

Les alimentations stabilisées

LE but de cet article est de permettre, à tous les lecteurs, l'étude et la réalisation de tous les montages d'alimentations stabilisées présentant un réel intérêt à ce jour. Les « calculs » sont très simples (on démontrera qu'un calcul rigoureux est parfaitement inefficace) et tous les montages étudiés ont été réalisés par l'auteur grâce à eux. Les remarques concernant certains montages sont donc le fruit de l'expérience pratique. Parmi tous les schémas étudiés, 5 montages simples sont présentés au lecteur sous forme de réalisations pratiques. En effet, comme le montrent les photographies, ceux-ci ont été réalisés sur plaquette Vero-Board (bandes cuivrées).

On s'est arrangé pour utiliser le même transformateur, un vulgaire « 24 V », tout au long du texte. L'ensemble des composants est de type très courant. On montrera donc que la réalisation des alimentations stabilisées est très simple pourvu que l'on connaisse quelques principes essentiels et la loi d'Ohm...

LES ALIMENTATIONS POUR MONTAGES À SEMI-CONDUCTEURS

Les ensembles à semi-conducteurs demandent une tension d'alimentation de type « continu ». Pour des petits montages, on peut utiliser les piles, dans la mesure où il existe une pile ou un groupement de piles, permettant d'obtenir la tension désirée. Si beaucoup de montages fonctionnent sur des tensions « standard » de 3/4, 5/6/9 volts, etc., il en est d'autres qui nécessitent des valeurs différentes et parfois multiples (exemple + et - 15 Volts). La solution des piles est donc peu pratique, indépendamment du fait que la tension qu'elles déli-

vrent baisse plus que progressivement, au fur et à mesure qu'elles sont en service et qu'on ne peut leur demander des appels de courant importants. On fait souvent appel à une alimentation « secteur ». En effet, nous savons que le courant alternatif sinusoïdal distribué par l'EDF, est facile à transformer, notamment en tension et en courant. Nous allons donc utiliser pour ce faire le transformateur (il est néanmoins possible d'utiliser pour de très faibles puissances, et si le débit est constant, une résistance, mais le rendement d'un tel système est très faible, de plus n'être pas isolé du secteur peut poser des problèmes de sécurité). Nous choisirons celui-ci de bonne qualité, c'est-à-dire

présentant le moins de fuites électriques (isolement des bobinages) et magnétiques (qualité du circuit magnétique). Les transformateurs à « grains orientés » sont de loin, les meilleurs mais leur prix est très élevé.

Quelles devront être les caractéristiques de cet appareil ?

En première approximation, il faudra qu'il puisse débiter le courant nominal demandé par le montage alimenté (ou charge), sous la tension nécessitée par celui-ci. On pourra donc évaluer sa puissance, en étant un peu large (en effet le transformateur engendre des pertes diverses). La charge (montage que l'on veut alimenter) ayant besoin de courant continu soigné, il va être nécessaire de

faire suivre notre transformateur d'un système de redressement et de filtrage (le condensateur court-circuitant très bien l'alternatif va servir ici de filtrage simple). On peut distinguer trois montages :

1) Redressement mono alternance (fig. 1)

Dans ce montage qui n'utilise qu'une diode, on obtient une tension d'ondulation 50 Hz difficile à éliminer (à filtrer) (fig. 2 et 3) on est conduit à mettre en œuvre des condensateurs de valeurs trop élevées pour obtenir de bons résultats (fig. 4). Mais, plus la capacité est élevée et plus diminue le temps de conduction de la diode (fig. 5); celle-ci devant passer le courant nominal devra en fait supporter un courant instantané

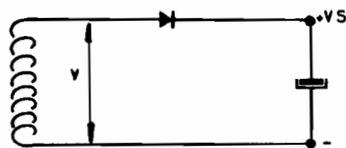


Figure 1

Fig. 1 - Redressement mono-alternance avec filtrage.

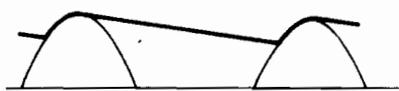


Figure 3

Fig. 3 - Redressement mono-alternance avec condensateur.



Figure 5

Fig. 5 - Courant dans la diode (condensateur en place).



Figure 2

Fig. 2 - Redressement mono-alternance sans condensateur. (Pour obtenir une tension de sortie, il faut une charge minimale en sortie, sans quoi la diode n'est pas polarisée.)

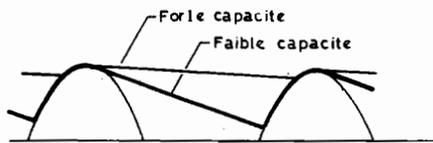


Figure 4

Fig. 4 - Rôle du condensateur.



Figure 6

Fig. 6 - Tension résiduelle après filtrage (ronflement).

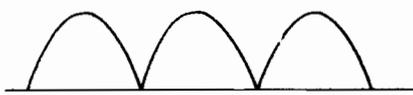


Figure 7

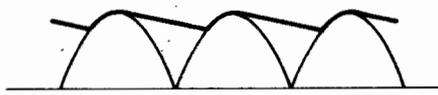


Figure 8

Fig. 7 - Redressement bi-alternance sans condensateur (même remarque que pour la figure 2).

Fig. 8 - Redressement bi-alternance avec condensateur.

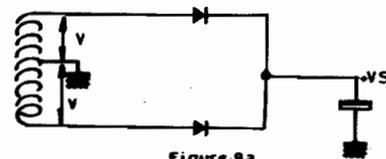


Figure 9a

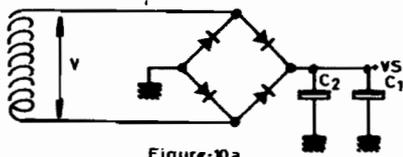


Figure 10a

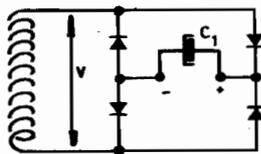


Figure 10b

Fig. 10a et b - Redressement (et filtrage) dit « en pont ». (C2, qui peut être ajouté aux bornes de tout condensateur de filtrage, diminue l'impédance de celui-ci aux fréquences élevées de variation du débit.)

