de commutation de l'oscillateur par les diodes  $D_2$  et  $D_3$ .

Pour reproduire aussi fidèlement que possible la tonalité d'un vrai « coucou », la hauteur absolue des deux sons est moins importante que le rapport de leurs fréquences, qui doit être de 5/4. Pour parvenir à ce rapport il peut être indiqué, d'une part, de choisir par tâtonnement la meilleure valeur pour  $C_6$  et  $C_7$  et, d'autre part, de doubler ces deux conden-

sateurs par des ajustables pour le réglage précis. (Bien que l'adjonction d'un ajustable de quelque 60 pF sur une capacité de 0,68  $\mu$ F nous semble d'une efficacité douteuse.)

La fréquence des deux sons peut être corrigée simultanément en agissant sur le noyau réglable du bobinage  $L_1$ , réalisé sur un pot fermé « Siferrit » type B 65-671 avec 675 spires pour  $n_1$  et 140 spires pour  $n_2$ , l'inductance totale du bobinage étant de 75 mH environ.

Le filtre passe-bas  $R_{12}$ - $C_8$  empêche les impulsions de commutation de parvenir aux deux sorties,  $A_1$  et  $A_2$ . La première est prévue pour attaquer un amplificateur de puissance à impédance d'entrée relativement élevée ( $\geq 50$  k $\Omega$ ) et on y dispose d'un signal de 2,3 V eff. pour le son 1 et de 1,7 V eff. pour le son 2. La sortie  $A_2$  convient pour attaquer un amplificateur à faible impédance d'entrée et un gain en tension élevé. On y dispose de 135 mV eff. pour le son 1 et de 100 mV eff. pour le son 2.

Les fréquences mises en jeu sont de 667 Hz (son 1) et 545 Hz (son 2) avec les durées de 170 ms et de 220 ms, respectivement, la durée des pauses étant de 180 ms entre le son 1 et le son 2, et de 2,8 s entre le son 2 et le son 1 du « coucou » suivant.

Les quatre transistors sont du même type : BC107B, BC108B, BC109B ou 2N2926 (jaune). Les diodes peuvent être des BAY86 ou des BA 100.

La consommation totale, sous 12 V, est de 17 mA pendant le son 1, et de 22 mA pendant le son 2 ou les pauses.

Si l'on se propose d'utiliser ce « coucou » en tant que sonnette d'une porte d'entrée, on peut s'inspirer du schéma de la figure 7-56 où le trait interrompu limite la partie du circuit correspondant à une sonnette élec-

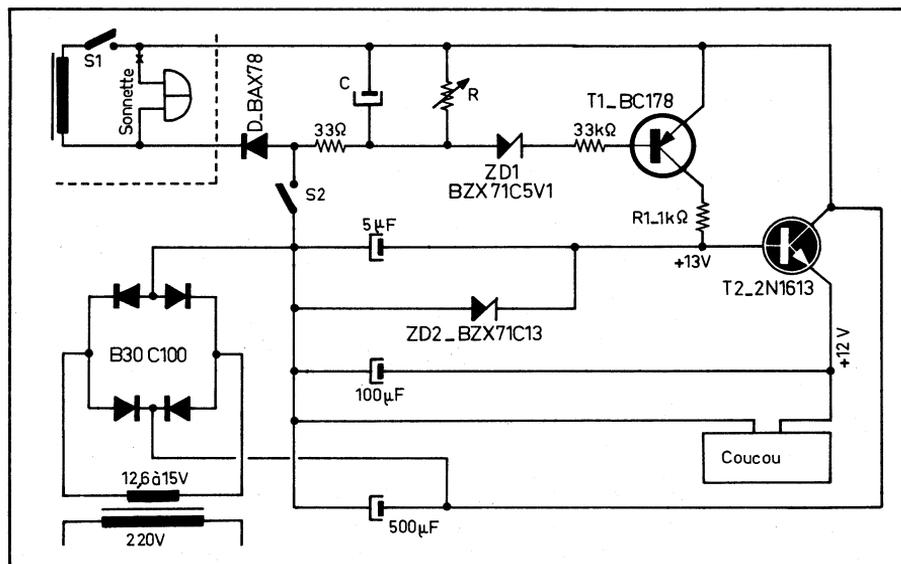


Fig. 7-56. — Montage à réaliser pour l'utilisation du « coucou » électronique en sonnette de porte.

trique existante, avec son bouton  $S_1$  et le secondaire du transformateur, seul représenté. Pour réduire la transformation nécessaire au minimum, on peut se contenter de couper simplement le circuit de la sonnette au point indiqué par une croix.

Au repos, le condensateur C est déchargé de sorte que le transistor  $T_1$  n'est parcouru par aucun courant. Il en résulte que  $T_2$  est également bloqué et que, de ce fait, la charge de son circuit d'émetteur, constituée par le « coucou » de la figure 7-55, ne reçoit aucun courant. Si l'on appuie sur le bouton  $S_1$ , le condensateur C se charge à travers la diode D, la base de  $T_1$  devient négative par rapport à son émetteur et le transistor passe en saturation. Son courant de collecteur circule à travers  $R_1$  et la diode Zener  $ZD_2$ , aux bornes de laquelle on trouve, par conséquent, une tension correspondant à sa tension nominale. Une fraction du courant de collecteur de  $T_1$  est dérivée vers le circuit de base de  $T_2$ , qui devient conducteur à son tour et alimente le « coucou » par son courant d'émetteur. Comme la tension de base de  $T_2$  est stabilisée par  $ZD_2$ , celle d'alimentation du « coucou » l'est également, mais sa valeur est inférieure à la tension de base de 0,8 V environ.

Lorsqu'on cesse d'appuyer sur le bouton  $S_1$ , le condensateur C commence à se décharger à travers R et le circuit de base de  $T_1$  et dès que la tension à ses bornes devient suffisamment faible pour bloquer  $ZD_1$ , le transistor  $T_1$  se bloque instantanément et entraîne le blocage de  $T_2$ . Le « coucou » se tait. En agissant sur la valeur de C et de R on peut régler le temps pendant lequel l'appel du coucou se produit encore après le relâchement du bouton  $S_1$ , par exemple trois « coucou » pour une pression rapide sur  $S_1$ . Étant donné que la tension alternative utilisée pour la sonnette peut être assez différente d'une installation à l'autre, la valeur optimale de C et de R doit être déterminée expérimentalement à partir des ordres de grandeur suivants :  $C = 500 \mu\text{F}$ ;  $R = 25 \text{k}\Omega$ . Si l'on installe le « coucou » en un endroit où il n'existe aucune sonnette classique, le bouton d'appel se place en  $S_2$  et on supprime la diode D.

## Les sonnettes électroniques

Il est très facile de remplacer une sonnette d'appartement, purement électrique, par un dispositif électronique plus ou moins compliqué, permettant d'agir sur le timbre, d'obtenir deux tonalités différentes, le son d'une sirène, etc. Étant donné qu'il s'agit toujours de montages à transistors, l'alimentation de ces sonnettes peut se faire à partir d'une batterie, avec une consommation très faible.

### Une sonnette très simple

Son schéma est représenté dans la figure 7-57, où l'on utilise le transformateur Tr et le bouton K d'une sonnette électrique ordinaire, le primaire constituant le circuit de base et le secondaire celui de collecteur. Il s'agit ici d'un oscillateur du type blocking qui démarre aussitôt que l'on appuie sur le bouton. Si l'oscillation ne se produit pas, il suffit d'inverser les connexions du secondaire du transformateur.

Ensuite, on choisit les valeurs de  $R_1$  et de  $C_1$ , qui ne sont données qu'à titre indicatif, de façon à obtenir la fréquence désirée, en tenant compte du fait que ces valeurs dépendent aussi des caractéristiques du transistor utilisé.

En ce qui concerne ce dernier, on choisira un type de puissance moyenne, 1,5 à 4 W de dissipation maximale, ce qui correspond à AC 188/01, BC 369, BC 160, BC 161, etc. On peut évidemment utiliser un transistor  $n-p-n$ , auquel cas il suffit d'inverser la batterie. Cette dernière ne débite que si l'on appuie sur le bouton, et peut durer longtemps si on la choisit de capacité suffisante, en fonction du courant de collecteur du transistor utilisé.

Il est prudent de contrôler ce courant pour s'assurer qu'il ne dépasse pas la limite maximale du transistor. Si le courant mesuré paraît trop élevé, on doit augmenter la valeur de  $R_1$  et modifier en conséquence (pour la tonalité) celle de  $C_1$ .

