

# Les alimentations stabilisées

(Suite — Voir N° 1469)

## UTILISATION D'UN AMPLIFICATEUR D'ERREUR

**N**OUS avons dit, dans notre précédent numéro, que le ballast était commandé par la différence entre la référence et la tension de sortie. La figure 1 illustre ce principe. Le triangle représente l'amplificateur en question (amplificateur d'erreur). En fait, dans les régulateurs série vus précédemment celui-ci n'existe pas vraiment et c'est le ballast lui-même qui en « joue » le rôle. Son utilisation augmente sérieusement les performances quant à la stabilisation. Sur la figure 2a on a représenté une version simplifiée de réalisation basée sur la figure 1. La capacité C1 de quelques  $\mu\text{F}$  diminue le ronflement de l'alimentation, les autres condensateurs évitent l'apparition d'accrochages (en diminuant le gain du transistor aux fréquences élevées) ou améliorent le filtrage et la régulation.

Le transistor T2 reçoit sur sa base une fraction de la tension de sortie et la référence, très inférieure à ER, sur son émetteur. Supposons une diminution de la tension de sortie (à cause d'une consommation élevée en sortie, par exemple), la tension sur la base de T2 étant une fraction de celle-ci diminuera dans les mêmes proportions. Elle sera donc moins positive par rapport à la masse, et surtout par rapport à son émetteur. Le courant collecteur-émetteur diminue. La base du ballast devient moins négative (en effet VZ étant plus faible que ENR, l'émetteur de T2 est négatif par rapport à ENR), donc le ballast conduit plus. La réserve de tension à ses bornes diminue, fournissant à la sortie ce qui lui manque.

### RÉALISATION PRATIQUE I ER = 14 V - 2 A (fig. 2a)

La valeur intrinsèque de la tension Zener n'est pas critique mais

doit être nettement inférieure à ER (même modèle que précédemment soit 9,1 V - 400 mW). Nous avons choisi pour  $I_z = 19 \text{ mA}$ , pour tenir compte

d'une résistance dynamique faible et de la dissipation maximale. Ici nous allons examiner le rôle de R4. Supposons que celle-ci n'existe pas. T2 devra fournir le cou-

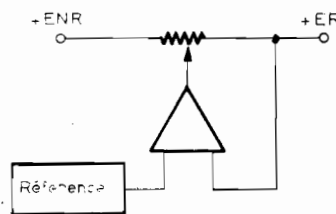


Fig. 1 - Organisation générale d'un stabilisateur série.

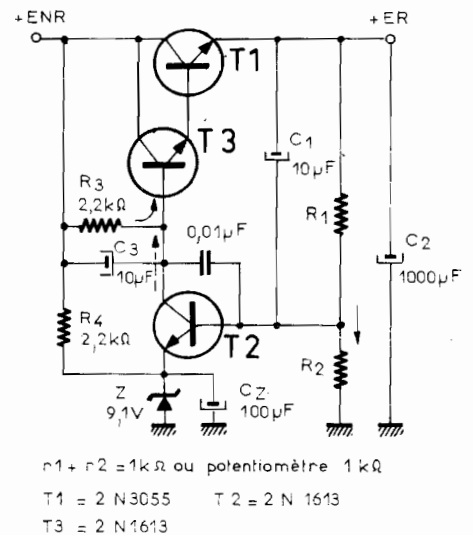


Fig. 2a - Mise en place de condensateurs afin d'améliorer la stabilisation et la stabilité de l'ensemble régulateur.

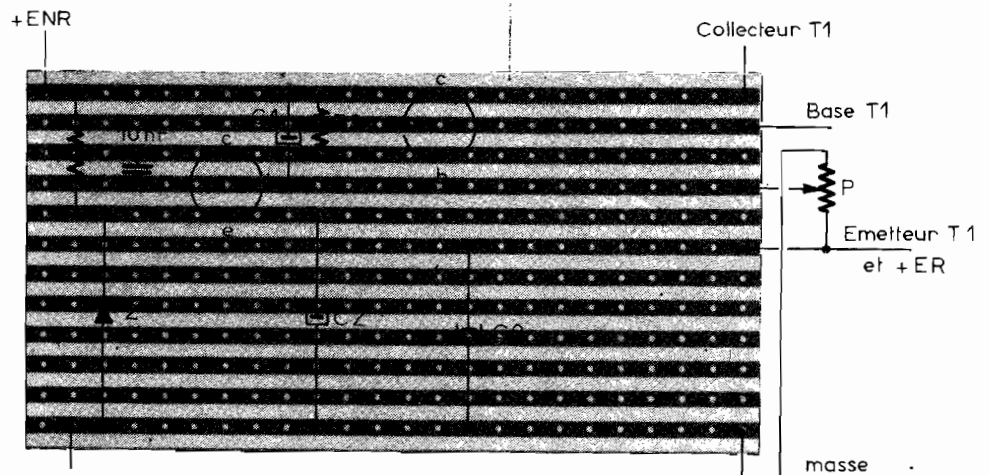


Fig. 2b.

vue côté composants

rant total de la Zener, ce qui lui est très aisé en première approximation. Si l'on considère la base de T3 à 15 V, on peut dire que la tension aux bornes de R3 est  $35 \text{ V} - 15 \text{ V} = 20 \text{ V}$  (à vide). R3 doit passer  $I_e$  de T2 +  $I_b$  de T3 soit  $19 \text{ mA} + 2,5 \text{ mA}$  (voir exemple précédent) =  $21,5 \text{ mA}$ . Sa valeur sera

$$\frac{U}{I} = \frac{20 \text{ V}}{21,5 \text{ mA}}$$

soit environ  $1 \text{ k}\Omega$ .

Elle devra dissiper  $P = U \times I = 20 \text{ V} \times 21,5 \text{ mA}$  soit environ  $400 \text{ mW}$ . On pourra choisir un modèle de 1 watt si l'on est scrupuleux. En divisant R3 ( $1 \text{ k}\Omega$ ) en 2 résistances de  $500 \Omega$ , le point milieu étant découplé à la masse par un chimique de  $100 \mu\text{F}$ , on apportera une amélioration dans le filtrage (C1 sera  $10 \mu\text{F}$ , C2 :  $1000 \mu\text{F}$ , C3 :  $10 \mu\text{F}$ ). Le  $10 \text{ nF}$  est indispensable, retiré nous avons toujours constaté une entrée en oscillation de l'ensemble, faible à vide et considérable en charge (de l'ordre du volt crête-à-crête). Le gain de T2 (encore un 2N1613) étant au minimum de 40 son courant base sera toujours inférieur à  $19 \text{ mA}/40$  soit environ  $500 \mu\text{A}$ .