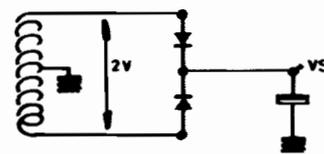


Figure 9b

Fig. 9a et b - Redressement (et filtrage) dit « va-et-vient ».

plus important. La tension résiduelle (ondulation, ronflement) (fig. 6) augmentant avec la consommation de la charge, on est conduit à surcharger le redresseur par excès de la capacité, si on veut obtenir un filtrage soigné.

Le condensateur se chargeant à la tension crête du secondaire, on aura en sortie de filtrage une tension continue égale à V efficace $\times \sqrt{2}$ à vide (fig. 1). La diode aura à supporter une tension inverse $= V$ efficace $\times 2\sqrt{2}$ ($\sqrt{2} \approx 1,414$) ce montage sera utilisé dans les systèmes économiques ne demandant qu'un débit faible et des performances en ronflement (ondulation, filtrage) très moyennes.

2) Redressement double-alternance

La figure 7 représente la tension de sortie d'un redressement double alternance sans condensateur de filtrage et la figure 8 avec celui-ci. On voit qu'il est plus facile de filtrer le résidu alternatif, ici à 100 Hz. De plus, le temps de conduction des diodes n'est pas trop réduit et on peut être moins rigoureux dans leur choix. On réalise ce redressement de deux façons. La figure 9 donne le principe de redressement dit « va-et-vient » qui utilise deux diodes. La tension aux bornes du condensateur de filtrage est ici égale, à vide à V efficace $\times \sqrt{2}$. Ce montage « va-et-vient », s'il n'utilise que deux diodes nécessite un double secondaire et chaque diode devra supporter tour à tour $V \times 2\sqrt{2}$ (fig. 9b). De plus, la dissymétrie des secondaires peut engendrer une tension résiduelle à 50 Hz dif-

ficile à éliminer. L'avantage est que l'on peut considérer les deux secondaires comme étant en parallèle et chaque diode n'aura que la moitié du courant total à supporter. De plus, pour un même diamètre de fil au secondaire on pourra débiter deux fois plus avec deux fois plus de spires.

3) Les figures 10a et 10b représentent le montage le plus employé : le pont redresseur

Ici, les diodes auront seulement la moitié du courant nominal et $V \times \sqrt{2}$ à supporter chacune (fig. 10b). La résiduelle est ici très faible et n'ayant pas à exagérer la capacité de sortie on ne mettra pas en danger les redresseurs, n'oublions pas qu'il peut se manifester des surtensions importantes à cause des effets selfiques du transformateur et qu'il vaut mieux respecter une marge appréciable de sécurité ce qui nous oblige à choisir, pour le redressement mono-alternance et va-et-vient des modèles à tension inverse très élevée (le fabricant prescrit un coefficient de sécurité d'environ trois fois).

On a intérêt à mettre en parallèle sur le condensateur de filtrage un modèle de faible valeur genre céramique pour en abaisser la résistance série en régime de variations très rapides du débit (fig. 9).

AMÉLIORATION DU FILTRAGE

Lorsqu'on veut diminuer la tension de ronflement en sortie et l'effet du condensateur sur le

temps de conduction des diodes, on peut le faire précéder d'une inductance. La figure 11 représente le montage dit « à self en tête » - C1 ne sert pas au filtrage, sa valeur étant très faible (quelques nF), mais son rôle est d'éviter d'éventuelles surtensions dues à l'inductance celle-ci devra avoir une résistance en continu très faible. L'ensemble L et C2 constitue un filtre passe-bas qui tend à éliminer tout résidu de la tension alternative d'entrée. Dans tous les cas, la tension maximale que l'on peut trouver à vide sera $V \times \sqrt{2}$ et le condensateur de sortie devra être capable de la supporter en permanence. On peut placer en parallèle sur chaque diode une capacité d'environ 10 nF de façon à protéger les diodes, à la mise en route. A ce moment, ces condensateurs 10 nF n'étant pas chargés se comporteront comme un « léger » court circuit en parallèle avec les diodes et absorberont la surintensité existante du fait de la charge de la capacité de sortie. Un condensateur de 0,1 μ F suffisamment isolé en parallèle sur le primaire du transformateur éliminera les diverses surtensions à ce niveau.

À la sortie d'un filtre à self-entête la tension chute brusquement à $\approx 0,9 V$ pour un débit très faible et reste ensuite pratiquement constante, malgré les variations de débit. Pour pallier cet inconvénient, il peut être nécessaire d'assurer, par une résistance, une charge minimale.

Le filtrage à self n'a pas que des avantages. En effet, celle-ci s'oppose à toute variation rapide du

débit, ce qui peut être gênant pour des applications autres que la basse fréquence.

RÉSISTANCE INTERNE DE L'ALIMENTATION

Du fait de la résistance du secondaire, des pertes magnétiques de l'inductance éventuelle de filtrage, de la résistance directe des diodes, une alimentation a forcément une résistance interne. La résistance « statique » qui est le rapport de la chute de tension apportée par l'ensemble divisée par le courant débité ne correspond à rien puisqu'elle varie constamment en fonction de ce même courant. Il faut donc considérer une résistance dynamique qui correspond aux variations de la tension de sortie divisées par les variations de courant qui les ont provoquées soit

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta I_s}$$

Il y a donc, aux bornes de cette résistance interne, une chute de tension qui se retranche de la tension de sortie dès que l'on demande du courant. Cette résistance interne a deux inconvénients :

- 1) Si la charge doit fonctionner sous 12 volts (exemple) et a une consommation très variable de 20 mA à 1 A, en ayant 12 V à 20 mA nous aurons beaucoup moins à 1 A (suivant la résistance interne) et la charge risque de ne pas fonctionner correctement, étant sous-alimentée.
- 2) Si nous voulons 12 volts à 1 A nous risquons de détruire le montage que nous alimentons (charge) car nous pouvons alors lui fournir

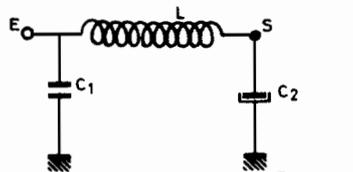


Figure:11.

Fig. 11 - Filtrage dit « self en tête » par L et C2. (C1 est là uniquement pour absorber les surtensions que pourrait engendrer L.)

