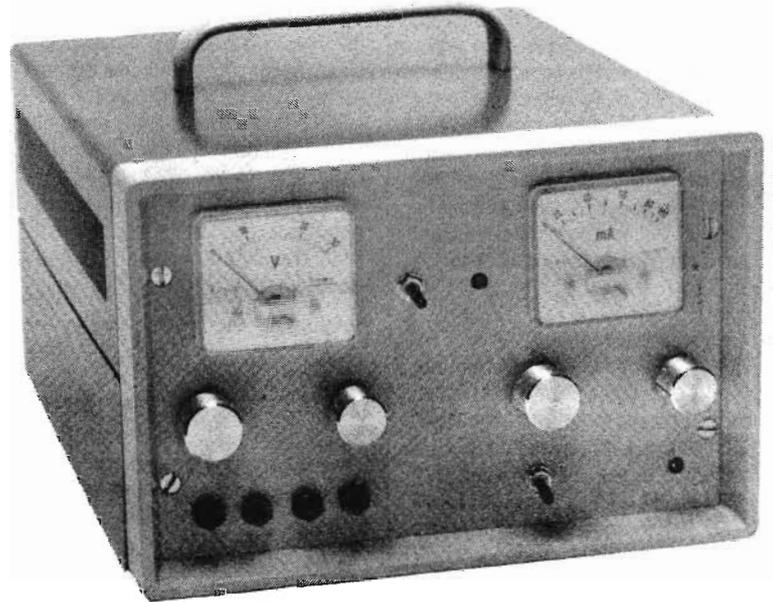


Les alimentations stabilisées

réalisation d'une alimentation 0 à 30 V.



APRES avoir examiné la plupart des montages d'alimentations stabilisées, nous avons pensé qu'il était intéressant de réaliser un ensemble régulateur complet, assurant ainsi la synthèse des connaissances que nous avons recueillies dans les précédents articles. Nous voulions que cette réalisation ait de bonnes performances, tout en étant de conception simple. La volonté d'ajuster celle-ci entre 0 et 30 V élimine presque systématiquement les régulateurs intégrés courants (donc de prix réduit). De plus, il nous a semblé plus intéressant au stade expérimental d'utiliser des semi-conducteurs « discrets », cela permet une meilleure mise en évidence des problèmes posés par la réalisation d'une bonne alimentation. D'autre part, nous pensons qu'un débit de 1 A se révèle suffisant pour la plupart des applications. Au-delà de ces valeurs l'alimentation « universelle » ne convient plus et il y a lieu de construire un ensemble spécialement conçu pour un usage particulier.

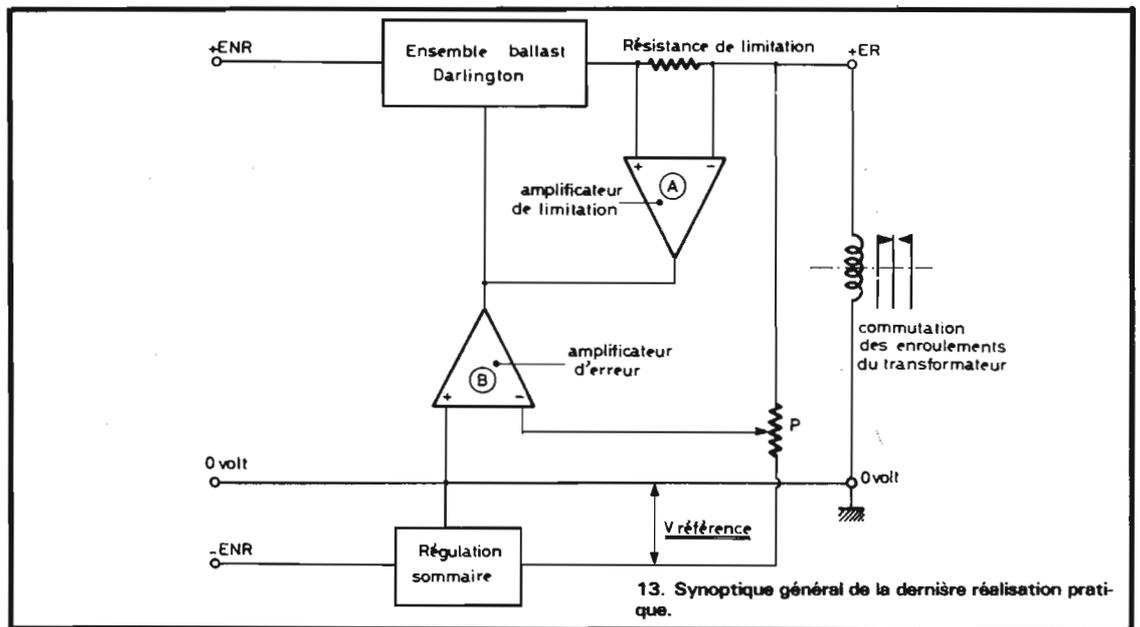
PERFORMANCES SOUHAITEES

Lorsqu'on analyse les performances d'une alimentation, on remarque surtout les points suivants :

Régulation globale :

C'est la régulation en fonction à la fois des variations de la tension secteur (celle-ci diminue surtout le midi et le soir) et des variations de débit en sortie d'alimentation. Dans la pratique, il semble

illusoire qu'elle soit meilleure que 0,5 % (5×10^{-3}). En effet, sur une tension de sortie de 5 V (alimentation des circuits logiques courants) une variation positive ou négative de ≈ 25 mV ne peut affecter le fonctionnement d'un en-



semble ($5 \times 0,5 \% \approx 25 \text{ mV}$).

Ondulation résiduelle :

Quoiqu'une ondulation importante gêne peu la plupart des montages à semi-conducteurs, il est préférable de la réduire. On admettra plusieurs dizaines de millivolts crête à crête.

