

# Une alimentation « au poids » devenue de qualité OM Radioamateur

## 1. Introduction

Dans nos multiples activités de radioamateur, il arrive bien un jour où nous avons besoin d'alimenter une station émettrice-réceptrice ou un module amplificateur radiofréquence à partir d'une source de tension de 13,8 Volts. C'est le cas par exemple pour faire fonctionner en station fixe un *transceiver* prévu au départ pour une station mobile alimentée par la batterie d'un véhicule automobile.

Dans l'esprit OM Radioamateur, nous essayons de faire le maximum à petit prix grâce à notre expérience et savoir-faire. Nous vous proposons ainsi un partage d'expérience du dépannage d'une alimentation linéaire régulée de 13,8 V 30 A Elix modèle M10-300-A30, ensuite la description de quelques améliorations de celle-ci, enfin quelques tests de cette alimentation sur une charge électronique avec quelques clichés d'oscillogrammes révélant les performances du filtrage et de la régulation de l'alimentation.

## 2. Description de l'alimentation 13,8 V

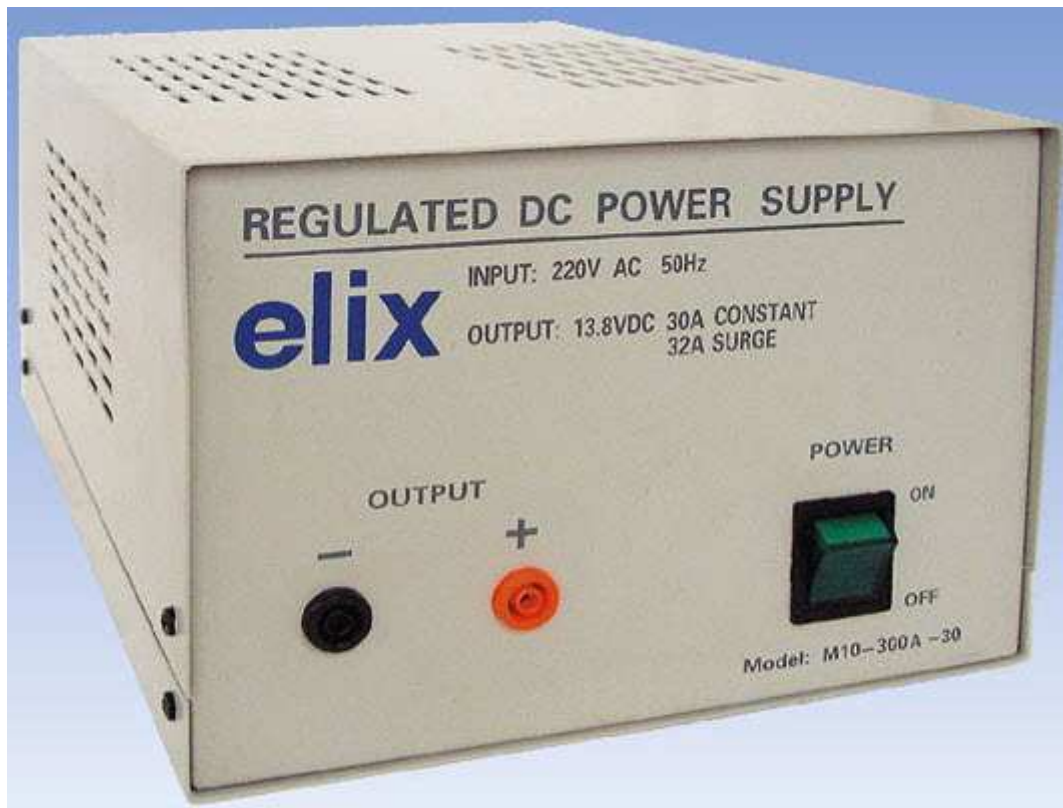


Fig. 1 : Alimentation régulée 13,8 V 30 A Elix, modèle M10-300A-30 (avant dépannage et amélioration de celle-ci).

Il s'agit d'une alimentation linéaire régulée qui est constituée d'un volumineux transformateur abaisseur de tension, d'un redresseur à diodes de puissance, d'un filtrage des ondulations résiduelles de redressement par des condensateurs électrolytiques, d'une carte électronique de régulation qui pilote un groupe de transistors de puissance associés en parallèle et dont le groupe de ceux-ci est monté en série entre la sortie du redresseur et la sortie de tension régulée de l'alimentation. Le poids de l'alimentation est de 8 kg. Il s'agit donc d'un équipement robuste et d'un prix abordable, bref, une alimentation « au poids » ; ceci n'est pas péjoratif.

On peut repérer les éléments constitutifs de l'alimentation dans le schéma ci-dessous.

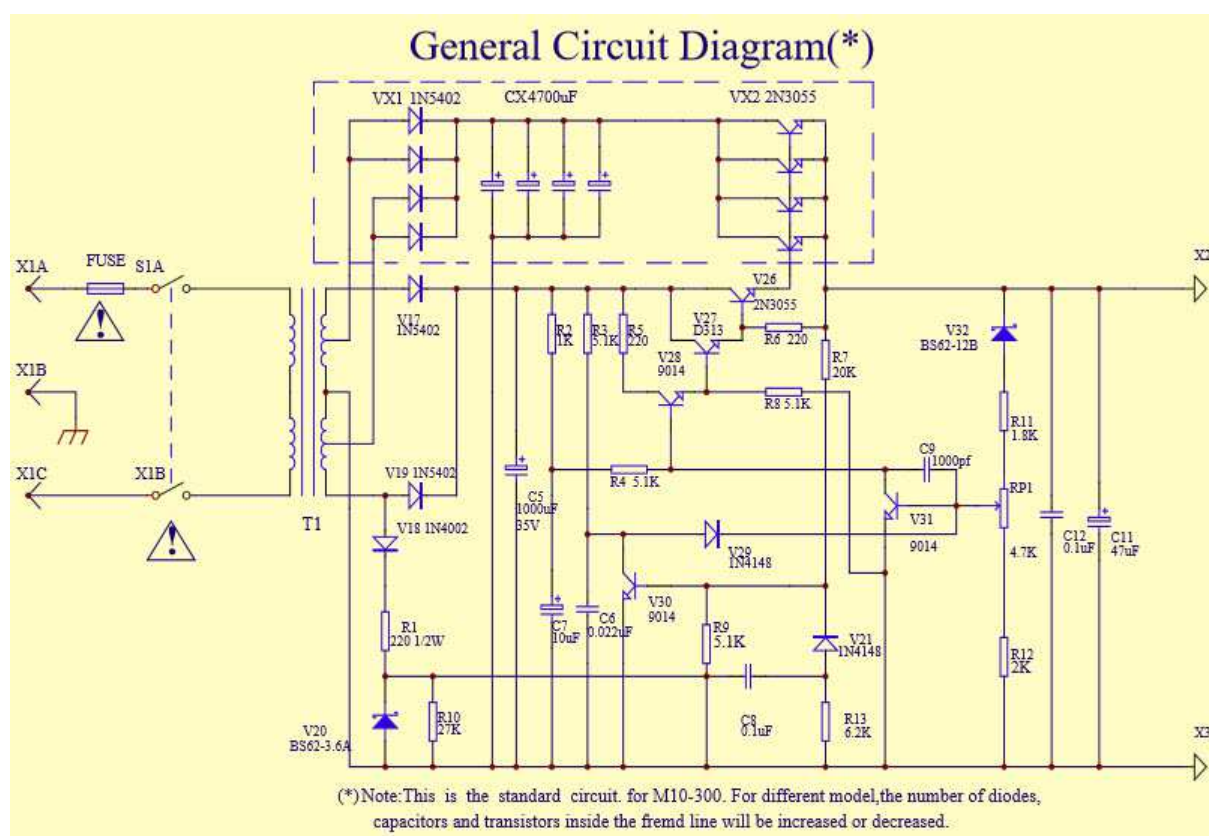


Fig. 2 : Schéma électronique de l'alimentation régulée 13,8 V 30 A Elix, modèle M10-300A-30.

Le redressement est du type double alternance avec un secondaire du transformateur à point milieu. Plusieurs diodes du redresseur principal sont associées en parallèle afin de permettre le redressement d'un courant de forte intensité (30 A), cela au moyen de diodes modestes supportant un courant maximum de 5 A chacune. Un redresseur auxiliaire à double alternance et à point milieu du secondaire transfo permet d'obtenir une alimentation de tension légèrement supérieure à celle du redresseur principal afin de piloter avec une tension suffisante les étages intermédiaires à transistors (*driver*) précédant les transistors de puissance.

Sans trop rentrer dans les détails, la régulation est constituée de composants discrets (aucun circuit intégré) et consiste à comparer une fraction de la tension de sortie par rapport à une référence de tension (diode Zéner). Le résultat de la comparaison de ces deux tensions (appelé signal d'erreur en systèmes asservis) permet de piloter les transistors de puissance de façon à obtenir une tension rigoureusement constante à la sortie de l'alimentation quelle que soit l'intensité du courant qui est absorbé par la charge placée aux bornes de cette alimentation.

**Remarque importante :** la tension redressée et filtrée avant régulation est de 25 V, ce qui permet à la régulation de travailler dans une large plage dynamique entre le fonctionnement à vide et celui à pleine charge. Mais une tension aussi élevée (25 V) avant régulation comporte un certain risque pour les appareils que l'on raccorde à la sortie de l'alimentation. En effet, si les transistors de puissance viennent à défaillir (généralement en court-circuit), on retrouve la pleine tension de 25 V en sortie de l'alimentation à la place de la tension nominale de 13,8 V. Ainsi, on risque de détériorer toute une station de radioamateur à cause d'une surtension permanente pour laquelle les appareils radiofréquences ne sont pas prévus.

On remarque donc que cette alimentation n'est pas équipée d'un dispositif de protection contre les surtensions. Comme nous le verrons par la suite, l'adjonction d'un dispositif de protection contre les surtensions constituera une amélioration majeure qui sera apportée à cette alimentation pour qu'elle devienne de qualité OM Radioamateur.