Afin d'être certain de ne pas perturber le pont diviseur en sortie, il faut que le courant dans celui-ci soit très supérieur au courant base de T2 (100 fois est une valeur qui nous l'assure). Prenons donc  $50 \text{ mA}$ . Cela représente une dissipation dans R1 et R2 de  $14 \text{ V}$  (ER) x  $50 \text{ mA}$ , soit  $700 \text{ mW}$  et

$$R1 + R2 = \frac{ER}{I_{\text{pont}}} = \frac{14 \text{ V}}{50 \text{ mA}} \approx 300 \Omega$$

R1 + R2 pourra être un potentiomètre d'environ  $300 \Omega - 1 \text{ W}$  assez courant dont le curseur sera au point commun (base de T2) de ces résistances. Mais la dissipation de celui-ci peut sembler abusive car la stabilité du pont, donc de ER, dépend de la température de celui-ci. Son coefficient n'est pas nul, en particulier si nous utilisons une résistance « talon » de chaque côté du potentiomètre. Les coefficients des résistances et de P étant différents on a toutes les chances d'observer une « dérive » de ER.

On pourrait utiliser pour T2 un modèle de gain supérieur (2N1711, 2N2219...  $\beta \approx 100$ ) mais nous ne pourrions voir le rôle de R4. Augmentons sérieusement R3, par exemple  $2,2 \text{ k}\Omega$ .

Ceci nous permet un courant base de T2, nettement plus faible. On va pouvoir utiliser un potentiomètre de valeur plus élevée,  $1 \text{ k}\Omega$  par exemple. Le complément de courant pour la Zener va être fourni par R4 afin que  $I_z$  soit toujours à  $\approx 19 \text{ mA}$  (ici  $R4 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ). Comme le courant émetteur-collecteur de T3 dépend de son courant base, celui-ci dépendant à son tour de la tension au curseur du potentiomètre, si l'on veut une tension variable sur une grande plage, il faudra utiliser R4 d'office. Ainsi la variation de  $I_z$  dépendra très peu du courant dans T2. Pour cela on a choisi R3 pour fournir un courant  $I_{bT3} + 2 \text{ mA}$  environ pour le collecteur de T2. Tout le complément sera donné par R4, soit  $19 \text{ mA} - 2 \text{ mA} = 17 \text{ mA}$ , cela donnerait pour celle-ci

$$\frac{V_{R4}}{I_{R4}}$$

soit :

$$\frac{35 \text{ V} - 9,1 \text{ V}}{17 \text{ mA}}$$

environ  $1,5 \text{ k}\Omega$ . Et pour R3,

$$\frac{V_{R3}}{I_{bT3} + 2 \text{ mA}}$$

soit

$$\frac{20 \text{ V}}{4,5 \text{ mA}}$$

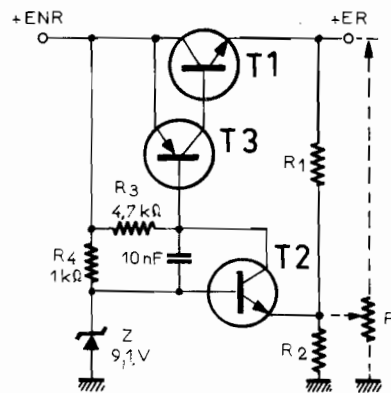
environ  $4,5 \text{ k}\Omega$ .

Ainsi la stabilisation dépendra très peu de la tension de sortie. Avec les dernières valeurs indiquées les essais ont donné le tableau suivant avec un renflement de  $30 \text{ mV}$  sur  $14 \text{ V} - 2 \text{ A}$ .

ER	chute ER	débit ER
10,5 V	0,10 V	2 A
11 V	0,10 V	2 A
12 V	0,10 V	2 A
14 V	0,10 V	2 A
18 V	0,10 V	2 A
20 V	0,10 V	2 A
25 V	0,5 V	2 A
30 V	4 V	1,3 A

On a relevé une chute de  $3 \text{ mA}$  dans la Zener, en charge, alors qu'elle était de  $10 \text{ mA}$  sans R4. On ne peut descendre en-dessous de  $10,5$  à cause de la valeur de la référence plus les diverses chutes de tension dans les transistors. La tension maximale utilisable est déterminée par ENR. La figure 2b représente le « circuit imprimé ».

On peut utiliser, un ballast PNP composé de 2 transistors, mais alors son courant de commande devra être de polarité in-



$r1+r2 = 1 \text{ k}\Omega$  ou potentiomètre  $1 \text{ k}\Omega$   
 T1 = 2N3055    T2 = 2N2905  
 T2 = 2N1613

Fig. 3a - Commande directe de T1 par T2 (dans la figure 32, on utilisait un contre-courant de T2 qui s'opposait à IR3), R3, est néanmoins indispensable pour donner un courant minimal à T2. De plus, elle peut contribuer à la compensation du courant de fuite de T1-T3.

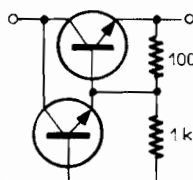


Fig. 4.

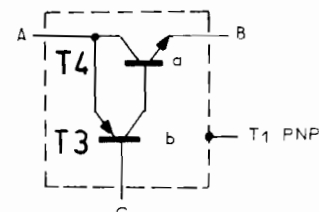


Fig. 5.

Fig. 4 - Compensation en température dans un ensemble Darlington NPN-NPN.

Fig. 5 - Darlington, PNP-NPN de puissance, équivalent à un PNP de puissance à gain très élevé ( $\beta = \beta T_a \cdot \beta T_b$ ).

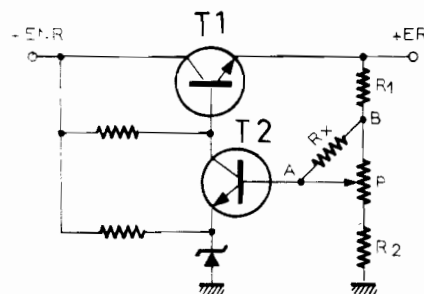


Fig. 6 - Une résistance Rx évite, si le curseur de P « lâche » la piste, de trouver ENR en sortie.