Résistance interne :

Il est vrai qu'une alimentation stabilisée doit avoir une résistance interne très faible mais nous dirons avec insistance qu'il est inutile de rechercher une valeur trop faible, inférieure au centième d'ohm. En effet lorsqu'on cherche avec des composants discrets (pas de circuits intégrés) de grandes performances on a toutes les chances de voir notre maquette entrer en oscillations sans remède. De plus lorsqu'on évalue la résistance des cordons de branchement ($R = \rho L/S$) on est parfois surpris de trouver des valeurs avoisinant le centième d'ohm (ce qui correspond d'ailleurs à de bons cordons).

Protection :

Nous pensons que le montage le plus simple et toutefois efficace est la limitation simple (dite à caractéristique rectangulaire). Elle est représentée sur le synoptique de la figure 13 par l'amplificateur A et la résistance de limitation. Comme nous le verrons plus loin nous avons dû adjoindre un système de commutation des enroulements du transformateur afin de limiter la dissipation sur le ballast.

CHOIX DU TRANSFORMATEUR

Nous avons volontairement voulu éviter l'emploi d'un transformateur spécial, donc très coûteux et/ou difficile à trouver dans le commerce.

A cause de ce choix impératif, on devra utiliser des solutions énergiques pour obtenir une bonne régulation. En effet, on aurait pu utiliser de nombreuses sources indépendantes, nous aurions alors obtenu de très bonnes performances avec très peu d'éléments. Nous avons opté pour un transformateur dont le secondaire est universel. En effet il « sort » sous 2 A les tensions échelonnées suivantes 0 V - 24 V - 30 V - 33 V - 45 V - 50 V - 55 V. Il est réalisé de telle façon qu'il s'agit d'enroulements séparés et simplement shuntés en sortie par les cosses correspondantes. Nous avons, quant à nous, utilisé 0-24 V ou 0-30 V (voir figure 14)

que nous avons isolé du reste du secondaire au niveau du 33 V dont un fil reste en l'air. Nous avons alors utilisé la partie 33-55 V pour la source auxiliaire marquée 0 V-20 V sur la figure 14.

En fait, suivant la disponibilité on pourra mettre en œuvre deux transformateurs : un de gros modèle pour le 24-30 V et un miniature pour la partie auxiliaire. Nous l'avons envisagé dans un premier temps puis nous avons trouvé le transformateur « universel ».

L'enroulement auxiliaire (0 V-20 V) est nécessaire pour disposer d'une source négative par rapport à la masse. C'est « pratiquement » la seule solution pour obtenir une sortie ER qui puisse descendre vers zéro (avec de bonnes performances). Cet enroulement auxiliaire (ou petit transformateur) n'aura que quelques centaines de nA à débiter.

REDRESSEURS

Les redresseurs devront être choisis avec une grande marge de sécurité en débit et en tension. On évitera cependant les diodes de tension inverse trop élevée ($> 600 \text{ V}$) car elles sont fabriquées avec un semi-conducteur à haute résistivité et leur résistance interne est plus élevée. De plus ces diodes ne sont généralement pas conçues pour cet usage et ont un temps de recouvrement inverse très grand. Nous avons eu de gros déboires avec ce genre d'élément. Cela se traduit par une très mauvaise régulation en ER, une fatigue excessive du transformateur (ronnement de celui-ci) et une forme d'onde de la tension

filtrée très anormale. De plus les diodes sont parfois détruites lors d'un débit. N'oublions pas que la destruction d'un ensemble redresseur amène souvent celle de quelques semi-conducteurs dans l'alimentation régulée et parfois celle du transformateur si cela se prolonge. C'est pourquoi nous avons prévu et utilisé un fusible au primaire de celui-ci.

La figure 14 représente l'ensemble redressement et filtrage. C_1 et C_2 ont été mis en place pour absorber les surtensions éventuelles (protection des diodes...).

En ce qui concerne les condensateurs de filtrage nous conseillons des modèles prévus spécialement pour le filtrage. En effet, ceux-ci auront à supporter une composante alternative élevée.

ALIMENTATION STABILISEE

La figure 13 trace l'idée de départ pour la réalisation de cette alimentation.

L'amplificateur d'erreur B commande le ballast par la différence entre une « référence » et une fraction de la tension de sortie (déterminée par P).

L'amplificateur A commande la limitation de courant. Sur la figure 15 on a représenté le schéma général de notre appareil.

BALLAST

Comme nous envisageons un débit de 1 A les exigences semblent assez faibles pour le ballast qui sera composé d'un Darlington NPN bien connu. Le transistor de puissance (T_2) sera le 2 N 3055, modèle de performances modestes, il est vrai, mais très économi-

que et que l'on peut se procurer partout (1). On lui adjoindra un radiateur très performant comme nous le verrons plus loin. En fait, à cause de la dissipation demandée, il a été nécessaire de mettre deux ballasts en parallèle.

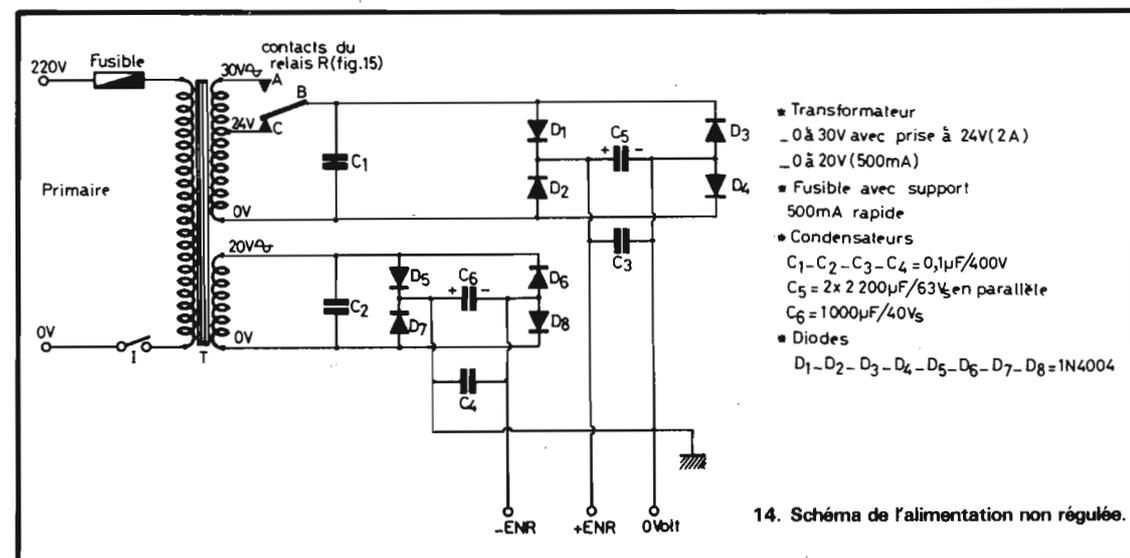
On a mis en place R13 et R14 pour la compensation en température des V_{be} de T_2 et T_3 . (Leur rôle est de fournir à leurs bases une contre-tension afin de limiter le courant de fuite à Ico).