### 3. Dépannage de l'alimentation

Lors de la mise sous tension, la différence de potentiel aux bornes de l'alimentation est de 25 V à la place de 13,8 V. Il est donc plus que probable que les transistors de puissance soient défectueux et en court-circuit. Comme les transistors de puissance sont associés entre eux en parallèle, il suffit d'un seul transistor défectueux pour manifester la présence d'un court-circuit. Tous les transistors de puissance ont été démontés de l'alimentation et ont été testés un par un au moyen d'un petit appareil testeur de composants semi-conducteurs. Résultats : deux transistors sont en court-circuit collecteur-émetteur, deux autres sont défectueux (gain anormalement faible), les quelques autres sont bons.



Fig. 3 : Test d'un transistor de puissance au moyen d'un appareil testeur de semi-conducteurs.

Lorsque des transistors de puissance sont associés en parallèle, il y a lieu que les gains ( $h_{FE}$  ou  $\beta$ ) des transistors aient des valeurs peu dispersées. En effet, la conduction d'un transistor peut être plus élevée que celle d'un autre en fonction du gain de celui-ci. Cela peut se manifester par un courant plus élevé dans ce transistor particulier par rapport au courant qui traverse les autres transistors. Cette situation peut entraîner la destruction d'un transistor par un phénomène d'emballement thermique. On remarquera dans le schéma l'absence de résistances de stabilisation thermique de quelques dixièmes d'Ohm en série avec la connexion d'émetteur de chaque transistor de puissance. Il est donc recommandé de choisir un lot de transistors dont les gains sont les plus proches possibles les uns des autres.



Dans nos fonds de tiroirs, nous avons parfois quelques kilogrammes (hi 3x) de transistors de puissance passe-partout comme ces bons vieux et indétrônables 2N3055.



Fig. 4 : Transistor de puissance 2N3055, le gain en courant ( $h_{FE}$ ) est noté sur le boîtier (ici : gain de 20).

Avec un peu de patience, il suffit de les trier et de noter le gain de chaque transistor. On choisira parmi le stock de transistors disponibles au fond de notre tiroir, un groupe de transistors dont les gains sont les plus proches les uns des autres.

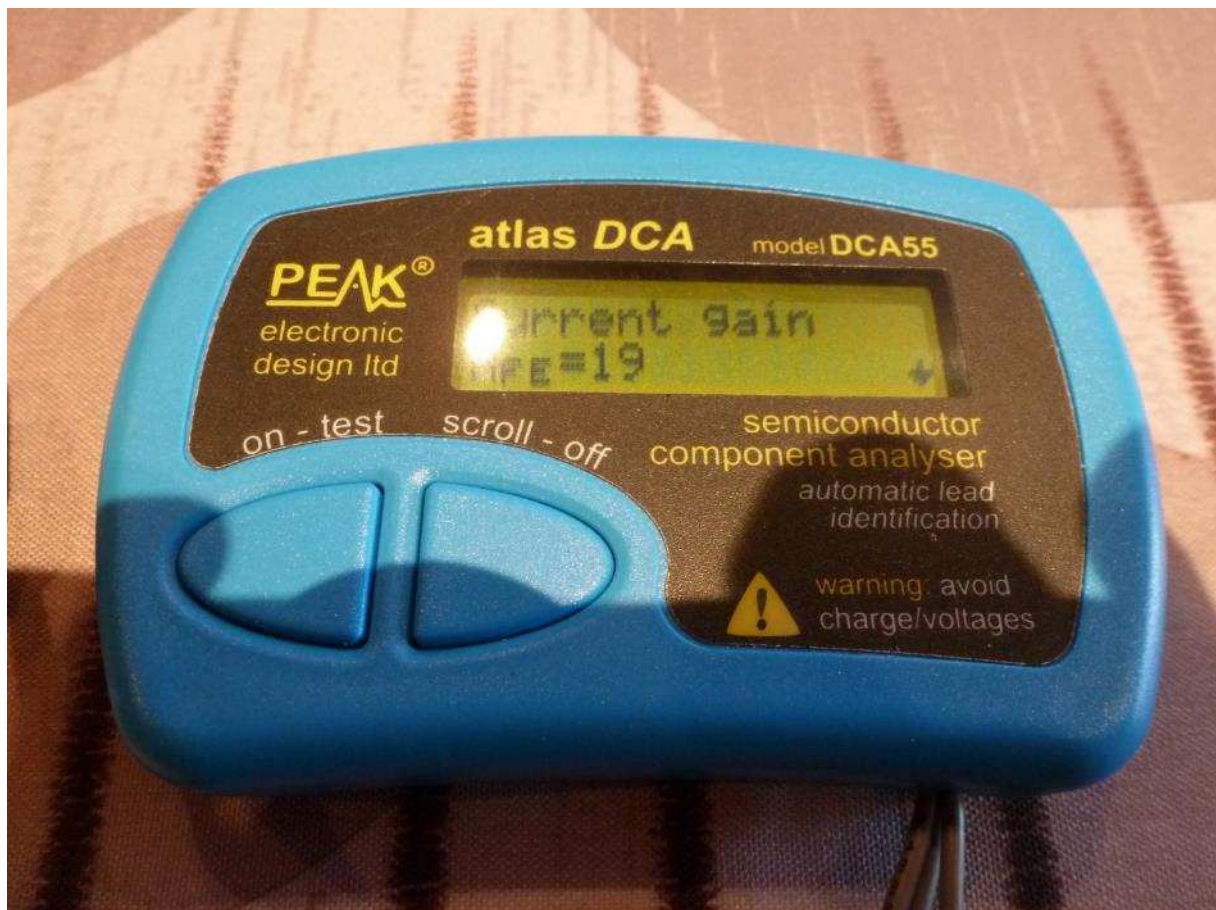


Fig. 5 : Mesure du gain en courant ( $h_{FE}$ ) d'un transistor de puissance (ici : gain de 19).

## 4. Améliorations de l'alimentation

### 4.1. 1<sup>ère</sup> amélioration

Les transistors de puissance sont montés sur un dissipateur (refroidisseur). C'est le cas pour notre alimentation, en revanche, nous avons constaté qu'il n'y avait pas à l'origine la moindre trace de compound thermo-conducteur à l'interface du boîtier des transistors et de la surface du dissipateur. Sans compound, le contact thermique entre le transistor et le dissipateur risque d'être précaire dès le montage à l'origine. Ainsi, un transistor peut subir une élévation anormale de température s'il n'y a qu'un faible contact thermique avec le dissipateur et dès lors entraîner la défaillance de ce transistor. Chaque transistor de puissance a donc été parcimonieusement enduit de compound thermo-conducteur avant remontage sur le dissipateur.

### 4.2. 2<sup>ème</sup> amélioration

Comme il n'y a pas d'isolant entre les transistors de puissance et le dissipateur, ce dernier est au potentiel de 25 V. Nous avons été avertis, grâce à l'expérience d'un autre OM Radioamateur, que le bloc dissipateur est trop proche de la tôle souple du boîtier métallique de l'alimentation. Le boîtier étant relié au potentiel de la masse, un court-circuit entre le dissipateur et le boîtier peut devenir fatal pour les composants de l'alimentation. Ainsi, quelques cales en bois collées à l'époxy entre le dissipateur et le boîtier permettent d'éviter un court-circuit accidentel dans le futur.

### 4.3. 3<sup>ème</sup> amélioration

Il n'y a pas de témoin lumineux d'origine pour signaler la mise sous tension ou hors tension de l'alimentation. Une LED a donc été montée sur un support en face avant avec une résistance série calculée pour admettre un courant usuel de 10 mA au travers de la LED à partir de la source de tension en amont de la régulation.

### 4.4. 4<sup>ème</sup> amélioration

Bien que l'alimentation délivre une tension fixe de 13,8 V, nous avons rajouté un petit galvanomètre analogique, voltmètre gradué de 0 à 15 V. Cela permet à l'opérateur de vérifier à tout moment que l'alimentation délivre bien la tension nominale de 13,8 V.

### 4.5. 5<sup>ème</sup> amélioration

Pour permettre la lecture du courant absorbé par l'appareil raccordé sur l'alimentation, nous avons rajouté un deuxième petit galvanomètre analogique, ampèremètre gradué de 0 à 50 A. Pour des courants de cet ordre de grandeur d'intensité (30 A dans notre cas), le galvanomètre ampèremètre est équipé d'un shunt séparé. Le shunt est choisi en fonction du courant maximal mesurable et en fonction des caractéristiques du galvanomètre. Dans notre cas, la différence de potentiel à fond d'échelle du galvanomètre est de 75 mV pour un affichage sur la graduation de 50 A. Dans ces conditions, le courant qui circule dans le galvanomètre est très faible (de l'ordre de 100  $\mu$ A) et donc négligeable vis-à-vis de 50 A. Nous avons donc choisi un shunt de 50 A 75 mV, c'est-à-dire de 1,5 m $\Omega$ . Il est à remarquer que le shunt se présente avec des connexions à quatre points : sur les deux gros plots métalliques présents aux extrémités du shunt, il y a deux grosses vis, une pour l'entrée, l'autre pour la sortie en courant, et deux petites vis pour le raccordement du galvanomètre en dérivation sur le shunt. Ce dispositif de connexions est appelé en anglais : « *Kelvin Connection* ».



Fig. 6 : Galvanomètre ampèremètre nécessitant un shunt séparé de 50 A 75 mV.



Fig. 7 : Shunt 50 A 75 mV (1,5 mΩ) avec connexions à quatre points.