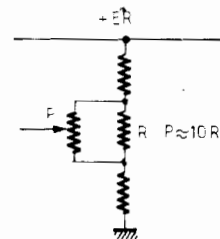


Fig. 7 - Sachant qu'il faut débiter un courant suffisant, dans le pont qui définit la tension ER, il se peut que le potentiomètre utilisé ait trop à dissiper, on utilisera avantageusement R ayant une valeur nettement inférieure à P que l'on connectera en parallèle.

verse (fig. 3a). On voit que T3 n'est plus monté en « collecteur-commun » mais cela n'a aucune importance puisqu'il est commandé en courant par T2. (En effet, un étage collecteur commun ne rempli sa fonction que si sa base est attaquée en tension, pour une attaque en courant, il n'y a pas de différence entre les montages collecteur-commun et émetteur commun).

R3 ne sert plus à alimenter la base de T1 mais, puisque cette résistance est placée entre base et émetteur, à compenser le courant de fuite d'un ballast aux températures élevées de jonction (fig. 4).

Dans la pratique R3 est obligatoire pour permettre un courant collecteur suffisant pour T2 afin d'avoir un fonctionnement correct (le gain de T2 diminue fortement aux faibles courants collecteurs).

Si l'on a quelques difficultés à se procurer pour T2 un PNP de puissance au silicium, on pourra encore réaliser l'assemblage maintenant bien connu de la figure 5 qui, rappelons-le, est strictement équivalent à un PNP de puissance\*. Le gain sera alors plus élevé et on consommera ainsi moins de courant sur la référence. Le transistor T5 qui commande T4 ne sera qu'un petit PNP dont le courant collecteur sera le courant base de T4.

## RÉALISATION PRATIQUE II 14 V - 2 A (fig. 3)

Un 10  $\mu\text{F}$  entre base et collecteur de T2 a été nécessaire pour éviter une oscillation du système (phénomène très sensible avec la combinaison PNP [T1 + T3] + NPN [T2]). On constate qu'en essayant un 0,1  $\mu\text{F}$ , loin de disparaître, l'accrochage prend alors des proportions qui dépassent notre écran d'oscilloscope (si l'on tient quelque peu à nos transistors il est bon de ne pas prolonger l'essai). R3 est nécessaire pour donner un courant collecteur minimal pour T2 sinon son gain risque de s'effondrer. Les essais ont donné 4,7 k $\Omega$  mais cette valeur peut être inférieure ou supérieure de 1 ou 2 k $\Omega$ , nous l'avons essayé et l'ensemble fonctionne correctement de toutes façons. Comme pour la réalisation précédente, on a remplacé R1 + R2 par un potentiomètre toujours de 1 k $\Omega$ . R4 fait 1 k $\Omega$ , ce qui donne un courant de

23 mA à vide et 18 mA quand la sortie est à 14 V et débite 2 A. On a relevé le courant réel de base de T3. Il est de 200  $\mu\text{A}$  en charge. T3 est un PNP genre 2N2905. Le courant collecteur de T3 est de 130  $\mu\text{A}$  à vide et 330  $\mu\text{A}$  en charge (2 A en sortie). Celui de son émetteur fait 140  $\mu\text{A}$  à vide et 350  $\mu\text{A}$  en charge.

La chute de tension aux bornes de R3 ( $V_{be}$  de T3) varie de 0,6 V à vide pour 0,85 V en charge). Le tableau suivant résume les performances de l'ensemble.

ER	chute ER	débit ER
10 V	50 mV	2 A
14 V	100 mV	2 A
20 V	100 mV	1,5 A
25 V	100 mV	1,5 A
30 V	3 V	1,2 A

On voit que le montage est utilisable de 10 V à 25 V à plus d'un ampère.

Le câblage de ce montage diffère du précédent (fig. 2b) par les points suivants :

- croiser émetteur et collecteur T3
- croiser émetteur et base T2 (le 10 nF doit être entre base et collecteur de T2).

Nous n'avons décrit que des régulateurs de la ligne positive d'alimentation, mais le principe reste le même pour réguler les tensions négatives, il suffit d'inverser toutes les polarités. On peut modifier la tension de sortie en modifiant le rapport du pont diviseur alimentant le transistor amplificateur puisque la tension-émetteur de T2  $\approx V_z$  on peut dire que

$$\frac{R_2}{R_2 + R_1} \approx \frac{V_z}{ER}$$

on connaît  $V_z$ , ER,  $R_2 + R_1$ , il est facile de trouver R2.

On remplacera une partie de ce pont par un potentiomètre (fig. 6). Il est bon d'être certain de sa qua-

lité car si le curseur venait à perdre contact avec la piste, on pourrait trouver pratiquement ENR en sortie, ce qui risque d'être fatal pour beaucoup de charges. On peut palier ceci en plaçant entre les points A et B (fig. 6) une résistance telle que lorsque le curseur n'est pas relié, la tension de sortie reste dans des limites non dangereuses pour la charge. Si l'on craint pour la dissipation du potentiomètre (modèle sub-miniature), il suffit d'utiliser le montage de la figure 7.

## Amplificateur d'erreur, symétrique

Dans les alimentations précédentes, une variation de température de l'ensemble donnait une variation de la tension de sortie\*. On peut améliorer les performances de l'alimentation, notamment à ce sujet en utilisant un véritable amplificateur différentiel symé-

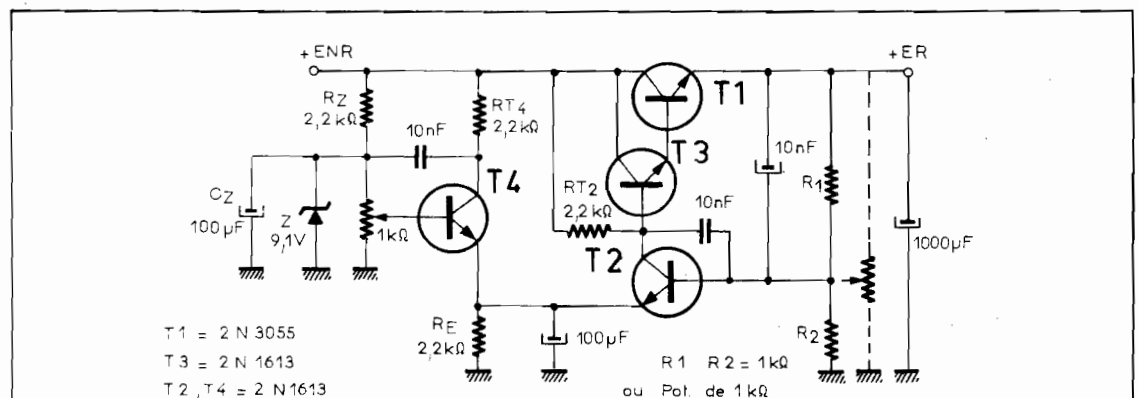


Fig. 8 - Un amplificateur de type symétrique diminue considérablement l'influence de la température sur la tension de sortie.