Mais à notre avis, la solution est moins de compenser une élévation de température que d'empêcher celle-ci ou de la maintenir dans des limites raisonnables. En effet la température de l'ensemble Darlington n'affecte pas la tension de sortie car les variations qui pourraient en résulter sont compensées par l'amplificateur d'erreur B (de la figure 13). On dit que l'ensemble Darlington (comme d'ailleurs l'ampèremètre) est situé dans la boucle de rétro-action de l'ampli B, matérialisé ici par le transistor T_4 .

Rappelons le rôle de D_{13} (qui est une diode de la série rapide, courant élevé). Celui-ci est d'absorber une surtension inverse qui pourrait se produire si la source non régulée (+ ENR) était court-circuitée (voir précédents articles).

AMPLIFICATEUR D'ERREUR

Nous avons volontairement écarté l'amplificateur symétrique car pour être efficace, il faut que les deux transistors soient dans le même boîtier. En effet, ceux-ci dissipent une puissance assez différente (l'un étant monté en collecteur commun et l'autre en base commune). De plus, ceux-ci au-



raient à supporter, dans certains cas une tension importante entre collecteur et émetteur sous un courant de quelques dizaines de milliampères (donc dissipation élevée). Le prix d'un transistor double est très élevé, souvent introuvable chez les détaillants. De plus leur dissipation et leur tension collecteur-émetteur maximales sont assez limitées ainsi que leur gain.

Finalement après de nombreuses réflexions et essais, nous avons choisi l'étage asymétrique (T_4). Celui-ci voit son collecteur alimenté en courant constant ($\approx 5 \text{ mA}$) par T_1 (PNP). Rappelons que ce courant est déterminé par R_3 . L'avantage d'un tel système est que les variations de ENR, qu'elles aient pour origine le débit en sortie ou les variations du secteur, n'affectent pas l'action de T_4 . La valeur du courant constant a été déterminée de telle façon qu'elle soit nettement supérieure au courant base de T_3 et suffisamment petite afin que la dissipation de T_4 (et de T_1) reste dans des li-

mites raisonnables. (Puissance dissipée par T_4 $V_{ce} \times I_c$).

Lorsqu'on chauffe T_4 , (un sèche-cheveux convient très bien) on constate une diminution assez importante de la tension de sortie ER. Sachant (voir 2^e partie) qu'une diminution de R_{10} augmente la tension de sortie ER, nous avons monté D_{15} , D_{16} , D_{17} en série dans cette branche du pont diviseur qui alimente l'amplificateur d'erreur T_4 .

Il en résulte que, si celles-ci sont montées suffisamment près de celui-ci, on pourra compenser en partie l'effet de la température ambiante sur T_4 . (Attention, il n'est pas question de compenser une élévation intrinsèque de température de T_4). D'où la nécessité de limiter à une valeur faible le courant fourni par T_1 .

SOURCE AUXILIAIRE

Le transistor T_6 fournit un courant constant dans la diode zener

D_{12} compensée en température par D_{11} . Il faudra que les diodes de compensation : D_1 , D_2 , D_5 , D_7 , D_8 , D_{11} soient montées très près des diodes zener auxquelles elles sont associées. Encore une fois les compensations en température dont nous parlons dans cette dernière partie ne sont valables que pour l'action externe de la chaleur (ou du froid ?) sur les éléments : zener ou transistors. Nous insistons sur le fait qu'il n'est possible de compenser les variations internes de température (il s'agit bien sûr de l'effet de celle-ci sur la tension de jonction des éléments considérés) d'un élément que si le système de compensation se trouve dans le boîtier même de l'élément (exemple transistors doubles et diodes dites « de référence »).