Remarque : un shunt est en général livré avec une valeur ohmique très légèrement par défaut, ce qui permet d'étalonner l'ensemble shunt-galvanomètre en ajustant la valeur du shunt. Pour y procéder, il suffit de faire circuler un courant dont on connaît parfaitement la valeur d'intensité avec précision au moyen d'un ampèremètre de laboratoire (ou au moyen de l'indicateur de courant d'une charge électronique) et ensuite d'ajuster le shunt pour avoir une lecture sur le galvanomètre qui corresponde à celle indiquée par l'ampèremètre de laboratoire (ou par l'indicateur de courant de la charge électronique). L'opération d'ajustage du shunt est pratiquée par des crans entaillés aux traits de scie disposés en quinconce sur la section du ruban métallique du shunt. Il suffit de repasser une lame de scie dans un des crans existants et de procéder délicatement par petits coups au pas par pas jusqu'à obtenir la lecture correcte du courant sur le galvanomètre ampèremètre.

#### 4.6. 6<sup>ème</sup> amélioration

Après dépannage de l'alimentation et à la première mise sous tension de celle-ci, nous avons remarqué un léger signal parasite superposé à la composante continue de 13,8 V lorsque l'alimentation est totalement à vide, c'est-à-dire sans charge (courant à zéro). Pour y remédier, deux améliorations ont été nécessaires.

La première : aux bornes mêmes de la sortie de l'alimentation, deux condensateurs de filtrage ont été rajoutés en parallèle. Le premier condensateur est du type électrolytique et d'une capacité de 100  $\mu$ F, le second est du type film polyéthylène (Mylar) de 50 nF. L'effet constaté est une réduction appréciable du signal parasite et un abaissement du bruit de fond à la sortie de l'alimentation. Il s'agit aussi de munir l'alimentation d'un découplage radiofréquence au plus près des bornes de sortie.

La deuxième : aux bornes de sortie de l'alimentation, quelques résistances y ont été raccordées afin de placer l'alimentation en légère charge permanente de l'ordre de quelques dizaines de milliampères. L'effet constaté est la disparition quasi complète du résidu du signal parasite.

#### 4.7. 7<sup>ème</sup> amélioration

Comme évoqué ci-dessus lors de description de l'alimentation, la tension avant régulation est de 25 V, ce qui constitue un risque d'apparition de surtension à la sortie de l'alimentation en cas de court-circuit des transistors de puissance. La dernière amélioration apportée à cette alimentation est d'y adjoindre un dispositif de protection contre les surtensions (*Over-Voltage Protection, OVP*). Ce dispositif doit être ultra-rapide en cas de défaillance des transistors de puissance de l'alimentation. Ceci élimine les solutions basées sur la mise en œuvre de relais de protection. Quoi de plus rapide qu'un semi-conducteur pour agir en même temps que d'autres semi-conducteurs ?

Le dispositif de protection qui a été retenu contre les surtensions est du type « *Crowbar* », (littéralement : pince monseigneur) ce qui signifie de provoquer un court-circuit franc et permanent en sortie de l'alimentation dès l'apparition d'une tension supérieure à celle d'un seuil de sécurité prédéterminé. Ici, le seuil de tension de sécurité a été prédéterminé à 15 V, ce qui correspond à une surtension de l'ordre de 10% supérieure à la tension nominale de 13,8 V. Les appareils radioamateurs sont en général (et même toujours) prévus pour pouvoir supporter une brève surtension de cet ordre de grandeur.

Le semi-conducteur approprié pour déclencher une conduction franche de celui-ci à partir d'un seuil de tension est par excellence le thyristor de puissance que l'on place en dérivation sur les branches de sortie de l'alimentation. Plusieurs schémas sont possibles pour un système *Crowbar* à thyristor. Le plus simple est parfois le meilleur et le plus fiable.

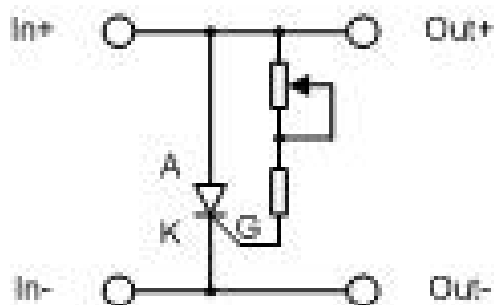


Fig. 8 : Schéma d'un dispositif contre les surtensions du type « *Crowbar* ».

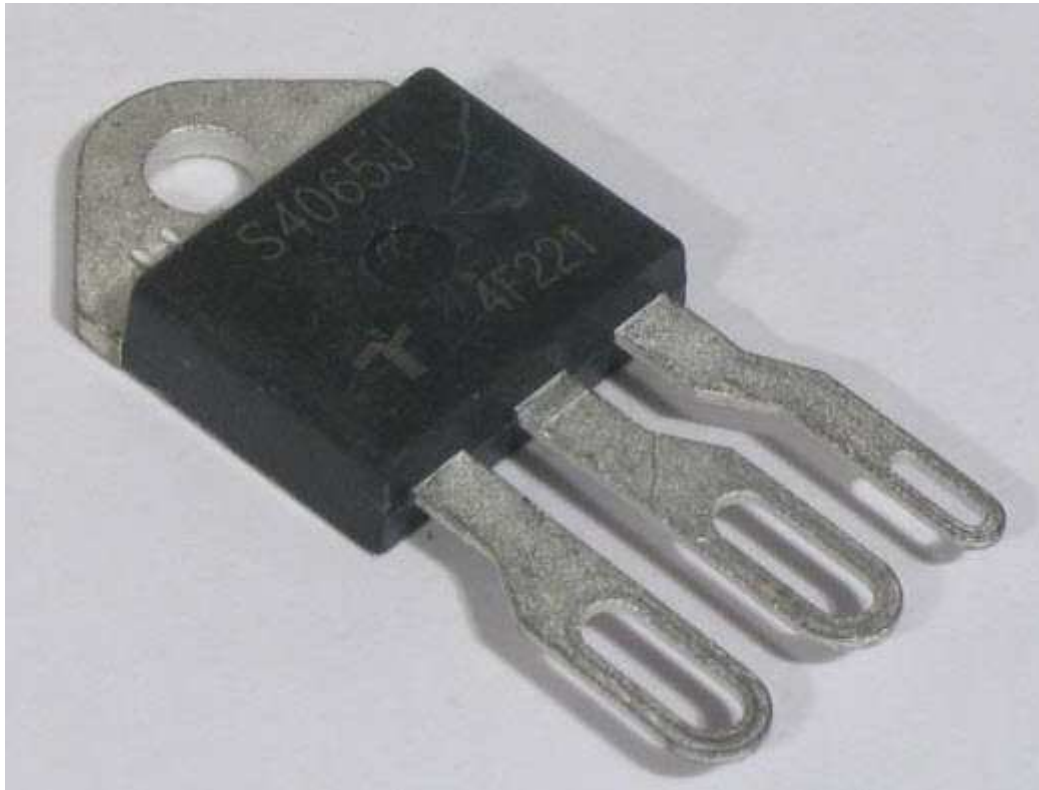


Fig. 9 : Thyristor S4065J, 400 V, 65 A, TO-218X isolé.

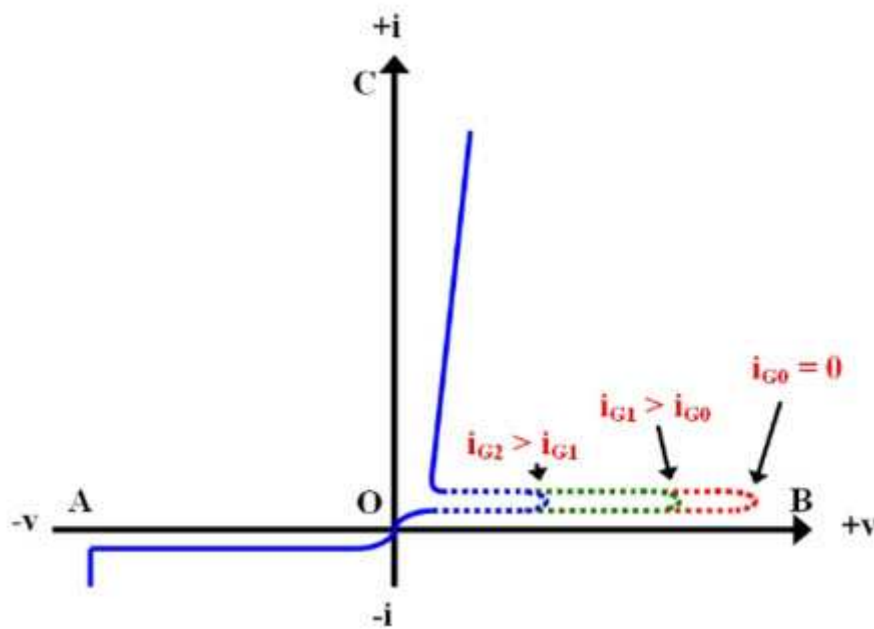


Fig. 10 : Caractéristiques statiques courant–tension d’un thyristor. (Source Internet, Wikiversité).



#### 4.8. Principe de fonctionnement du système *Crowbar*

Le thyristor est placé dans le sens direct de conduction (anode à un potentiel positif par rapport au potentiel de cathode) et raccordé en dérivation sur les branches de sortie de l'alimentation. En l'absence d'un courant de gâchette (ou en présence d'un très faible courant de gâchette) et tant que la tension aux bornes anode-cathode ne dépasse pas la tension d'amorçage du thyristor, celui-ci ne conduit pas (à l'exception d'un léger courant de fuite). Lorsqu'on injecte un courant de gâchette suffisant, la valeur de la tension d'amorçage diminue (la courbe caractéristique du thyristor se modifie : voir figure 10 ci-dessus où la courbe en rouge devient celle en vert et puis celle en bleu au fur et à mesure de l'augmentation du courant de gâchette).

