

CONCEPTION DES AMPLIFICATEURS A TUBE CERAMIQUE TRIODE BANDE 2 METRES

Eric CHAMPION, F5MSL

A. Introduction :

Pour obtenir un peu de puissance à moindre coût, les amplificateurs à tube représentent une solution intéressante. Quel que soit le tube utilisé, le principe de fonctionnement de l'amplificateur est toujours le même à quelques détails près. L'objet de cet article est d'en étudier les principaux aspects dans un but pratique.

Il existe deux types de tubes couramment employés dans les amplificateurs de puissance: les *triodes* et les *tétrodes*. L'usage de tétrodes (4CX250B, 4CX350A, 4CX1000A, 4CX1500B, QBL5/3500...) apporte un plus grand gain (de l'ordre de 20 à 25dB) mais aussi d'éventuels problèmes de stabilité liés à ce gain important (l'amplificateur peut osciller facilement si l'on n'y prend pas garde). De plus l'usage de tétrodes complique quelque peu la réalisation par rapport à une triode (notamment par la nécessité de plusieurs alimentations). Pour ces raisons, je me limiterai aux amplificateurs à triode.

Quelques exemples de triodes « célèbres » utilisables sur 2m : 2C39, 6I7b, 6GS35b, 6TH021, 6TH308, 6CX800A7, 6CX400A7 (8874), 6CX1500A7 (8877)...

Il est possible de trouver certains de ces tubes à des prix très intéressants : il faut chercher un peu... fouiner dans les salons...

B. La triode :

Une triode (**figure 1**) est constituée (comme son nom le laisse supposer) de trois électrodes : la *cathode* (notée « K »), la *grille* (notée « G ») et l'*anode* (notée « A »).

A cela s'ajoute un *filament* utilisé pour chauffer la cathode. Le filament peut être totalement indépendant (électriquement parlant) de la cathode, ou alors avoir une extrémité commune avec la cathode (chauffage indirect) voir même jouer le rôle de cathode (chauffage direct). Toutes les triodes citées ci-dessus ont un filament séparé de la cathode. Les électrodes et le filament sont placés dans une enceinte sous vide en verre ou en céramique pour une meilleure résistance à la chaleur (d'où l'appellation de "tube céramique").

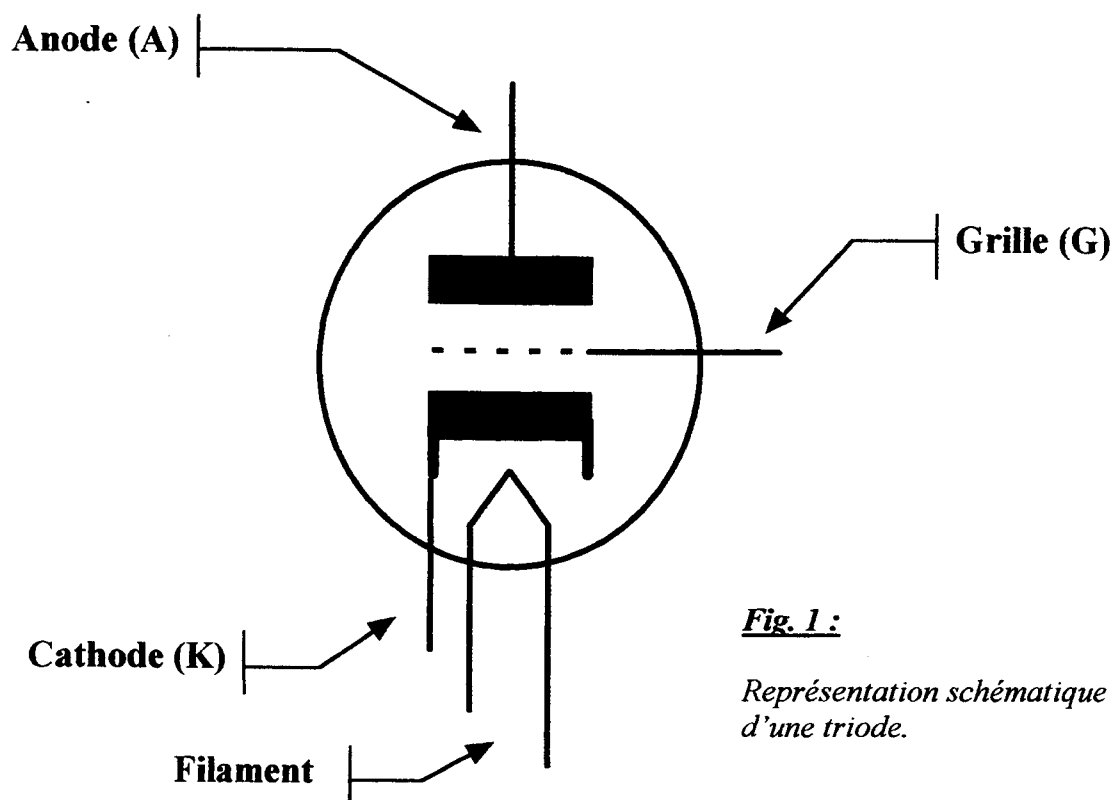


Fig. 1 :

Représentation schématique d'une triode.

Le principe d'une triode est simple : en chauffant la cathode, on crée un nuage d'électrons autour d'elle. Si on relie la cathode au pôle négatif d'un générateur et l'anode au pôle positif, les électrons en gravitation autour de la cathode seront attirés par l'anode créant ainsi un flux d'électrons. Plus la tension du générateur sera importante, plus ce flux entre cathode et anode sera conséquent. Lorsque les électrons « s'écrasent » sur l'anode, leur énergie cinétique (due à leur vitesse) est convertie en chaleur (un peu comme lorsqu'on se ramasse une claque sur la joue... ça chauffe !). De ce fait, pour les tubes « puissants », l'anode est munie d'un dissipateur métallique externe devant être refroidit par un flux d'air (turbine), voir par le passage d'un liquide. Pour chaque tube, la **dissipation anodique maximum** est fournie par le constructeur (par exemple, 100W pour une 2C39). A pleine puissance l'anode peut atteindre une température supérieure à 200°C.

Et la grille dans tout cela ? Elle sert de « robinet » pour réguler le flux d'électrons entre anode et cathode. Si la grille est portée à un potentiel très négatif par rapport à la cathode, elle repoussera les électrons issus de celle-ci. Le flux d'électrons anode-cathode sera nul. On appelle la tension négative grille-cathode juste suffisante pour annuler le flux d'électrons le « **cut-off** ». Si la grille reste négative, mais de moins en moins fortement (le potentiel cathode-grille se rapproche de zéro) le flux d'électrons va naître (juste après le « cut-off ») puis croître. Si la tension cathode-grille devient positive, le flux croît encore et le courant de grille, nul jusqu'à présent apparaît, car la grille positive pourra capter (comme l'anode) des électrons.

Pour fixer les idées, donnons quelques valeurs (approximatives) pour un tube 2C39 : sous une tension anode-cathode de 1000V, le flux d'électrons sera de 100mA avec une tension cathode-grille de -6V. Le filament est alimenté par une tension alternative de 6V sous 1A.

C. Le montage d'une triode en grille à la masse :

La réalisation d'un amplificateur à partir d'une triode consisterait donc à relier la cathode à la masse (c'est-à-dire au pôle négatif du générateur), l'entrée à la grille et l'anode à la sortie. Sans entrer dans les détails, notons que l'on superpose au signal HF d'entrée une tension continue cathode-grille (dite de *polarisation*) permettant de « régler » le flux d'électrons moyen, que la tension d'entrée HF se chargera de faire varier. L'anode du tube, tout en étant alimentée par un générateur de haute tension, sera reliée à un « réservoir HF » qu'elle remplira en énergie laquelle sera ensuite puisée et dirigée vers l'antenne.

Cette configuration donnerait de bons résultats en basse fréquence, mais pas en HF. La raison est la suivante : l'anode et la grille forment un *condensateur* (de quelques pF). Sur des fréquences élevées, ce condensateur a pour effet de « relier » l'anode à la grille, donc la sortie à l'entrée. On fabriquerait alors un oscillateur, pas un amplificateur ! Pour remédier à ce problème, on peut faire appel au fameux *neutrodynage* : il consiste à annuler l'effet capacitif anode-grille par un élément selfique (ce qui revient à superposer au signal d'entrée un signal égal à celui amené via la capacité anode-grille, mais en opposition de phase pour l'annuler). Il existe de nombreuses manières de mettre en oeuvre ce neutrodynage. Nous ne les verrons pas ici.

Sans neutrodynage, il est possible de résoudre notre problème avec d'autres solutions. La première consiste à isoler l'entrée de la sortie en ajoutant une grille supplémentaire (appelée *écran* ou *grille n°2*) entre anode et grille. On obtient alors une *tétrade*. Le problème est que cet écran doit être à la masse d'un point de vu HF, mais à un potentiel continu régulé de plusieurs centaines de volts, ce qui nécessite une alimentation supplémentaire. Le découplage de l'écran à la masse se fait « simplement » par un condensateur. Mais la qualité du découplage doit être telle que le condensateur est incluse dans le support de la tétrade pour assurer une liaison la plus directe (non selfique) avec la masse. Il faut donc employer un support spécial et coûteux (à moins de relier l'écran directement à la masse, et de décaler les autres tensions, mais c'est une autre histoire). Le gain d'un tel amplificateur sera élevé (de 20 à 25dB). Quelquefois, l'isolation procurée par l'écran sera insuffisante (d'où des problèmes d'accrochage et d'oscillation) et il faudra tout de même mettre en oeuvre un neutrodynage. Cela ne va pas dans le sens de la simplicité.

Revenons à notre triode. *L'autre solution pour s'affranchir de l'effet de la capacité anode-grille consiste à relier la grille à la masse et à entrer le signal par la cathode* (par analogie avec les transistors, cela correspond au montage en base commune). C'est ce que l'on appelle le montage « *grille à la masse* » ou « *grounded-grid* » dans la langue de Shakespeare.

Si le fait d'entrer le signal par la cathode vous trouble, dites-vous simplement que ce qui compte pour « commander » le flux d'électrons cathode-anode, c'est la tension cathode-grille, peu importe laquelle de la grille ou de la cathode est reliée à la masse ou à l'entrée.

Ainsi, la grille joue le rôle d'*écran* entre cathode (entrée) et anode (sortie). Le gain d'un tube utilisé en grille à la masse est de l'ordre de 13dB (c'est bien moins que lorsqu'on attaque le tube sur la grille). Avec un gain de cet ordre, l'isolation procurée par la grille est largement suffisante et il n'y a pas de risques d'oscillation et donc nul besoin de neutrodynage. Cette solution allie simplicité (pas d'alimentation supplémentaire) et fiabilité (pas de problèmes d'instabilité). Seul inconvénient, un gain de *13dB* seulement... mais est-ce bien gênant (pour obtenir 100W, il suffit de 5W). C'est déjà beaucoup plus que ne le permet un étage à transistor bipolaire.