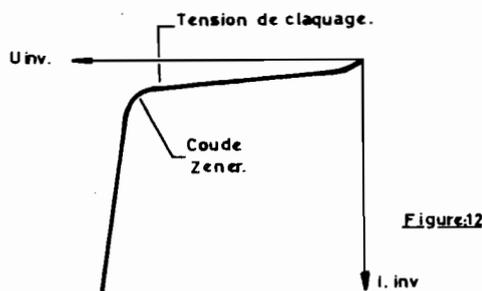


Fig. 12 - Variation du courant inverse d'une diode en fonction de la tension inverse.

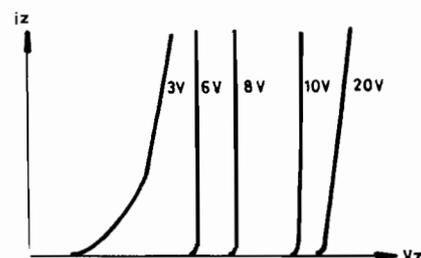


Figure:13

Fig. 13 - Comparaison des diodes zener de tensions diverses.

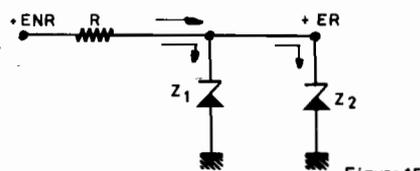


Figure:15

Fig. 15 - Mise en parallèle de diodes zener.

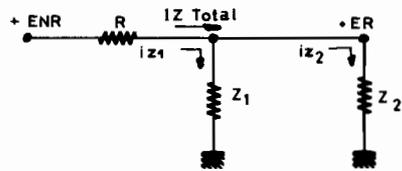


Figure:16.

Fig. 16 - Une diode zener peut être considérée comme une résistance : elle est parcourue par un courant et on relève une tension à ses bornes $R = U/I$.

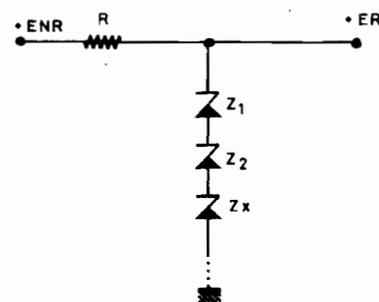


Figure:17

Fig. 17 - Mise en série de diodes zener.

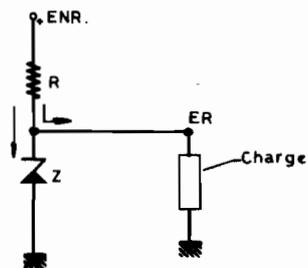


Figure:14.

Fig. 14 - Régulation par diode zener. Celle-ci absorbe le courant que n'absorbe pas la charge.

une tension d'alimentation nette supérieure à 12 volts lorsqu'il ne consomme que 20 mA. Le but des montages qui vont suivre est donc de diminuer cette résistance interne et donc de diviser le plus possible les variations de tension dues à des variations de courant demandées par la charge. En conclusion il s'agit de stabiliser la tension d'alimentation, principalement en fonction des variations de consommation en courant de la charge. Nous avons dit principalement mais avant d'aller plus loin il convient de parler de la stabilisation en fonction des variations de la tension secteur. En effet, le courant électrique fourni par l'EDF a le même défaut que notre alimentation, sa tension varie assez fortement en fonction de la consommation par les usagers et ceci d'un instant à l'autre. On peut facilement relever sur un secteur de 220 volts nominaux des variations de \pm ou $-$ 30 volts. Ces variations se retrouvent, en valeurs relatives, les mêmes après notre transformateur. Si par exemple la tension au secondaire est de 22 volts nominaux, la variation pourra être (dans l'exemple choisi) de \pm 3 volts ce qui est important et risque fort de modifier tout ou

partie du fonctionnement de la charge. On n'en parlera pas par la suite pour éviter les confusions mais il faudra toujours avoir présent à l'esprit qu'en fait si l'on raisonne sur une tension à réguler (ou stabiliser), celle-ci peut varier de \pm 15 % avec une quasi certitude. Il faudra donc en tenir compte, notamment pour la dissipation maximale des éléments et leur limite inférieure de fonctionnement. Les stabilisateurs peuvent être montés en série avec le circuit à alimenter, l'efficacité sera alors le produit de l'efficacité des régulateurs.

STABILISATION PAR DIODE ZENER

L'effet Zener existe dans toute diode, il se manifeste par une brusque augmentation du courant inverse à partir d'une certaine tension (fig. 12). Celle-ci restant stable et peu influencée par le courant inverse, en redressement, on cherche à éviter cet effet en s'arrangeant à la fabrication pour que ce phénomène n'intervienne que pour une tension la plus élevée possible. En fait, cet effet peut être utilisé dans la sta-

bilisation des tensions et les diodes zener sont conçues pour des tensions très diverses ; de plus, on a cherché à rendre la transition plus franche. Si on limite le courant dans la diode, le claquage n'est pas destructif. On s'est aperçu que la forme de la variation du claquage était différente suivant les tensions réalisées (fig. 13). L'inclinaison de la caractéristique correspond à la résistance interne de la diode, plus elle est verticale plus faible est celle-ci. Elle diminue quand le courant augmente. On voit que pour les modèles inférieurs à 6 volts, le coude n'est pas très franc (à faible courant), et la caractéristique est assez inclinée. Au-delà de 10 volts, le coude reste net mais de nouveau la caractéristique s'incline. C'est donc, pour les modèles de tensions comprises entre 6 et 10 volts que les deux conditions (coude franc et caractéristique verticale) sont réunies, leur efficacité (résistance dynamique faible) est de fait meilleure. (En fait, ceci dépend des diverses technologies et dans certains cas, on trouve des modèles à caractéristique « verticale » jusqu'à plus de 20 V alors que certains modèles compris entre 6 et 10 volts ont une caractéristique inclinée).

Définissons les caractéristiques de ces diodes :

- Tension zener

Chaque diode est définie par la tension à partir de laquelle elle devient conductrice. Elle est très variable suivant les modèles et l'on trouve des valeurs allant de quelques fractions de volt à plusieurs centaines de volts. Les tensions sont données par le fabricant avec une tolérance de -2% - 5% , etc., dont il ne faut pas oublier de tenir compte dans les évaluations ou les calculs.

- Puissance

La diode sera parcourue par un courant qu'il convient de ne pas exagérer. On définira donc une puissance maximale dissipable pour une diode donnée (exemple : 400 mW, 1 W, 4 W... 75 W, etc.).