Lorsque le courant de gâchette augmente, la tension d'amorçage du thyristor parvient à devenir plus faible que celle qui est appliquée entre l'anode et la cathode ; c'est dans ces conditions que le thyristor s'amorce et rentre en conduction comme une diode dans le sens passant du courant. Une fois le thyristor amorcé, le courant qui le traverse monte en flèche car tout se passe comme si l'alimentation était court-circuitée par une diode dans le sens passant du courant. Une fois amorcé en conduction, même si le courant de gâchette s'annule, le thyristor reste en conduction tant qu'il est traversé par un courant anode-cathode dont l'intensité est supérieure à sa caractéristique de courant de maintien (de l'ordre de 100 mA au minimum). La seule manière de désamorcer le thyristor, c'est de couper l'alimentation. C'est ce qui se produit lorsque l'alimentation est en court-circuit : après un temps relativement bref, le fusible de protection (placé en série avec le primaire du transfo) vient à se rompre par fusion (le fusible claque). Ne jamais remplacer le fusible d'origine par un autre de calibre plus élevé que celui qui est prévu à l'origine par le constructeur. Si on remplace le fusible claqué par un neuf de même calibre, et que le nouveau fusible vient à claquer à son tour, c'est qu'il y a un problème dans l'alimentation et que celle-ci doit être dépannée.

Dans le schéma ci-dessus (figure 8), la résistance et le potentiomètre en série sont raccordés entre la branche positive de l'alimentation régulée et la connexion de gâchette du thyristor. Pour une tension de 13,8 V à la sortie de l'alimentation, on obtient un très faible courant de gâchette au thyristor. Selon la loi d'Ohm, le courant de gâchette est directement proportionnel à la tension de sortie de l'alimentation (pour un réglage du potentiomètre bien défini). Le réglage du potentiomètre doit être effectué de façon à ce que le très faible courant de gâchette place le thyristor dans une condition d'amorçage pour une valeur de tension qui soit supérieure à la tension nominale de sortie de l'alimentation. Dans notre cas, la tension d'amorçage prédéfinie de 15 V est supérieure à la tension nominale de 13,8 V.

Lorsque la tension de sortie de l'alimentation augmente, le courant de gâchette augmente et la caractéristique du thyristor se modifie : la valeur de la tension d'amorçage diminue. Si la tension de sortie de l'alimentation continue à augmenter, le courant de gâchette continue à augmenter, la valeur de la tension d'amorçage continue à diminuer et il arrive un moment où la valeur de la tension de sortie de l'alimentation devient supérieure à la tension d'amorçage de 15 V du thyristor. C'est à ce moment que le thyristor rentre en conduction et présente un court-circuit sur la sortie de l'alimentation. Le courant monte en flèche et la tension de sortie de l'alimentation s'écroule jusqu'à la valeur de la différence de potentiel anode-cathode du thyristor en conduction (de l'ordre de 1,2 V à 1,8 V). La conduction du thyristor persiste alors jusqu'à ce que le fusible de protection de l'alimentation vienne à claquer.

#### 4.9. Réglage du seuil de tension de sécurité du dispositif de protection *Crowbar* contre les surtensions

Le but est de régler le potentiomètre et de déterminer la valeur de la résistance en série dans le circuit de gâchette du thyristor. Les données caractéristiques du thyristor S4065J nous apprennent ceci :

$$I_{GT} = 5 \text{ mA MIN} ; I_{GT} = 50 \text{ mA MAX (pour } V_D = 12 \text{ V)}$$

$$V_{GT} = 2,0 \text{ V MAX}$$

Le courant de gâchette pour amorcer le thyristor se situe entre 5 mA et 50 mA et la barrière de potentiel de la jonction gâchette–cathode du thyristor est de 2,0 V. Comme la tension d’amorçage doit être de 15 V, et que  $V_{GT}$  est de 2,0 V, nous devons calculer la valeur d’une résistance qui laisse passer un courant de l’ordre de quelques dizaines de milliampères (courant de gâchette pour amorcer le thyristor) lorsque la différence de potentiel aux bornes de la résistance est de  $15 \text{ V} - 2,0 \text{ V} = 13 \text{ V}$ . En prenant au départ de nos calculs une valeur moyenne de 20 mA pour le courant de gâchette, on obtient une valeur de résistance de  $\frac{13 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 650 \Omega$ . Pour les premiers essais, on va choisir par exemple une résistance de  $330 \Omega$  et un potentiomètre de  $1 \text{ k}\Omega$ .

Nous allons utiliser une alimentation de laboratoire qui dispose d’un réglage de tension de sortie et nous allons y raccorder les composants selon le schéma ci-dessous.

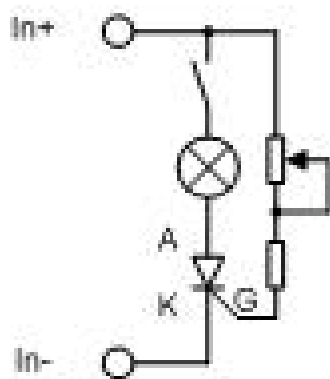


Fig. 11 : Schéma du dispositif de test du système *Crowbar* raccordé sur une alimentation de laboratoire pour déterminer le réglage de la tension d’amorçage du thyristor à un seuil de tension de sécurité de 15 V.

On remarque que nous avons placé une charge constituée d’une ampoule électrique en série avec le thyristor. On peut choisir une ampoule électrique de feu stop de voiture ou bien une ampoule d’une lampe halogène dont la tension nominale de fonctionnement est de l’ordre de 12 V (très proche de 13,8 V). Lorsque la lampe est éteinte, le filament à froid présente une résistance de faible valeur, ce qui correspond aux conditions de notre schéma de la figure 8. Lorsque le thyristor est amorcé, la lampe s’allume et la présence de celle-ci dans le circuit permet de limiter le courant qui traverse le thyristor de façon à éviter de mettre l’alimentation de laboratoire en court-circuit.

On commence par régler le potentiomètre au maximum de sa valeur ohmique, ensuite on règle la tension d’alimentation de laboratoire à 15 V, ensuite on ferme l’interrupteur en série avec la lampe. Maintenant, on agit sur le potentiomètre de façon à diminuer doucement sa valeur ohmique. Il arrive un moment où la lampe s’allume pour un réglage bien précis du potentiomètre. Dès que la lampe s’allume, on ne touche plus au réglage du potentiomètre.

Ensuite, on diminue la tension d'alimentation de 15 V jusqu'à 13,8 V. La lampe doit rester allumée car une fois amorcé, le thyristor reste en conduction. Ensuite on ouvre l'interrupteur quelques secondes. La lampe s'éteint (le thyristor est désamorcé par annulation du courant anode-cathode). Ensuite, on referme à nouveau l'interrupteur et la lampe ne doit pas se rallumer (pour le réglage de tension à 13,8 V).

Pour vérifier que la valeur du seuil de tension d'amorçage du thyristor est bien correcte pour le réglage obtenu au potentiomètre, on augmente doucement la tension de l'alimentation de laboratoire à partir de 13,8 V jusqu'à 15 V. La lampe doit s'allumer lorsqu'on atteint une tension de 15 V. Si la tension d'amorçage du thyristor est légèrement différente de 15 V, on peut reprendre le processus de réglage depuis le début pour affiner la valeur du seuil de tension d'amorçage du thyristor.

On remarquera que le réglage du potentiomètre est relativement critique et qu'il est difficile d'obtenir une tension de seuil la plus proche de 15 V. Pour y arriver, nous allons légèrement modifier la valeur de la résistance et celle du potentiomètre.

Tout en ayant conservé le meilleur réglage possible du potentiomètre, nous allons mettre le montage hors tension, déconnecter la résistance et le potentiomètre tout en les laissant associés en série. Avec un multimètre (ou un ohmmètre), on mesure la résistance équivalente série. Prenons l'exemple d'une mesure de 875  $\Omega$ . Nous allons choisir une résistance de valeur normalisée directement inférieure à 875  $\Omega$ , c'est-à-dire 820  $\Omega$ . On va ensuite choisir un potentiomètre dont la valeur à mi-course est proche de la différence :  $875 \Omega - 820 \Omega = 55 \Omega$ . La valeur normalisée la plus proche du double de 55  $\Omega$  (le double de la moitié est la valeur totale) est donc 100  $\Omega$ . On choisira un potentiomètre de 100  $\Omega$ . La plage de réglage va donc se situer entre 820  $\Omega$  et 920  $\Omega$ . Cela représente une gamme de réglage d'un peu plus de 10 % de la valeur nominale.

Si l'on souhaite obtenir un réglage plus fin, on peut placer une résistance de 47  $\Omega$  en série avec la résistance de 820  $\Omega$  et choisir un potentiomètre de 47  $\Omega$ . Dans ce cas le réglage possible se situera entre 867  $\Omega$  et 914  $\Omega$ , c'est-à-dire dans une gamme d'environ 5 % de la valeur nominale. Enfin, une dernière solution consiste à substituer la résistance et le potentiomètre en série par un ensemble de résistances fixes en association série-parallèle de façon à obtenir la valeur de résistance équivalente voulue. Ainsi, le réglage du seuil de tension de sécurité ne pourra plus être perturbé (par exemple à long terme par un défaut de contact du curseur du potentiomètre).

Toutes les améliorations de l'alimentation et annotations en ce qui concerne ce travail se trouvent sur le schéma de principe annoté en manuscrit sur la figure ci-dessous.

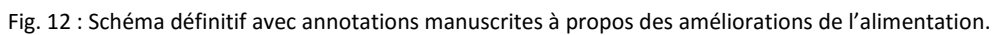






Fig. 13 : Vue de l'alimentation modifiée. L'interrupteur d'origine a dû être changé car il était défectueux par intermittence (défaut de contact). Une petite plaque en aluminium a été usinée pour servir d'interface mécanique avec la découpe d'origine.