### Un ensemble plus évolué

Son schéma de principe est celui de la figure 7-58 et il comporte un générateur de fréquence audible suivi d'un haut-parleur, qui peut être de très faible diamètre. Le schéma complet de ce dispositif est représenté dans la figure 7-59 où l'on voit un multivibrateur utilisant les transistors  $T_1$  et  $T_2$  et constituant le générateur B.F. dont dépend la tonalité de la sonnerie. Cette dernière peut être modifiée, en agissant sur la valeur des éléments  $R_3-C_1$  et  $R_2-C_2$ , entre 400 et 5 000 Hz à peu près.

Fig. 7-57. — Schéma d'une sonnette très simple, utilisant un oscillateur blocking à un seul transistor.

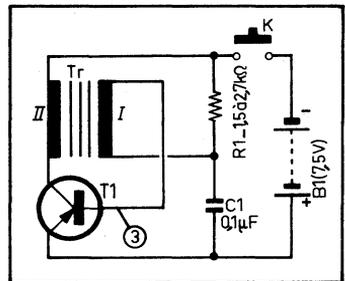
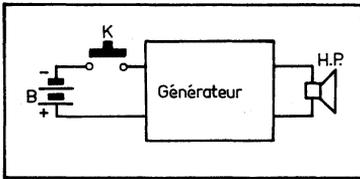


Fig. 7-58. — Schéma de principe d'une sonnette plus étudiée, comportant un générateur B.F. à plusieurs transistors.

Cependant, la tension de sortie du multivibrateur est insuffisante pour attaquer directement le haut-parleur, et on fait appel à un amplificateur utilisant les transistors  $T_3$  à  $T_5$ . Le premier transistor,  $T_3$ , est monté en émetteur commun et le signal amplifié est prélevé aux bornes de la résistance de charge  $R_7$  et appliqué, en liaison directe à la base de  $T_4$ . La résistance variable  $R_5$  permet de modifier la polarisation de base de  $T_3$ , et comme les trois transistors amplificateurs sont en liaison directe, on modifie, par ce moyen, le régime de  $T_4-T_5$ .

L'ensemble  $R_3$ - $C_4$  constitue une cellule de découplage, empêchant tout couplage indésirable entre  $T_3$  et l'ensemble  $T_4$ - $T_5$ .

La combinaison  $T_4$ - $T_5$  représente un « emitter follower », dont le rôle est d'assurer un gain en courant et d'adapter l'impédance de sortie, relativement élevée, de  $T_3$  à celle du haut-parleur, de l'ordre de 6 à 20 ohms.

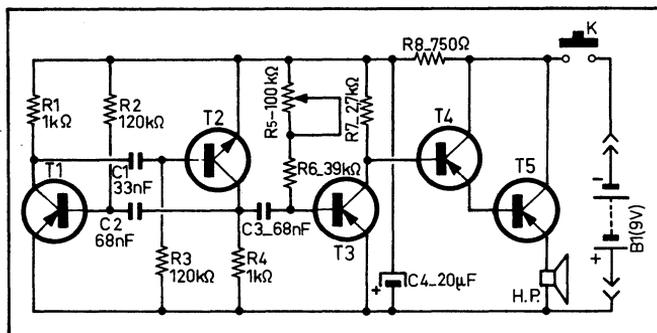


Fig. 7-59. — Schéma complet de la sonnette, comportant un multivibrateur et des étages d'amplification et d'adaptation.

Le montage de cet ensemble ne comporte aucune indication particulière et peut se faire sur une carte du type « Veroboard ».

La mise au point se réduit au choix des valeurs des éléments  $C_1$ - $R_3$  et  $C_2$ - $R_2$ , de façon à obtenir la tonalité désirée, et au réglage de  $R_5$  pour ajuster au mieux le régime de l'amplificateur.

En ce qui concerne les transistors à utiliser, les deux premiers doivent présenter un gain en courant de 30 au moins et peuvent être choisis parmi les types suivants : AC 125, BC 178, BC 558, BC 273, etc. pour le  $T_1$ , et AC 127, BC 107, BC 548, BC 338, etc. pour le  $T_2$ . Les transistors  $T_3$  et  $T_4$  sont du même type : gain en courant de 20 au moins, dissipation maximale 500-600 mW (BC 557, BC 558, BC 327 etc.). Le  $T_5$  est un transistor de puissance, de gain minimal de 20, qui peut être un AD 149, BD 202, BD 434, etc.

### Une sonnette à deux tons

Son schéma de principe est celui de la figure 7-60, où les transistors  $T_1$  et  $T_2$  forment un multivibrateur délivrant des impulsions à fréquence de récurrence très basse (une impulsion toutes les 1 à 3 secondes). Les transistors  $T_3$ ,  $T_4$  et  $T_5$  constituent, à eux trois, deux autres multivibrateurs. Le premier,  $T_3$ - $T_4$ , travaille sur une fréquence de l'ordre de 200 Hz et le second,  $T_4$ - $T_5$ , sur environ 1 000 Hz. Les deux multivibrateurs sont alternativement déclenchés par  $T_1$ - $T_2$ , le processus se déroulant de la façon suivante. Lorsque le transistor  $T_1$  est conducteur,  $T_2$  est bloqué. Or, la résistance propre d'un transistor conducteur, saturé, en l'occurrence  $T_1$ , est très faible, de sorte que la base de  $T_5$ , réunie à travers  $R_9$  au collecteur du transistor saturé, se trouve pratiquement connectée au « plus » de l'alimentation.

De ce fait, le transistor  $T_5$  se trouve bloqué et c'est le multivibrateur  $T_3$ - $T_4$  qui fonctionne, sur environ 200 Hz comme il a été dit plus haut. Après

1 à 3 secondes, suivant la fréquence du multivibrateur  $T_1$ - $T_2$ , le transistor  $T_1$  se trouve bloqué, tandis que  $T_2$  passe en saturation. C'est alors la base de  $T_3$  qui, à travers  $T_5$  et la résistance propre très faible de  $T_2$ , se trouve réunie au « plus » de l'alimentation, ce qui bloque  $T_3$  et entraîne le fonctionnement du multivibrateur  $T_4$ - $T_5$ , car la résistance, devenue élevée, de  $T_1$  forme avec  $R_1$  un diviseur de tension qui applique à la base de  $T_5$  une tension provoquant l'ouverture de ce transistor. Le processus recommence 1 à 3 secondes après.

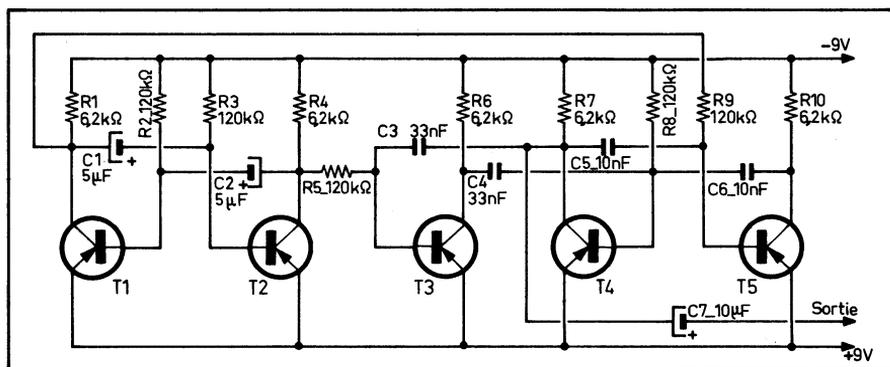


Fig. 7-60. — Schéma d'une sonnette électronique à deux tons, constituée par deux multivibrateurs.

La fréquence de commutation, c'est-à-dire celle du multivibrateur  $T_1$ - $T_2$ , est ajustée par le choix de la valeur des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ .

La tension de sortie de cet ensemble n'est pas très élevée, de sorte qu'il est nécessaire d'y ajouter un amplificateur quelconque, correspondant au haut-parleur que l'on se propose d'utiliser. Les transistors  $T_6$  et  $T_7$  constituant cet amplificateur sont du même type que ceux de la figure 7-61.

Tous les transistors de la figure 7-60 sont du même type : B.F., 200 à 500 mW, à choisir parmi les types tels que : AC 125, BC 557, BC 558, BC 177 etc.