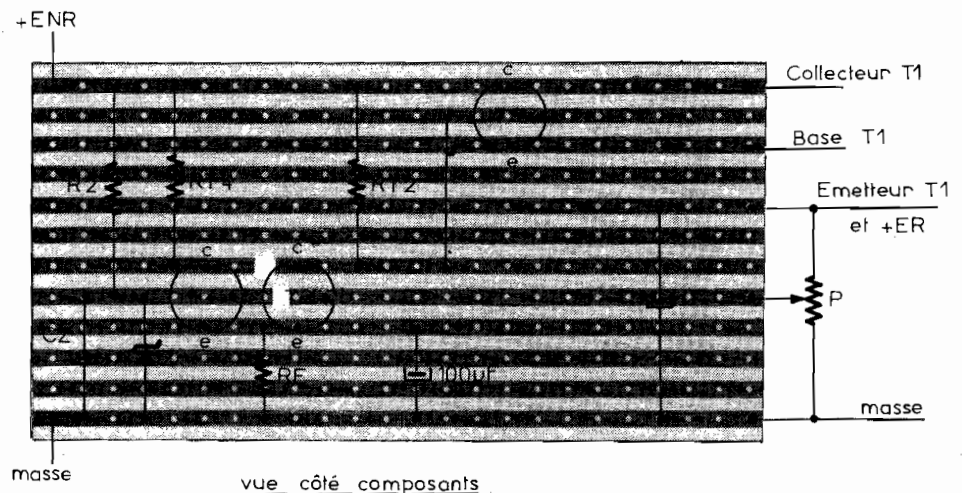


Fig. 8b.

\* Dans cet assemblage C représente la base, A l'émetteur et B le collecteur.

trique (fig. 8). Dans ce montage la température agissant d'égale façon sur T4 et T2 ne produira que très peu d'effet si ceux-ci sont identiques et placés en contact « thermique » parfait (attention au court-circuit électrique)\*\*. La figure 8 est la variante symétrique de la figure 2. Nous représentons en figure 9 une variante avec ampli différentiel du montage de la figure 3, où T4 commande directement le courant base de T3, celui-ci étant alors un PNP.

### RÉALISATION PRATIQUE III 14 V - 2 A (fig. 8b)

L'ensemble T4-T2 constituant l'amplificateur symétrique n'est pratiquement sensible qu'au mode différentiel et on verra que le courant Zener n'est pratiquement pas influencé par la tension de sortie. Pour notre part, T4-T2 étaient réalisés par un transistor double trouvé pour 1 F chez un revendeur de Vincennes, ce qui a donné une bonne stabilité de la tension de sortie avec la température de cet amplificateur. Nous n'avons pas lésiné et c'est avec la panne du fer à souder que nous avons fait l'essai. L'emploi de transistors indépendants est très valable, il suffira de les mettre en contact thermique (et non électrique!) « intime ». On a placé un 10 nF entre base et collecteur de chacun de ces transistors. Un 100  $\mu$ F en parallèle sur RE diminue le ronflement en sortie. Un 1000  $\mu$ F a été placé en parallèle sur la sortie et un 10  $\mu$ F entre la base de T2 et + ER. Puisque l'amplificateur est symétrique, il est normal, a priori que  $R_{T4}$  et  $R_{T2}$  soient égales ( $R_{T4} = R_{T2} = 2,2 \text{ k}\Omega$ ). Dans la pratique on peut supprimer  $R_{T4}$ , ce qui ne change pas grand-chose. Le tableau suivant donne les résultats de la stabilisation.

ER	chute ER	débit ER
11 V	1 V	2 A
12 V	1 V	2 A
13 V	0,2 V	2 A
14 V	0,1 V	2 A
20 V	0,1 V	1,5 A
25 V	0,4 V	1,5 A
30 V	4 V	1,5 A

La zone utilisable est plus restreinte et s'étend de 13 à 20 V, ceci à cause de l'effet différentiel de T4-T2. On pourra remédier à cet état de faits en modifiant la ré-

férence par un potentiomètre de 1 k $\Omega$ . Pour la limite supérieure (tension de sortie plus élevée), il convient d'augmenter ENR (attention aux transistors!). On a relevé les indications suivantes à 14 V de sortie.

**Tensions :** Bases de T4 et T2 : 9,1 V à peu près constants et égaux ; base de T3 : 14,5 volts à vide, 15 V en charge (2 A) ; émetteurs de T4 et T2 : 8,5 volts à peu près constants ; collecteur de T4 (avec  $R_{T4}$ ) : 35 V à vide, 19 V en charge.

**Courants :**  $I_{cT4} = 500 \mu\text{A}$  à vide, 4 mA en charge (avec ou sans  $R_{T4}$ ) ;  $I_{bT4} = 7 \mu\text{A}$  à vide, 70  $\mu\text{A}$  en charge ;  $I_z = 22 \text{ mA}$  à vide, 13 mA en charge (varie de 2 mA en réglant la tension de sortie) ;  $I_{RE} = 250 \mu\text{A}$  à vide et 4 mA en charge.

Le circuit imprimé est représenté figure 8b.

### Montage variable de 0 à ER

Le montage de la figure 10a permet une sortie ER variable depuis zéro. T3 est toujours polarisé de la même façon (avec  $V_z$  sur son émetteur) par rapport à sa base. Mais l'émetteur de celui-ci étant au zéro volt (point commun de l'alimentation) on obtiendra en sortie au minimum la tension de l'émetteur de T3, soit zéro volt (en pratique les diverses chutes de tensions dans les transistors empêcheront ER d'être inférieure à 1 volt environ). La tension zener est peu critique et peut être de quelques volts. Elle est destinée à créer une contre tension suffisante pour faire descendre la base de T3 en-dessous de son émetteur.

### RÉALISATION PRATIQUE IV 0 à 25 V - $I_s > 1 \text{ A}$ (fig. 10a)

Dans ce montage il est nécessaire de disposer d'un enroulement supplémentaire. Dans notre cas il était tel que l'on a obtenu une source négative auxiliaire de 14 volts après redressement simple et filtrage (1000  $\mu$ F). Ces 14 volts ne sont pas critiques, il suffit qu'ils soient supérieurs à la Zener utilisée. Pour cette valeur R aux fait 220  $\Omega$  et le potentiomètre P, plus élevé que dans les exemples précédents : 2,5 k $\Omega$  -  $R_{T3}$  fait 3,3 k $\Omega$  et la capacité entre base et

\* La tension base-émetteur d'un transistor varie avec la température.