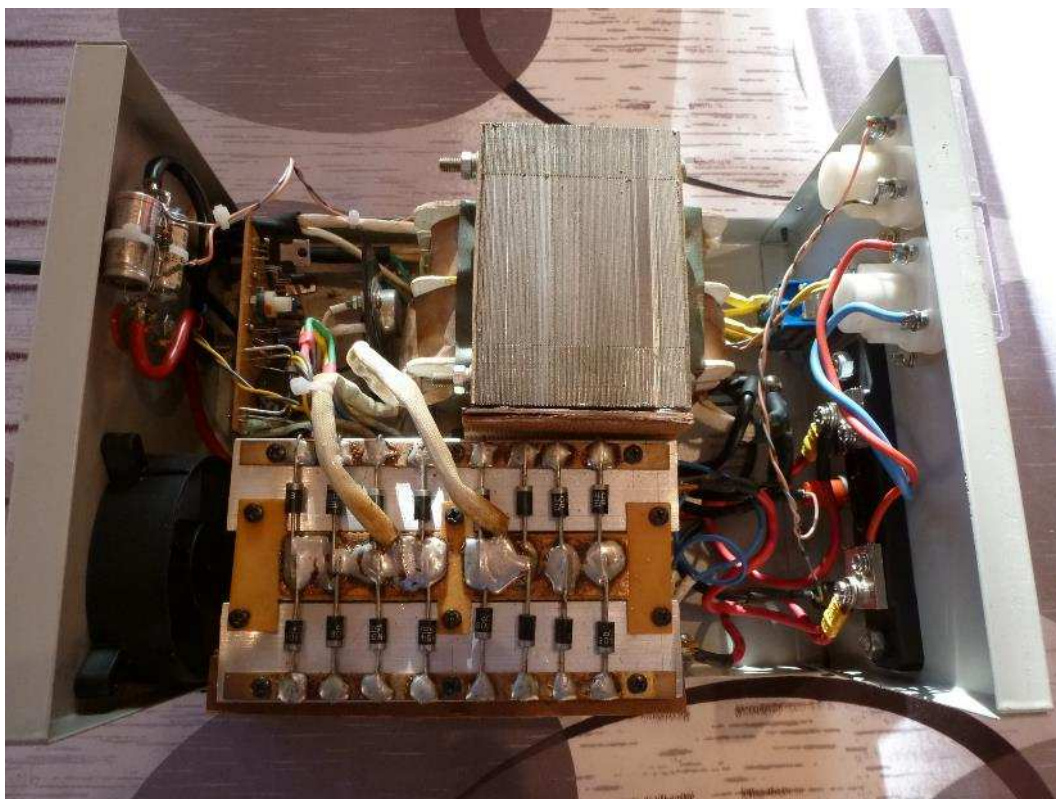


Fig. 14 : Vue de l'intérieur de l'alimentation modifiée.



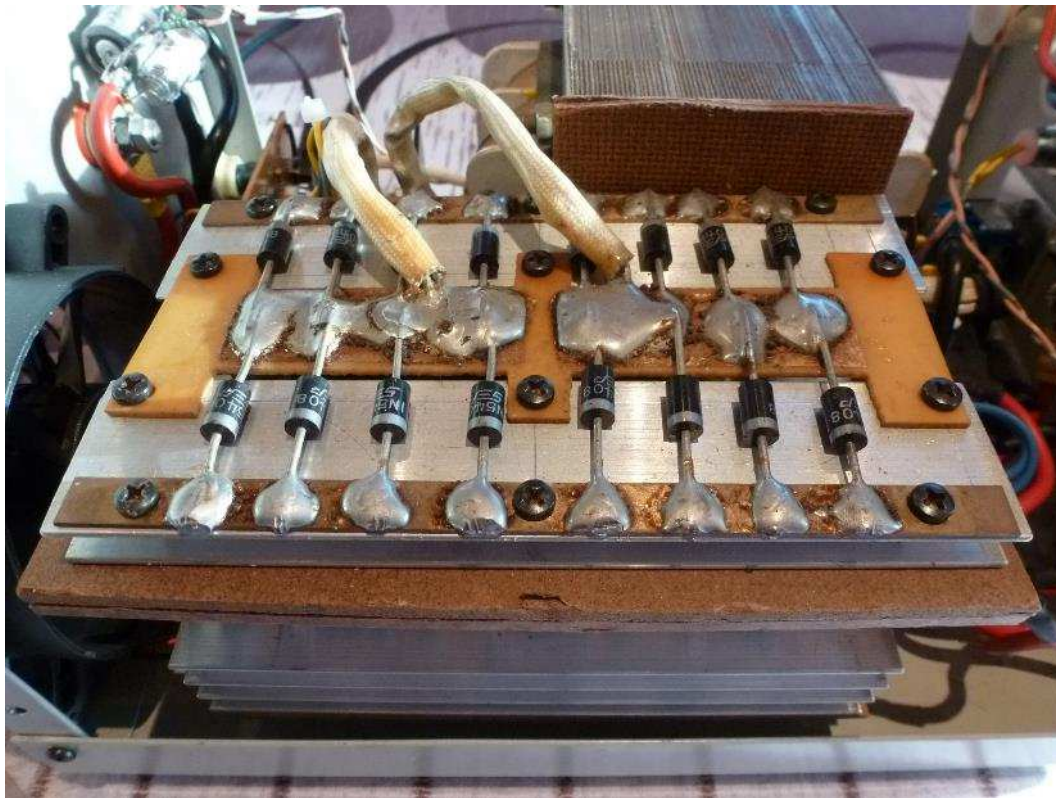


Fig. 15 : Vue du bloc dissipateur avec transistors de puissance par-dessus lequel est monté le groupe de diodes du redresseur principal. On observera les cales en bois pour éviter tout court-circuit accidentel avec la tôle métallique du boîtier et avec la carcasse du transformateur.

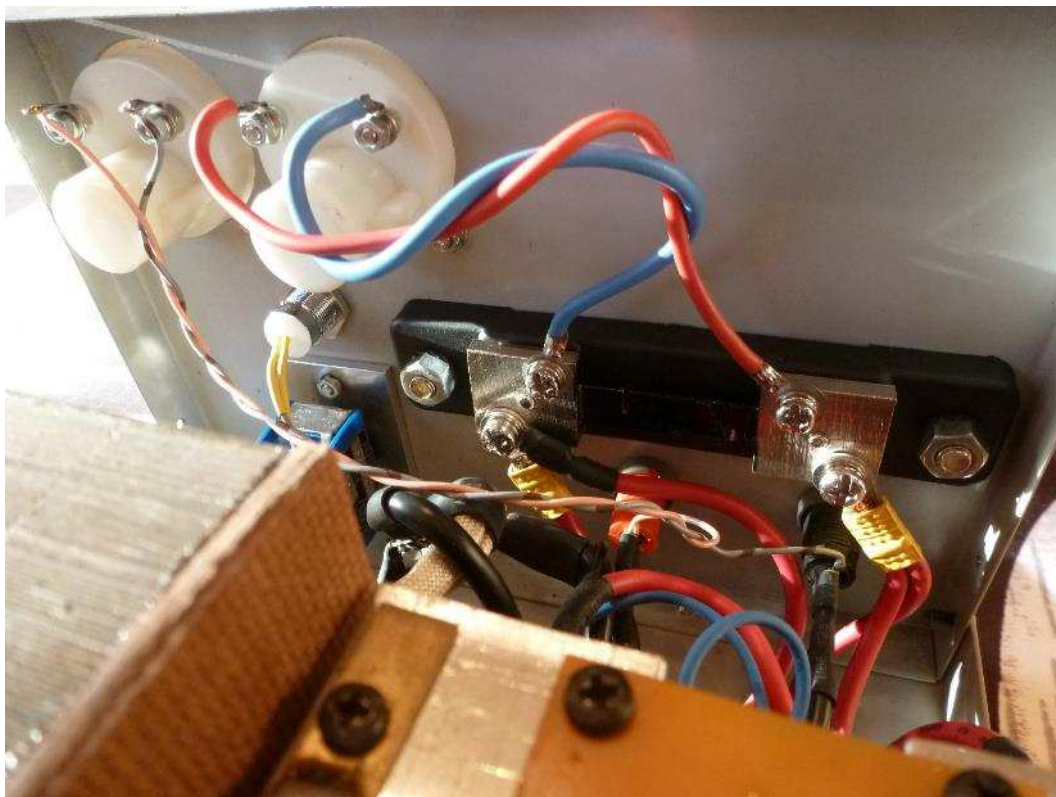


Fig. 16 : Vue du montage du galvanomètre voltmètre et du galvanomètre ampèremètre avec shunt 50 A 75 mV.



Fig. 17 : Vue de la carte électronique de régulation à l'avant-plan du cliché et des bornes de sortie de l'alimentation à l'arrière-plan. On observera les condensateurs de découplage placés sur les bornes de sortie, les quelques résistances de charge minimale permanente et une résistance pour le calibrage du courant dans la LED de signalisation présence tension. Le thyristor de puissance a été monté en dessous des bornes sur la tôle de la boîte métallique qui fait office de dissipateur.



## 5. Tests de l'alimentation

### 5.1. Introduction aux tests

Le but des tests qui vont suivre est d'observer le comportement de l'alimentation en charge pour différentes valeurs du courant de sortie. Pour ces différentes valeurs de courant, nous allons relever la tension de sortie en courant continu et nous allons relever le taux d'ondulation résiduel au moyen d'un oscilloscope (partie en courant alternatif résiduel superposé au courant continu). Enfin, on va solliciter cette alimentation en régime dynamique par sauts brusques de courant (échelon de courant) afin d'analyser la vitesse de réaction de la régulation. Ce régime dynamique est particulièrement intéressant pour anticiper la façon dont l'alimentation va se comporter lorsqu'on alimente un émetteur modulé en bande latérale unique (BLU, SSB), c'est-à-dire avec un courant variable au rythme de la modulation.

Le moyen le plus simple de charger l'alimentation est d'utiliser des résistances de puissance, mais il est beaucoup plus élégant d'utiliser une charge électronique lorsqu'on peut avoir accès à un tel type d'appareil. Une charge électronique dispose d'un circuit de pilotage du courant absorbé par cette charge (pilotage à courant constant). Ce qui est encore plus intéressant, c'est que cette charge électronique peut piloter un saut de courant (fonction échelon de courant).