### Sirène électronique

Ce dispositif (fig. 7-61) utilise deux générateurs (multivibrateurs), un modulateur et un amplificateur B.F. Le premier multivibrateur comprend les transistors  $T_1$  et  $T_2$  et il travaille sur une fréquence très basse qui, avec les valeurs indiquées sur le schéma, est de l'ordre d'une impulsion toutes les 2,5 à 3 secondes. Ce premier générateur sert pour commander le second, qui fonctionne sur une fréquence variable, imitant le son d'une sirène et qui comprend les transistors  $T_4$  et  $T_5$ . A la base de  $T_4$  est connecté l'émetteur de  $T_3$  qui fait partie de l'étage modulateur.

Les impulsions « lentes » du premier multivibrateur chargent périodiquement le condensateur  $C_3$ , à travers  $R_6$ .

Au fur et à mesure de cette charge, la tension à la base du transistor « modulateur »  $T_3$  et, par conséquent, sa résistance propre varient. Or, la tension appliquée à la base du transistor  $T_4$  l'est à travers  $R_8$  et la résistance propre de  $T_3$ . Cette dernière variant, la polarisation de base de  $T_4$  varie et, par conséquent, la fréquence du multivibrateur  $T_4$ - $T_5$ . Périodiquement, à la fréquence des impulsions fournies par  $T_1$ - $T_2$ , la succession des charges et des décharges du condensateur  $C_3$  provoque la variation de la fréquence du multivibrateur  $T_4$ - $T_5$ . Lorsque  $C_3$  se charge, la fréquence de ce multivibrateur augmente, tandis que lors de la décharge elle diminue.

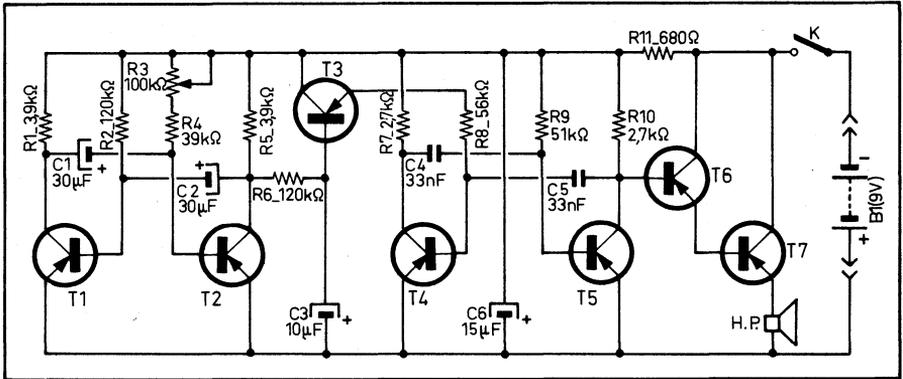


Fig. 7-61. — Schéma d'une sirène électronique.

Le second multivibrateur est suivi d'un amplificateur B.F., analogue à celui de la figure 7-59. L'ensemble peut être monté sur une carte « Vero-board » de quelque  $130 \times 45$  mm.

La mise au point de cette sirène doit se faire dans l'ordre suivant.

On déconnecte  $R_6$  du collecteur de  $T_2$  et, en choisissant judicieusement les valeurs de  $R_3$ ,  $C_1$  et  $C_2$ , on s'efforce d'obtenir, pour le multivibrateur  $T_1$ - $T_2$ , une fréquence de 0,4 Hz, soit une impulsion toutes les 2,5 secondes. On contrôle cette fréquence à l'aide d'un casque à haute impédance connecté en parallèle sur  $R_5$ .

Après cela, on règle le générateur à tonalité variable, c'est-à-dire le multivibrateur  $T_4$ - $T_5$ . Pour cela, on déconnecte la liaison avec l'émetteur de  $T_3$  et on ramène la résistance  $R_8$  au « moins » de l'alimentation. Dans ces conditions, en appuyant sur le bouton K, on doit entendre dans le haut-parleur un son pur sur une fréquence de 1 000 Hz environ. Pour finir, on rétablit toutes les liaisons et on essaie l'ensemble.

Les transistors utilisés peuvent être choisis parmi les types suivants :

- $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_6$  : B.F.; 300 à 600 mW; gain en courant minimal 20 (BC 557, BC 558, BC 327, BC 178 etc.);
- $T_3$ ,  $T_4$  et  $T_5$  : mêmes types, mais avec un gain en courant minimal de 45 à 50;
- $T_7$  : B.F. de puissance moyenne, permettant une « sortie » de 1 W environ (BD 136, BD 227, BD 132, AD 149, etc.).

## Un indicateur de court-circuit pour alimentation stabilisée

Il existe actuellement sur le marché toute une série de circuits intégrés spécialement conçus pour constituer, avec très peu de composants extérieurs, des blocs d'alimentation stabilisée aux performances très poussées, protégés contre un échauffement excessif et comportant un dispositif limiteur de courant, le tout enfermé dans un boîtier TO-3 ou TO-5 et pouvant fournir un courant jusqu'à 1 A ou 200 mA, respectivement, sous 5 V. On utilise très fréquemment ces blocs d'alimentation pour des essais en laboratoire d'ensembles ou de maquettes réalisés en circuits TTL qui, comme tous les montages d'essais ou prototypes, présentent souvent un court-circuit dû à une erreur de connexion, à un condensateur défectueux, etc.

Bien entendu, le dispositif de protection du circuit intégré lui-même limite les dégâts, mais son « comportement, » reste invisible, et il faut procéder à quelques mesures et manipulations pour découvrir la cause de non-fonctionnement. Il serait tellement plus commode si une ampoule-témoin nous indiquait immédiatement, et même avant que le dispositif limiteur n'intervienne, que « ça ne va pas ».

Une signalisation de ce genre est représentée dans la figure 7-62, où il s'agit d'un ensemble utilisant le circuit intégré LM 309 K bien connu, pouvant fournir 1 A sous 5 V, et largement utilisé pour l'alimentation des circuits TTL. Le dispositif de signalisation est placé entre la sortie

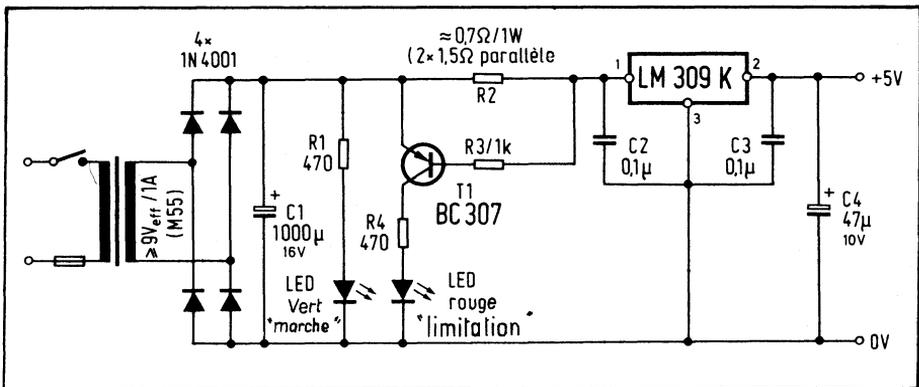


Fig. 7-62. — Un indicateur de court-circuit ou de surcharge pour alimentation stabilisée.

du redresseur et l'entrée du régulateur et son fonctionnement est très simple. Dès que le courant circulant dans  $R_2$  (qui représente, pratiquement, le courant fourni par l'alimentation) atteint une intensité telle que la chute de tension dans  $R_2$ , c'est-à-dire la différence de potentiel base-émetteur du transistor  $T_1$ , arrive à 0,7 V, ce dernier commence à conduire, et si le courant continue à croître le transistor passe en régime de saturation. Son courant de collecteur, limité par la résistance  $R_4$ , devient suffisant pour provoquer l'illumination d'une LED rouge.

L'indication lumineuse intervient avant l'entrée en action du dispositif limiteur interne, ce qui prévient l'utilisateur et lui laisse le temps « d'arrêter les frais » avant que le courant, qui continue à augmenter, ne fasse tomber la tension à l'entrée du circuit intégré au-dessous de sa valeur minimale, qui est de 7 V environ pour le LM 309 K.

Dans le calcul du transformateur pour ce type d'alimentation il faut tenir compte de cette tension minimale, à laquelle on doit ajouter la chute de tension maximale dans  $R_2$  (1 V à peu près) et celle dans les diodes du redresseur, de sorte que le secondaire du transformateur doit fournir au moins 9 V eff. à pleine charge (1 A).

Lorsque tout est en ordre, c'est une LED verte qui s'illumine et montre que l'ensemble est sous tension.

Pour le radiateur, nécessaire dans tel ou tel cas, il faut consulter les caractéristiques du régulateur fournies par le fabricant : *Signetics* ou *National* (LM 309 K), *Motorola* (MLM 309), *Sescosem* (SFC 2309 K), etc.