D. Polarisation et classe d'amplification :

1. Principe :

D'un point de vu statique, lorsqu'on est en réception, la triode doit être *bloquée*. En d'autres termes, le flux d'électrons cathode-anode doit être réduit à zéro. Cela revient à dire que le courant anodique doit être nul. Ainsi, l'anode ne chauffera pas inutilement. Pour ce faire, comme je l'ai écrit précédemment, la tension entre grille et cathode doit être suffisamment grande (négative, en dessous du cut-off). Comme la grille est reliée à la masse, cela revient à porter la cathode à un potentiel positif suffisant par rapport à la masse. Cela est très facile : il suffit de « débrancher » la cathode (à l'aide d'un relais par exemple). En procédant ainsi, on coupe le courant cathodique, donc anodique et la cathode se porte d'elle même à un potentiel positif supérieur au cut-off.

En émission, le tube doit être *polarisé* de manière à déterminer sa *classe d'amplification* (A, AB, B ou C : nous y reviendrons plus loin). *Polariser le tube signifie qu'en position émission, mais en l'absence d'excitation HF, un courant anodique sera établi*. Plus ce courant sera élevé plus on se rapprochera de la classe A, meilleur sera la *linéarité* et moins bon sera le *rendement* (rapport entre l'énergie électrique consommée et l'énergie HF produite en sortie). Plus le rendement est médiocre, plus la puissance consommée augmente pour une puissance de sortie HF donnée. La différence entre ces deux puissances étant dissipée en chaleur dans le tube (dissipation anodique), plus le rendement est médiocre, plus le maximum de puissance dissipée que le tube peut supporter sera atteint rapidement et moindre sera la puissance de sortie maximum.

Prenons un exemple : une triode 2C39 a une dissipation anodique maximum de 100W. Si on décide de la faire fonctionner en classe A, la linéarité sera très bonne, mais le rendement sera de l'ordre de 30%. Cela signifie que si l'ampli fournit 30W HF, il consommera 100W alimentation et il dissipera la différence en chaleur soit 70W. Sachant que la dissipation maximum est de 100W, le calcul inverse donnera une puissance de sortie maximum de 43W. Si on décide de fonctionner en classe AB, la linéarité sera légèrement moins bonne, mais largement suffisante pour la SSB. Le rendement sera meilleur, de l'ordre de 50%. En partant de la puissance maximum de dissipation du tube, on trouvera cette fois une puissance maximum de sortie de 100W.

En pratique, on utilise la *classe AB* qui s'avère être un bon compromis entre rendement et linéarité pour la SSB.

Plus on se rapproche de la classe A, plus le courant anodique au repos en position émission (appelé *courant de repos*) devra être élevé. Pour la classe AB qui nous intéresse, on détermine le courant de repos de manière à ce que le tube dissipe (au repos, en position émission) *entre le tiers et la moitié de sa puissance de dissipation maximum*.

Pour une 2C39, la tension anode-cathode est d'environ 1000V. La moitié de la puissance de dissipation maximum est de 50W (le tiers, environ 30W). De ce fait, le courant de repos devra être d'environ $50W/1000V = 50mA$ (entre 30mA et 50mA).

2. Circuit de polarisation :

Le courant de repos est fixé par la tension grille-cathode. La grille étant à la masse, la cathode devra être positive à une tension (avant le cut-off) permettant d'obtenir le courant de repos souhaité.

Pour ce faire, on connecte entre la cathode et la masse un *dispositif régulateur de tension* à la valeur souhaitée. Il ne faut pas oublier qu'entre la cathode et la masse circule le courant anode-cathode (c'est-à-dire le courant anodique au courant de grille près). Ce courant, égal au courant de repos en position émission et en absence de HF, augmentera en présence de HF (lorsqu'en SSB, on parle dans le micro) du fait que la tension HF est superposée au niveau de la cathode à la tension de polarisation cathode-grille.

Le problème à résoudre est donc le suivant : *comment maintenir entre la cathode et la masse une tension continue constante (à laquelle viendra s'ajouter la tension HF à amplifier) pour un courant circulant entre cathode et masse variant entre le courant de repos et le courant maximum (à pleine puissance de sortie) ?*

La réponse la plus simple s'appelle : *diode zener*. La caractéristique première de ce composant est de maintenir à ses bornes une tension constante quel que soit le courant qui le traverse. *Il suffit donc de connecter une diode zener de tension adaptée entre la cathode et la masse lorsqu'on passe en position émission*. Le schéma de principe est donné figure 2.

Ce schéma de base peut (et doit) être amélioré : tout d'abord, on ajoutera un condensateur de découplage (céramique) en parallèle sur la zener complétant le rôle de la self choc et court-circuitant à la masse la HF ayant fuit à travers cette dernière. En général, *l'interrupteur et la zener sont placés à l'extérieur d'une enceinte blindée* (boîtier en fer étamé...) contenant le circuit HF d'entrée (non représenté sur le schéma). De ce fait, on utilisera une traversée autodécouplante (by-pass) après la self choc pour sortir du blindage. Cette traversée (quelques nF) jouera le rôle de condensateur de découplage.

Pour éviter une accumulation de charges au niveau de la cathode qui aurait pour conséquence de produire une tension cathode-grille trop élevée lorsque la cathode est déconnectée de la zener, on place avant l'interrupteur, une résistance d'environ 10k Ω à 15k Ω 10W dont l'autre extrémité est reliée à la masse.

Supposons que l'on ne connaisse pas la tension exacte de polarisation cathode-grille, c'est-à-dire la tension de la zener. Généralement cette tension est au plus égale à quelques dizaines de volts.

Nota : Plus le facteur d'amplification « μ » (mu) du tube est grand, plus cette tension est petite. Pour certains tubes appelés « High- μ » on peut parfois faire fonctionner le tube en "zéro-bias", c'est-à-dire avec une tension cathode-grille nulle ! Un simple court-circuit remplace alors la zener.

Supposons donc que cette tension soit de 30V maximum (elle est rarement plus grande). On détermine alors le courant de repos nécessaire (le calcul a été exposé précédemment). Ce courant de repos circulera de l'anode vers la cathode et de ce fait traversera la zener. Reprenons la valeur précédemment calculée pour le courant de repos, soit 50mA. Remplaçons pour commencer les essais, la zener (puisque nous ne savons pas quelle valeur mettre) par une *résistance*. Au niveau de cette résistance, on souhaite une chute de

tension de 30V pour un courant de 50mA. La loi d'Ohm nous dit que la valeur de la résistance doit être de $R = U / I = 30V / 0.05A = 600 \Omega$. (la puissance minimum que la résistance est susceptible de dissiper sera $P = U I = 30V \times 0.05A = 1,5W$. On choisira une résistance de 2W minimum).

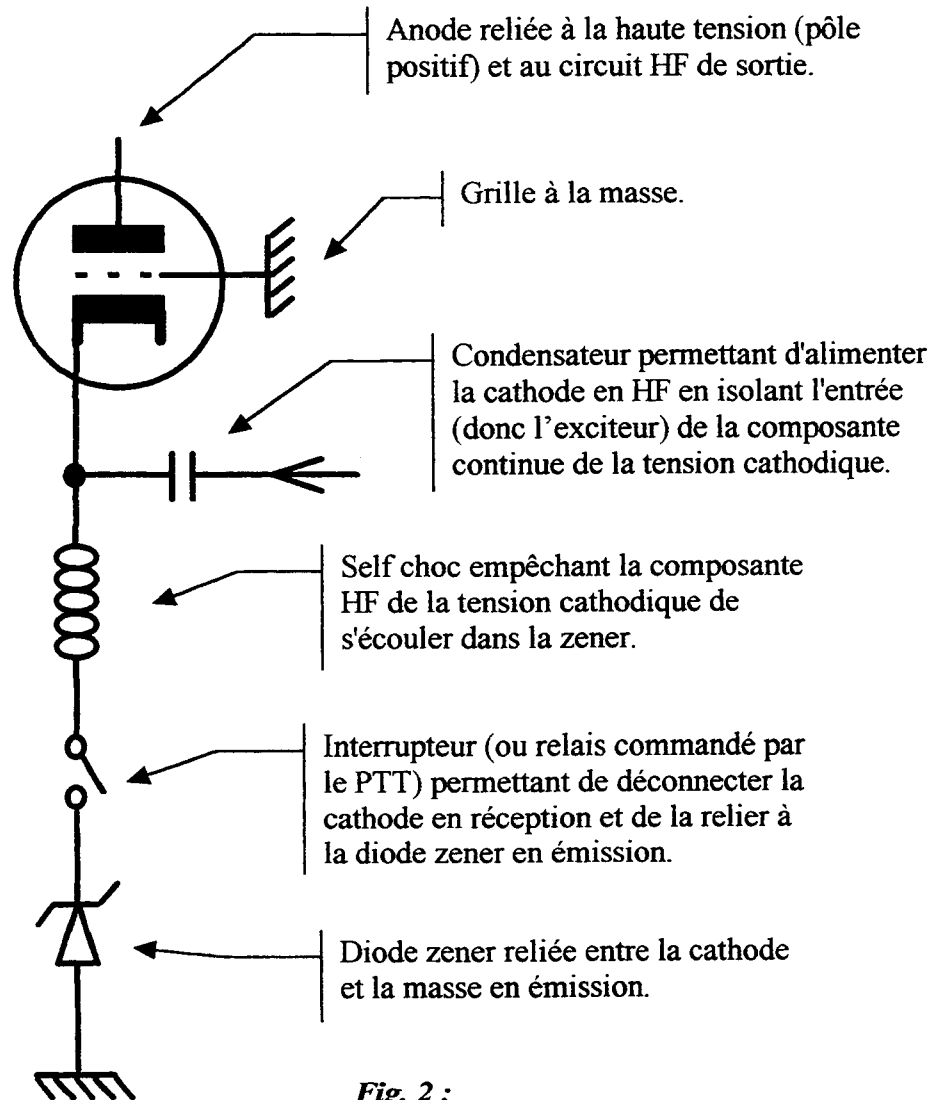


Fig. 2 :

Principe de la polarisation d'un tube triode.

Une fois cette résistance en place et la haute tension appliquée, que ce passera-t-il ? Etant donné que du point de vu de la triode, la tension cathode-grille a été estimée par excès, le courant de repos sera sans doute plus petit que celui espéré (voir nul). C'est ce que l'on cherche. On répète l'opération avec une résistance plus faible (disons une fois et demie plus faible).

Lorsque la résistance adéquat est déterminée (celle donnant le courant de repos souhaité), on pourrait être tenté de la laisser ! Pourquoi mettre une zener si une résistance fait

l'affaire ? En l'absence de HF le raisonnement est correct, mais en présence d'excitation à l'entrée de l'ampli, rien ne va plus ! En effet, lorsque la puissance d'excitation, donc de sortie augmente, le courant anodique, donc cathodique augmente également. Du fait de la loi d'Ohm, la tension aux bornes de la résistance augmentera. Cette augmentation de la tension cathode-grille abaissera la composante « repos » du courant anodique. De manière imagée, plus l'amplificateur sortira de puissance plus on s'éloignera de la classe AB pour se rapprocher de la classe C ! Autrement dit, la linéarité risque de prendre une sacrée calotte !