LIMITATION DE COURANT

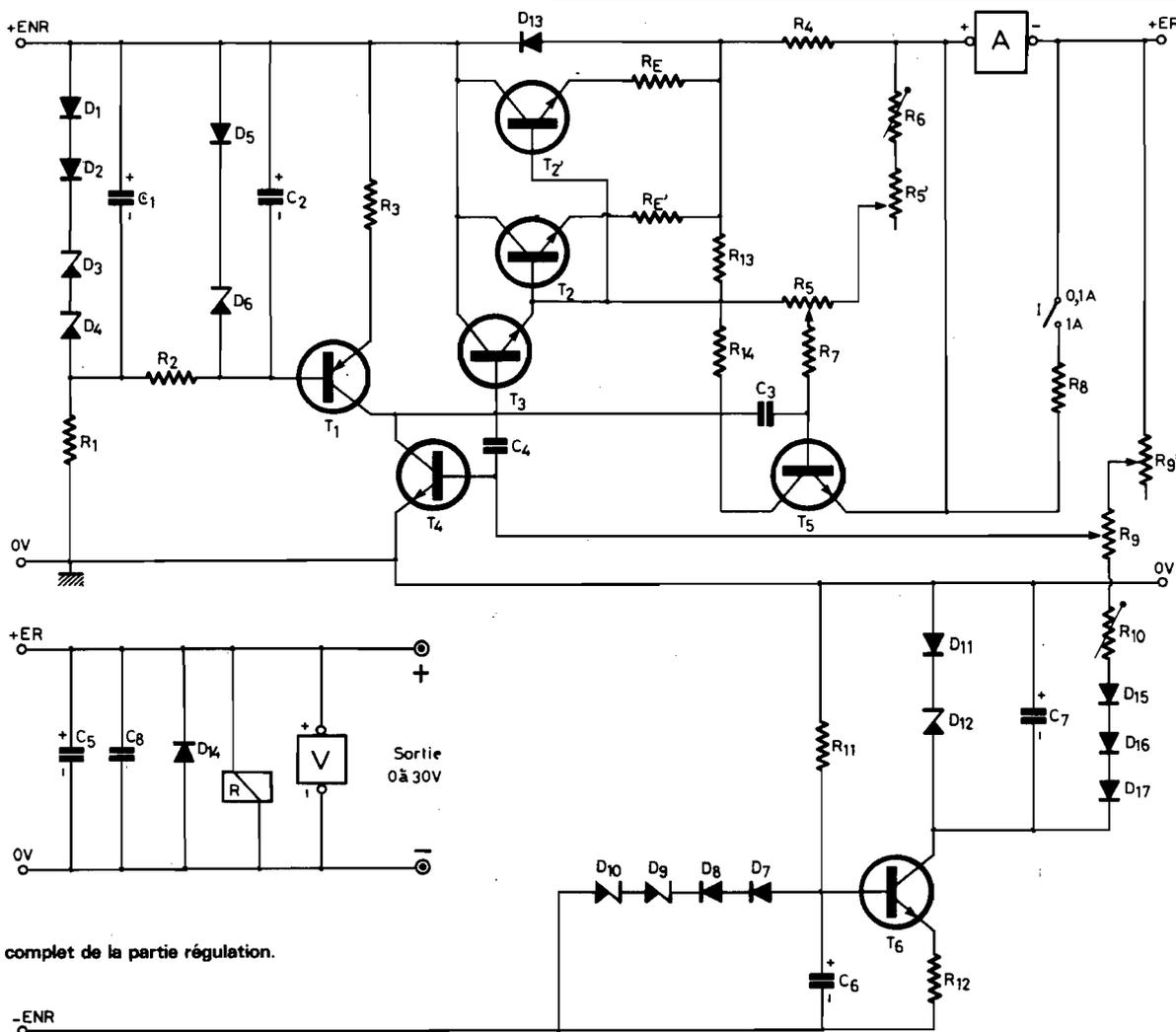
Nous continuons à penser qu'un fusible est inefficace s'il est utilisé seul. Nous n'en avons pas

mis au secondaire car un fusible rapide risquerait de fondre à la mise en route (charge des condensateurs) et un fusible à action retardée a une résistance série qui n'est pas à négliger pour des tensions faibles. Le rôle de l'élément que nous avons placé au primaire du transformateur a été expliqué plus haut.

Nous avons donc choisi la classique et efficace limitation de courant dite « à caractéristique rectangulaire ».

Signalons au passage que telle que nous l'avons réalisée dans cette série d'articles, cette limitation n'est pas compensée en température et l'on pourra observer une certaine dérive (augmentation) du courant de court-circuit du fait de l'échauffement de T_5 .

Il y a une petite différence avec les montages déjà analysés. En effet R_5 (+ R_6) qui permet un réglage du courant maximal (ou de court-circuit) n'est plus connectée directement aux bornes de la résistance de limitation R_4 . En effet, dans les montages précédents



15. Schéma complet de la partie régulation.

il fallait plus de 0,6 V aux bornes de R_4 pour que le limiteur entre en action. Cela impliquait une valeur assez importante pour R_4 (près d'un ohm).

Malgré ce que nous avons dit sur l'effet de T_4 pour compenser toutes les chutes de tension qui se trouvent dans la boucle « de rétro-action », n'oublions pas que le gain de celui-ci n'est pas infini.

Comme nous avons connecté R_5 , il y a toujours plus de 0,6 V même sans débit (tension base-émetteur de T_2) aux bornes de R_5 (+ R_6). Il faut noter que grâce à ce procédé (qui n'est pas parfait) R_4 se verra une valeur très raisonnable et qu'à la moindre tension à ses bornes on commandera T_5 ($R_4 \approx 0,5 \Omega$).

GALVANOMETRES

Nous avons choisi un voltmètre de 0 à 30 V et un appareil de 100 mA pour le courant débité en sortie. Grâce à l'interrupteur I on place un shunt en parallèle sur A de façon à ce que la déviation totale soit pour 1 A dans une position (voir la mise au point).

On constate que celui-ci est placé dans la boucle de rétro-action, donc en théorie, sa résistance interne n'influe pas sur la régulation. En fait, ce que nous avons dit sur le gain de l'étage T_4 nous oblige à choisir un modèle à très faible résistance interne ou à s'en passer (1).