## Un régulateur de la vitesse de rotation simple

Lorsqu'on utilise une alimentation stabilisée pour faire tourner une petite perceuse pour circuits imprimés, par exemple, la vitesse de rotation diminue dès que le perçage commence et d'autant plus qu'on appuie davantage sur le foret. Le dispositif décrit ici (fig. 7-63) permet non seulement de régler la vitesse de rotation, mais rend aussi cette vitesse moins dépendante de la charge.

La tension aux bornes du moteur M tournant à vide est déterminée par la tension appliquée à la base de  $T_1$  ou, plus exactement, par l'état de conduction de ce transistor, donc sa résistance émetteur-collecteur. Dès que le perçage commence, la consommation du moteur augmente, et avec elle la chute de tension sur  $P_2$ , qui dépasse 0,65 V et rend conducteur

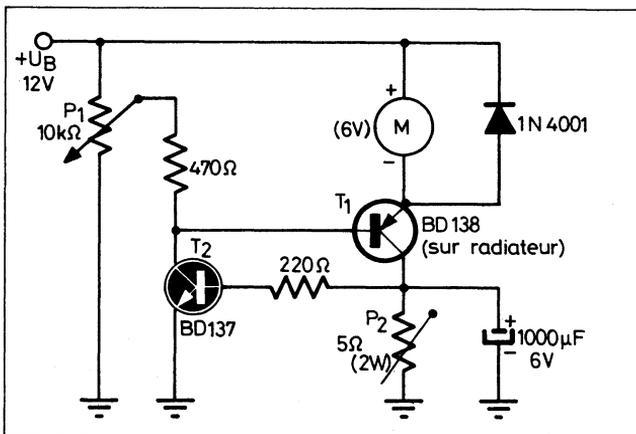


Fig. 7-63. — Ce montage très simple permet de maintenir constante la vitesse de rotation d'un petit moteur.

le transistor  $T_2$ . Cela rend la base de  $T_1$  encore plus négative par rapport à l'émetteur, de sorte que ce transistor se trouve pratiquement en régime de saturation et que la presque totalité de la tension d'alimentation est appliquée au moteur.

Pour le réglage optimal des deux potentiomètres on doit procéder comme suit. Pour commencer on applique au moteur la totalité de la tension d'alimentation, en utilisant de préférence un bloc équipé d'un limiteur de courant, afin d'éviter le risque d'endommager le moteur. Le potentiomètre  $P_2$  est placé en position de résistance nulle et on règle  $P_1$  de façon à amener aux bornes du moteur la tension nominale pour laquelle il est prévu. Enfin, un perçage étant en cours, on règle  $P_2$  de façon à obtenir une vitesse de rotation pratiquement indépendante de la charge et même, ce qui est possible, plus élevée qu'à vide.

Le transistor  $T_1$  doit être monté sur un radiateur, dont les dimensions dépendent de la puissance dissipée, c'est-à-dire essentiellement des caractéristiques du moteur. Pour un moteur plus puissant, on peut réaliser un dispositif analogue, mais en adoptant des transistors plus puissants : BD 235-BD 236 (12,5 W, 1,5 A), BD 435-BD 436 (36 W, 4 A), etc.

## Un dispositif de surveillance et d'alarme universel

Ce dispositif (fig. 7-64) avait été conçu et réalisé à l'origine après une inondation causée par une machine à laver, dont le tuyau d'arrivée d'eau s'était rompu. L'idée de base était de pouvoir détecter, dans le voisinage immédiat de la machine, l'apparition d'une nappe d'eau sur le carrelage du local, nappe d'une très faible épaisseur, bien entendu : 0,2 à 0,5 mm tout au plus.

Le capteur a été constitué par deux bâtonnets de charbon, provenant de piles hors d'usage (genre « lampe de poche »), fixés à 2 cm l'un de l'autre

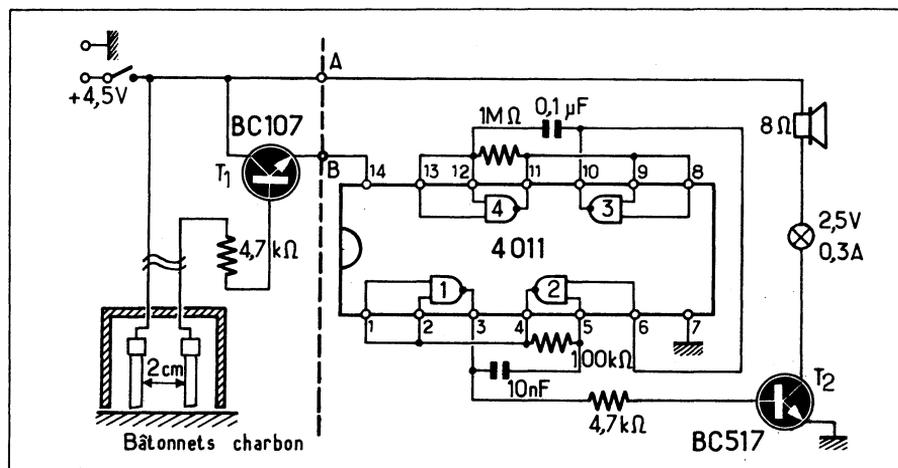


Fig. 7-64. — Schéma général du dispositif de surveillance et d'alarme, conçu ici pour la détection de la présence d'eau sur le sol d'un local.

à l'intérieur d'un boîtier en matière plastique ouvert dans sa partie inférieure. La position des deux bâtonnets a été réglée et fixée de façon que leurs extrémités se trouvent à 0,2-0,5 mm du sol lorsque le boîtier s'y trouvait posé, ce dernier étant sommairement fixé à la machine dans le voisinage de l'arrivée d'eau.

Tant que le sol restait sec, la résistance entre les deux bâtonnets était pratiquement infinie et le transistor  $T_1$  était bloqué, aucune tension n'arrivant sur sa base. Mais la moindre flaque d'eau se formant autour et sous le boîtier réduisait à une valeur très faible la résistance entre les deux bâtonnets, ce qui « ouvrait » le transistor  $T_1$  et permettait à la tension d'alimentation d'atteindre le circuit intégré 4011.

Ce dernier, en technique CMOS, renferme quatre portes Nand à 2 entrées chacune, montées en double multivibrateur astable. La fréquence émise par le générateur B.F. (portes 1 et 2) est hachée par le générateur de rythme (portes 3 et 4) dont la fréquence est de 4 Hz. Le signal qui en résulte est amplifié par  $T_2$ , qui est un « Darlington » BC 517, BSS 50 ou analogue, et envoyé vers un haut-parleur avec, au besoin, une ampoule en série pour éviter une surcharge éventuelle. Le transistor  $T_1$  est un  $n-p-n$  quelconque : BC 107, BC 171, BC 237, BC 547, etc.

Dans le cas de la figure 7-64 le transistor  $T_1$  est bloqué parce que son circuit de base est interrompu et on peut imaginer d'autres utilisations faisant appel au même principe, mais il est également possible de concevoir des dispositifs où la base du transistor  $T_1$  cesse d'être à la masse (transistor bloqué) lorsqu'un événement « indésirable » se produit.

La figure 7-65 montre trois exemples d'utilisation basés sur ce principe. En *a*, deux tiges métalliques (une seule si le réservoir lui-même est en métal) surveillant le niveau d'eau (ou d'un liquide conducteur quelconque) dans un réservoir. Aussitôt que la surface de ce liquide descend au-dessous d'un niveau prédéterminé, la base du transistor n'est plus à la masse et  $T_1$  conduit.

En *b* il s'agit d'un fil tendu discrètement dans un endroit où tout passage indésirable ou inattendu doit être signalé. La rupture de ce fil

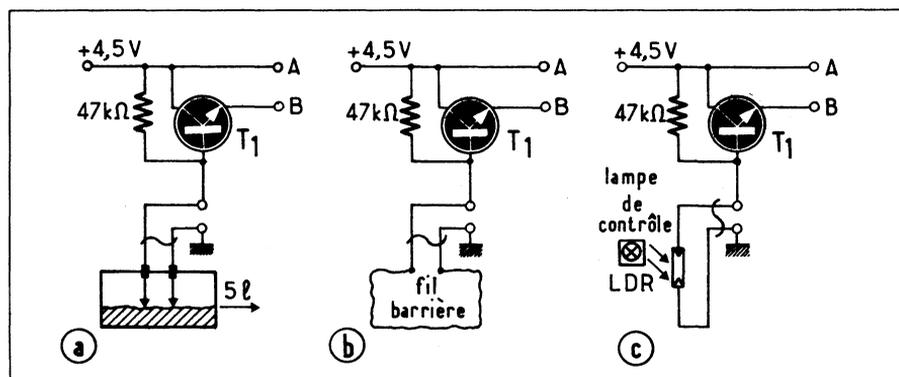


Fig. 7-65. — Trois exemples d'utilisation du dispositif de la figure 7-64 : surveillance d'un niveau (a); barrière (b); réaction à l'extinction d'une lampe de contrôle (c).

déconnecte la base du transistor de la masse et le rend conducteur. On peut aussi imaginer un fil cassé par l'ouverture d'une porte, d'une fenêtre, etc.