### 5.2. Description d'une charge électronique : HP 6050A avec module de charge HP 60502B

Qu'est-ce qu'une charge électronique ? Il s'agit tout simplement de transistors de puissance comme ceux de notre alimentation, mais à la place que ceux-ci soient alimentés par un ensemble transfo-redresseur-filtrage, ils sont alimentés tout simplement par notre alimentation sous test. En outre, les transistors de puissance de la charge électronique sont pilotés par un dispositif permettant à la charge de : soit maintenir une tension constante à ses bornes, soit de maintenir un courant constant, soit se comporter comme une résistance constante, soit de piloter un saut de courant constant, soit de piloter une rampe de courant, soit de piloter un courant qui est l'image d'un signal analogique. On voit qu'un tel appareil permet de réaliser beaucoup de tests différents.



Fig. 18 : Charge électronique Hewlett Packard HP 5060A. (Source : Internet, Helmut Singer Elektronik, Feldchen, Aachen).





Fig. 19 : Module de charge électronique Hewlett Packard HP60502B : 60 V 60 A 300 W. (Source : Internet, Global Test Equipment).

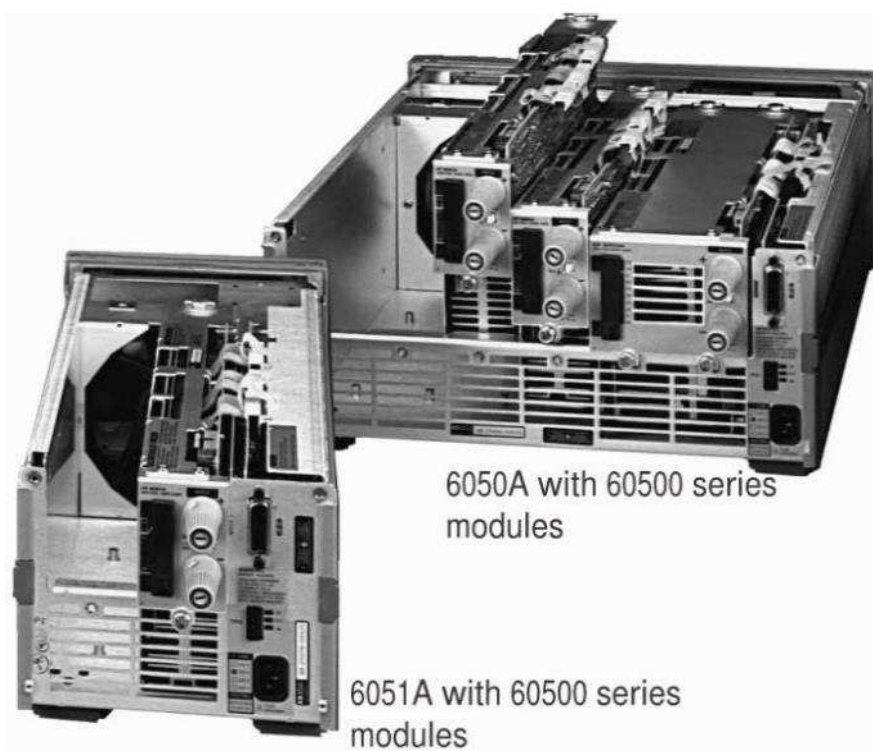


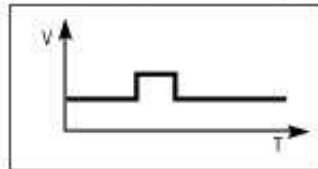
Fig. 20 : Rack de la charge électronique avec différents modules. Deux modèles de rack sont disponibles. (Source : HP 5060A spec-sheet).

### Constant Current



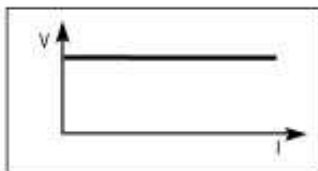
Power Supply Load  
Regulation Testing  
Battery Capacity  
Testing  
Capacitor Discharging

### Pulse and Dynamic Loading



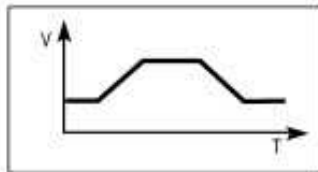
Power Supply Load  
Transient Response  
Power Component  
Testing  
Pulse Electroplating

### Constant Voltage



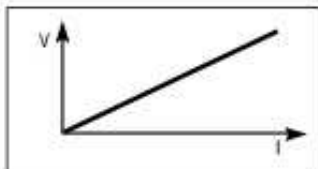
Current Source Testing  
Current Limit Testing  
Shunt Regulator

### Programmable Slew Rate



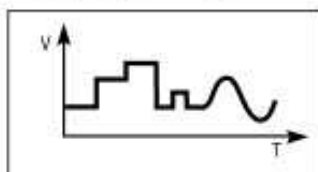
Power Supply Testing  
Power Component  
Testing  
Power Supply Load  
Transient Response

### Constant Resistance



Characterizing  
Power Supply Crossover  
Power Supply  
Start-Up Delay  
Power Resistor Emulation

### Analog Programming



Battery Capacity Testing  
"Real-life" Load Simulation

Fig. 21 : Différentes fonctions possibles d'une charge électronique. (Source : HP 5060A spec-sheet).



Fig. 22 : Vue du banc de test de l'alimentation avec charge électronique, multimètre et oscilloscope analogique.



Fig. 23 : Vue du banc de test avec raccords entre l'alimentation et la charge électronique. La sonde de l'oscilloscope est raccordée aux bornes de sortie de l'alimentation.



### 5.3. Tests de l'alimentation à vide.

Le premier test consiste à mettre l'alimentation sous tension, à mesurer la tension de sortie DC (courant continu) au moyen d'un multimètre (voltmètre) et à vérifier que la tension nominale est bien de 13,8 V. Le voltmètre de l'alimentation, celui de la charge électronique (paramétrée pour un courant nul), le multimètre et l'oscilloscope (entrée DC) doivent tous afficher la même mesure (hormis l'erreur de mesure intrinsèque aux appareils en fonction du degré de leur précision respective).



Fig. 24 : Mesure de la tension à vide sur le galvanomètre voltmètre de l'alimentation.



Fig. 25 : Lecture de la tension à vide sur un multimètre.



Fig. 26 : Lecture de la tension à vide sur l'indicateur de tension de la charge électronique.



Le deuxième test consiste à visualiser le taux d'ondulation résiduel et le bruit de fond de l'alimentation à vide. Cette mesure est intéressante dans le contexte où l'on alimente un récepteur très sensible ou bien un préamplificateur d'antenne (faibles consommateurs de courant). En effet, le bruit de fond ou les parasites résiduels (en fonction de leurs fréquences) peuvent parfois induire un signal perturbateur gênant la réception, en particulier s'il s'agit d'une oscillation provenant d'une régulation instable de l'alimentation. Ce phénomène est rare pour une alimentation linéaire, mais certaines alimentations à découpage peuvent parfois rayonner des signaux parasites large bande et intenses au point de désensibiliser par saturation les étages d'entrée radiofréquence d'un récepteur.

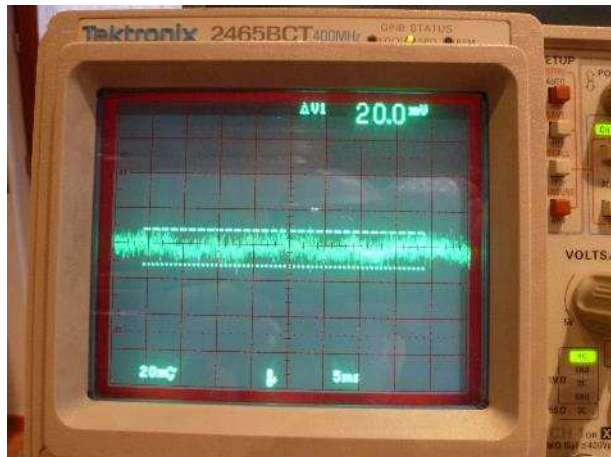


Fig. 27 : Bruit de fond de l'alimentation à vide : tension de bruit pointe à pointe de 20 mVpp.



Fig. 28 : Mêmes conditions de mesure que ci-dessus mais avec l'alimentation éteinte (hors tension). Ce cliché a pour but d'illustrer le bruit de fond intrinsèque de l'oscilloscope ; le bruit de fond de l'oscilloscope est négligeable. Quand on veut mesurer des très petits signaux, il est recommandé d'utiliser un oscilloscope analogique qui est bien moins sensible au bruit que les oscilloscopes numériques aussi modernes soient-ils.

#### 5.4. Tests de l'alimentation en charge statique.

Les tests en charge consistent en un premier temps à mesurer la stabilité de la tension de sortie en fonction du courant de sortie de l'alimentation, ou plus exactement à mesurer la chute de tension en fonction de la charge (*load regulation*).



Fig. 29 : Alimentation en charge. Ici, la charge est maximale sur l'alimentation et la lecture du courant sur le galvanomètre ampèremètre avec shunt sur l'alimentation est de 30 A.

| Courant [A] | Tension [V] |
|-------------|-------------|
| 0           | 13,79       |
| 1           | 13,79       |
| 2           | 13,79       |
| 5           | 13,78       |
| 10          | 13,77       |
| 15          | 13,76       |
| 20          | 13,74       |
| 25          | 13,73       |
| 30          | 13,71       |

Fig. 30 : Tableau des relevés de mesure de tension en fonction du courant absorbé par la charge.