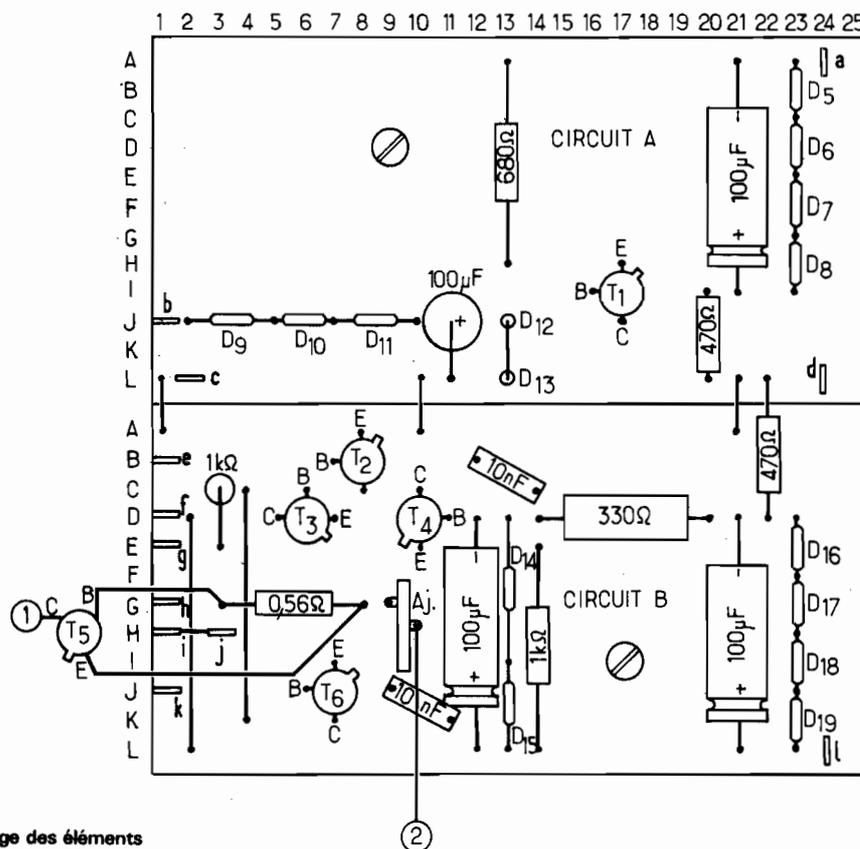
SORTIE

D_{14} est une diode rapide du même type que D_{13} , elle évite la destruction de l'alimentation si l'on connecte par erreur une tension inverse sur la sortie. (N'oublions pas qu'en inverse la plupart des transistors ne supportent pas 10 V entre base et émetteur). C'est pratiquement ce qui se produit lors du fonctionnement du relais R (extra-courant de rupture).

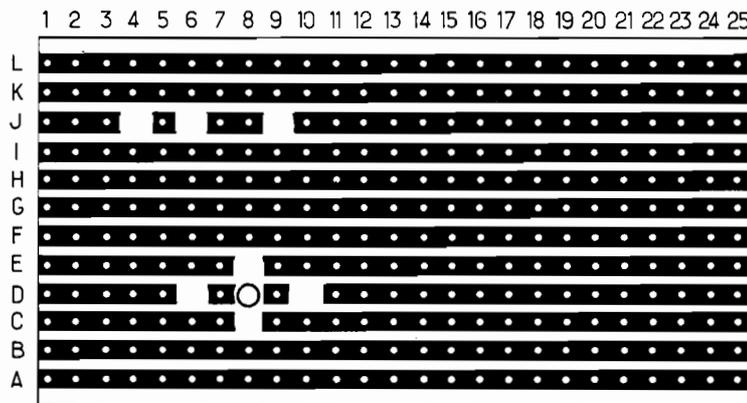
ROLE DU RELAIS R

Lorsque la sortie est mise en court-circuit et que le système de limitation est réglé, le ballast va devoir dissiper une puissance très importante. En effet pour qu'à 30 V la régulation soit correcte, il faut que la source non régulée

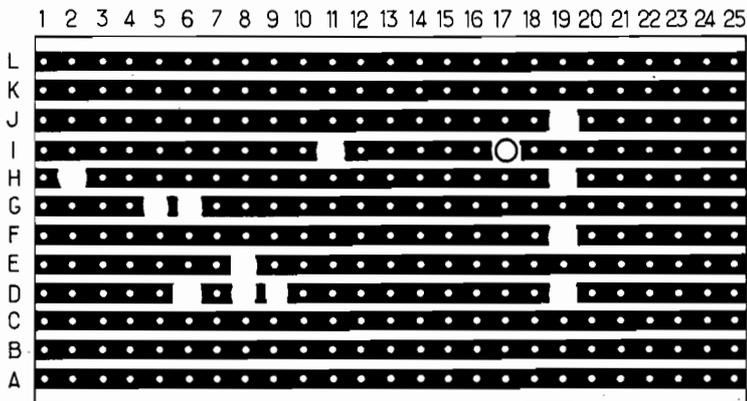
(1) Se méfier des semi-conducteurs ne portant pas le sigle ou le nom en clair du fabricant.



Montage des éléments sur plaquette M. Board



Circuit A



Circuit B

+ ENR soit assez élevée (ici 45 V). De plus l'action du limiteur présentant un coude important celui-ci devra être réglé à $\approx 1,5$ A afin qu'il ne perturbe pas la régulation pour le débit maximal prévu (1 A). Dans ces conditions le ballast peut avoir à dissiper $\approx 45 \text{ V} \times 1,5 \text{ A}$ soit $\approx 90 \text{ W}$. Ce que nous avons dit sur la dissipation réelle possible des transistors nous fait craindre pour la vie de T_2 (2 x 2 N 3055 sur radiateur).

Il est alors intéressant que + ENR soit réduite dans les deux cas suivants : mise en court-circuit de la sortie — réglage de la tension de sortie vers les faibles valeurs de ER.

Réglons notre alimentation à son minimum (presque zéro volt). Puis faisons augmenter progressivement sa tension. On constate qu'aux environs de 12 V (valable pour le relais que nous avons utilisé) le relais R se met au travail. La tension + ENR qui était $\approx 35 \text{ V}$ passe à $\approx 45 \text{ V}$ car le relais R commute un enroulement supplémentaire du transformateur (figure 14). Ce qui permet une bonne régulation pour les tensions de sortie élevées.

En effet pour que le ballast T_2 régule la tension de sortie, il faut bien disposer d'une réserve suffisante de tension. Nous devons donc toujours avoir une chute de tension d'au moins 10 à 15 V à ses bornes pour une bonne efficacité de l'ensemble régulateur.

Lorsque l'on atteint 30 V le relais prévu pour 24 V nominaux n'est pas en danger (les fabricants dans leurs notices les garantissent toujours pour une tension supérieure).