En *c*, une résistance photosensible LDR est éclairée par une lampe de contrôle lorsque tout est normal, et sa résistance, très faible dans ces conditions, met pratiquement la base du transistor à la masse. Mais si, pour une raison quelconque, la lampe s'éteint (panne quelconque, coupure du secteur, etc.), la résistance de LDR devient très grande et le transistor  $T_1$  conduit. Il est nécessaire, pour une installation de ce genre, d'enfermer la LDR et la lampe de contrôle dans un boîtier totalement opaque, de façon que la lumière extérieure n'influence en rien la résistance du circuit.

Le circuit intégré 4011 existe chez presque tous les fabricants de semi-conducteurs : *Signetics* (HEF 4011 BP), *Motorola* (MC 14011 BCP), *R.C.A.* (CD 4011 BE), *Sescosem* (SCL 4011 BE), etc.

## Une sirène à deux tons

La sirène représentée sur le schéma de la figure 7-66 est réalisée à l'aide de deux circuits intégrés 7400 dont chacun est un ensemble de quatre portes Nand à double entrée. Comme on le voit, une des portes reste inutilisée : la *d* du  $CI_1$ , le tout représentant trois multivibrateurs et un additionneur.

Le premier multivibrateur, formé par  $CI_{1a}$  et  $CI_{1b}$ , est un astable et il délivre des impulsions dont la fréquence est très basse (1 Hz) et qui commandent les triggers formés par  $CI_{2a}$ - $CI_{2b}$  et par  $CI_{2c}$ - $CI_{2d}$ . Le premier devient un générateur d'impulsions si la sortie 6 de  $CI_{1b}$  se trouve au niveau logique 1, tandis que le second se comporte de la même façon lorsque c'est la sortie 3 de  $CI_{1a}$  qui se trouve au niveau logique 1.

Bien entendu, les deux triggers fonctionnent sur des fréquences différentes, situées dans la plage « audible ». La sortie de chaque trigger est réunie à l'une des entrées de la porte  $CI_{1c}$  qui fonctionne en additionneur et donne à la sortie un signal « composite » que l'on peut amplifier avant de l'appliquer à un haut-parleur.

Le son de la sirène peut être ajusté en agissant sur la valeur des éléments  $R_3$ ,  $C_3$ ,  $R_4$  et  $C_4$  d'une part et sur celle de  $R_5$ ,  $C_5$ ,  $R_6$  et  $C_6$  de l'autre.

En principe, la réalisation de cette sirène ne présente aucune difficulté particulière, sauf peut-être l'acquisition des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  qui ne sont pas des électrochimiques, du moins d'après le document d'origine. Or, les condensateurs polyester ou analogues ne dépassent guère 10  $\mu F$ , du moins dans les dimensions acceptables. Nous pensons donc qu'on peut y essayer des électrochimiques, de préférence au tantale, par exemple de la série B45170 (*Siemens*), où l'on trouve des 220  $\mu F$  à tension de service de 10 V.

L'alimentation des deux circuits intégrés doit être de 5 V et appliquée à la broche 14, la 7 étant mise à la masse. Comme tous les circuits intégrés classiques, le 7400 existe sous des références plus ou moins différentes chez tous les fabricants de semi-conducteurs : *Texas* (SN 7400 N), *National* (DM 8000 N), *Motorola* (MC 7400 P), etc.

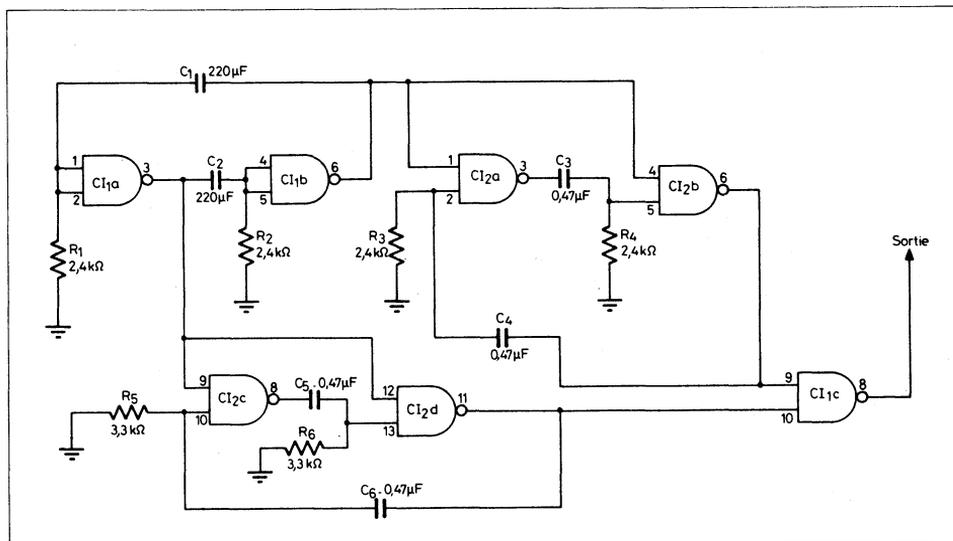


Fig. 7-66. — Cette sirène à deux tons utilise deux circuits intégrés 7400.

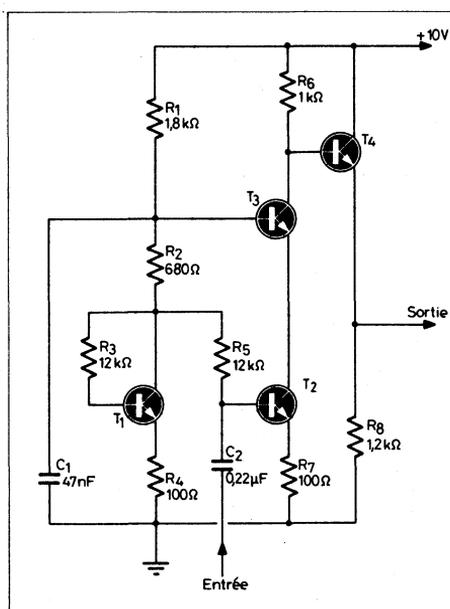
## Un amplificateur cascode à quatre transistors

L'amplificateur cascode représenté dans le schéma de la figure 7-67 se distingue par sa stabilité thermique dans une très large plage de températures. Les transistors  $T_2$  et  $T_3$  forment un étage cascode très classique, base commune-émetteur commun, qui assure une capacité d'entrée faible, tandis que la résistance de sortie faible de l'ensemble est obtenue par l'étage  $T_4$  à collecteur commun.

Les méthodes habituelles de stabilisation du point de fonctionnement ne peuvent pas être appliquées lorsqu'il s'agit d'amplificateurs cascode, car leur gain élevé rend impossible l'introduction d'une contre-réaction à taux très élevé, qui peut compromettre la stabilité de fonctionnement. La polarisation nécessaire des transistors  $T_2$  et  $T_3$  est obtenue par le diviseur de tension composé de résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  et de l'espace collecteur-émetteur de  $T_1$ . Dans la mesure où le courant propre de ce diviseur n'est autre chose que le courant de collecteur de  $T_1$ , toute modification du régime thermique de l'amplificateur se traduit par une modification correspondante de la polarisation des transistors  $T_2$  et  $T_3$ .

Il est nécessaire de noter que l'efficacité de la stabilisation exige que le transistor  $T_1$  soit du même type que les trois autres. Il est même hautement préférable d'utiliser un ensemble de transistors identiques réunis en un circuit intégré, que l'on trouve chez certains fabricants de semi-conducteurs : Siemens (TCA 971 et TCA 991, à cinq transistors 500 mW);

Fig. 7-67. — Cet amplificateur cascode se distingue par sa stabilité thermique.