En pratique, on mesure la tension aux bornes de la résistance à la fin de la manipulation permettant de déterminer celle qui donne le bon courant de repos. On conserve alors la résistance et on y adjoint en parallèle une diode zener de tension à peine supérieure à celle mesurée (quelques dixièmes de volts). Ainsi, lorsqu'en présence de HF, le courant anodique, donc la tension aux bornes de la résistance augmentera, la zener entrera en action et empêchera la tension (mais pas le courant anodique) de monter. La résistance dissipera une partie de la puissance que la zener seule aurait eu à dissiper (les diodes zener de puissance coûtent cher).

Nous voici donc en présence d'un circuit de polarisation opérationnel. La **figure 3** représente ce circuit à partir de la self choc.

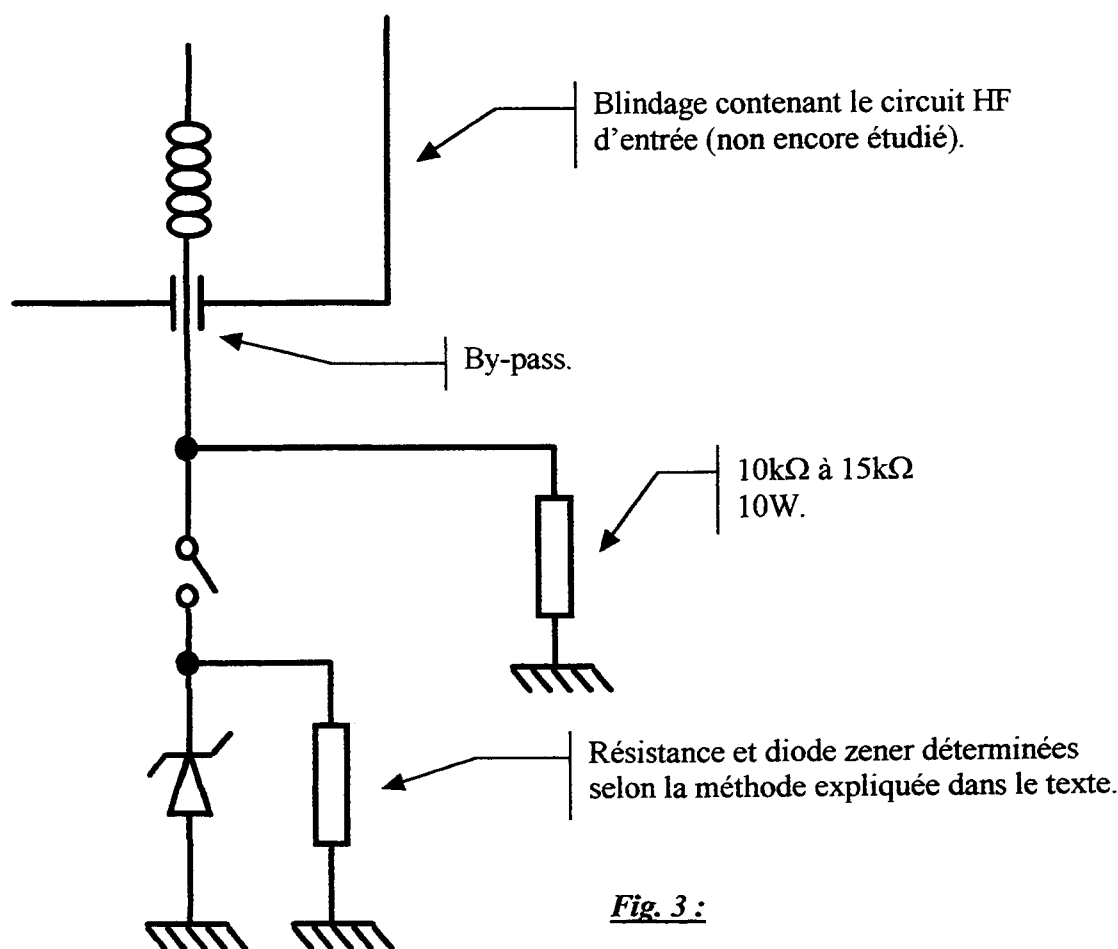


Fig. 3 :

Schéma complet pour la polarisation d'un tube triode.

Malheureusement, les diodes zener de puissance coûtent cher et ne sont pas toujours faciles à trouver. On a alors recours à un autre montage utilisant un transistor de puissance. Le transistor permet d'amplifier l'effet d'une zener de puissance « standard » (1,2W).

Le montage proposé **figure 4** utilise un transistor NPN de puissance (2N3055, 2N3773 etc...). Il remplace la diode en parallèle avec la résistance du schéma **figure 3**.

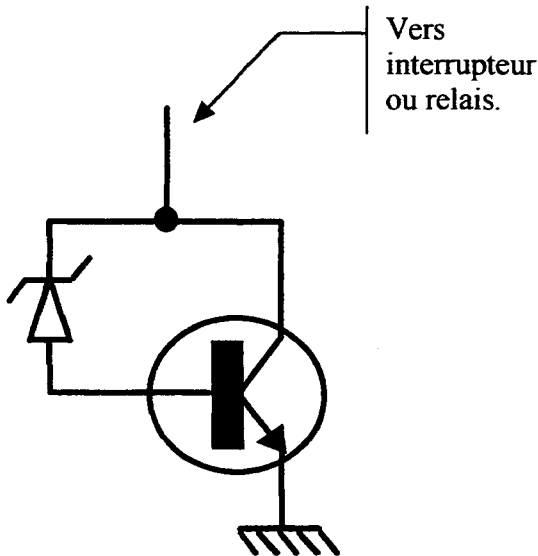


Fig. 4 :

Dispositif équivalent à une diode zener de puissance.

Avec ce montage, on peut supprimer la résistance précédemment en parallèle avec la zener.

Voici son principe de fonctionnement : une petite partie du courant cathodique traverse la diode zener. Aux bornes de celle-ci, donc entre base et collecteur, la tension est maintenue *constante* (tension de la zener). La tension base-émetteur (V_{BE}) du transistor sera égale à environ 0,6V. Si la tension cathodique U_K augmente, V_{BE} augmentera, car $V_{BE} = U_K - U_Z$ (ou U_Z est la tension de la zener). Mais à peine augmentera-t-elle que le transistor augmentera son courant de collecteur ce qui aura pour effet de faire chuter la tension cathodique. L'effet est inverse si U_K diminue. On a une sorte de boucle de contre-réaction implicite.

En résumé, quel que soit le courant dans le transistor, on aura toujours entre collecteur (ou cathode) et masse une tension constante égale à $U_Z + 0,6V$. On choisira donc une tension de zener 0,6V en dessous de la tension de polarisation nécessaire.

Pour un tube 2C39, le courant anodique (donc cathodique) maximum ne devra pas excéder 200mA. Pour une 3CX800A7, on n'excédera pas 600mA, et pour une 3CX1500A7/8877 le maximum sera de 1A. Pour décrire un circuit de polarisation universel, supposons que le courant anodique maximum soit de 1A (cas d'une 3CX1500A7 susceptible de délivrer 2kW HF), et que ce même courant minimum soit de 50mA (courant de repos d'une 2C39 permettant d'obtenir 100W HF).

La puissance maximum dissipée par le transistor sera égale au produit de la tension cathode-grille, soit au plus une trentaine de Volts (plus fréquemment une petite dizaine de volts) par le courant cathodique. On atteindra donc dans le pire des cas 30W de dissipation sur les pointes de modulation SSB (30Vx1A), mais en réalité quelques watts en moyenne. Cela ne posera pas de problèmes à la plupart des transistors de puissance usuels s'ils sont montés sur un petit radiateur.

Calculons l'intensité I_Z qui traversera la diode zener. Cette intensité correspond au courant de base du transistor. Elle sera donc égale au courant de collecteur (courant anodique) divisé par le gain en intensité β (bêta) du transistor. Ce gain est d'environ 30 pour un 2N3055, 2N3773...

Pour un courant anodique maximum (1A) on aura $I_{Z_{max}} = 1A / 30V = 33mA$, et pour un courant anodique minimum (50mA), on aura $I_{Z_{min}} = 50mA / 30 = 1,7mA$.

Pour les tubes cités précédemment, la tension de polarisation est d'environ 10V. Les puissances minimum et maximum dissipées par la zener seront donc respectivement :

$$P_{Z_{min}} = U_Z \times I_{Z_{min}} = 10V \times 1,7mA = 17mW.$$

$$P_{Z_{max}} = U_Z \times I_{Z_{max}} = 10V \times 33mA = 330mW.$$

Les diodes zener courantes ont une puissance de dissipation de 1,2W. De manière à utiliser la zener dans la partie la plus stable en tension de sa caractéristique, il faudrait qu'elle dissipe une puissance minimum plus importante. Pour cela, on ajoute généralement une résistance entre la base du transistor et la masse. Une résistance R de 47 Ω donnera de bons résultats : la tension à ses bornes sera de 0,6V. De ce fait, R sera traversée par un courant $I = U/R = 0,6V / 47\Omega = 12,8mA$. Ce courant viendra s'ajouter au courant consommé par la base du transistor. On peut ainsi recalculer les puissances minimum et maximum dissipées par la zener :

$$P_{Z_{min}} = U_Z \times (I_{Z_{min}} + 12,8mA) = 10V \times (1,7mA + 12,8mA) = 145mW.$$

$$P_{Z_{max}} = U_Z \times (I_{Z_{max}} + 12,8mA) = 10V \times (33mA + 12,8mA) = 458mW.$$

Ainsi, la zener aura un meilleur effet régulateur.

La résistance R dissipera $P = 0,6V^2 / 47\Omega = 8mW$. Une résistance 1/2W fera parfaitement l'affaire.

Il est intéressant de noter que le circuit de polarisation fonctionne en *basse tension* : il est ainsi possible de le tester à l'aide d'une alimentation 0-30V par exemple, pour s'assurer qu'il régule correctement.

Nota : pour une tension de polarisation fixée, le courant de polarisation diminuera si la tension anodique diminue. En conséquence, suivant la tension anodique utilisée (on n'utilise pas forcément toujours la tension anodique maximum que le tube peut accepter, notamment lors des premiers essais de l'amplificateur), il faudra redéterminer la tension de polarisation adéquat et utiliser la zener qui convient (de tension d'autant plus petite que la tension anodique sera petite).

Il existe d'autres montages simples à base de transistors ayant la particularité d'être *réglables* au niveau de la tension de polarisation donc du courant de repos. Si cela est très

pratique lors de la mise au point, la plupart de ces circuits sont loin d'offrir la qualité de régulation du montage proposé. Cela peut se ressentir sur la linéarité de l'amplificateur. Donc : méfiance !