\*\* Le montage symétrique ne compense pas le coefficient de température de la référence.

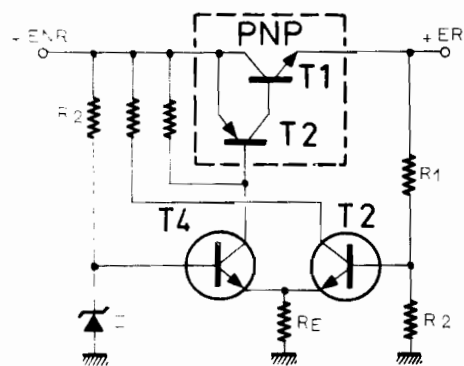


Fig. 9 - Version symétrique à ballast PNP (commande directe du ballast par T4).

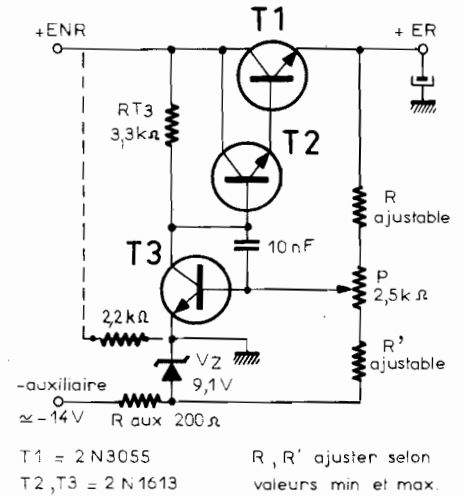


Fig. 10a - Obtention d'une sortie variable de zéro avec un amplificateur.

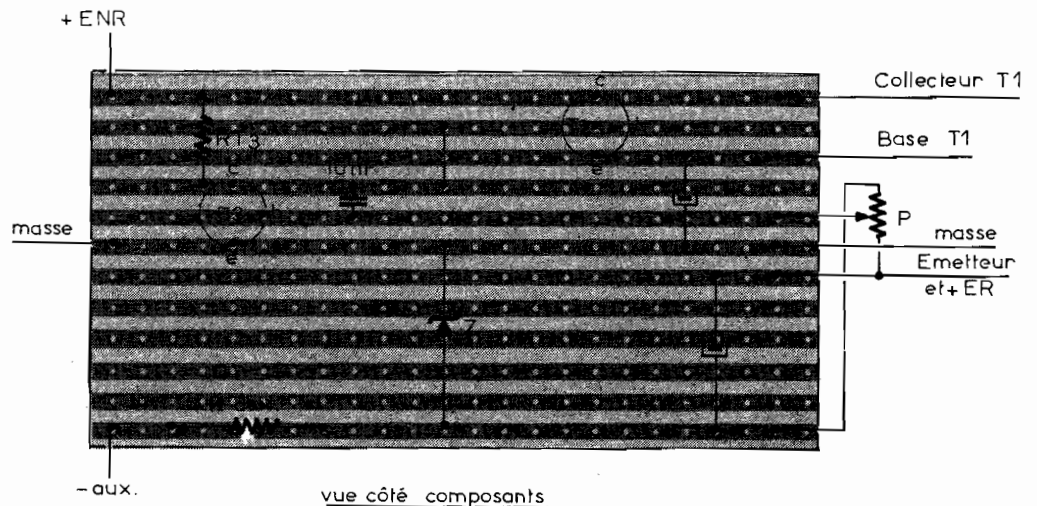


Fig. 10b.

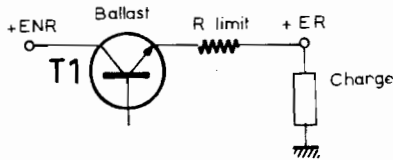


Fig. 11 - Une résistance R.limit en série dans la sortie pourrait limiter le courant mais détruirait le rôle régulateur de l'ensemble.

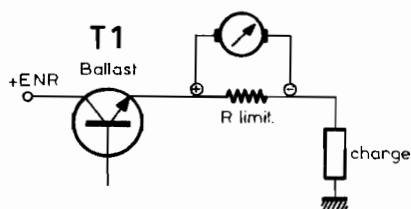


Fig. 12 - On constate que la tension aux bornes de R.limit augmente avec le courant débité. On va pouvoir utiliser une résistance de très faible valeur dont la tension pourra commander un transistor.

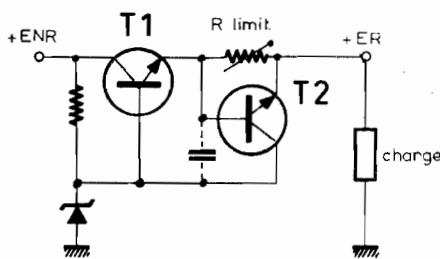


Fig. 13a - Système de limitation. Quand la tension aux bornes de R.limit atteint 0,6 à 0,8 V ( $V_{be}$  de T2) T2 conduit entre émetteur et collecteur et relie plus ou moins la base de T1 à son émetteur, donc diminue le courant possible en sortie, si on dépasse celui-ci la tension de sortie s'effondre.



Fig. 13b - Allure de la limitation de courant réalisée par la figure 13a.

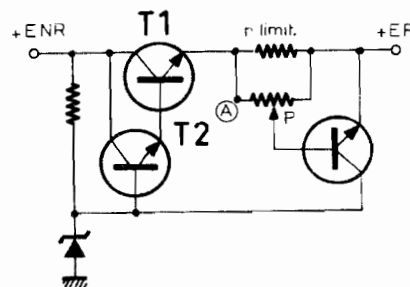


Fig. 14 - Si la tension aux bornes de R.limit monte trop, limitant le courant avant la valeur désirée, il se peut que l'on ne puisse utiliser de résistance plus faible dans ce cas on pourra réduire ou même annuler la tension de commande par P.

collecteur de T3 est toujours de 10 nf. Les résultats sont résumés dans le tableau suivant.

ER	chute ER	courant ER
1,5 V	70 mV	1 A
2,5 V	50 mV	1 A
5 V	50 mV	1 A
5 V	100 mV	2 A
10 V	100 mV	1 A
10 V	100 mV	2 A
15 V	100 mV	1,5 A
20 V	100 mV	1 A
25 V	0,5 V	1,2 A
30 V	3 V	1 A

En reliant la cathode de la Zener par une 2,2 k $\Omega$  au +ENR plutôt qu'à la masse on a obtenu une stabilisation nettement meilleure. On mettra une résistance ajustable de quelques k $\Omega$  en série avec la connexion inférieure de P de façon à limiter la sortie à 25 V maximum (limite d'un fonctionnement correct). Une autre résistance ajustable dans l'autre partie de P limitera la tension minimale de sortie en-dessous de laquelle on ne voudrait pas descendre (ne pas oublier qu'à 1,5 V volts de sortie la dissipation du ballast est considérable et on aurait intérêt à diminuer ENR).