Motorola (MPQ 2222, à 4 transistors 650 mW); SGS-Ates (SHQ 2222, à 4 transistors), etc. Tous ces ensembles sont présentés en boîtiers DIL 14 broches.

Le gain de cet amplificateur est égal au rapport des résistances  $R_6$  et  $R_7$  et représente environ 10, l'amplitude maximale du signal de sortie étant de 3 V et la bande passante de 6 MHz.

## Une autre sirène électronique à deux tons

Cette sirène, dont le schéma est représenté dans la figure 7-68 n'utilise qu'un seul circuit intégré 7400, dont il a été question dans la figure 7-66, associé à un transistor  $T_1$ . Il s'agit, ici aussi, d'un ensemble de trois générateurs, dont le premier, constitué par la porte  $G_1$ , le transistor  $T_1$ , les résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et le condensateur  $C_1$ , ne sert qu'à la commande des deux autres, en ce sens qu'il déclenche l'oscillation de l'un ou de l'autre suivant un rythme imposé par sa fréquence propre, qui est de l'ordre de 1 Hz, soit une impulsion par seconde. Cette fréquence de « découpage » peut d'ailleurs être ajustée en agissant sur  $R_2$  et  $R_3$ .

Les portes  $G_2$  et  $G_4$ , avec la résistance  $R_4$  et le condensateur  $C_2$  forment un deuxième générateur dont la fréquence se situe vers 1 000 Hz, tandis que la porte  $G_3$ , avec  $R_5$  et  $C_3$ , et, partiellement, la porte  $G_4$  constituent le troisième générateur dont la fréquence propre est nettement plus basse, de 200 Hz, à peu près. Un haut-parleur est connecté à la sortie 11 de la porte  $G_4$ .

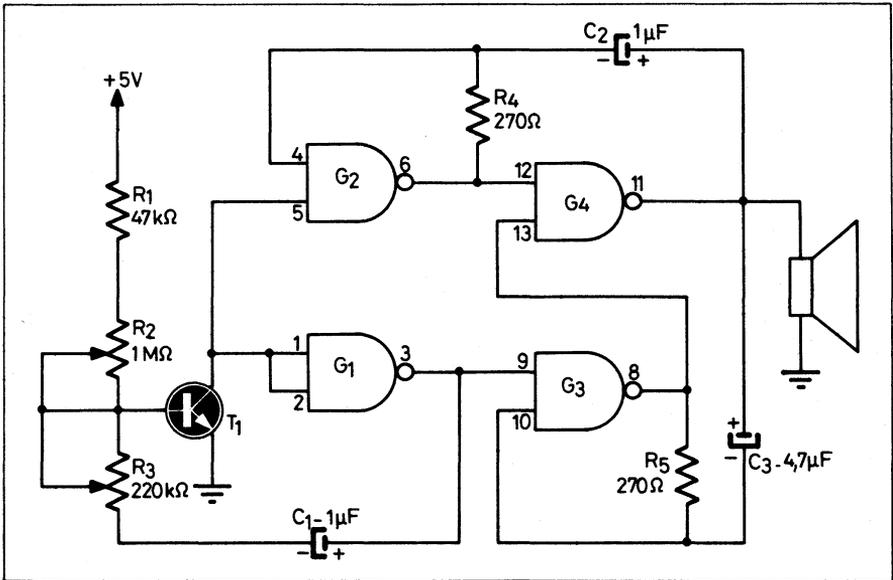


Fig. 7-68. — Une autre sirène électronique à deux tons.

Le transistor  $T_1$  peut être un *n-p-n* silicium quelconque : BC 107, BC 108, BC 171, BC 172, BC 547, BC 548, etc.

### Un générateur H.F. à circuit intégré

Ce générateur (fig. 7-69) utilise un circuit oscillant LC ( $L_1$ ) et deux portes d'un circuit intégré 7400, qui fonctionnent en tant qu'amplificateur

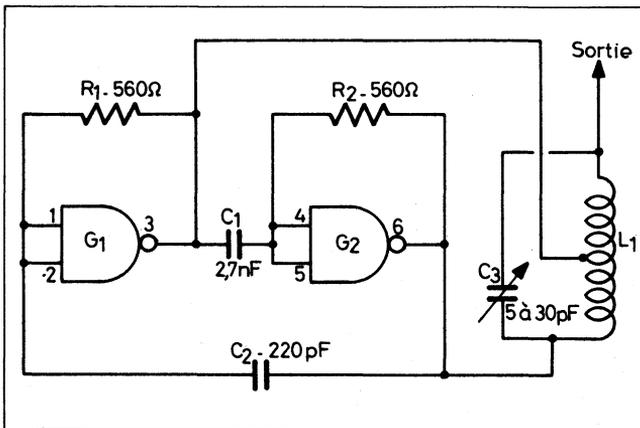


Fig. 7-69. — Un générateur LC utilisant (partiellement) un circuit intégré 7400.

linéaire du signal. A noter que si on enlève le circuit  $L_1C_3$  on obtient un multivibrateur. Le régime nécessaire des deux portes s'obtient par le choix de la valeur des résistances  $R_1$  et  $R_2$  dans les limites de  $200 \Omega$  à  $1 \text{ k}\Omega$ . Si on désire obtenir une fréquence particulièrement stable, on peut remplacer  $C_2$  par un quartz.

Pour obtenir une fréquence située dans la bande 5,5 à 10 MHz, on réalise une bobine ( $L_1$ ) comportant 16 spires jointives en fil émaillé de 0,30 mm, avec prise médiane, enroulées sur une résistance à couche de 2,2 M $\Omega$ , 2W (diamètre 6,8 à 7 mm). L'amplitude du signal à la sortie peut atteindre plusieurs volts.

Ne pas oublier que le circuit intégré 7400 doit être alimenté par une tension stabilisée de 5 V, dont le « plus » est connecté à la broche 14 et le « moins » (masse) à la broche 7.

## Un verrou électronique très simple

Le verrou, entièrement électronique, décrit ici (fig. 7-70), ne demande, comme « clé », qu'une simple résistance, mais d'une certaine valeur, bien entendu. Il s'agit d'une sorte de comparateur, qui ne délivre une tension à la sortie que si les tensions aux points A et B sont égales. Celle au point B est obtenue à l'aide d'un diviseur de tension fixe  $R_1$ - $R_2$ , tandis que celle en A l'est avec la résistance  $R_{x1}$ , d'une certaine valeur, et la résistance-clé  $R_x$ , de même valeur que  $R_{x1}$ , qui « ouvre » le verrou.

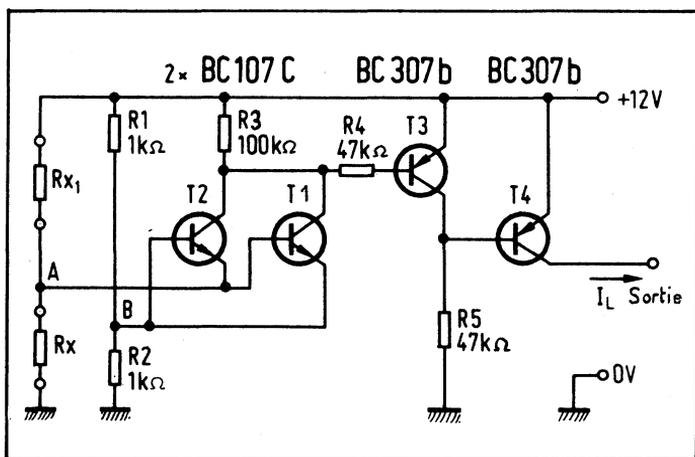


Fig. 7-70. — Pour ouvrir ce verrou électronique il est nécessaire de mettre en place une résistance-clé dont la valeur soit la même que celle de  $R_{x1}$ .

Le fonctionnement de ce montage ne demande que peu d'explications. La tension au point B est évidemment égale à la moitié de la tension d'alimentation, soit 6 V dans le cas de la figure 7-70. Si la valeur de la résistance  $R_x$  est beaucoup plus faible que celle de  $R_{x1}$ , la tension en A sera, par exemple, 4,5 V. Dans ces conditions seul le transistor  $T_2$  sera conducteur,  $T_1$

étant bloqué par sa base, négative par rapport à son émetteur. Le transistor  $T_2$  étant pratiquement en régime de saturation, la tension à son collecteur est à peine plus positive que celle de son émetteur, et se situe donc vers 5 V. Cette tension, appliquée sur la base de  $T_3$ , fait passer ce transistor en régime de saturation, ce qui provoque dans  $R_5$ , une chute de tension égale, à peu de chose près, à la tension d'alimentation, et de toute façon suffisante pour que le seuil de conductibilité de  $T_4$  ne soit pas atteint, car la chute de tension émetteur-collecteur de  $T_3$  saturé représente généralement 0,1 à 0,3 V.