Une dernière remarque d'ordre pratique : sachant qu'une diode simple (1N4007, BY255...) induit une chute de tension de 0,6V (stable) lorsqu'elle est traversée par un courant quelconque, il est possible d'en mettre plusieurs en série pour obtenir un dispositif équivalent à une zener de puissance. Cela peut être intéressant lorsque les tensions de polarisation sont faibles (moins de 10V). Au delà, le nombre de diodes en série devient un peu grand ! La stabilité de régulation de ce système est moins bonne qu'une zener (ou une zener + transistor), mais reste cependant suffisante. L'usage de diodes simples en série avec une diode zener peut aussi permettre d'augmenter légèrement (0,6V; 1,2V...) la tension de la zener si celle-ci est un peu trop faible.

3. Commutation (émission / réception) du circuit de polarisation :

A partir d'un circuit de polarisation à transistor du type décrit, il est possible de bloquer le tube en déconnectant la zener plutôt qu'en déconnectant la cathode de la totalité du montage. L'avantage est que l'on commute de très petites intensités ce qui autorise l'usage de petits relais. On peut même envisager l'usage d'un optocoupleur... je vous laisse le soin de développer cette dernière idée.

Lorsque la zener est déconnectée, la base du transistor se retrouve à la masse via la résistance de 47 Ω et le transistor est bloqué : aucun courant ne passe plus; le tube se retrouve également bloqué.

Le schéma complet d'une polarisation à transistor est donné **figure 5**. J'y ai adjoind un fusible destiné à protéger le tube en cas de courant cathodique excessif. Malheureusement, très souvent en cas de problème, on a à faire à des phénomènes d'arcs électriques, trop bref pour griller un fusible à temps ! Les tubes étant généralement assez « solide », c'est la polarisation (transistor et zener) qui dégagent... éventuellement le fusible, mais après ! Ce fusible évitera donc uniquement les courants cathodiques trop grands à « long terme » (par exemple, si l'opérateur pousse un peu trop !). On choisira un modèle rapide de valeur égale à l'intensité anodique maximum spécifiée par le constructeur du tube. Quelques condensateurs de découplage ont également été ajoutés.

Avant d'utiliser ce montage, mettez en place uniquement la résistance de 10 à 15k Ω / 10W après la self choc et mesurez la tension aux bornes de cette résistance (la haute tension étant présente). Vérifiez que celle-ci est suffisamment inférieure à la tension V_{CE} maximum que peut supporter le transistor. Si ce n'est pas le cas, diminuez la résistance. Il est bien rare de se trouver dans cette situation de tension trop élevée.

Nota : ne jamais appliquer la haute tension à un tube tant que le filament n'a pas chauffé suffisamment longtemps (en général 2 à 3min; se reporter aux indications du constructeur). Si le tube n'a pas fonctionné depuis longtemps, il est conseillé de faire chauffer le filament plusieurs heures pour parfaire le vide à l'intérieur et laisser les électrodes reprendre leur forme. D'autre part, lorsque le filament d'un tube est en chauffe, la ventilation doit être obligatoirement mise en route.

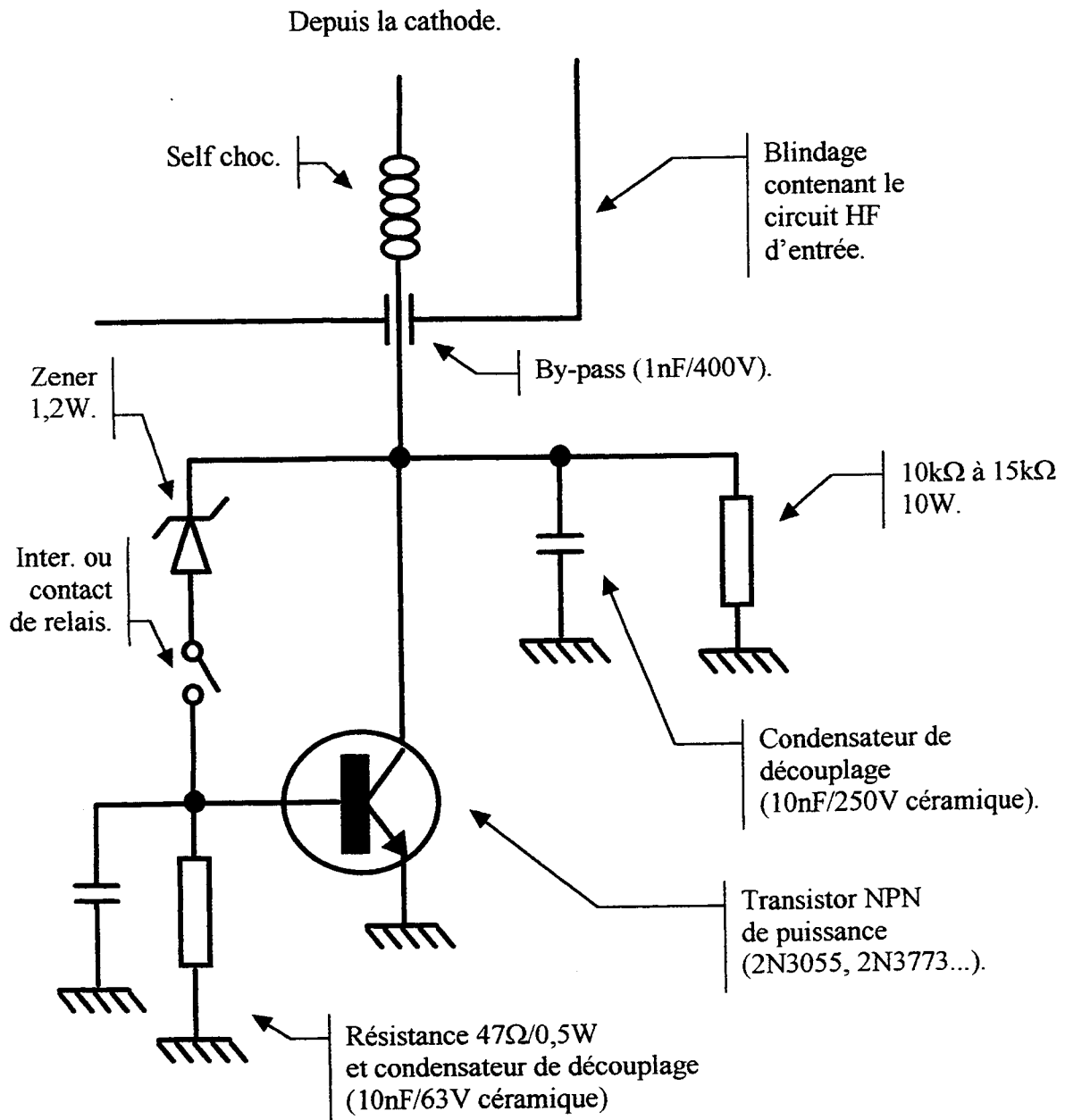


Fig. 5 :

Schéma complet pour la polarisation d'un tube triode.

Nous en avons terminé avec le circuit de polarisation proprement dit. Celui proposé a été monté sur plusieurs amplificateurs et ne m'a jamais posé de problèmes. Je pense pouvoir dire qu'il est fiable et reproductible (remarquez, vu le nombre de composants...).

E. Alimentation haute tension :

1. Introduction :

Pour alimenter une triode, la haute tension est la seule alimentation nécessaire outre la tension de chauffage du filament (généralement quelques volts sous quelques ampères en alternatif). Le pôle positif de cette haute tension sera appliqué à l'anode, le pôle négatif étant à la masse (enfin, presque... nous verrons cette subtilité plus loin).

Voici un ordre d'idée de la haute tension nécessaire à quelques triodes usuelles :

Triode	Haute tension
2C39	1000V
3CX800A7	2200V
3CX1500A7/8877	4000V

Ces valeurs représentent les maxima utilisés. On peut se contenter d'une tension plus faible (pas moins de la moitié) si l'on ne souhaite pas utiliser la triode au maximum de ses capacités. Monter au delà de ces tensions est possible mais ne le faites pas à l'heure de la sieste... vos voisins pourraient ne pas apprécier !

Autant dire tout de suite qu'avec de telles tensions, il n'est guère envisageable (si l'on veut rester dans la simplicité) de vouloir réguler ! Par ailleurs, cela n'apporterait rien de plus : une tension redressée filtrée est largement suffisante.

L'alimentation sera donc constituée de 3 éléments principaux :

- Le *transformateur*,
- Le *redresseur* (pont de diode).
- Le *filtre* (capacité de filtrage).

2. Le transformateur :

Il faut déterminer sa *puissance* et sa *tension au secondaire*. Si l'on part du principe que l'amplificateur a un rendement d'environ 50% (quelquefois 60%), on peut admettre *qu'il consomme le double de sa puissance de sortie*. Par exemple, un amplificateur à 2C39 susceptible de délivrer 100W consommera 200W. Le transformateur devra donc avoir une puissance de 200VA. En pratique, un transformateur de puissance égale à une fois et demie la puissance HF de sortie pourra suffir (s'il est réellement capable de sortir cette puissance au secondaire). Cette règle est valable en SSB, voir en CW. Pour un fonctionnement continu (FM, RTTY...), un transformateur de puissance égale au double de la puissance HF de sortie est préférable, surtout pour des raisons de chauffe du transformateur qui débitera en continu. Si sa puissance est trop petite, la haute tension s'écroulera dès que l'amplificateur tournera à pleine puissance, d'où une puissance de sortie en réalité moindre et une mauvaise linéarité.

Quoiqu'il en soit, un transformateur trop puissant ne sera jamais un handicap. La haute tension n'en chutera que moins. Si votre budget le permet et si un peu de poids en plus ne

pose pas de problèmes, n'hésitez pas à utiliser un transformateur de puissance triple de la puissance de sortie.

Pour des amplificateurs de puissance élevée (quelques kW), on préférera l'usage d'un transformateur *triphase* : le secteur (ou le groupe électrogène) supportera mieux, et le filtrage sera plus facile (recouvrement des alternances redressées). Nous nous limiterons ici au cas de transformateurs monophasés.

La tension efficace produite au secondaire du transformateur, une fois redressée et filtrée, sera *1,4 fois plus élevée à vide* (c'est-à-dire lorsqu'on ne consomme pas d'intensité sur l'alimentation). Par exemple, un transformateur ayant un secondaire à 800V (sous entendu efficace) donnera une tension continue (après passage par le redresseur et le filtre) de 800V x 1,4 soit environ 1100V lorsque l'alimentation tournera à vide, c'est-à-dire sans que l'amplificateur ne consomme (en réception par exemple).

Dés lors que l'on consomme sur l'alimentation, sa tension va chuter. On parle alors de *tension en charge*. Si l'on a choisi un transformateur suffisamment dimensionné, cette chute sera raisonnable. Dans l'exemple précédent, les 1100V deviendront 950V ou 1000V. Une valeur moyenne de la chute de tension se situe autour de *10 à 15% de la tension à vide*.