- Coefficient de température

La tension des diodes zener est affectée d'un coefficient positif ou négatif de température, suivant les modèles de tension. Il est positif pour $V_z > 6$ V et négatif pour $V_z < 6$ V. C'est pour les diodes de ≈ 6 volts que celui-ci est le plus faible (pour un courant zener donné). Et l'on peut, par un groupement judicieux arriver à un coefficient de température

pratiquement nul pour des variations moyennes de $T^{\circ}C$.

- Courant minimal

Pour obtenir l'effet zener, il faut qu'un courant minimal circule dans la diode. Celui-ci est défini par le fabricant encore qu'il ne soit pas toujours précisé (il est presque toujours compris entre 2 et 20 mA).

- Résistance dynamique

La résistance dynamique d'une zener, qui correspond à l'efficacité de la stabilisation, est le rapport

$$\frac{\Delta U}{\Delta I}$$

c'est-à-dire le rapport qui existe entre les variations de la tension zener et les variations du courant zener qui les a provoquées. Elle dépend de l'inclinaison de la caractéristique (fig. 12). Partons d'un modèle à 8 volts. Nous avons parlé d'un courant minimal et d'un courant maximal (ou plutôt d'une dissipation maximale, ce qui revient au même), notre diode va donc se monter avec une résistance en série (fig. 14) (en fait il faudrait l'alimenter par un courant constant). ENR est la source non stabilisée et ER la sortie stabilisée. Sachant que, pour un modèle donné le fabricant recommande $i_{\text{minimal}} = 10 \text{ mA}$ et que la puissance maximale est de 1 W nous pouvons fixer un courant pour la zener (modèle de 8 V). Lorsqu'on est à vide en sortie cela ne pose pas de problème, on pourra choisir, pratiquement le courant minimal. Mais lorsqu'on débite sur ER le courant IZ sera insuffisant pour maintenir une tension stable en ER. Pour évaluer R il faut donc connaître le débit maximal demandé par la charge.

Évaluons celui-ci à 90 mA, il devra circuler dans la résistance, au maximum $I_{\text{charge}} + I_z$ c'est-à-dire ici 100 mA. On connaîtra donc $R = U_r / I_r$.

Si ENR = 28 volts, $U_r = \text{ENR} - U_z = 20 \text{ volts}$, $I_r = 100 \text{ mA}$:

$$R = \frac{20 \text{ (volts)}}{100 \text{ (mA)}} = 200 \Omega$$

R devra dissiper $P = U_r \cdot I_r = 20 \text{ (volts)} \cdot 100 \text{ (mA)} = 2 \text{ W}$.

On choisira donc un modèle bobiné de dissipation supérieure par mesure de sécurité.

Que devra dissiper la diode zener :

- La sortie chargée (par 90 mA) $P_z = U_z \cdot I_z = 8 \text{ (volts)} \cdot 10 \text{ (mA)} = 80 \text{ mW}$ ce qui est très raisonnable

- La sortie à vide : dans ce cas tout le courant de R passe dans Z et P_z devient $= U_z \cdot I_z$ soit $8 \text{ (volts)} \cdot 100 \text{ (mA)}$ soit 800 mW soit presque la puissance maximale qui est donnée en considérant un refroidissement énorme, pour ne pas dire impossible dans la pratique. Il faut donc considérer que dans ces conditions la diode chauffe déjà sérieusement on aura donc intérêt à utiliser, toujours par mesure de sécurité, un modèle de dissipation supérieure. Nous avons eu un peu tort de choisir comme courant zener le courant minimal permis, car les dispersions peuvent être telles que nous pourrions, à débit très élevé en sortie, avoir un mauvais fonctionnement de celle-ci (I_z risquant d'être légèrement insuffisant). Il faudra donc choisir I_z plus élevé par exemple : 20 mA et vérifier que dans tous les cas la dissipation des éléments n'est pas dépassé (ne pas oublier que la tension secteur varie). De plus, au

voisinage du coude de zener (c'est-à-dire pour un courant zener très près du courant minimal), on constate un bruit important superposé à la tension continue. Nous verrons qu'il peut être notablement diminué. (Le bruit est une tension alternative aléatoire qui couvre une grande bande de fréquences, audibles, notamment.)

MISE EN PARALLÈLE DE DIODES ZENER

Dans notre cas, nous avons constaté que le modèle choisi, précédemment (1W) était un peu faible quant à la dissipation maximale, surtout si nous augmentions I_z . On pourrait donc penser à en mettre deux en parallèle (fig. 14). Ce procédé est à éviter de façon catégorique pour la raison suivante : même si ces diodes sont à tolérance très étroite (1 % par exemple) elles n'auront pas une résistance équivalente totalement identique (fig. 16) et il circulera un courant plus important dans la diode qui aura une résistance équivalente plus faible. Sa dissipation excessive augmentera considérablement sa température, ce qui aura pour conséquence de diminuer encore sa résistance équivalente, donc augmenter sa dissipation. Par voie de fait il s'ensuit une avalanche thermique qui la détruira très rapidement, l'autre la suivant très rapidement.

Ce montage conduit donc à un fonctionnement instable et il vaut mieux rechercher un modèle supérieur. On pourrait penser à mettre en série avec chaque diode une résistance d'équilibrage des courants, mais pour être efficace sa valeur deviendrait trop importan-

te et augmenterait la résistance dynamique des zener, à tel point qu'on pourrait les considérer comme (presque) inutiles.

MISE EN SÉRIE DE DIODES ZENER

On peut avoir besoin de tensions élevées et vouloir bénéficier de la faible résistance dynamique et du coefficient de température des modèles de faible tension. On mettra donc des zener en série en tenant compte de la dissipation maximale de chaque diode, si elles sont de tension nominale et de puissance différentes.