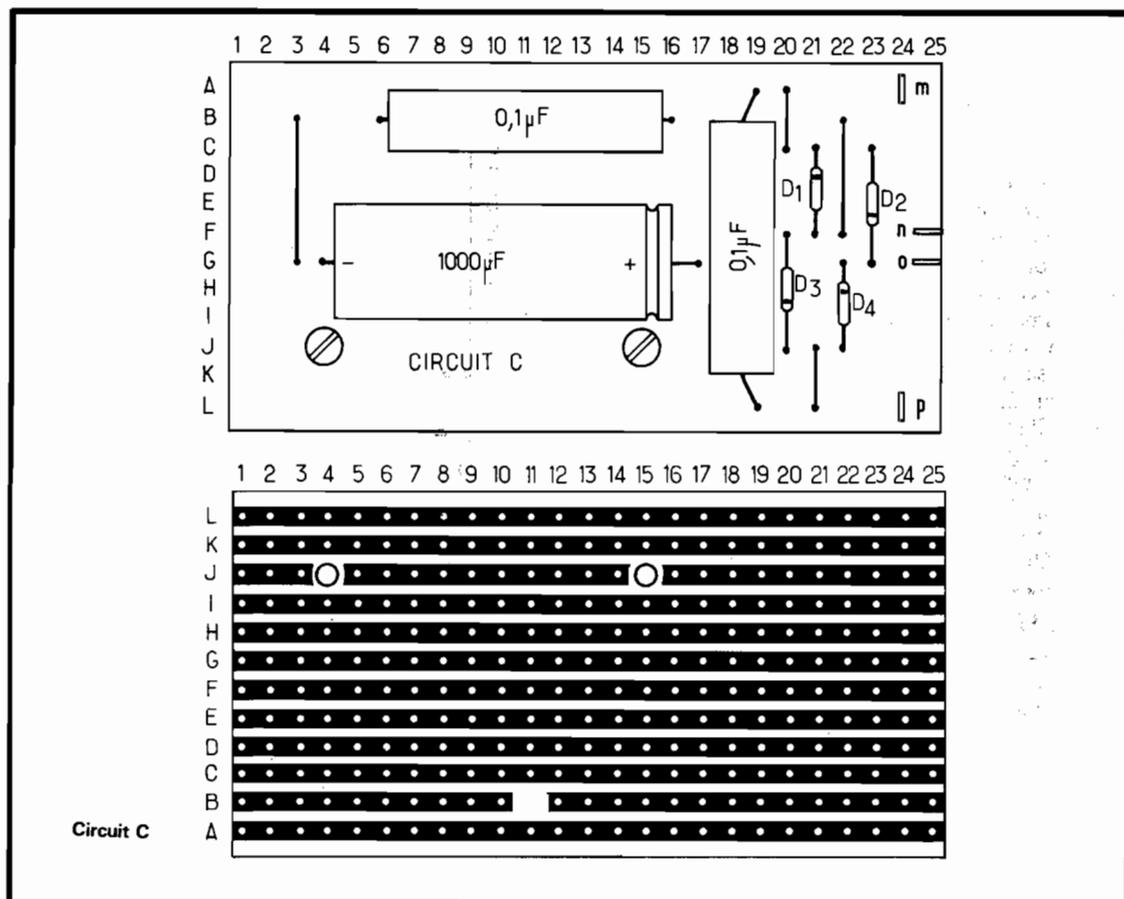
Diminuons, par R_9 la tension de sortie. Le relais R ne repassera au repos que pour une tension nettement inférieure à la valeur précédente (dans notre cas il passe au repos pour $\approx 7 \text{ V}$). Cette différence correspond à l'hystérésis du relais.

A ce moment + ENR redescend à $\approx 35 \text{ V}$.

Lorsque la sortie est mise en court-circuit le relais ne peut être ou rester au travail, quelle que soit la tension de sortie. Ainsi dans ce cas T_2 n'aura jamais que 70 W à dissiper, ce qu'il peut supporter moyennant la mise en œuvre d'un bon refroidisseur.

Certains lecteurs pourront s'étonner que nous critiquions les fusibles pour la lenteur de leur action et que nous employions un relais de modèle courant.

N'oublions pas que le ballast



est déjà « protégé » par la limitation de courant.

En effet, ce qui limite la puissance qu'il peut dissiper vient, nous l'avons dit, de la température maximale que sa jonction peut supporter.

Lorsque la sortie est en court-circuit et que le ballast « doit dissiper » $\approx 90 \text{ W}$, il s'écoule plusieurs minutes (capacité thermique) avant que sa température ne prenne des proportions dangereuses. Dans ces conditions, le travail du relais est très correct et limite très rapidement la dissipation de T_2 à $\approx 70 \text{ W}$.

Le reste du schéma appelle peu de commentaires. Signalons le rôle de R_7 . Elle évite une trop grande dissipation de T_5 en cas de court-circuit de la sortie et lorsque R_5 est réglée pour le débit maximal de T_2 . Ajoutons qu'il faut éviter lorsqu'on conçoit une alimentation, la multiplicité des capacités « anti-oscillation ». Parfois le remède est pire que le mal et loin de s'amortir les oscillations augmentent en proportion.

CONSEILS DE MONTAGE

Nous conseillons vivement de câbler l'ensemble avec du fil de

très forte section et de faible longueur. De relier les masses en étoile et sur un seul point du châssis métallique. En effet l'auteur a eu de gros problèmes lors de la réalisation de sa maquette à cause des longueurs de fils (il a détruit notamment un certain nombre de transistors). En raccourcissant les connexions tout est rentré dans l'ordre !

Signalons enfin que les fils porteurs de courant alternatif doivent longer le châssis et être le plus éloignés possible de ceux porteurs de courant continu. Cette dernière remarque s'applique également aux conducteurs porteurs de courants forts et ceux porteurs de courants faibles.

Nous insistons donc sur le câblage car de son « soin » dépend les performances et le bon fonctionnement de cette alimentation. Ne pas oublier que en cas de débites, il est nécessaire de vérifier tous les composants semi-conducteurs avant la remise sous tension, sous peine d'en détruire d'autres.

MISE AU POINT

Après avoir câblé toute l'alimentation (avec les composants indiqués !) et tout contrôlé, mettons sous tension. Vérifier qu'à

vide la sortie peut se régler de presque zéro volt à plus de 30 V par R_9 (R_{10} réglée à zéro). Régler R_{10} pour que en fin de course de R_9 la sortie soit à 30 V et apposer une goutte de vernis à angle (ou mieux si les lecteurs sont équipés) sur R_{10} . Court-circuiter l'appareil A. La sortie étant réglée à $\approx 30 \text{ V}$ régler R_6 à son maximum. Puis court-circuiter la sortie (+ ER) avec la masse par un ampèremètre (calibre $> 2 \text{ A}$).