Les valeurs suivantes ont été mesurées pour 10 V et 2 A en sortie.

Tension Zener : 9,1 V à peu près stable.

Tension aux bornes de R.aux. : 4,5 V à vide, 4 V en charge.

Tension base-émetteur de T3 : 0,67 V à vide, 0,65 V en charge.

Tension base-collecteur de T3 : 10,4 V à vide, 11 V en charge.

Tension aux bornes de R.T3 : 23 V à vide, 15 V en charge.

Tension base de T2 : 11,1 V à vide, 11,7 V en charge.

Tension base de T3 - +ER : 9,3 V à vide, 9,2 V en charge.

Tension base de T3 - anode de la Zener : 10,4 V à peu près stable.

Tension aux bornes de P : 20 V stables sans résistances talon.

Tension émetteur-collecteur de T1 : 24 V à vide, 19,5 V (1 A), 18 V (2 A).

**Courants :**  $I_{R_{T3}} = 7$  mA à vide, 4 mA en charge;  $I_{b_{T2}} = 6$   $\mu$ A à vide, 400  $\mu$ A (1 A), 800  $\mu$ A (2 A); courant dans P :  $\approx 6,5$  mA stables (avec P seul); courant émetteur de T3 : 7 mA à vide, 4 mA en charge;  $I_{b_{T3}} = 90$   $\mu$ A à vide, 70  $\mu$ A (1 A), 45  $\mu$ A (2 A);  $I_z$  : 17 mA à vide, 14 mA en charge; courant dans R.aux. : 24 mA à vide, 21 mA en charge; courant base de T1 : 200  $\mu$ A à vide et 60 mA en charge; ronflement : < 30 mV en charge.

La figure 10b représente le « circuit imprimé ».

## Protection

Les montages examinés (alimentations « série ») ont un grave défaut : ils ne supportent ni le court-circuit franc en sortie ni les surintensités. Le fusible étant inefficace, du fait de son temps de réponse trop élevé, nous allons examiner quelques systèmes de protection, le nombre n'en est pas d'ailleurs limitatif, mais on peut en distinguer 2 types principaux : ceux dont la tension de sortie chute vers zéro dès qu'on dépasse progressivement le débit nominal qu'on s'est fixé et ceux dont la tension de sortie disparaît totalement dès que l'on dépasse un seuil du courant de sortie.

### 1) Limitation de courant

La figure 11 montre l'interposition d'une résistance en série dans la sortie régulée. Cette résistance pourrait donc limiter le courant maximal (ou de court-circuit). Mais pour être efficace celle-ci devrait avoir une valeur élevée et, alors, augmenterait considérablement la résistance interne de l'alimentation dégradant totalement ses propriétés de base.

Mettons une résistance de très faible valeur, par exemple 0,1  $\Omega$  (celle-ci ne gêne pratiquement pas le régulateur) et faisons débiter l'alimentation (fig. 12), le point +ER sera négatif par rapport à l'émetteur du ballast dès qu'on

débitera en sortie, on trouvera donc une tension aux bornes de la résistance de limitation (Rlimit), tension qui augmentera avec le courant consommé à la sortie régulée (+ER). On pense de suite à utiliser cette chute de tension pour commander un transistor (fig. 13a). Celui-ci recevra cette tension entre base et émetteur ce qui donnera un courant collecteur plus ou moins important qui pourra commander la base du ballast. Celui-ci verra sa base rapprochée du potentiel de son émetteur ce qui le fera moins conduire, limitant le courant disponible en sortie et par là même anéantissant la stabilisation (fig. 13b). Si la tension aux bornes de « R.limit » est trop élevée, avant limitation et qu'on ne peut utiliser de R plus faible, il suffit de réaliser la configuration de la figure 14. On pourra même annuler totalement l'effet de limitation\*. La protection décrite est applicable à tous les montages précédents. La valeur très faible de R.limit n'introduit qu'une faible augmentation de la résistance interne totale de l'alimentation, par contre, elle est totalement inter-dépendante de l'alimentation régulée proprement dite. La figure 15 indique un montage indépendant, de limitation du courant. Son seul inconvénient est d'utiliser un transistor de puissance supplémentaire.



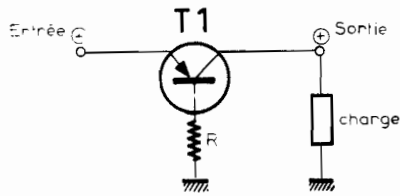


Fig. 15 - Système de limitation très simple et indépendant. R est ajustée pour saturer T1 jusqu'au courant maximal que demandera la charge. Au-delà, le transistor ne sera plus saturé et se comportera en résistance qui s'élèvera comme diminuera celle de la charge, donnant un courant ajusté par R. L'ensemble est peu stable avec la température.

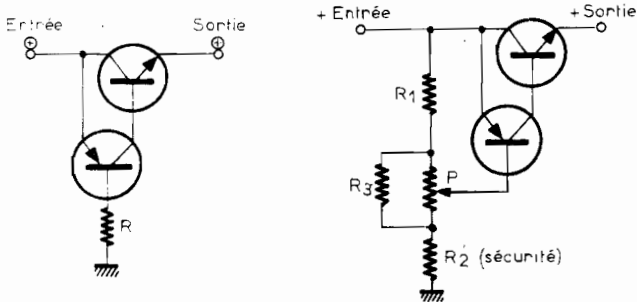


Fig. 16 - La configuration Darlington permet d'utiliser une résistance de valeur nettement plus élevée de dissipation plus faible, et un ballast NPN plus courant.

Fig. 17 - L'utilisation d'un point diviseur diminue l'emballement thermique en compensant un peu la fuite de l'ensemble.

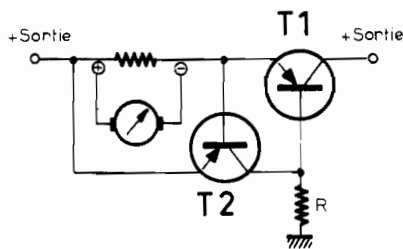


Fig. 18 - Une amélioration des figures 15-16-17. On choisit R pour voir T1 saturé dans toutes les conditions de débit. r est une petite résistance d'une fraction d'ohm, analogue à celle des figures 42 à 44. Lorsque le courant débité devient trop important, la tension aux bornes de r commande la conduction de T2 dans les mêmes conditions que pour les figures 43 à 44 et T1 voit sa base venir à un potentiel voisin de celui de son émetteur, ce qui le fait moins conduire. On a donc un courant limité par r en sortie. Ce montage offre un avantage c'est d'avoir r avant T1, la résistance interne de l'ensemble sera donc très faible tant que le système de limitation n'agira pas.