Exemple :

Soit à alimenter un montage sous 32 volts (fig. 17). Quelles diodes choisir ? Par exemple 4 diodes de 8 volts en série. Dans ce cas si elles sont identiques (en tension et en puissance), il suffit de tenir compte de la dissipation d'une zener. Supposons que la tension désirée atteigne 44 volts nous serions alors conduits à un nombre de diodes trop élevé et de plus la résistance dynamique équivalente de l'ensemble risque d'être supérieure à celle d'une zener de 44 volts. Il vaut mieux prendre des modèles plus élevés sans trop exagérer, par exemple : 3 diodes de 12 volts et 1 diode de 8 volts (fig. 18). Le courant dans l'ensemble des diodes étant le même, leur dissipation propre va être très différente. Par exemple, si on choisit 100 mA pour I_z , la zener de 8 volts dissipera à vide : $8 \text{ (volts)} \times 100 \text{ (mA)}$ soit 800 mW alors que les diodes de 12 volts dissiperont chacune $12 \text{ (volts)} \times 100 \text{ (mA)} = 1,2 \text{ W}$. Si elles sont toutes de 1W on voit de suite ce qui peut se passer si l'on avait seulement tenu compte de la dissipa-

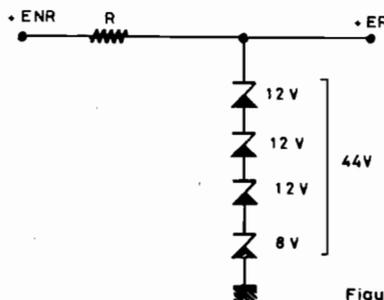


Fig. 18 - Il faut considérer la dissipation de la diode ayant la tension nominale la plus élevée.

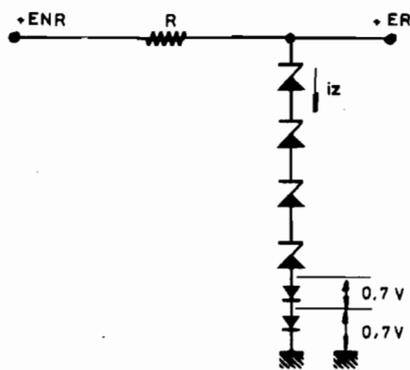


Figure:19

Fig. 19 - La tolérance des diodes zener fait qu'on risque, par la mise en série de ces éléments, d'obtenir une tension totale quelque peu différente de celle envisagée. On peut pallier cet inconvénient en ajoutant, en série avec l'ensemble, un certain nombre de diodes normales (polarisées en direct) si l'on a pris la précaution d'obtenir avec les zeners seules une tension inférieure à celle envisagée.

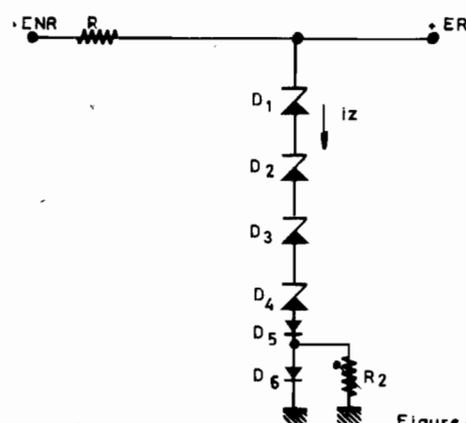


Figure:20

Fig. 20 - Ajustage fin de la tension de sortie.

tion de celle de 8 volts. Donc dans un montage comme celui-là on doit tenir compte de la dissipation de la diode dont la tension zener est la plus élevée si elles sont toutes de même puissance. Pour une compensation correcte en température on aurait eu intérêt à placer en série : 2 diodes de 6 volts dont le coefficient de température est négligeable, 1 diode de 20 volts dont le coefficient est positif et 3 diodes de 4 volts dont le coefficient est négatif. Mais alors la résistance dynamique totale s'élève. Il peut arriver que la mise en série de nombreuses diodes conduise, à cause des tolérances sur la tension, à une tension totale qui soit assez différente de celle prévue. Si cela est gênant, et qu'on ne dispose pas de nombreuses diodes de même tension nominale, arrangeons-nous pour que ER (tension totale) soit plutôt inférieure à la valeur souhaitée et connectons en série des diodes normales en direct. Celles-ci ajouteront à ER 0,7 volts par élément supplémentaire et on en mettra à concurrence de la valeur choisie pour ER ; de ce fait ER n'en diffèrera que de très peu (fig. 19). Sans nous étendre trop sur cela, on peut également signaler que ces diodes compenseront souvent en partie l'effet du coefficient de température de certaines zener (modèle > 6 V). Si l'on désire une précision plus grande sur la tension de sortie on peut utiliser le montage de la figure 20, R2 aura une valeur maximale assez supérieure à la résistance directe de la diode, cela afin de pouvoir ajouter par D6 pratiquement 0,7 volts quand R2 est au maximum de sa valeur.

La résistance de D6 peut être considérée comme valant $0,7/I_z$. Sa dissipation maximale devra être suffisante pour qu'à sa valeur de réglage définitif, elle supporte le produit de la chute de tension à ses bornes (dans tous les cas inférieur à 0,7 volts) par le courant I_z qui ne passe pas dans D6. Pour le

calcul, il suffit de considérer, à l'extrême, que D6 n'existe pas et que $I_{rz} = I_z$ on aura ainsi une marge de sécurité suffisante. Dans le cas où $I_z = 20$ mA (la sortie étant en charge, par exemple) la résistance devra dissiper au maximum $0,7 \text{ volts} \times 20 \text{ mA}$ soit 14 mW.

Avec $I_z = 200$ mA (la sortie étant à vide, par exemple) la résistance devra dissiper 140 mW. Ayant très rarement à faire passer un courant zener aussi important, un potentiomètre linéaire d'1/4 W suffirait largement. L'élément régulateur, la diode zener, étant disposée en parallèle avec la charge, on parle de régulation (ou stabilisation) shunt.

RÉGULATEURS SHUNT À TRANSISTORS

Dans tout montage shunt, le régulateur absorbant le courant que la charge ne consomme pas, dissipe au maximum lorsque la sortie est à vide. La diode zener ayant un coefficient de température appréciable, il vaut mieux que celle-ci chauffe le moins possible, l'utilisation d'un modèle de forte puissance est donc déconseillé. Il vaut mieux utiliser conjointement un transistor dont le gain en courant augmentera le débit possible en sortie. Le montage de la figure 21 représente un régulateur de ce type avec transistor de puissance PNP. R joue le même rôle que dans les schémas précédents et l'ensemble du montage est équivalent à une zener de très forte dissipation. Le tout fonctionne de la façon suivante : la zener maintient la base de T1 à un potentiel voisin de celui de sortie. Dès que l'émetteur de T1, qui est un PNP, se trouve légèrement positif par rapport à sa base, celui-ci devient conducteur. R limite le courant de sortie et rappelons-le, R permet un courant minimal dans la zener. Si l'on ne dispose pas de PNP de puissance on peut modifier le schéma suivant la fi-

gure 22 où l'ensemble T1-T2 est équivalent à un PNP de puissance dont on peut considérer le gain égal au produit des gains de T1 et T2. La figure 23 représente le montage avec un NPN de puissance. Nous raisonnerons sur ce montage car il est plus facile de parler en tensions positives.