Régler R_5 pour obtenir un maximum sur l'ampèremètre (il devrait être inférieur à $\approx 1 \text{ A}$) et régler R_6 à $\approx 2 \text{ A}$ (voir plus haut la justification de cette valeur). On fixe alors le réglage de R_6 par une goutte de vernis (Pendant ce temps le ballast chauffe !).

On vérifie alors (la sortie toujours en court-circuit) que le réglage de R_5 couvre de quelques centièmes de nA à 2 A ou un peu plus. On supprime alors le court-circuit en sortie afin de laisser T_2 se refroidir un peu (!).

A ce moment on touche du doigt les autres transistors : aucun ne doit chauffer exagérément (ailettes en place). Ensuite nous allons supprimer le court-circuit de l'ampèremètre destiné à notre alimentation (A) et actionner l'interrupteur I sur la position « 1 A », avec R_8 au minimum, et faire débiter l'alimentation sur

des résistances à forte dissipation.

Nous déconseillons totalement l'emploi de lampes comme charge car elles risquent de faire subir à notre ampèremètre des surintensités qu'il ne pourra pas supporter.

On trouve d'ailleurs à prix réduit, des résistances bobinées de forte dissipation (et moins chères que les lampes). L'alimentation étant réglée sur 30 V, on branche la charge ($\approx 30 \Omega$ 30 W) en série avec un ampèremètre étalonné (calibres > 2 A d'un bon contrôleur universel).

On ajuste par R_8 la lecture de celui-ci avec notre appareil A (Attention R_8 dissipe beaucoup).

On supprime notre ampèremètre « étalon » et l'on rebranche la résistance de 30Ω (attention elle est très chaude !) en vérifiant que la lecture sur A est identique à la première. Il nous semble utile de figurer cet étalonnage si l'ampèremètre utilisé est ferro-magnétique (donc de prix et de précision réduits).

L'alimentation est prête à fonctionner. Il reste divers contrôles à effectuer afin de n'avoir pas de surprises par la suite.

CONTROLES

Vérifier que lorsqu'on règle par R_9 la tension de sortie de zéro vers 30 V, qu'aux environs de 12 V (sans précision) le relais passe au travail et que +ENR fait alors ≈ 45 V (sans grande précision) puis lorsqu'il repasse au repos +ENR fait ≈ 35 V. Si vous possédez un oscilloscope ou si vous pouvez travailler quelques

minutes sur ce genre d'appareil, nous pensons qu'il est indispensable de vérifier que la forme de la tension de sortie à vide comme en charge et pour toutes les tensions, ne prenne pas une allure anormale (différente des dents de scie correspondant au ronflement).

Si c'était le cas on devrait constater au voltmètre et simultanément une baisse de ER incompatible avec une bonne régulation (1 volt ou plus).

Ne pas prolonger l'essai. Revoir le câblage et contrôler tous les semi-conducteurs (un ohmmètre de bonne qualité suffit) avant la remise sous tension. Si ce défaut n'avait lieu qu'aux tensions de sorties élevées (≈ 25 à 30 V) il est probable que +ENR serait < 45 V (1).

PERFORMANCES OBTENUES

Ronflement : Pour un débit variant entre 0 et 100 % (1 A) à toutes les tensions entre 1 V et 30 V le ronflement mesuré était inférieur à 4 nV crête à crête.

Régulation globale : La limitation étant réglée à ≈ 2 A et le débit en sortie étant de ≤ 1 A, à midi, moment où la tension du secteur varie beaucoup nous avons relevé les chutes de tension suivantes grâce au montage de la figure 16 (l'appareil A étant court-circuité). (Voir tableau ci-dessus).

On voit que les performances sont très bonnes. Elles seraient supérieures si on supprimait la limitation de courant. On constate, comme dans toute alimentation

Tension de sortie	Chute de tension	régulation
30 V	20 mV	$\approx 7 \times 10^{-4}$
22 V	20 mV	$\approx 9 \times 10^{-4}$
10 V	20 mV	$\approx 2 \times 10^{-3}$
5 V	20 mV	$\approx 4 \times 10^{-3}$
2,5 V	20 mV	$\approx 8 \times 10^{-3}$

régulée, que la chute de tension (pour un débit constant en sortie) est pratiquement toujours la même. C'est ce qui explique que la « régulation » semble moins bonne aux faibles tensions.

Protection :

La protection contre les courts-circuits est efficace pour toutes les tensions de sortie. Mais attention ! Au bout de quelques instants (de court-circuit), les ballasts chauffent énormément. Ils conviendra donc de ne pas prolonger à plaisir cet état.

Une protection plus efficace aurait pu être mise en œuvre mais elle complique le montage qui comporte suffisamment d'éléments. Pour une meilleure limitation et des performances générales supérieures, il est préférable à l'heure actuelle de mettre en œuvre, des circuits intégrés.