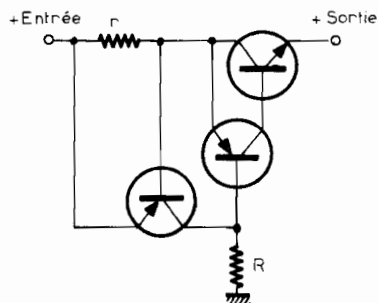


Fig. 19 - Version avec Darlington de la figure 48.

avec les problèmes que cela entraîne. Le courant base du transistor est voisin de  $U/R$ . Tant qu'on ne consomme pas, en sortie, un courant supérieur à  $\beta \cdot U/R$  ( $\beta$  = gain du transistor au courant de collecteur considéré), il reste saturé. (Donc se comporte comme un court-circuit et dissipe très peu). Dès que l'on veut dépasser ce courant, le transistor cesse d'être saturé (commence à dissiper sérieusement) et sa résistance collecteur-émetteur augmente, pour compenser la diminution de la résistance équivalente de la charge, créant une chute de tension qui fait s'effondrer la tension de sortie. Le ballast en question doit avoir une dissipation suffisante pour supporter facilement, dans les pires conditions (court-circuit) le courant qu'on lui impose ( $U$  entrée  $\times I$  consommé). On diminuera sérieusement la dissipation sur R par l'utilisation du très classique Darlington de la figure 16 qui permettra l'utilisation d'un NPN de puissance, plus courant.

Ce montage (à un ou deux transistors) a un inconvénient ; la détermination précise de la résistance de limitation. En effet, celle-ci dépend essentiellement du gain réel (mesuré dans les conditions de travail) du (ou des) transistor(s). Cela nécessite donc l'expérimentation car tout le monde sait que le gain des transistors au silicium est très différent d'un échantillon à l'autre du même modèle. De plus, la valeur ajustée dépendra fortement de la température (le  $\beta$  augmente avec celle-ci). Ce montage aura donc tendance à l'emballement thermique dès que la température monte un peu trop et en cas de maintenance du ballast R sera à ajuster de nouveau. En remplaçant celle-ci par un pont de polarisation, on diminue ces inconvénients (fig. 17) d'une part le gain est un peu mieux défini et d'autre part la partie supérieure du pont crée une légère compensation des fuites lorsque s'élève la température. Ce système de limitation (fig. 15 à 17) introduit une résistance non négligeable dans l'alimentation. En effet, quand le ballast est saturé n'oublions pas la présence d'une chute de tension entre émetteur et collecteur. Au niveau des problèmes thermiques et de choix du ballast le montage de la figure 18 donne de bien meilleurs résultats R est choisie suffisamment petite pour saturer T1 dans toutes les conditions. La limitation sera ap-

portée par T2 qui se débloquera dès que  $U_r$  atteindra 0,6 à 0,8 V, soit son  $V_{be}$ . Il rendra alors la base T1 très proche du potentiel de son émetteur ce qui diminuera sa conduction et la tension de sortie s'écroulera. En état de limitation ce montage est assez analogue à celui de la figure 17. En effet, T2 et R forment un pont de polarisation. Lors de la mise en route d'une alimentation stabilisée, celle-ci délivre presque instantanément une puissance élevée à la charge. Certains montages « n'aiment » pas tellement cela, en particulier s'ils ont une composante capacitive très importante en sortie tel les amplificateurs dans lesquels le condensateur de sortie se charge très rapidement par l'intermédiaire du haut parleur. Celui-ci subit alors une pointe d'énergie qui peut le rendre « malade » sinon le détruire. Cela se traduit par un claquement très audible. Il serait donc intéressant de « voir » la tension régulée monter progressivement à la mise en route. La figure 20 illustre une réalisation des plus simples. Dès qu'il apparaît une tension en sortie  $+ER$ , C1 se charge à travers R1 et la jonction émetteur-base de T4, rendant celui-ci conducteur. En effet, au départ C1 n'étant pas chargé, se comporte un peu comme un court-circuit dont la résistance interne augmente avec sa charge et polarise la base de T4 positivement par rapport à son émetteur. La conduction de celui-ci fait baisser la tension base de T2 (la rendant moins positive). Pendant ce temps (assez court) C1 se charge. La conduction de T4 décroît alors, donc la tension de sortie croît. Une fois la charge de C1 suffisante, il ne circule plus assez de courant dans celui-ci pour alimenter la base de T4 et celui-ci n'est plus commandé. Il apparaît alors la tension de sortie en totalité. Dès la mise en route la tension de sortie grimpe donc comme la charge de C1. On peut donc par un choix judicieux de C1 et R1 définir la vitesse de montée de la tension (volts par seconde). Ce montage ne protège nullement contre les courts-circuits et les su-

\* Pour avoir une tension utilisable aux bornes de R, limit on risque, pour des débits courants, d'être gêné par l'importance relative de sa valeur (stabilisation moins bonne) ; dans ce cas, il suffit de relier le point A du potentiomètre à l'émetteur de T2.

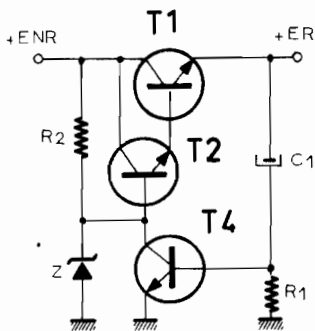


Fig. 20 - Système à montée progressive de la tension de sortie à la mise en marche. Dès que tend à apparaître ER, R1 commence à charger C1, qui pour l'instant se comporte en « court-circuit » donc rend la base de T4 positive (par rapport à son émetteur) ce qui le fait conduire et court-circuiter en partie z. C'est seulement quand C1 sera suffisamment chargé qu'apparaîtra ER en totalité.

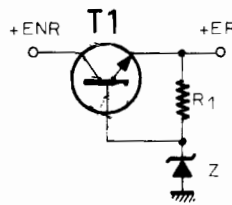


Fig. 21 - Principe d'une alimentation simple à limitation de courant. La référence étant alimentée par ER quand on consomme trop en sortie Vz et donc ER tombe à zéro.