Supposons : a) La tension de sortie tend à augmenter, comme VZ est fixe, VR2 augmente, donc la base de T1 devient plus positive et celui-ci conduisant plus fort fait diminuer la tension de sortie. b) La tension de sortie tend à diminuer, comme VZ est fixe, VR2 diminue, donc la base de T1 devient moins positive et celui-ci conduisant moins la tension de sortie remonte. S'il est nécessaire de réguler des courants plus importants, où si le gain du transistor est trop faible, on peut monter 2 transistors en configuration Darlington (fig. 24) comme pour la figure 22 le gain total en courant est sensiblement égal au produit des gains des deux transistors soit $\beta \text{ total} = \beta T1 \cdot \beta T2$. On constate que dans un régulateur shunt, la partie « électronique » n'a rien à craindre d'un court-circuit en sortie ER puisque dans ce cas la dissipation de cette section sera réduite à zéro, seule la résistance R devra dissiper toute la puissance et il suffit qu'elle en soit capable (ainsi que l'alimentation non régulée située en amont : transformateur, redresseur).

RÉGULATEURS « SÉRIE »

Il peut être gênant de dissiper inutilement de la puissance dans un régulateur au repos, c'est pourquoi on réalise les régulateurs série qui dissipent une puissance en rapport direct avec le courant débité en sortie (ils ont donc un rendement plus élevé). Ces régulateurs « série » ne sont pas automatiquement protégés contre les court-circuits. Examinons le schéma de la figure 25. Une source de tension constante

(R1 et Z) alimente la base d'un transistor monté en collecteur commun. En effet, le collecteur est relié au + alimentation non régulée et l'on recueille la tension de sortie à basse « impédance » sur la résistance d'émetteur qui n'est autre que la charge elle-même. (En fait, il faut un « minimum » de charge pour polariser l'émetteur, sinon la chute de tension émetteur-base sera inférieure à 0,6 ou 0,7 V, ce qui fait que l'on trouverait une tension à vide assez supérieure à celle à faible charge, défaut que l'on pourrait imputer au système de stabilisation lui-même.) T1 fournit donc un gain en courant et l'on pourra débiter en sortie β fois le courant de charge de la zener seule. (Attention β ou gain en courant du transistor, n'est valable que pour un courant de collecteur donné et diminue sérieusement aux fortes valeurs.) Quelles tensions choisir pour la tension d'entrée (ENR) et la tension zener ? Premièrement, la tension de sortie sera inférieure à la tension zener, de la chute de tension de la « diode » émetteur, base du transistor soit $\approx 0,6$ volt, pour du silicium. Deuxièmement, on ne peut choisir la tension zener égale à la tension non régulée (ENR) car il nous faut une réserve de tension disponible aux bornes du transistor lorsque la tension de sortie tend à baisser quand on débite. Le transistor est donc ici utilisé comme une résistance variable commandée par la différence entre la tension de référence donnée par la zener et la tension de sortie ER. Le transistor régulateur, ou ballast devra dissiper une puissance égale au produit de la tension à ses bornes (émetteur-collecteur) par le courant consommé en sortie (fig. 26).

On peut très facilement obtenir une tension de sortie variable de zéro à la tension zener (à - 0,6 volt près) avec le montage très simple de la figure 27. Il faut que le potentiomètre ait une résis-

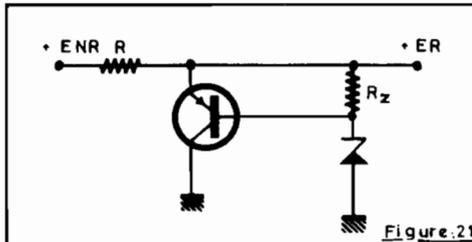


Figure 21

Fig. 21 - Stabilisateur shunt de puissance avec PNP.

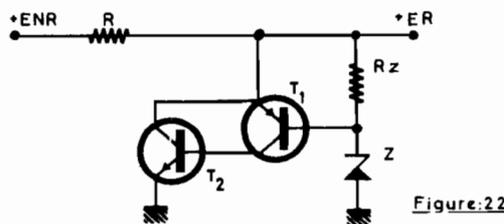


Figure 22

Fig. 22 - Stabilisateur shunt de puissance avec zener de très faible dissipation (PNP-NPN).

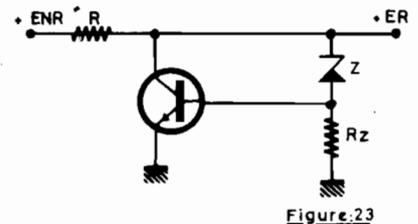


Figure 23

Fig. 23 - Version NPN de la figure 20.

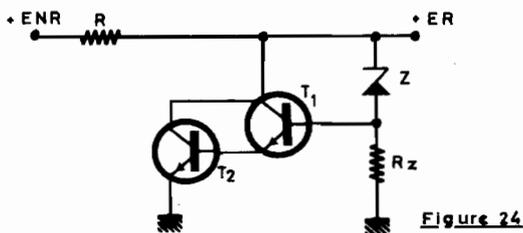


Fig. 24 - Version NPN-NPN de la figure 21.

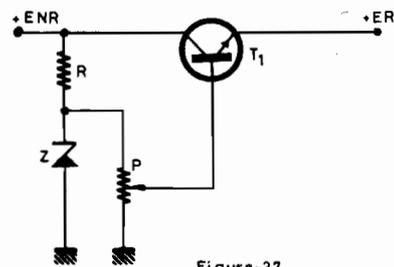


Figure 27

Fig. 27 - Obtention d'une tension de sortie réglable depuis zéro.

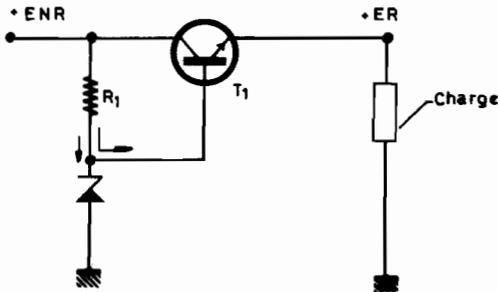


Figure 25

Fig. 25 - Stabilisateur série simple. (Pour un fonctionnement correct, il faut une charge minimale afin de polariser l'émetteur du ballast.)