Si l'on veut utiliser son tube au maximum de ses capacités, on devra avoir une tension en charge à peine inférieure à la tension maximum anodique spécifiée par le constructeur, disons même *égale*. Il faut savoir que la plupart des tubes (pour ne pas dire tous) supportent très bien une tension plus élevée lorsqu'ils ne débitent pas. Par exemple, pour un tube 2C39, le constructeur fixe la limite à 1000V. En fait, à vide, le tube supporte jusqu'à 1900V, et en fonctionnement, il s'accommode très bien de 1100V.

Ces constatations expérimentales permettent d'affirmer que l'on peut utiliser un transformateur ayant un secondaire dont la tension effective multipliée par 1,4 puis à laquelle on retranche 10% correspond à la tension anodique constructeur maximum du tube.

Il reste cependant possible d'utiliser un transformateur ayant une tension secondaire inférieure.

Ce calcul n'est pas d'une grande précision, il donne plus un ordre de grandeur qu'une valeur au volt près ! Un calcul précis nécessiterait la prise en compte de la capacité de filtrage et de la chute de tension de l'enroulement secondaire du transformateur lorsqu'il est en charge. Cependant, cet ordre de grandeur est suffisant pour déterminer quel transformateur il faut utiliser.

3. Le redresseur :

Après le transformateur, vient le redresseur. Il est préférable d'utiliser un *redressement bi-alternance* soit avec un pont de 4 diodes, soit avec deux diodes et un transformateur à point milieu. Nous allons traiter le cas d'un pont de diode, le second cas étant très similaire.

Il est dommage et déconseillé d'utiliser un redresseur *mono-alternance* (une seule diode) : on perd une alternance sur deux ce qui a pour conséquence d'augmenter la chute de tension en charge.

A noter que l'on peut avoir recours à un **doubleur de tension** si le transformateur a une tension secondaire deux fois trop faible. On a dans ce cas le même inconvénient qu'avec un redressement mono-alternance.

En basse tension, un pont de diode monobloc se charge souvent de redresser la tension. Au summum de la complication, on utilise 4 diodes ! En haute tension, le redresseur se complique souvent !

Une diode (ou un pont) se caractérise par **l'intensité maximum** qui peut la traverser et par la **tension inverse maximum** admissible. Rappelons que la tension inverse maximum est la tension maximum que la diode peut supporter dans le sens **non passant**. Autrement dit, si vous connectez un générateur aux bornes d'une diode dans le sens ou celle-ci ne conduit pas (moins sur l'anode et plus sur la cathode) et si vous augmentez progressivement la tension du générateur, arrivera un moment où la diode va se sentir mal (et partira au paradis des diodes). C'est exactement le principe de fonctionnement d'une diode zener. A une certaine tension inverse fixée, elle devient conductrice d'où son effet régulateur. Cependant, si une diode zener est faite pour fonctionner ainsi, ce n'est pas le cas d'une diode de redressement.

En résumé, avec une diode normale, il est interdit de dépasser la tension inverse maximum. Dans le cas d'un pont de diode, chaque branche (diode) du pont devra pouvoir supporter (en pointe) une tension inverse d'au moins **3 fois** la tension efficace du secondaire (cela correspond à la tension secondaire crête-crête. En effet, par exemple, la diode reliée entre le plus redressé et une borne du secondaire devra supporter cette tension crête-crête lorsque le secondaire attendra une crête négative, le plus étant au niveau d'une crête positive à laquelle le condensateur de filtrage est chargé. Le raisonnement est identique pour chaque branche du pont).

Reprenons le cas d'un transformateur ayant une tension efficace au secondaire de 800V. Il faudra que chaque branche du pont puisse supporter en tension inverse $3 \times 800V = 2400V$. Or les diodes usuelles ne supportent qu'au plus en inverse un gros millier de volts. Il existe bien sûr des diodes « hautes tension », mais on n'en trouve pas facilement et elles coûtent cher. A moins d'avoir la chance d'en posséder, **on utilisera des diodes classiques en série**.

Les deux diodes les plus utilisées pour notre application sont les suivantes :

- **1N4007** : intensité max. **1A**, tension inverse max. : **1000V**.
- **BY255** : intensité max. **1A**, tension inverse max. : **1300V**.

En plaçant, par exemple, deux diodes identiques en série, la tension inverse va se répartir de manière égale entre les deux diodes. Ainsi, l'ensemble pourra supporter une tension inverse double de ce qu'une seule diode peut supporter. Mais attention : en fonctionnement inverse, **aucun courant** ne passe dans les diodes (ou presque). Autrement dit, une diode est comparable à une **très forte résistance**. Pour que la tension inverse se répartisse de manière **égale** sur chacune des diodes, il faudrait que cette résistance soit la même pour chaque diode. Or bien que nos deux diodes soient identiques, il n'est pas certain que ce soit le cas. Pour remédier à ce problème, on ajoute en parallèle sur chaque diode une résistance de forte valeur (forte valeur, pour ne pas consommer inutilement de la puissance) mais nettement moins forte que la « résistance interne inverse » des diodes. Les résistances aux

bornes de chaque diode étant identiques, ce sont elles qui répartiront de manière égale la tension inverse à chaque diode. On les appellent *résistances d'équilibrage*.

Des résistances de l'ordre de 470kΩ feront parfaitement l'affaire. La tension inverse aux bornes d'une diode (1N4007 ou BY255) étant susceptible d'atteindre environ 1000V, la puissance dissipée par la résistance sera d'environ $P = U^2 / R = 1000V^2 / 470000\Omega$ soit 2W. Cette puissance n'est en fait atteinte qu'en crête et pour une alternance sur 2; en moyenne, elle sera inférieure de plus de moitié. Une résistance de 1W pourra suffir. Mais attention : pour les résistances classiques, la tension maximum à ne pas dépasser (pour des raisons de claquage) est de 400V environ. Il en faudra donc 3 en série (par exemple 3 x 150KΩ 1/2W).

Reprenons notre exemple. Nos branches de pont devant supporter 2400V inverse, on utilisera soit 3 diodes 1N4007 en série (3 x 1000V = 3000V inverse maximum) ou 2 diodes BY255 (2 x 1300V = 2600V inverse maximum). Aux bornes de chaque diode sera connecté un groupement série de 3 résistances 150KΩ 1/2W. La **figure 6** représente un exemple de pont de diode avec 2 diodes par branche de pont.

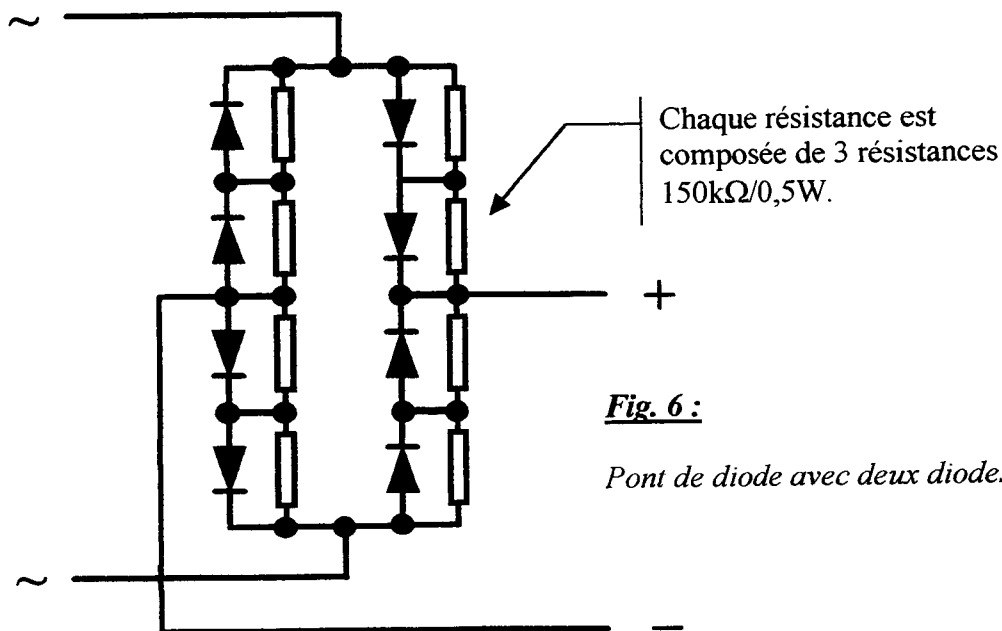


Fig. 6 :

Pont de diode avec deux diodes par branche.

*Nota : bien des descriptions spécifient un nombre insuffisant de diodes, ou omettent les résistances d'équilibrage. Ca peut marcher... jusqu'au jour ou "PAF" ! Avis aux cardiaques ! Un bémol cependant... il existe des diodes pouvant être connectées en série **sans** résistances d'équilibrage (j'ai oublié leur nom...), mais on en trouve rarement.*

4. Le filtre :

La tension redressée doit être *filtrée*, ou plus précisément *lissée* pour obtenir une tension continue avec un *minimum d'ondulation*.

Dans le cas le plus simple, le filtrage est assuré par un *condensateur* placé entre le pôle positif et le pôle négatif à la sortie du pont de diode. Il joue le rôle de *réservoir* et se charge à la tension crête du signal redressé.

Plus la capacité de ce condensateur sera grande, meilleur sera le filtrage.

Il existe diverses formules de calcul permettant de déterminer la capacité minimum à utiliser en fonction de divers paramètres (tension, intensité consommée, ondulation résiduelle...). Ceux qui souhaitent approfondir le sujet pourront s'y reporter. On les trouve dans bien des ouvrages dès lors qu'il y a un chapitre dédié aux alimentations.

Pour notre cas, quelques valeurs pratiques seront amplement suffisantes.

Peut-être avez-vous encore en tête la formule $Q = CU$? Elle dit que la charge électrique stockée dans un condensateur est proportionnelle à la tension. En conséquence, plus la tension à filtrer (donc aux bornes du condensateur) sera grande et moins la capacité aura besoin d'être importante (pour que le condensateur contienne la même charge, et donc, ait le même effet de réservoir-filtre).

Bien sûr, la capacité devra être proportionnelle à l'intensité consommée (plus on consomme, plus il faut un gros réservoir). Finalement, puisque nous travaillons en haute tension (1000V à 5000V) et avec des intensités assez petites (de l'ordre de 200mA à 1A), le condensateur de filtrage sera de relative petite capacité (en comparaison avec celles utilisées dans les alimentations 12V par exemple).

Pour une alimentation haute tension, c'est-à-dire supérieure à 1000V, inutile de dépasser une capacité de 100 μ F. Cela ne ferait qu'augmenter l'encombrement (et le coût) sans apporter d'améliorations sensibles du filtrage.