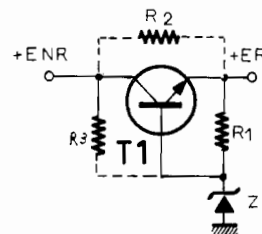


Fig. 22 - En fait, au départ comme T1 ne conduit pas ER n'existe pas, Vz non plus et on ne verra pas apparaître la tension de sortie. On remédie à cela en alimentant sa base par R3, celle-ci laissant passer un très faible courant permettant d'attaquer le Zener au tout début du coude. En cas de court-circuit, le courant de sortie serait très limité car la Zener aura par R3 juste assez de courant pour conduire.

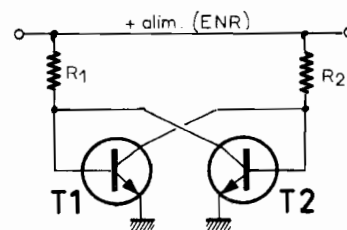
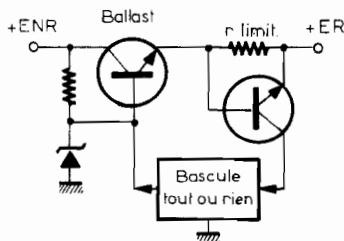
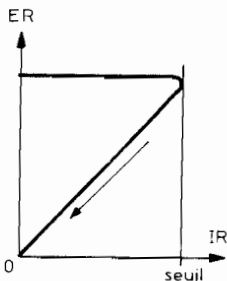


Fig. 23 - Forme de la tension de sortie du disjuncteur. Fig. 24 - Organisation d'un système de disjuncteur. Fig. 25 - Réalisation de la bascule de commande du ballast.

rintensités. On peut aisément imaginer et réaliser bien d'autres systèmes ayant le même rôle mais celui-ci nous semble en fait, le plus simple.

La figure 21 représente un système très simple de protection par limitation. En première approximation, on peut dire que la base de T1 étant maintenue à une tension constante UZ, par la diode Zener, la tension ER en sortie est constante. On retrouve donc le principe général de la figure 25 de l'article précédent, mais la référence est alimentée par la sortie régulée. Supposons, en seconde approximation que la tension de sortie tende à s'abaisser à cause d'un débit prohibitif (ou un court-circuit), la Zener étant alors sous alimentée, ne fonctionne plus et la référence ayant disparu, la tension de sortie en fait autant. En fait, il se pose un petit problème, à la mise en route R1 ne conduit pas entre émetteur et collecteur (pas suffisamment de fuite si l'on peut dire) pour alimenter la référence et ainsi déterminer la ten-

sion de sortie. Donc le régulateur ne fonctionnera pas. On pourrait donc laisser passer un courant entre collecteur et émetteur de T1 afin d'alimenter la référence. Ce serait le rôle de R2 mais celle-ci perturbe T1. On peut éviter ce défaut en remplaçant R2 par R3 dont le rôle sera de donner à la diode Zener un faible courant afin qu'elle soit correctement polarisée la sortie étant à vide. La valeur de cette résistance déterminera le courant maximal qu'on peut débiter en sortie après quoi, la référence ne sera plus correctement alimentée et la tension de sortie chutera. Malheureusement cette méthode (fig. 22) demande une mise au point assez rigoureuse et qui n'est pas très stable mais elle permet une « vague » protection par des moyens très simples mis en œuvre, c'est pourquoi nous l'avons citée.

## 2) Disjonction

Rappelons que dans ce cas, la tension de sortie disparaît totalement dès que l'on dépasse le seuil de limitation (fig. 23). Suivant les

systèmes, on retrouve la tension régulée dès qu'on redescend en-dessous de ce seuil, ou un réarmement manuel, par bouton poussoir est nécessaire. La figure 24 illustre le principe du disjuncteur. On reconnaît le système des figures 13 et 14 qui actionne un système tout ou rien. Celui-ci bloque toute alimentation positive pour le ballast (en court-circuitant la référence, par exemple). La figure 25 donne un exemple de bi-stable (système tout ou rien) qui pourrait être utilisé pour le système de la figure 24. Supposons que T1 soit saturé, son collecteur est (presque) à la masse et bloque T2 (en mettant sa base à la masse). Puisque T2 est bloqué, sa tension de collecteur tend à monter mais ne le peut pas car la base de T1 qui lui est reliée est, rappelons-le (presque) à la masse puisque T1 est saturé. Le système peut donc rester indéfiniment stable dans cet état.

Appliquons une masse sur la base de T1, c'est alors T2 qui conduirait empêchant T1 de conduire. En renvoyant un zéro

(masse) sur T2, on revient à notre point de départ et T1 conduit, T2 étant bloqué. Pour plus de commodités, on peut « afficher » par une lampe verte la présence de la tension de sortie et par une lampe rouge que le disjuncteur a fonctionné. C'est très utile dans le cas d'une alimentation intégrée dans un ensemble électronique, comme un amplificateur-préamplificateur, car l'on peut alors se demander pourquoi l'ensemble ne fonctionne pas, en effet, la plupart du temps ces ensembles comportent un nombre assez important de boutons et commutateurs qui tendent à nous induire en erreur. Les lampes en question pourront tout simplement remplacer les résistances de charge de collecteur du bistable, T1 et T2.

M. MOURIER

(A suivre)

## ERRATUM LES ALIMENTATIONS STABILISÉES

A la suite de la parution de cette série d'articles les lettres de nos lecteurs nous amènent à apporter les précisions suivantes :

N° 1473 - Page 228 - 7<sup>e</sup> ligne, 1<sup>re</sup> colonne : Lire  $I_c$  au lieu de  $I_e$ . 10<sup>e</sup> ligne, 2<sup>e</sup> colonne : Lire  $T_2$  au lieu de  $T_6$ .

Figure 30, lire  $T_3 = 2N2905$  au lieu de  $T_2 = 2N2905$ .

Page 230 - 20<sup>e</sup> ligne - 2<sup>e</sup> colonne : Lire 18 mA en charge au lieu de 13 mA en charge.

Page 231 - Fig. 13b - Légende : Allure de la limitation de courant réalisée par la figure 13a (au lieu de 43a).

Page 232 - 24<sup>e</sup> ligne - 1<sup>re</sup> colonne : Lire (V entrée x I consommé).

Fig. 18 : L'émetteur de  $T_2$  est relié à une borne nommée entrée.

Page 229 - Fig. 8 : Le condensateur de 10 nF correspondant à  $T_4$  doit être monté directement entre base et collecteur de ce transistor.