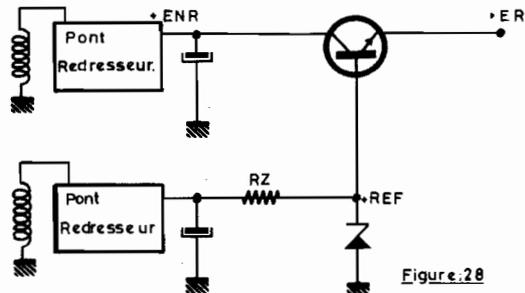


Figure 28

Fig. 28 - En alimentant séparément la zener, on obtient une stabilisation très supérieure car les variations de + ENR dues à la charge n'affectent pas la référence, au point de vue tension et filtrage.

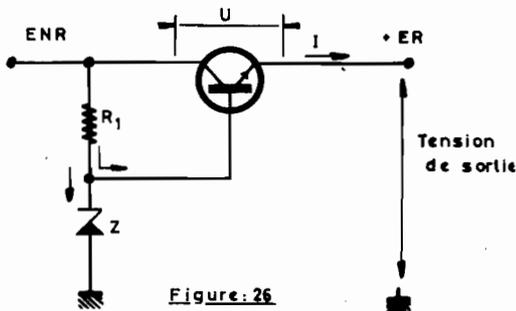


Figure 26

Fig. 26 - Mise en évidence d'une dissipation du ballast $P \approx U \cdot I$.

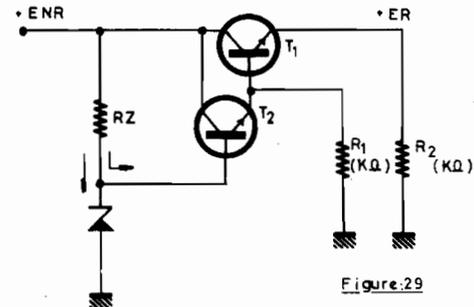


Figure 29

Fig. 29 - Utilisation du Darlington. (R1 et R2 servent à polariser les émetteurs de T1 et T2 quand la sortie est à vide.)

tance suffisamment élevée afin de ne pas perturber la diode zener et pas trop afin de pouvoir fournir le courant base du transistor. On pourrait utiliser, et cela se fait, une source de référence séparée fournie par un autre enroulement de transformateur ou mieux un autre transformateur. Cela contribuerait à donner une référence indépendante des variations de ENR dues à la charge (fig. 28). On peut utiliser à cet effet, un petit transformateur supplémentaire, ce qui augmentera encore l'indépendance de la référence. Comme pour les montages précédents, si le gain en courant du ballast est trop faible, on risque de trop consommer sur la zener et d'abaisser ainsi la référence aux consommations élevées de la charge, ce qui aura pour effet d'abaisser la tension de sortie. On

utilisera donc la configuration Darlington, T2 n'aura besoin que de supporter le courant base de T1 comme courant d'émetteur et consommera $\beta T2$ fois moins sur la zener. Dans ce montage (fig. 29) on devra encore retrancher les tensions base-émetteur en série des 2 transistors, de la tension zener pour connaître la tension de sortie soit: $VZ - (V_{be} T1 + V_{be} T2) \approx ER$. R1 et R2 servent à polariser les émetteurs de T1 et T2 en absence de charge pour le motif expliqué plus haut.

DISSIPATION DES TRANSISTORS

Pour T1, celui-ci ayant à ses bornes la chute de tensions ENR-ER (et ENR en totalité si la sortie est mise en court-circuit) devra

supporter $W = (ENR-ER)I$, I étant le courant maximal que l'on fera débiter à l'alimentation sous ENR-ER. Pour T2, celui-ci ayant à ses bornes la chute de tension $ENR - (ER + V_{be} T1)$ soit $\approx ENR-ER$ puisque V_{be} est faible ($\approx 0,6$ volt). La puissance $W = UI$ dissipée sera $(ENR-ER)i$, i étant le courant de base de

$$T1 \approx \frac{I}{\beta T1}$$

On voit qu'il s'agira le plus souvent d'un modèle de petite puissance.

T1 et T2 devront être capables de supporter entre émetteur et collecteur au moins ENR si la sortie est en court-circuit.

PRÉCAUTIONS À PRENDRE

Du fait du grand gain de l'en-

semble, on a intérêt à placer diverses capacités dans le montage afin d'empêcher tout risque d'accrochage (entrée en oscillation) (fig. 30). Un condensateur de quelques nF à quelques μF en parallèle sur la diode zener afin de diminuer son bruit propre, le ronflement résiduel de l'alimentation non régulée et rendre plus stable la référence lors de variations très rapides de la consommation. Le condensateur sert alors de « réservoir » et compense ces variations (fig. 31). Pour parfaire l'ensemble, on mettra en sortie un condensateur de valeur importante.

RÉALISATION PRATIQUE

— Le montage de la figure 29 a été réalisé. On a utilisé comme

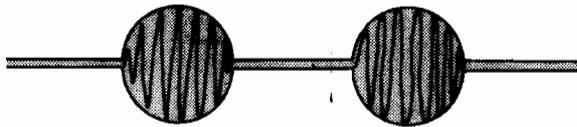


Figure 30

Fig. 30 - Entrée en oscillation d'une alimentation (accrochage).

Fig. 31 - Élimination du ronflement sur la zener, et stabilisation de la référence lors d'appels importants de courant en un temps faible.

Fig. 32 - Circuit imprimé de la réalisation pratique de la figure 29.