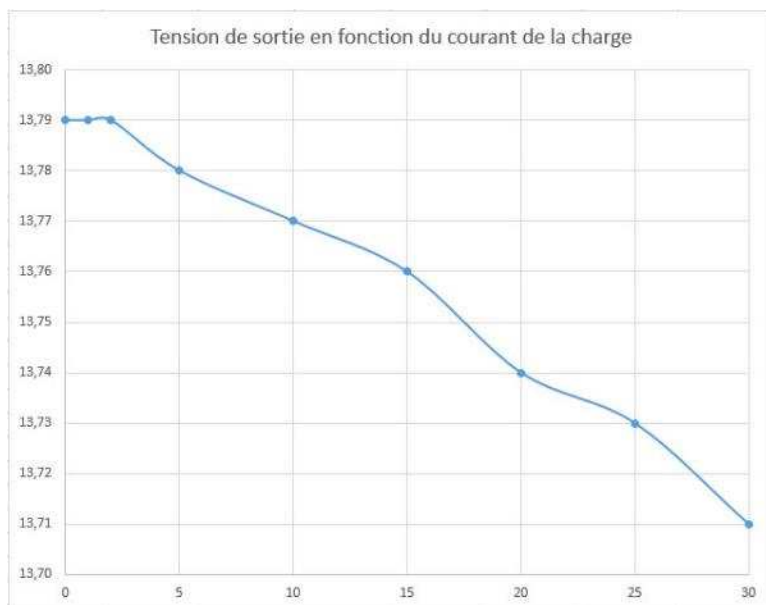


Fig. 31 : Graphique selon le tableau de mesure ci-dessus (tension en fonction du courant).

Les tests en charge consistent en un deuxième temps à mesurer le taux d'ondulation résiduel (*ripple*) en fonction de la charge.

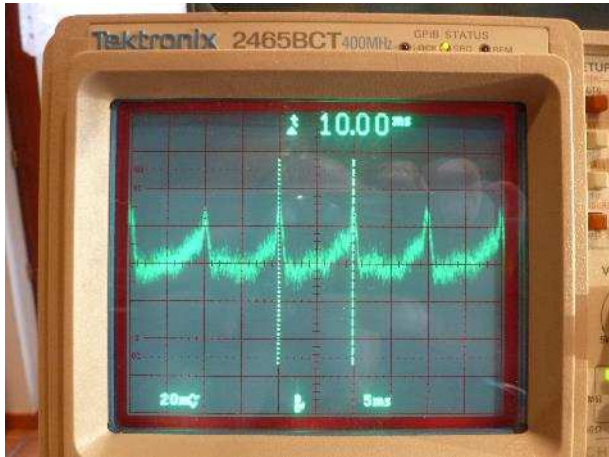


Fig. 32 : Taux d'ondulation résiduel sous un courant de charge de 10 A. La période du *ripple* est de 10 ms (100Hz), ce qui est attendu car il s'agit d'une alimentation linéaire avec redressement double alternance sur un réseau électrique de 50 Hz.

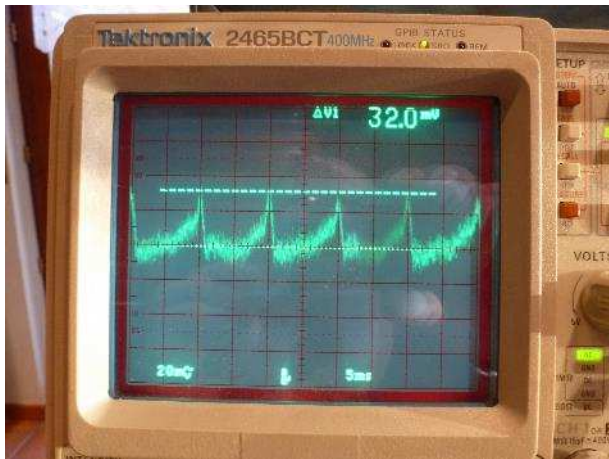


Fig. 33 : Taux d'ondulation résiduel sous un courant de charge de 10 A. L'amplitude pointe à pointe du *ripple* est de 32 mV.

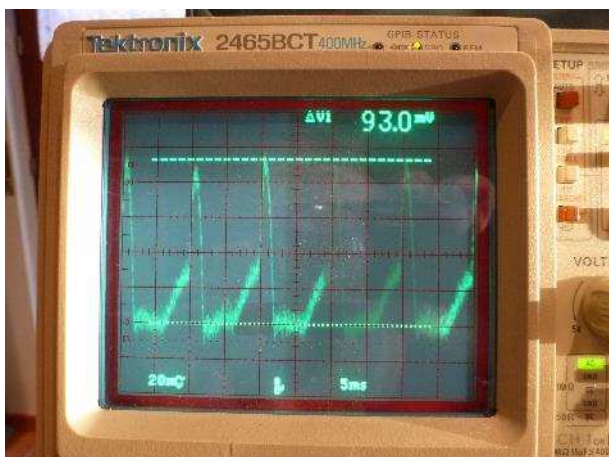


Fig. 34 : Taux d'ondulation résiduel sous un courant de charge de 30 A. L'amplitude pointe à pointe du *ripple* est de 93 mV.

### 5.5. Tests de l'alimentation en charge dynamique.

Les tests en charge dynamique sont précieux et révélateurs du comportement de la régulation de l'alimentation sous test. En effet : que se passe-t-il lorsque l'on saute brusquement d'un courant de 2 A à 20 A ou bien de 10 A à 30 A, ou encore de 0 à 30 A d'un coup ? Même question lorsqu'on passe brusquement d'un courant fort à un courant faible : comment l'alimentation « se relâche-t-elle » ? Enfin, quel est le temps de réaction de la régulation pour conserver une tension stable à la sortie de l'alimentation lorsqu'il y a un saut brusque de courant ? Tout ceci peut se résumer par un pilotage de la charge électronique par une fonction échelon (comme une marche d'escalier ; attention à la marche !). Le moyen le plus simple de réaliser une fonction échelon est de piloter la charge électronique par un signal carré (signal tout ou rien).

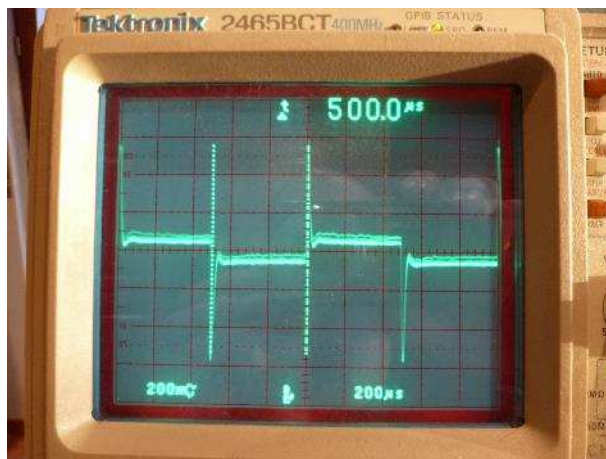


Fig. 35 : Saut en courant de 10 A à 20 A piloté par un signal carré de fréquence de 1000 Hz (demie période de 500 µs).

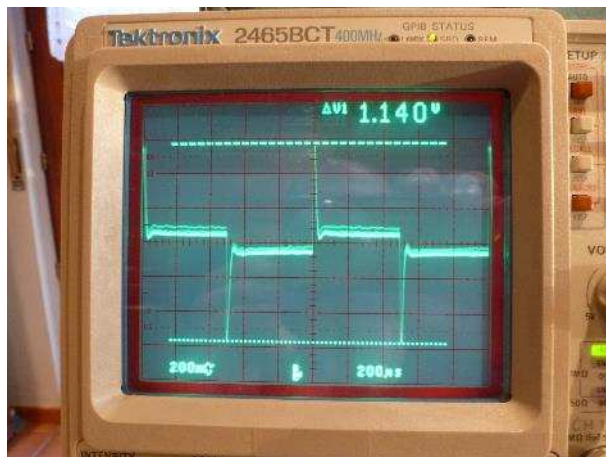


Fig. 36 : Saut en courant de 10 A à 20 A. Au saut d'augmentation de courant, la tension de sortie subit une pointe négative de tension, ensuite la tension se stabilise à la tension continue avec une légère chute de tension (tension en fonction du courant de 20 A). Au saut de diminution de courant, la tension de sortie subit une pointe positive de tension, ensuite la tension se stabilise à la tension continue avec une chute de tension moins importante sous 10 A que celle sous 20 A.

L'écart entre la pointe positive et la pointe négative de tension est de 1,14 V.

L'écart de chute de tension une fois stabilisée est de  $13,77\text{ V} - 13,74\text{ V} = 30\text{ mV}$ .



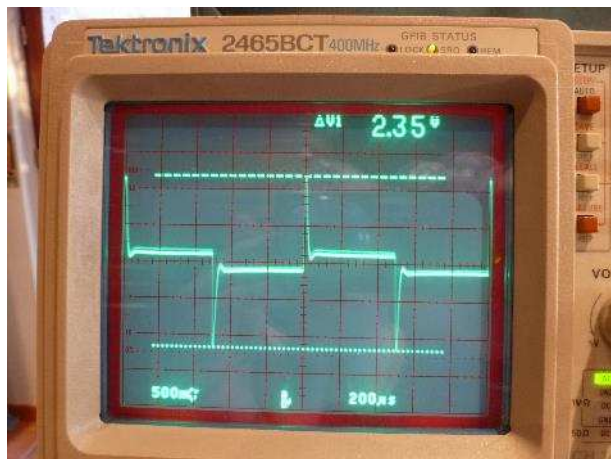


Fig. 37 : Saut en courant de 10 A à 30 A. L'écart entre la pointe positive et la pointe négative de tension est de 2,35 V. L'écart de chute de tension est de  $13,77\text{ V} - 13,71\text{ V} = 60\text{ mV}$ .

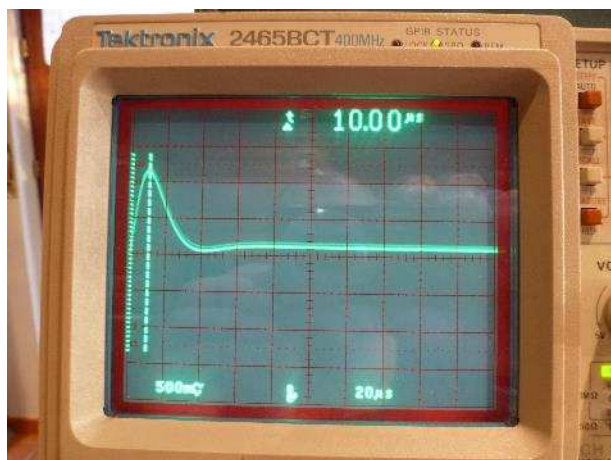


Fig. 38 : Temps de montée de la pointe de tension au saut de courant :  $10\text{ }\mu\text{s}$ .