Si la résistance-clé  $R_x$  a la même valeur que celle de  $R_{x1}$ , la tension en A et en B est la même et les transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont bloqués tous les deux. La tension à leurs collecteurs, donc à la base de  $T_3$ , est pratiquement égale à celle d'alimentation et  $T_3$  est donc bloqué. La base de  $T_4$  se trouve donc, à travers  $R_5$ , négative par rapport à l'émetteur et  $T_4$  devient conducteur, faisant circuler un courant dans son circuit de collecteur, où on peut intercaler un relais déclenchant l'ouverture d'une porte, par exemple.

Si la valeur de la résistance-clé  $R_x$  est beaucoup plus élevée que celle de  $R_{x1}$ , c'est le transistor  $T_1$  qui devient conducteur, le reste se déroulant comme plus haut et aboutissant au blocage de  $T_4$ .

A noter que l'ouverture du verrou admet une certaine tolérance dans les valeurs de  $R_x$  et de  $R_{x1}$  :  $\pm 10\%$  à peu près, ce qui est inévitable étant donné la dispersion des caractéristiques des transistors. Par ailleurs, il ne faut pas que la valeur nominale utilisée soit inférieure à 150  $\Omega$  ou supérieure à 1 M $\Omega$  (limites approximatives), car une résistance trop faible entraîne une consommation exagérée en courant d'alimentation, tandis qu'une valeur trop élevée peut aboutir à un courant insuffisant dans  $R_3$ .

Nous laissons à l'imagination de chacun la réalisation de la résistance-clé amovible  $R_x$ .

En ce qui concerne les transistors,  $T_1$  et  $T_2$  peuvent être choisis parmi les types tels que BC 547 B ou C, BC 548 B ou C, BC 171 B, BC 172 B, etc., tandis que  $T_3$  et  $T_4$  peuvent être remplacés par BC 178 B, BC 252 B, BC 273 B, BC 308 B, etc.

Comme tous les transistors utilisés dans ce montage fonctionnent pratiquement en « interrupteurs », c'est-à-dire qu'ils sont soit saturés, soit bloqués, rappelons que la condition de saturation d'un transistor est que sa résistance de base soit plus faible que sa résistance de collecteur multipliée par le gain en courant  $\beta$ .

---

## TABLE DES MATIÈRES

Avant-propos . . . . .	5
------------------------	---

### CHAPITRE PREMIER

#### Essais des diodes et des transistors

Un appareil simple pour vérifier les transistors . . . . .	7
Vérification d'un transistor à l'aide d'un ohmmètre . . . . .	12
Six transistormètres simples . . . . .	14
Appareil pour la mesure du gain avec le courant de base fixe . . . . .	22
Transistormètre à oscillateur H.F. . . . .	25
Appareil pour mesurer le gain à courant de collecteur constant . . . . .	27
Transistormètre à courant de collecteur variable . . . . .	30
Un transistormètre utilisant une source de courant constant . . . . .	32
Une méthode simple pour vérifier les transistors de puissance . . . . .	34
Un testeur pour l'essai rapide des transistors (C.I.) . . . . .	35
Un montage très simple pour mesurer le gain d'un transistor . . . . .	37
Un testeur de transistors sans aucune commutation (C.I.) . . . . .	38
Appareil permettant d'apparier rapidement des transistors . . . . .	39

### CHAPITRE II

#### Mesure des paramètres électriques. Mesures sur les composants

Un millivoltmètre à transistors . . . . .	41
Deux voltmètres électroniques . . . . .	42
Un microampèremètre à transistors . . . . .	44
Un microampèremètre avec un milliampèremètre de 1 mA (C.I.) . . . . .	48

Un millivoltmètre à résistance propre de 200 k $\Omega$ /V (C.I.) . . . . .	49
Millivoltmètre à résistance d'entrée de 10 M $\Omega$ sur toutes les gammes (C.I.) . . . . .	50
Un millivoltmètre à première sensibilité (en continu) de 10 mV (C.I.)	52
Un millivoltmètre pour tensions continues de 10 mV à 50 V (C.I.)	54
Voltmètre pour tensions continues de 0,2 à 50 V . . . . .	55
Adaptateur à TEC (ou FET) pour un multimètre . . . . .	57
Voltmètre alternatif à échelle dilatée . . . . .	58
Compression de l'échelle d'un instrument de mesure . . . . .	60
Mesure à échelle dilatée des tensions du secteur . . . . .	61
Ohmmètre à échelle linéaire . . . . .	64
Un ohmmètre à échelle linéaire utilisant un circuit intégré (C.I.) . .	65
Un pont à transistors pour la mesure de R et de C . . . . .	66
Adaptateur pour mesurer L et C à l'aide d'un générateur H.F.	68
Un adaptateur pour la mesure de petites capacités . . . . .	75
Un capacimètre très simple (C.I.) . . . . .	77
Un capacimètre n'utilisant qu'un seul circuit intégré (C.I.) . . . .	78
Capacimètre à lecture directe pour la mesure des capacités de 100 pF à 1 $\mu$ F . . . . .	79
Comment mesurer les capacités à l'aide d'un voltmètre électronique	82
Comment mesurer l'inductance d'une bobine . . . . .	85
Pont de mesure RC à un seul transistor . . . . .	87
Appareil simple pour essayer les condensateurs électrochimiques	87
Un appareil simple pour mesurer les condensateurs électrochimiques	88
Capacimètre simple pour électrochimiques . . . . .	89
Procédé simple pour mesurer les condensateurs électrochimiques	91
Adaptateur pour un contrôleur . . . . .	93
Pour mesurer la capacité des condensateurs électrochimiques . . . .	93
Capacimètre pour électrochimiques de 10 à 10 000 $\mu$ F . . . . .	96
Un fréquencemètre à lecture directe . . . . .	98
Un fréquencemètre très simple . . . . .	100
Un autre fréquencemètre très simple . . . . .	101
Un générateur sinusoïdal RC . . . . .	102
Un générateur d'impulsions rectangulaires . . . . .	103
Un générateur d'impulsions très simple . . . . .	104
Un générateur d'impulsions à circuits intégrés (C.I.) . . . . .	105
Un générateur de fonctions simple : sinus, triangle, rectangle et exponentielle (C.I.) . . . . .	105
Générateur universel, rectangulaire et triangulaire (C.I.) . . . . .	108
Un oscillateur L.C. assez particulier . . . . .	109
Générateur B.F. à deux circuits intégrés (C.I.) . . . . .	111
Comment obtenir des rectangulaires à partir des sinusoïdes . . . . .	113
Comment obtenir des rectangulaires à partir des sinusoïdes . . . . .	114
Oscillateur à quartz à large bande . . . . .	115
Un générateur universel à quartz . . . . .	115
Un multivibrateur à quartz . . . . .	118
Un essayeur de quartz . . . . .	118
Oscillateurs pilotés par quartz . . . . .	119
Un oscillateur à transistors stabilisé par un quartz . . . . .	126
Calibrateur pour oscilloscope . . . . .	127

## CHAPITRE III

**Alimentations stabilisées et limiteurs de courant**

10 alimentations stabilisées pour tensions de 6 à 24 V et courants de 100 mA à 1 A . . . . .	129
Stabilisateur par « tout ou rien » 6V-0,6A . . . . .	134
Stabilisateur 60A-1A. . . . .	135
Régulateur de courant très simple . . . . .	137
Une alimentation stabilisée 32V-1,3A avec une « sécurité » électronique . . . . .	138
Stabilisation par diode Zener seule . . . . .	139
Stabilisateur simple avec un transistor et une diode Zener . . . . .	140
Alimentation stabilisée pour récepteur portatif . . . . .	141
Stabilisateur de tension série protégé contre les surcharges . . . . .	142
Comment stabiliser de faibles tensions . . . . .	143
Comment augmenter la puissance d'une diode Zener . . . . .	144
Une diode ordinaire pour ajuster la tension d'une diode Zener . . . . .	145
Comment utiliser certains transistors défectueux en redresseurs	145
Source de tensions positive et négative . . . . .	146
Un bloc d'alimentation stabilisée à deux tensions de sortie . . . . .	147
Un stabilisateur simple pour une tension de sortie variable de 1 à 14 V	149
Deux stabilisateurs utilisant des amplificateurs opérationnels (C.I.)	150
Diode Zener » basse tension réglable . . . . .	152
Stabilisateur économique pour batterie d'alimentation d'un récepteur (C.I.) . . . . .	153
Un stabilisateur à tension de sortie variable de 0 à 30 V avec un courant pouvant atteindre 1 A (C.I.) . . . . .	155
Stabilisateur à tension de sortie fixe ou réglable de 0 à 20 V, pouvant débiter jusqu'à 2 A. . . . .	158
Un stabilisateur très simple pour tensions élevées . . . . .	160
Pour maintenir constante une tension d'alimentation . . . . .	163
Limiteurs de courants à transistors . . . . .	164
Un limiteur d'intensité . . . . .	168
Alimentation stabilisée 30 V-1 A . . . . .	171
Alimentation stabilisée type « labo » . . . . .	180
Un stabilisateur combiné série-parallèle . . . . .	190
Alimentation basse tension sans transformateur . . . . .	192
Une diode Zener variable . . . . .	192