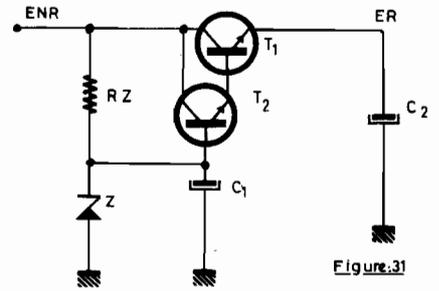
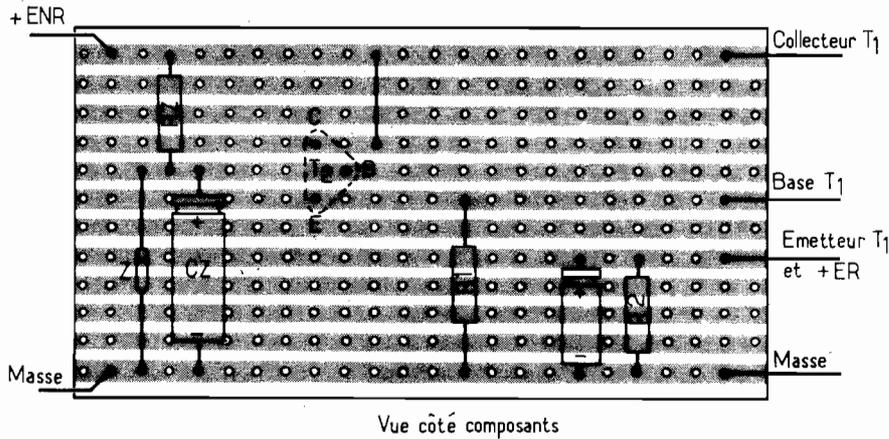


Figure 31



Vue côté composants

pour toutes les applications qui suivront un classique transformateur donnant environ 24 volts à vide au secondaire.

Pour donner un aperçu de ses performances nous avons fait débiter ENR réalisé comme sur la figure 10a ou b avec $C1 \approx 3000 \mu F$.

Les résultats sont les suivants : à vide, environ 35 volts à 1A, environ 30 volts à 1,3A, environ 29 volts à 2,5A, environ 25 volts soit une résistance interne de l'ensemble comprise entre 4 et 5 Ω . Ce sera une valeur maximale et on aura intérêt à utiliser un modèle de transformateur plus conséquent. Comme il faut un minimum de quelques volts aux bornes du ballast pour que son action soit efficace, on voit qu'avec le transformateur choisi, il est difficile d'obtenir ER supérieure à 25 V pour une bonne régulation.

On a utilisé une zener de 9,1 V dont nous disposons (400 mW) et nous verrons, aux mesures les influences de sa valeur sur la tension de sortie. Enfin, les transistors sont dans la mesure du possible toujours les mêmes et de modèles très courants.

— R1 et R2 ont été déterminées expérimentalement, de façon à ce que ER varie très peu à vide et avec une faible charge de quelques dizaines de mA. On a déter-

miné R1 et R2 entre 2 k Ω et 5 k Ω environ.

Gain des transistors

Les constructeurs donnent un gain minimal de 20 pour 4A de courant collecteur pour T1 qui est un 2N3055. Pour T2 qui est un 2N1613, 40 pour 150 mA de collecteur.

L'expérience montre qu'il vaut mieux baser ses calculs sur ces valeurs minimales, surtout pour T1.

Si l'on veut débiter 2A en sortie, le courant maximal de base de T1 sera donc de

$$\frac{2A}{20} = 100 \text{ mA}$$

et celui de T2 de

$$\frac{100 \text{ mA}}{40} = 2,5 \text{ mA}$$

Dans la pratique ces courants peuvent être plusieurs fois inférieurs, surtout si l'on utilise des transistors à gain plus élevé (2N2219, 2N1711, etc.).

Dissipation des transistors

La dissipation de T1 sera au maximum de ($\approx 25 \text{ V} - \approx 9,1 \text{ V}$) x 2A $\approx 32 \text{ W}$, ce qui demande un radiateur assez efficace (25 V est la valeur de ENR lors d'un gros débit).

T2 dissipera moins de ($\approx 25 \text{ V} - \approx 9,1 \text{ V}$) x $\approx 100 \text{ mA} \approx 1,6 \text{ watt}$. Il demandera donc une ailette de refroidissement à hautes performances.

Valeur de RZ

Puisque la base de T2 peut consommer jusqu'à 2,5 mA sur la référence, il importe que le courant dans celle-ci soit très largement supérieur à cette valeur si l'on veut voir sa tension rester stable. D'autre part, il faut rester loin de sa dissipation maximale. Nous avons opté pour un courant zener de 20 mA - R2 devra passer $\approx 22,5 \text{ mA}$ au maximum. Sa valeur minimale sera donc

$$\frac{35 \text{ V} - 9,1 \text{ V}}{22,5 \text{ mA}} \approx 1 \text{ k}\Omega$$

Dans la pratique on pourra facilement doubler R2 car le gain de T1 - T2 est souvent supérieur (en particulier pour T2). Les mesures ont donné pour R2 = 2,2 k Ω :

$I_{b2} = 800 \mu A$ avec 2A en ER
ER = 8 V (chutes de tension émetteur-base de T1 et T2)

Chute de tension en charge 2A : 0,4 V avec ronflement $\approx 50 \text{ mV}$ ($Cz = 100 \mu F$, $C2 = 1000 \mu F$). Le circuit « imprimé » est donné en figure 32.

A titre indicatif, nous donnons le gain minimal en fonction du courant collecteur, la tension maximale émetteur-collecteur et la dissipation avec un radiateur de grandes performances de quelques transistors de types très courants.

M. MOURIER
(à suivre)

| Type | Transistor | Gain mini | Courant collecteur correspondant | Tension maxi collecteur-émetteur | Dissipation maximale (radiateur infini) |
|------|------------|-----------|----------------------------------|----------------------------------|---|
| NPN | 2N1613 | 40 | 150 mA | 50 V | 3 W |
| NPN | 2N1711 | 100 | 150 mA | 50 V | 3 W |
| NPN | 2N2218 | 40 | 150 mA | 30 V | 3 W |
| NPN | 2N2219 | 100 | 150 mA | 30 V | 3 W |
| NPN | 2N2222 | 100 | 150 mA | 30 V | 10,8 W |
| NPN | 2N3055 | 20 | 4 A | 60 V | 115 W |
| PNP | 2N2904 | 40 | 150 mA | 40 V | 3 W |
| PNP | 2N2905 | 100 | 150 mA | 40 V | 3 W |
| PNP | 2N2907 | 100 | 150 mA | 40 V | 1,8 W |

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° 1469 - Fig. 10a : Ce n'est pas un condensateur polarisé, mais un élément de faible valeur.

P. 200 - 2^e colonne, 4^e ligne : Au lieu de R_2 , lire R_z permet un courant...

3^e colonne - 12^e et 17^e lignes : Au lieu de VR_2 lire VR_z .

P. 202 - 4^e colonne, 11^e et 19^e lignes : Au lieu de R_2 lire R_z . Dans le tableau, pour le 2N222, lire 1,8 W au lieu de 10,8 W.