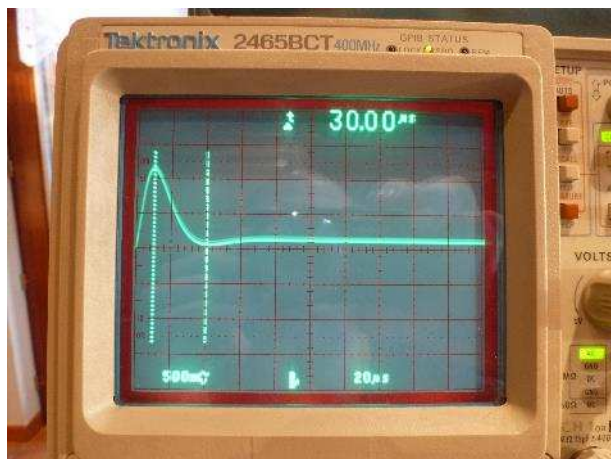


Fig. 39 : Temps de descente de la pointe de tension au saut de courant :  $30\text{ }\mu\text{s}$ .

La durée de la pointe de tension est donc de  $10\text{ }\mu\text{s} + 30\text{ }\mu\text{s} = 40\text{ }\mu\text{s}$ . Cela donne une idée de la vitesse de réaction de la régulation pour se stabiliser à la tension continue lors d'un saut de courant.

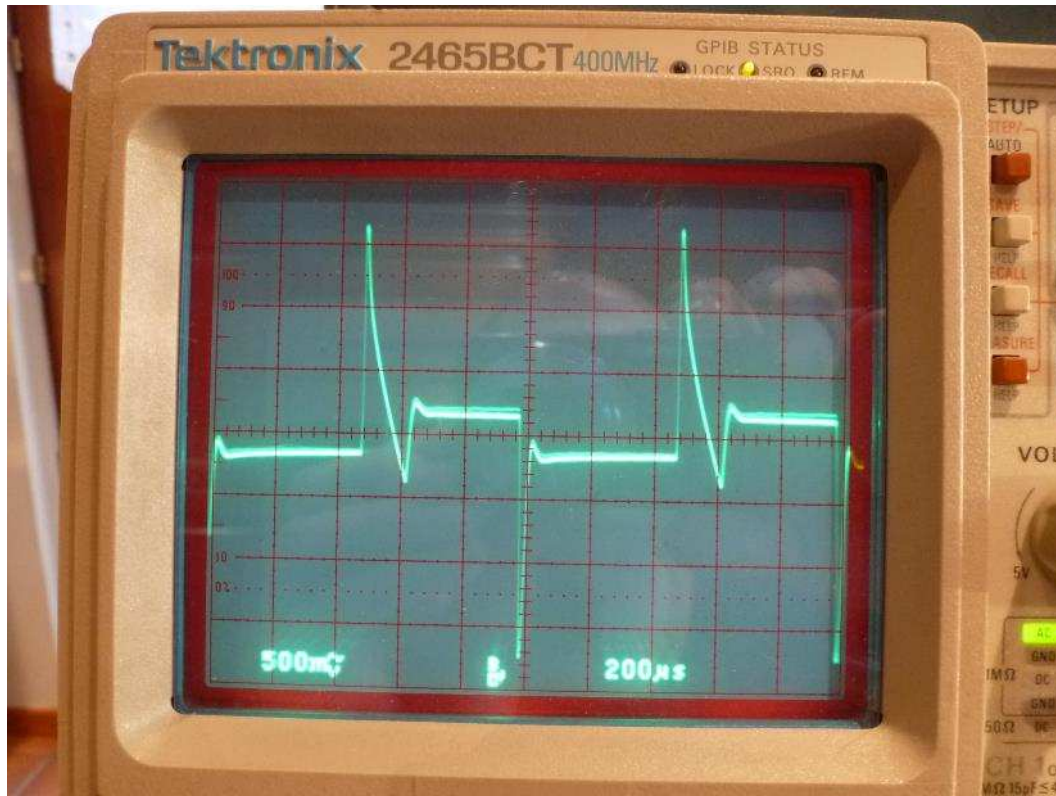


Fig. 40 : Comportement de la régulation pour un grand écart en saut de courant de 1 A à 30 A. On observe une pointe de courant (appelée *overshoot* en systèmes asservis) et un début d'oscillation amortie. Il y a une légère différence de l'oscillation amortie entre le saut de diminution de courant et celui d'augmentation de courant.

Un dernier test en charge dynamique consiste à observer le comportement de l'alimentation lorsqu'apparaît une pointe de courant pendant un bref instant. Tout se passe de façon identique au pilotage de la charge électronique par un signal carré : en réduisant le rapport cyclique du signal carré que l'on a utilisé jusqu'à présent, on peut parfaitement simuler une pointe de courant.

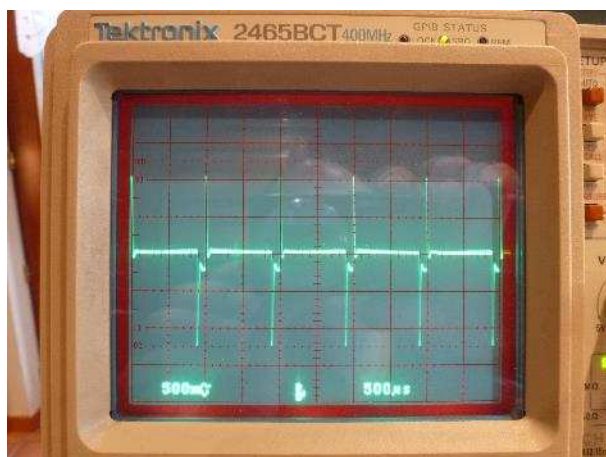


Fig. 41 : Comportement de la régulation pour un courant de 10 A avec pointe de courant à 30 A. Le signal de pilotage est ici un signal carré de 1000 Hz avec un rapport cyclique de 10 %. La base de temps de l'oscilloscope est réglée sur le calibre de 500  $\mu$ s par division. La pointe de courant a donc ici une durée de 100  $\mu$ s.

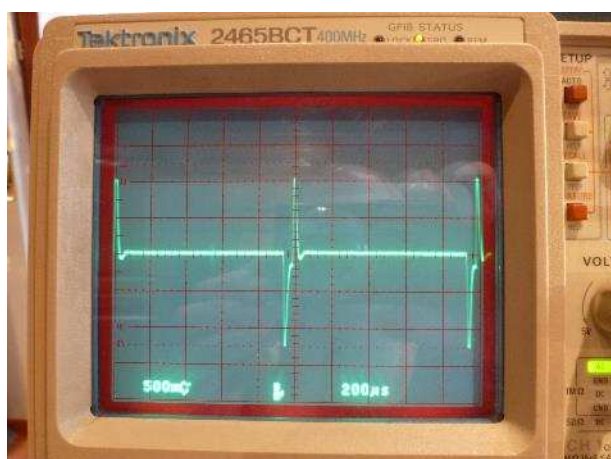


Fig. 42 : Comportement de la régulation pour un courant de 10 A avec pointe de courant à 30 A. Le signal de pilotage est ici un signal carré de 1000 Hz mais cette fois avec un rapport cyclique de 5 %. La base de temps de l'oscilloscope est réglée sur le calibre de 200  $\mu$ s par division. La pointe de courant a donc ici une durée de 50  $\mu$ s.

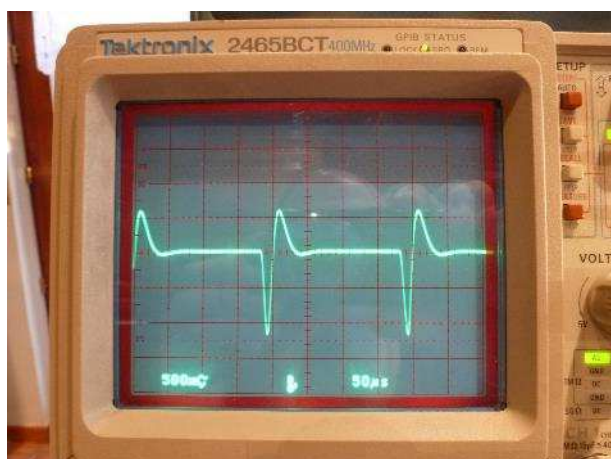


Fig. 43 : Comportement de la régulation pour un courant de 10 A avec pointe de courant à 30 A. Le signal de pilotage est ici un signal carré de 5000 Hz avec un rapport cyclique de 5 %. La base de temps de l'oscilloscope est réglée sur le calibre de 50  $\mu$ s par division. La pointe de courant a donc ici une durée de 10  $\mu$ s.

## 6. Conclusions

Voici les améliorations OM Radioamateur et les mesures effectuées sur une alimentation régulée de conception simple et dont les performances sont modestes comparées à une alimentation professionnelle de laboratoire. En revanche ces performances sont tout-à-fait suffisante pour alimenter une station de radioamateur sous une tension de 13,8 V et pouvant consommer un courant jusqu'à 30 A, ce qui est une réserve de puissance d'alimentation assez appréciable. La maintenance de cette alimentation est facile et abordable pour la plupart des radioamateurs.

Bien d'autres mesures peuvent encore être effectuées, comme par exemple celle de la stabilité de la tension de sortie en fonction des variations de tension du réseau électrique (*line regulation*) ou en fonction de la variation de fréquence de celui-ci comme c'est le cas par exemple lorsque l'alimentation est raccordée à un groupe électrogène lors d'un *field day*, mais ceci est une autre histoire.