La détermination de la capacité minimum peut être basée sur l'exemple suivant : *pour une alimentation 2200V/600mA, un minimum de 16 μ F donne de bons résultats.*

En partant des constatations précédentes, à savoir que la capacité doit être :

- *inversement proportionnelle à la tension à filtrer,*
- *proportionnelle à l'intensité maximum consommée,*

il est facile de déduire (par 2 règles de 3) la capacité minimum à utiliser.

Exemples :

Pour une 2C39, $U_A=1000V$, $I_{Amax}=200mA$.

On obtient $C = 16\mu F \times (2200V/1000V) \times (200mA/600mA) = 12\mu F$.

Pour une 3CX1500A7/8877, $U_A=4000V$, $I_{Amax}=1A$.

On obtient $C = 16\mu F \times (2200V/4000V) \times (1000mA/600mA) = 15\mu F$.

Pour 3 tubes 2C39, $U_A=1000V$, $I_{Amax}=3 \times 200mA=600mA$

On obtient $C = 36\mu F$.

Cette valeur minimum est en fait une valeur moyenne que l'on peut dépasser sans aller au delà d'une centaine de μF . Une valeur inférieure de la capacité reste possible, mais il faudra procéder à des essais pour s'assurer du résultat.

Outre la capacité du condensateur, il faut également déterminer quel doit être sa *tension maximum de service*. Celle-ci doit évidemment être supérieure à *la haute tension filtrée à vide*. Par précaution, une marge significative n'est pas un luxe. **On ajoutera une marge égale à un tiers de cette tension.**

Par exemple, si le secondaire du transformateur délivre 1800V. La tension à vide aux bornes du condensateur étant égale à la tension crête du secondaire, on obtient $1800\text{V} \times 1,4 = 2500\text{V}$. En ajoutant un tiers de 2500V, on trouve environ 3300V.

Cette marge englobera les surtensions secteur (210V à 250V suivant le réseau EDF), limitera la surchauffe des condensateurs chimiques (donc améliorera leur longévité) et assurera une marge au niveau de l'équilibrage lorsqu'on utilise plusieurs condensateurs en série.

On adoptera cette marge surtout lorsque les condensateurs employés sont des modèles chimiques. On trouve parfois de gros condensateurs monobloc non polarisés à huile. Ceux-ci permettent une plus petite marge, voir un fonctionnement au delà de la tension de service indiquée. J'ai en tête l'exemple d'une alimentation 4000V pro utilisant un tel condensateur prévu pour une tension de 3200V... A moins d'être certain de son coup, je ne conseillerais pas ce genre de manipulation.

La plupart des condensateurs chimiques dit « haute tension » couramment disponibles sur le marché sont des modèles destinés à équiper des alimentations à découpage, donc destinés à filtrer une tension secteur 230V redressée. Leur isolation sera donc souvent de 385V ou 400V. Il faudra alors en placer plusieurs identiques en série pour obtenir la tension de service souhaitée (un peu comme pour les diodes).

Prenons l'exemple d'une alimentation à base d'un transformateur ayant un secondaire à 800V. La tension à vide aux bornes du condensateur de filtrage sera égale à $1,4 \times 800\text{V} = 1100\text{V}$. La tension de service du condensateur de filtrage devra être égale à $1100\text{V} + (1/3 \times 1100\text{V}) = 1500\text{V}$. Si l'on dispose de condensateurs 400V, il en faudra $1500\text{V}/400\text{V} = 4$.

La capacité du groupement série sera égale à la capacité d'un condensateur divisée par le nombre de condensateurs.

Dans l'exemple précédent, s'il faut $16\mu\text{F}$ au total, chaque condensateur devra faire $16\mu\text{F} \times 4 = 64\mu\text{F}$. On prendra la valeur supérieure la plus courante, ici $100\mu\text{F}$.

Comme pour les diodes, se pose le problème de l'*équilibre* de la haute tension aux bornes de chaque condensateur. En théorie, nos condensateurs en série étant de *même capacité*, la haute tension se répartit de manière *égale* aux bornes de chaque condensateur. En pratique, nos condensateurs, bien qu'étant de valeur très proche, sont le siège d'un petit courant de fuite *différent* d'un condensateur à l'autre. Autrement dit, chaque condensateur, pourtant identique aux autres, se comportera comme une forte résistance de valeur *différente* à celle des autres. On est donc en présence d'un diviseur potentiométrique quelconque : ***tensions ne se répartiront pas de manière égale aux bornes de chaque condensateur.***

Pour remédier à ce problème, on utilise des résistances d'équilibrage comme pour les diodes de redressement. On en placera une en parallèle sur chaque condensateur. Ces résistances, devant lesquels les résistances de fuite des condensateurs seront négligeables, formeront un diviseur potentiométrique répartissant de manière *égale* la tension aux bornes des condensateurs (toutes ces résistances étant de même valeur).

On adoptera une valeur de 47kΩ pour un condensateur isolé à 400V environ.

Exemples :

Pour des condensateurs de 400V en série, on place une résistance de 47kΩ en parallèle sur chacun d'eux.

Pour des condensateurs de 800V en série, on place une résistance de 2 x 47KΩ, soit 100KΩ en pratique, en parallèle sur chacun d'eux.

Pour deux condensateurs de 400V en parallèle, on utilisera deux résistances de 47KΩ en parallèle, ou une seule résistance de 22KΩ.

etc...

Cette évaluation de la valeur des résistances d'équilibrage est empirique et le fruit d'essais lors de constructions d'alimentations haute tension. Il est fortement conseillé de mesurer la tension aux bornes de chaque condensateur pour s'assurer qu'aucun n'ait à ses bornes une tension anormalement élevée. Au besoin, diminuer la valeur des résistances d'équilibrage.

La *puissance* de ces résistances sera déterminée par la formule $P=U^2/R$, où U est la tension maximum aux bornes de la résistance, soit la tension de service du condensateur et où R est la valeur de la résistance. Par exemple : une résistance de 47kΩ aux bornes d'un condensateur ayant une tension de service de 400V devra pouvoir dissiper $P = 400^2/47000 = 3,4W$. On utilisera une résistance de 4W.

Ces résistances auront une autre utilité : *décharger* les condensateurs lorsque l'on coupe l'alimentation. C'est une obligation si l'on ne souhaite pas « prendre feu » en intervenant dans l'alimentation pourtant débranchée !

Il est également envisageable de connecter en *parallèle* deux (ou plus) « guirlandes » de condensateurs en série.

Par exemple, reprenons le cas du transformateur 1800V au secondaire. La tension de service du condensateur de filtrage doit être 3300V. Supposons que nous disposions de condensateurs 100uF/400V et que nous souhaitions avoir une capacité de filtrage de 16μF. Pour obtenir une tension de filtrage de 3300V, il faut 9 condensateurs en série. Cela nous donne une capacité résultante de $100\mu F / 9 = 11\mu F$. C'est insuffisant. On utilisera donc 2 groupements série de 9 condensateurs, placés en parallèle (pour obtenir une capacité de $2 \times 11\mu F = 22\mu F$). On n'oubliera pas les résistances d'équilibrage de 47kΩ/4W en parallèle sur chaque condensateur.

L'ondulation résiduelle peut-être diminuée par une *inductance* en série sur la ligne + de la haute tension avant le filtrage, mais ceci provoquera une chute de tension plus importante en charge. Les bobines nécessaires n'étant ni de réalisation aisée ni faciles à trouver, nous laisserons ce cas de figure de côté.

5. Le démarrage de l'alimentation :

Nous avons vu tous les éléments principaux permettant de construire une alimentation HT. Il reste quelques « détails » à étudier et en particulier le démarrage de l'alimentation. En effet, si l'on branche « brutalement » le primaire du transformateur au réseau 230V, les condensateurs, alors déchargés, se comporteront comme un court-circuit. Nous travaillons en haute tension : la *résistance interne* des fils de liaisons, des diodes, du secondaire du transformateur etc... n'aura que peu d'effet de frein comme c'est le cas dans les alimentations basse tension. De ce fait, le redresseur et le filtre vont se faire secouer dans les règles de l'art, ce qui, à plus ou moins long terme réduira leur durée de vie. Vous connaissez la suite... un beau jour... « PAF » !

Pour démarrer en douceur une alimentation HT, c'est-à-dire pour charger progressivement le(s) condensateur(s) de filtrage, on agit sur l'alimentation du primaire du transformateur. Il est peu pratique d'agir sur le secondaire du fait de la tension élevée. Lorsque c'est le cas, on utilise un système passif à base de selfs introduisant une constante de temps dans la charge. Les selfs n'étant pas faciles à trouver ou à fabriquer, nous ne retiendrons pas cette solution.

Au primaire du transformateur, deux solutions sont fréquemment employées :

L'usage d'un *variac* entre le secteur et le primaire du transformateur. Un variac est un autotransformateur variable. A sa sortie, on dispose d'une tension variable de 0 à 230V (même un peu plus quelquefois). Au démarrage de l'alimentation, le variac est à zéro. On augmente alors progressivement la tension jusqu'au maximum ou jusqu'à obtenir la H.T. souhaitée.

Il pourra être utile de prévoir un relais auto-alimenté sur la ligne secteur commandé par un contact sur l'axe du variac interdisant la mise sous tension si le variac n'est pas à zéro.

- Avantage de ce système : possibilité de régler la H.T. de zéro à sa valeur maximum.
- Inconvénient : le variac devra être dimensionné comme le transformateur (même puissance) d'où un encombrement non négligeable et un coût élevé si on a pas la chance de posséder l'engin dans son stock de composants.

L'autre solution consiste à utiliser une résistance de puissance de quelques dizaines d'Ohms en série sur le primaire du transformateur. Cette résistance est en service au démarrage. Les condensateurs de filtrage se comportant comme un court-circuit, l'intensité consommée au secondaire, donc au primaire, sera a priori très grande. De ce fait (loi d'Ohm) la tension aux bornes de la résistance sera grande et celle aux bornes du primaire sera petite (assurant ainsi une charge lente des condensateurs). Plus les condensateurs de filtrage se chargeront, moins ils consommeront d'intensité et moins la résistance chutera de tension. Une fois les condensateurs chargés, cette chute de tension sera petite et le primaire du transformateur sera alimenté par une tension proche du secteur. On pourra à ce moment court-circuiter la résistance et utiliser la haute tension en sortie d'alimentation.

Cette solution ayant l'avantage d'être économique et fiable, nous allons l'étudier plus en détail. Le schéma de câblage du primaire du transformateur est donné **figure 7**.