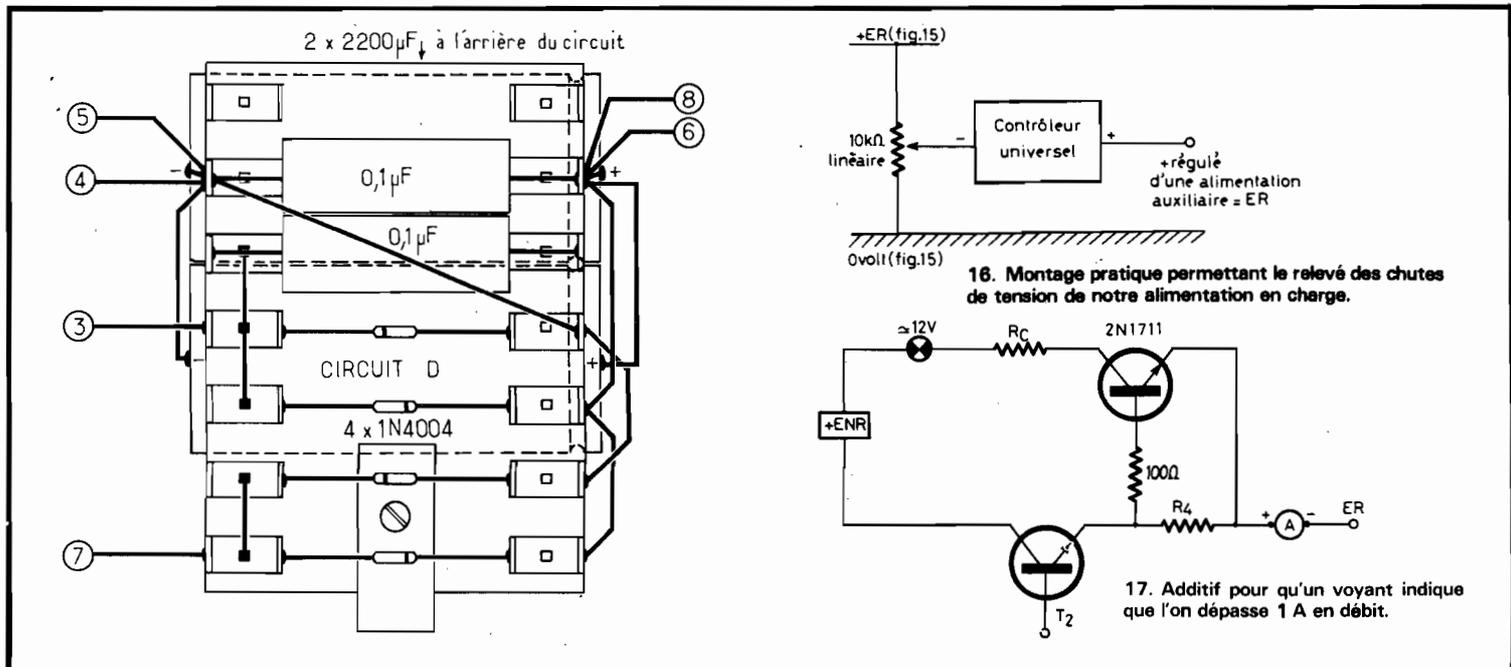
La résistance interne se déduit de la chute de tension obtenue. Nous rappelons qu'elle se calcule par la formule V/I soit ici $0,02 \Omega$.

INDICATEUR DE DEBIT

Pour ceux qui le penseront utile nous avons adjoint un voyant

qui indique que le débit a dépassé 1 A. La figure 17 donne les modifications à apporter. Selon le type du voyant (qui sera de toutes façons à incandescence et dont la tension sera inférieure à 20 V) il conviendra d'ajuster R_c pour que celui-ci éclaire correctement. On commencera donc par mettre en œuvre une résistance de $1 k\Omega$ ou plus et l'on fera débiter plus d'un ampère en sortie. Il est normal que le voyant éclaire progressivement, puis parfaitement lorsqu'on augmente lentement le débit. Cela correspond à un travail normal du transistor puis c'est la saturation. En principe ce voyant ne devrait pas s'allumer en service normal de l'alimentation puisqu'on l'a déterminé pour « sortir » 1 A au maximum. Mais à cause du coude assez flou donné par notre limiteur nous l'avons dû régler à 2 A en court-circuit de la sortie car sinon le système de protection détruirait par trop la stabilisation. Le voyant indique donc que l'alimentation régule moins bien et que l'on fait chauffer exagérément les éléments ballasts.

En fait l'alimentation peut donc débiter 2 A mais à performances moins bonnes.



CONCLUSION

A ce stade de notre article nous pensons que le lecteur, s'il a réellement essayé tous les montages que nous lui avons proposé, doit être familiarisé avec les alimentations stabilisées. Nous n'avons décrit que des ensembles classiques et évidents en eux-mêmes.

MOURIER

Nomenclature (de la figure 15)

Transistors :

$T_1 = 2N2905$; $T_2 = T_2' = 2N3055$; $T_3 = T_4 = T_5 = T_6 = 2N1711$.

Tous avec refroidisseurs.

Diodes :

$D_1 = D_2 = D_5 = D_7 = D_8 = D_{11} = D_{15} = D_{16} = D_{17} = 1N4148$.

$D_3 = D_4 = D_6 = D_9 = D_{10} = D_{12} = BZX46-6V2$.

$D_{13} = D_{14} = ESM 181-600R$ diode rapide Sescosem.

Condensateurs :

$C_1 = C_2 = C_6 = C_7 = 100 \mu F 15V$ service.

$C_3 = C_4 = 10 nF 100V$ service.

$C_8 = 100 nF 400V$ service.

$C_5 = 100 \mu F 40V$ service.

Divers :

V = Voltmètre à cadre mobile 0 à 30 V. Pas d'appareils ferromagnétiques.

A = Appareil à cadre mobile 100 mA. Pas d'appareils ferromagnétiques.

R = Relais 24 V - 1 RT à forte coupure.

I = Interrupteur tumbler de puissance.

Résistances :

$R_1 = 470 \Omega 3W$ vitrifiée.

$R_2 = 330 \Omega 1W$.

$R_3 = 1 k\Omega$.

$R_4 = 0,5 \Omega$ bobinée.

$R_5 = 220 \Omega$ potentiomètre 1 W.

$R_6 = 47 \Omega$ potentiomètre 1 W.

$R_7 = 250 \Omega$ résistance ajustable.

$R_8 = 1 k\Omega$.

$R_9 = 10 \Omega 25W$ ajustable ou-hunt adapté.

$R_{10} = 2,5 k\Omega 2W$ potentiomètre.

$R_{11} = 500 \Omega 1W$ potentiomètre.

$R_{12} = 1 k\Omega 1W$ résistance ajustable.

$R_{13} = 470 \Omega 1W$.

$R_{14} = 690 \Omega 1W$.

$R_{15} = 47 \Omega 1W$ vitrifiée.

$R_{16} = 1 k\Omega$.

$R_E = R_{E'} = 0,5 \Omega 3W$, si possible réalisée avec du fil résistant et enroulé sur petite ferrite.

N.D.L.R. : Les plans de cablage de cette alimentation correspondent à notre maquette, ne sont donnés qu'à titre indicatif et peuvent varier en fonction du boîtier choisi.