## CHAPITRE IV

**Chargeurs d'accumulateurs**

Un chargeur de batteries protégé . . . . .	194
Un chargeur d'accumulateurs à arrêt automatique . . . . .	198
Un chargeur automatique de batteries d'accumulateurs . . . . .	200
Un chargeur automatique à commutation électronique de régime : 5 ou 1 A . . . . .	208
Réalisation d'un chargeur d'accumulateurs cadmium-nickel . . . . .	217
Un disjoncteur automatique pour chargeur d'accumulateurs . . . . .	227
Limiteur de décharge pour accumulateurs . . . . .	229
Pour empêcher la décharge excessive des accumulateurs . . . . .	230

Chargeur automatique pour batteries auto . . . . .	231
Un chargeur très simple pour accumulateurs cadmium-nickel . . . . .	233
Un chargeur automatique 12V-1A . . . . .	234
Pour sauver une batterie sulfatée . . . . .	237
Un chargeur de batteries à courant constant . . . . .	239

## CHAPITRE V

### Convertisseurs continu-alternatif

Exemples d'utilisation et de calcul . . . . .	240
Un convertisseur alimenté par une batterie de 1,5 V . . . . .	255
Source de T.H.T. avec un transistor et une batterie 6 V . . . . .	256
Un convertisseur à fréquence d'oscillation de 19 kHz . . . . .	256
Convertisseur à transistors (420V-125 W) . . . . .	257
Un convertisseur pour tube fluorescent . . . . .	260
Pour utiliser un rasoir électrique 220 V sur 6 ou 12 V . . . . .	260
Un générateur sinusoïdal 220V-50Hz-10W . . . . .	262
Un convertisseur sans transformateur . . . . .	263
Un convertisseur sans transformateur suivi d'un stabilisateur . . . . .	265
Un convertisseur sans transformateur à circuit intégré (C.I.) . . . . .	267
Convertisseur sans transformateur dont la tension de sortie atteint et dépasse 250 V . . . . .	268

## CHAPITRE VI

### Oscillateurs divers

Un générateur de signaux triangulaires . . . . .	270
Un multivibrateur astable très « lent » . . . . .	272
Un multivibrateur astable à fréquence variable . . . . .	274
Un oscillateur B.F. à transistors . . . . .	276
Multivibrateurs à transistors utilisant la combinaison $p-n-p/n-p-n$ . . . . .	277
Bascule bistable . . . . .	278
Trigger de Schmitt . . . . .	279
Bascule monostable . . . . .	280
Oscillateur sinusoïdal 50 Hz du type « phase shift » . . . . .	281
Un générateur de dents de scie simple . . . . .	282
Un multivibrateur monostable . . . . .	283
Un oscillateur ultra-simple . . . . .	284
Un générateur d'impulsions couvrant une large bande de fréquences (C.I.) . . . . .	285
Variantes d'un trigger de Schmitt . . . . .	286
Un générateur blocking sans transformateur . . . . .	288
Un multivibrateur asymétrique à transistors complémentaires . . . . .	288
Multivibrateurs à circuits intégrés (C.I.) . . . . .	289
Un trigger à circuit intégré (C.I.) . . . . .	291
Un générateur d'impulsions rectangulaires à circuit intégré . . . . .	292
Un générateur de dents de scie simple à circuit intégré . . . . .	293
Un multivibrateur astable à circuit intégré . . . . .	294

Un multivibrateur à fréquence variable . . . . .	295
Générateur d'impulsions dont la fréquence peut varier d'une fraction de hertz à quelque 20 kHz . . . . .	296
Un générateur de dents de scie stable et linéaire . . . . .	297
Un générateur de signaux triangulaires (C.I.) . . . . .	298
Un générateurs d'impulsions n'utilisant qu'un transistor et une porte « Nand » (C.I.) . . . . .	299
Générateur de dents de scie à thyristor tétrode . . . . .	301
Un générateur dont la fréquence est commandée par une tension continue . . . . .	302
Un oscillateur B.F. . . . .	304
Un relaxateur à fréquence très basse . . . . .	304

## CHAPITRE VII

## Dispositifs électroniques divers

Dispositif d'alarme avec signal sonore . . . . .	306
Enclencheur automatique d'éclairage . . . . .	307
Un relais photosensible à transistors . . . . .	308
Un interrupteur actionné par un signal sonore . . . . .	310
Un verrou électronique . . . . .	313
Compte-tours pour automobiles . . . . .	315
Essuie-glaces à coupure et remise en marche automatiques . . . . .	317
Générateur d'impulsions pour les essuie-glaces des automobiles . . . . .	322
Allumage et extinction automatiques des feux de position . . . . .	324
Un clignotant à transistors . . . . .	327
Un clignotant à tube néon . . . . .	328
Clignotant électronique . . . . .	329
Trois clignotants électroniques . . . . .	330
Un générateur de son à tonalité variable . . . . .	332
Un générateur de son intermittent . . . . .	333
Un variateur électronique de vitesse . . . . .	334
Commande du sens de rotation de micromoteurs . . . . .	335
Inversion d'un moteur de puissance . . . . .	336
Flash électronique à charge contrôlée . . . . .	337
Relais temporisé à grande constante de temps . . . . .	341
Relais simple à un temps . . . . .	343
Un relais temporisé à grande constante de temps . . . . .	344
Un autre temporisé à grande constante de temps . . . . .	345
Transistors utilisés en diodes . . . . .	346
Appareil pour la recherche des spires en court-circuit . . . . .	347
Commutation automatique de la tension de secteur . . . . .	348
Trois transistors bien marché peuvent remplacer une diode Zener . . . . .	349
Indicateur de surtension . . . . .	350
Inverseur de phase à transistors . . . . .	350
Amplificateur à transistors fonctionnant avec une tension collecteur-base presque nulle . . . . .	351
Transistors utilisés en diodes . . . . .	353
Protection contre la défaillance d'une lampe de signalisation . . . . .	353

---

Régulateur de puissance à triac, jusqu'à 1 440 W . . . . .	354
Coupe-circuit électronique pour l'atelier et le laboratoire . . . . .	355
Relais temporisé à deux transistors . . . . .	358
Compte-tours électronique pour automobile . . . . .	359
Une sirène de bateau . . . . .	360
Un « coucou » électronique . . . . .	361
Les sonnettes électroniques . . . . .	364
Un indicateur de court-circuit pour alimentation stabilisée (C.I.)	369
Un régulateur de la vitesse de rotation simple . . . . .	370
Un dispositif de surveillance et d'alarme universel (C.I.) . . . . .	371
Une sirène à deux tons (C.I.) . . . . .	373
Un amplificateur cascade à quatre transistors . . . . .	374
Une autre sirène électronique à deux tons (C.I.) . . . . .	375
Un générateur H.F. à circuit intégré (C.I.) . . . . .	376
Un verrou électronique très simple . . . . .	377

---

# **200 MONTAGES ÉLECTRONIQUES SIMPLES**

Véritable guide pratique pour tous ceux qui s'intéressent aux réalisations électroniques de toute sorte, cet ouvrage couvre des domaines très variés, allant des appareils de mesure aux « gadgets » électroniques, en passant par les alimentations stabilisées, les chargeurs d'accumulateurs, etc.

L'auteur y évite systématiquement les dispositifs de réalisation laborieuse tout en proposant une gamme de montages qui donnera satisfaction au débutant comme au réalisateur chevronné.



9 782709 108423

ISBN 2 7091 0842 9  
Code : 105

S. E. C. F.



ÉDITIONS RADIO

110 F