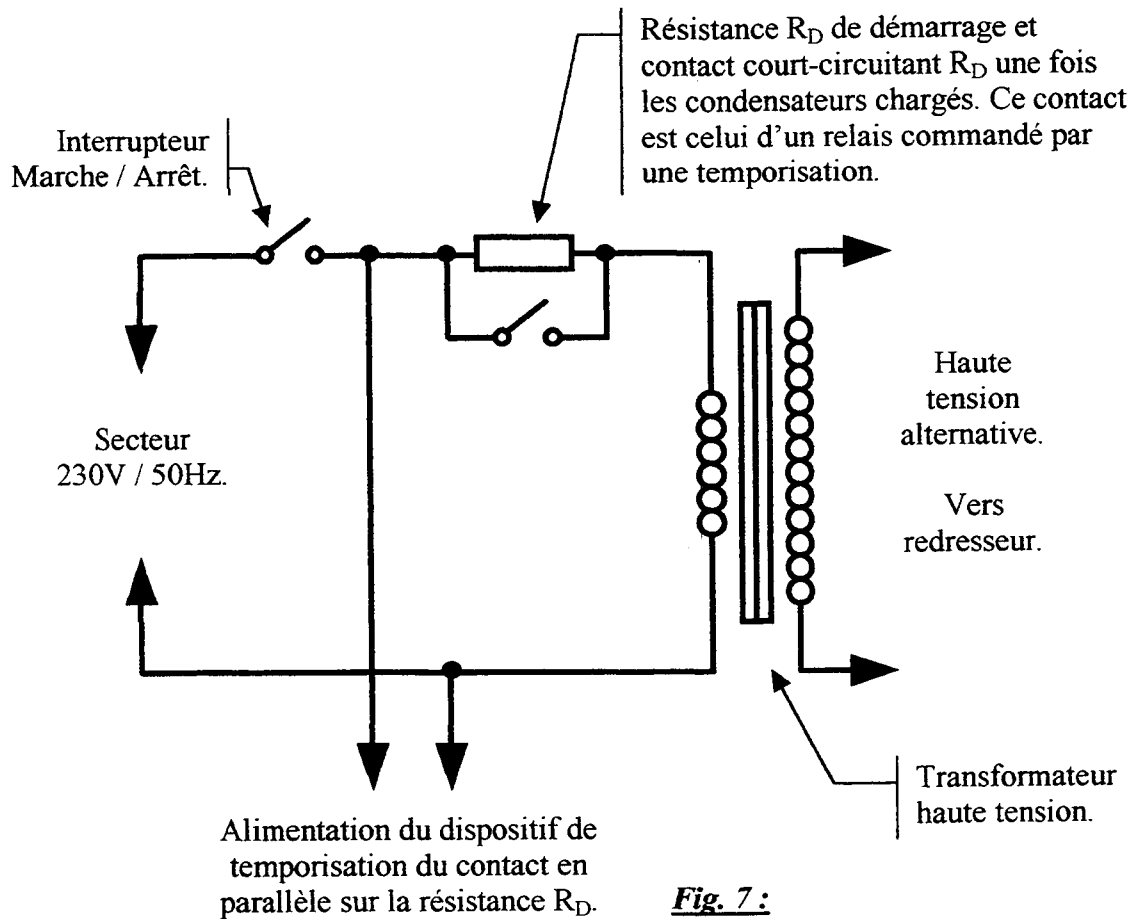


Fig. 7 :

Démarrage progressif par le primaire du transformateur.

Comme indiqué sur le schéma, le contact court-circuitant R_D est celui d'un relais commandé par une *temporisation*. Attention à ce que ce contact supporte une intensité suffisante (10A ou plus suivant la puissance de l'alimentation). Même remarque pour l'interrupteur de mise en marche. **Ce dernier pourra avantageusement être remplacé par un relais auto-alimenté commandé par un poussoir « marche » et un poussoir « arrêt »**. Ainsi, on est certain, à chaque connexion de l'alimentation sur le secteur, que cette dernière sera **arrêtée**.

*Nota : un relais auto-alimenté a sa bobine connectée sur le secteur via un bouton poussoir normalement ouvert (NO = le courant passe quand on appuie dessus) et un bouton poussoir normalement fermé (NF = le courant passe quand on N'appuie PAS dessus). Un contact libre du relais est placé en parallèle sur le bouton poussoir NO. Ainsi, lors d'une pression sur NO (bouton « marche ») le relais colle et reste collé quand on relâche le poussoir grâce au contact en parallèle sur ce dernier. Pour décoller le relais, on appuie sur le bouton poussoir NF (bouton « arrêt ») qui coupe l'alimentation de la bobine. Un autre contact du relais jouera le rôle de l'interrupteur de mise en marche présent sur le schéma **figure 7**.*

Le relais court-circuitant R_D sera équipé d'une bobine basse tension (12V ou 24V) et sera commandé par une simple temporisation qui alimentera la bobine quelques secondes après la mise en marche de l'alimentation.

La résistance de démarrage R_D devra avoir une puissance de l'ordre de 25W (pour un transformateur de 1kVA ou moins) à 50W (pour transformateur de quelques kVA). J'insiste sur le fait qu'il est *interdit* de tirer sur l'alimentation tant que R_D n'est pas court-circuitée, sinon cette dernière risque de partir en fumée !

Sa valeur se situera entre 30 et 100 Ω , mais celle-ci est très dépendante du filtrage et du transformateur. Un essai s'avère donc indispensable. Pour le mener à bien, il suffira de placer la résistance supposée convenir in situ et de vérifier sur le voltmètre H.T. que la charge des condensateurs de filtrage se fait progressivement : la tension doit monter à sa valeur maximum (en fait légèrement en dessous) en 2 à 3 secondes environ. Nous verrons plus loin comment mesurer la haute tension.

Un exemple de circuit de temporisation est donné **figure 8** pour un relais 24V. Pour un relais 12V, il suffira d'employer un transformateur ayant un secondaire de tension deux fois moindre.

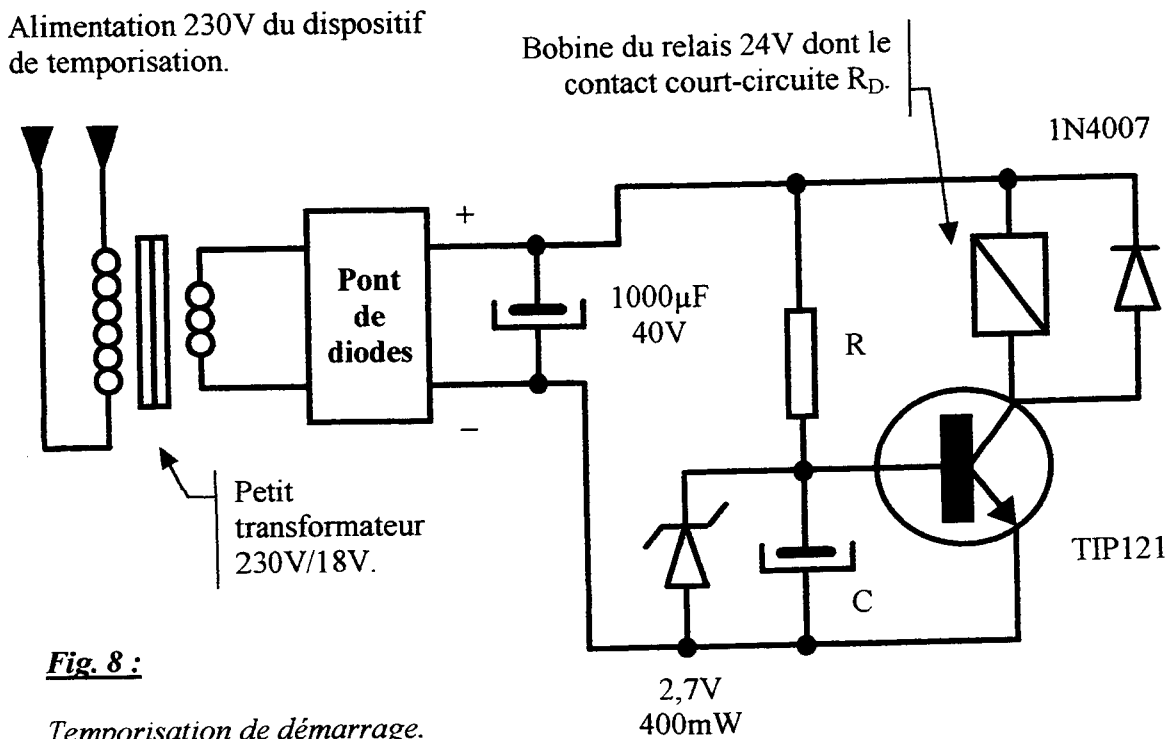


Fig. 8 :

Temporisation de démarrage.

En jouant sur R et C, on peut modifier la durée de la temporisation. Les valeurs suivantes donnent une durée en principe adaptée :

- $C = 1500\mu\text{F}/6,3\text{V}$
- $R = 68\text{ k}\Omega$

On pourra éventuellement ajouter un condensateur de découplage céramique $10\text{nF}/63\text{V}$ en parallèle sur le condensateur $1000\mu\text{F}/40\text{V}$, et un autre en parallèle sur C.

Le transistor TIP121 est un darlington (grand gain).

Au démarrage de l'alimentation, C se chargera à travers R jusqu'à atteindre, en 2 à 3 secondes, une tension suffisante pour saturer le transistor. Pour ne pas endommager ce dernier, la tension est limitée à 2,7V par la diode zener. Le transistor permettra alors l'alimentation de la bobine du relais. La diode 1N4007 en parallèle sur K court-circuite la forte surtension inverse produite par la bobine K du relais lorsque son alimentation est coupée. Cette tension pourrait détruire le transistor.

Pour ceux qui entreprendraient le montage d'une alimentation *triphasee*, le principe reste le même : il suffit d'utiliser une résistance R_D et un contact de relais par phase.

6. Mesures :

Nous avons trois grandeurs à mesurer. D'une part *la tension et l'intensité anodique*. Il s'agit simplement de la haute tension et de l'intensité consommée sur cette haute tension. D'autre part, il faudra également mesurer le *courant de grille*. Cette mesure est spécifique aux triodes montées en grille à la masse. Nous y reviendrons un peu plus loin.

Commençons par la mesure du courant anodique.

Le pôle négatif de l'alimentation étant à un potentiel très proche de la masse (nous verrons pourquoi lors de l'étude de la mesure du courant de grille), on placera l'ampèremètre en série sur ce *pôle négatif* plutôt que sur le pôle positif. Ainsi, aucune partie du galvanomètre ne sera soumise à un potentiel H.T. C'est moins dangereux.

Le galvanomètre pourra être munit d'une résistance shunt pour obtenir le calibre désiré. On placera également en parallèle sur ce galvanomètre un condensateur de découplage ($100\text{nF}/25\text{V}$ céramique) et surtout *deux diodes tête-bêche de protection*. La diode placée dans le *sens passant* pourra éventuellement être constituée de *2 diodes en série*. En effet, le rôle de cette diode est d'éviter une *surtension* au niveau du galvanomètre (qui provoquerait sa destruction). Pour connaître la tension maximum à ne pas dépasser, on applique la loi d'Ohm à partir de la résistance interne du galvanomètre et de son calibre.

Par exemple, un galvanomètre de calibre 1mA et de résistance interne 350Ω produira une chute de tension $U = RI = 350\Omega \times 1\text{mA} = 350\text{mV}$ lorsqu'il dévié à pleine échelle. Si une tension plus élevée apparaissait à ses bornes, cela signifierait qu'il serait traversé par *un courant trop élevé*. On a cependant une certaine marge de manoeuvre. Une diode ne conduit que si la tension à ses bornes est supérieure à 0,6V. Ainsi, une diode en parallèle sur le galvanomètre dans le sens passant limitera la tension aux bornes de ce dernier à 0,6V. C'est suffisant. L'aiguille ira en butée, mais sans risque pour le galvanomètre.

Autre exemple : un galvanomètre 1mA de résistance interne 1k Ω produira à ses bornes une chute de tension maximum de 1mA x 1k Ω , soit 1V. Dans ce cas, une seule diode de protection agirait trop tôt (à 0,6V). On en utilisera alors 2 en série (1,2V). Par prudence, on place également une diode dans le sens inverse en cas de courant négatif.

Ces diodes sont particulièrement utiles en cas de claquage au niveau de l'amplificateur. Un arc pouvant être assimilé à un court-circuit, un courant très fort (du à la décharge des condensateurs de filtrage) s'établira. Ce courant est d'autant plus fort que la résistance interne des divers conducteurs produit une chute de tension *négligeable* par rapport à la haute tension, et donc une limitation d'intensité quasiment nulle.

Par précaution, il est préférable de *doubler* les diodes en parallèle. Habituellement, lorsqu'il y a claquage, les diodes partent en fumée. Les doubler n'est donc pas un luxe (cela fera deux barrières avant d'arriver au galvanomètre).

Le schéma de la mesure d'intensité est donné **figure 9**.

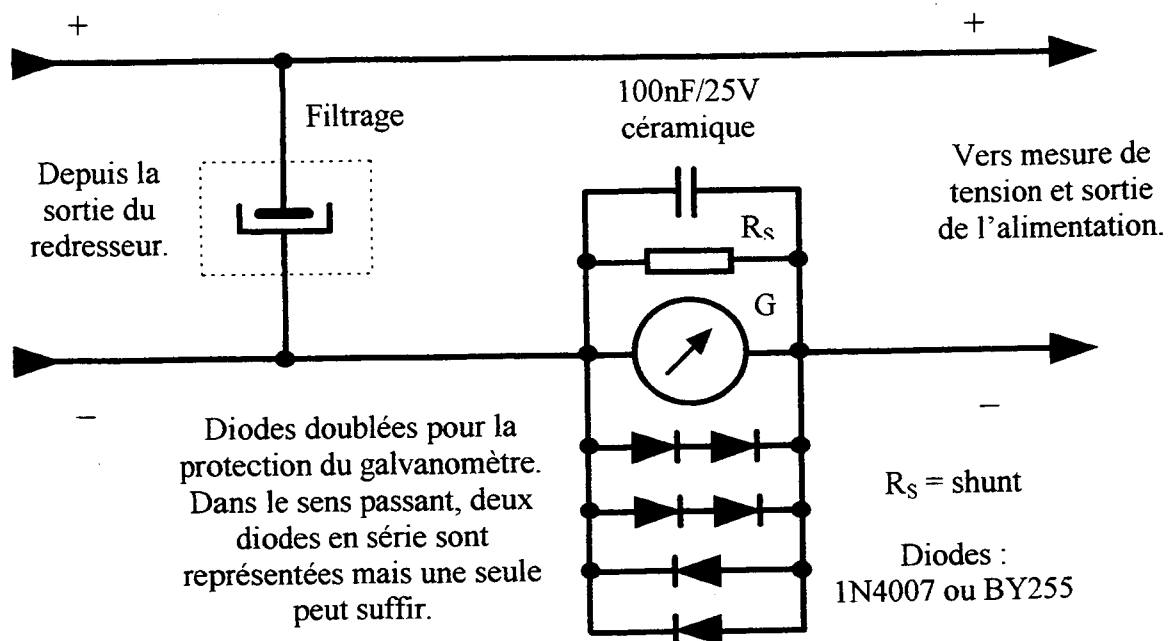


Fig. 9 :

Mesure de l'intensité anodique.

Par exemple, on dispose d'un galvanomètre G de sensibilité 1mA et de résistance interne 200 Ω . L'alimentation peut débiter jusqu'à 500mA. On commence par calculer la tension aux bornes de G lorsqu'il dévie à pleine échelle : $U = RI = 200\Omega \times 1\text{mA} = 0,2\text{V}$. Le shunt S (à pleine déviation de G) sera parcouru par l'intensité maximum souhaitée, soit 500mA auquel on retire l'intensité traversant G soit 1mA. Cette dernière étant négligeable devant 500mA, on peut, dans ce cas, ne pas en tenir compte. Le shunt S sera donc égal à $R = U/I = 0,2\text{V}/500\text{mA} = 0,4\Omega$. Cette valeur de résistance n'étant pas standard, on utilisera une

association série/parallèle de résistances. Dans notre cas, une résistance $0,47\Omega$ en parallèle avec une de $2,7\Omega$ feront l'affaire. Attention à ce que les résistances soient suffisamment dimensionnées en puissance (je passe le calcul : $P = UI\dots$).

La mesure de la tension se fait entre le + et le - de l'alimentation. On utilisera un galvanomètre protégé comme celui destiné à mesurer l'intensité anodique (diodes) avec cette fois une résistance de chute en série (principe du voltmètre). Cependant, le risque de fortes surtensions étant quasi inexistant (la haute tension est déjà élevée, elle ne va guère monter plus haut !) il n'est pas utile de doubler les diodes de protection.

Le galvanomètre sera connecté au pôle *négatif* et la résistance au pôle *positif* de manière à ce que le galvanomètre soit (pour les mêmes raisons de sécurité que précédemment) à un potentiel négatif. Du fait de la haute tension, on prendra garde à utiliser une résistance de puissance suffisante (dans $P=UI$, I est petit, mais U grand). De plus, les résistances courantes ne peuvent supporter plus de 400V à leurs bornes (sinon, il y a risque de claquage). Il faudra en utiliser plusieurs en série.

Par exemple, pour une alimentation supposée délivrer 2200V, on adoptera une échelle de 0 à 3000V pour le voltmètre. Il faudra donc $3000V/400V$ soit 8 résistances identiques en série au *minimum*. Supposons que le galvanomètre ait une sensibilité de 1mA (sa résistance interne n'a pas d'importance sauf si elle est excessivement grande). Cela signifie que notre résistance série équivalente devra être parcourue par un courant de 1mA lorsqu'une tension de 3000V (moins celle négligeable aux bornes du galvanomètre) sera présente à ses bornes. On en déduit donc $R = U/I = 3000V / 1mA = 3M\Omega$. Cette résistance dissipera la puissance $P = U^2/R = 3000V^2 / 3M\Omega = 3W$. On pourra par exemple utiliser 20 résistances de $150k\Omega/0.5W$ en série.

Le schéma de la mesure de tension est représenté **figure 10**.

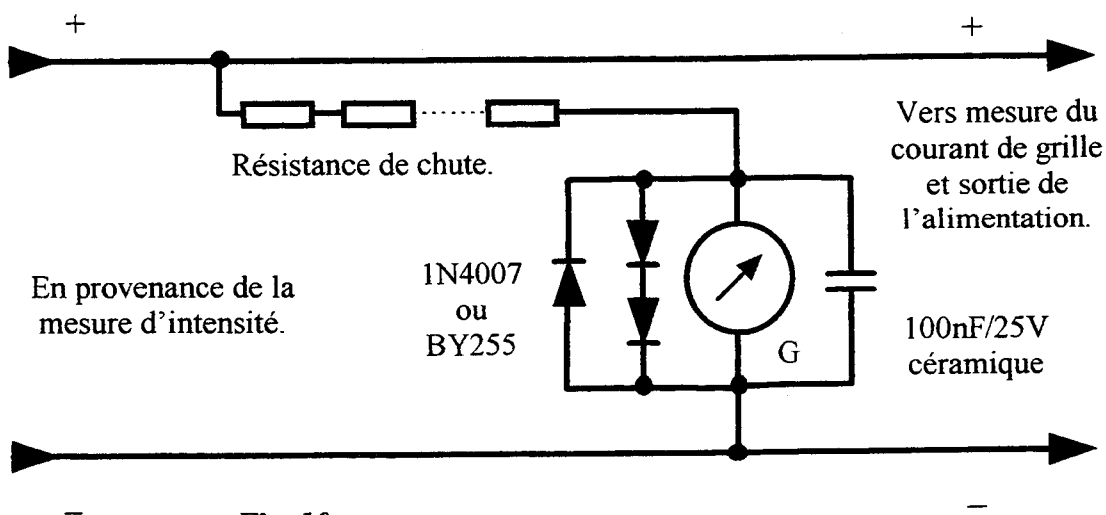


Fig. 10 :

Mesure de la tension anodique.

La mesure de tension est moins importante que les mesures de l'intensité anodique et grille car la tension est *quasi constante*. Elle n'est cependant pas inutile, notamment lorsqu'on travaille en portable sur groupe électrogène ou avec un secteur incertain. Pour économiser un galvanomètre, on peut utiliser le même que pour l'intensité anodique avec un interrupteur de bascule. Dans ce cas, attention à ce que *l'extrémité froide* de la résistance de chute de la mesure de tension ne soit pas « *en l'air* » lorsque le commutateur est positionné sur la mesure d'intensité : il y aurait risque d'arc dans le commutateur car présence de H.T. à cette extrémité de la résistance. On reliera donc en permanence cette extrémité à la masse via une diode zener de quelques volts (ou une résistance d'effet négligeable par rapport à la résistance interne du galvanomètre).

La dernière mesure à étudier est celle du *courant de grille*. Le plus simple, du point de vue de la compréhension, serait d'intercaler un ampèremètre entre la grille et la masse. Cette solution n'est malheureusement pas très pratique à mettre en oeuvre : la grille doit être reliée de manière très énergique à la masse, et ce *d'un point de vue HF* (rappelons que la grille sert d'isolation entre cathode et anode, donc entre entrée et sortie). Un galvanomètre intercalé ici se comporterait comme une self choc entre la grille et la masse. On aurait donc tout le contraire d'une bonne liaison HF ! Le seul remède serait d'ajouter une capacité de forte valeur et de très bonne qualité entre la grille et la masse pour assurer la liaison HF. Cette capacité, à cause de la qualité requise, devrait être construite autour de la connexion de grille (comme pour l'écran dans les supports de tétrode); ce serait alors une difficulté supplémentaire dont il est préférable de se passer.

La « bonne » solution consiste à laisser la grille en liaison directe avec la masse, et à placer l'ampèremètre plus en amont du côté de l'alimentation *entre la masse et le moins*. A ce niveau, il n'y a plus de HF, donc plus de problème !

Le schéma **figure 11** illustre le principe de mesure du courant de grille. Les circuits HF et de chauffage ne sont volontairement pas représentés. Le circuit de polarisation est symbolisé par une diode zener.

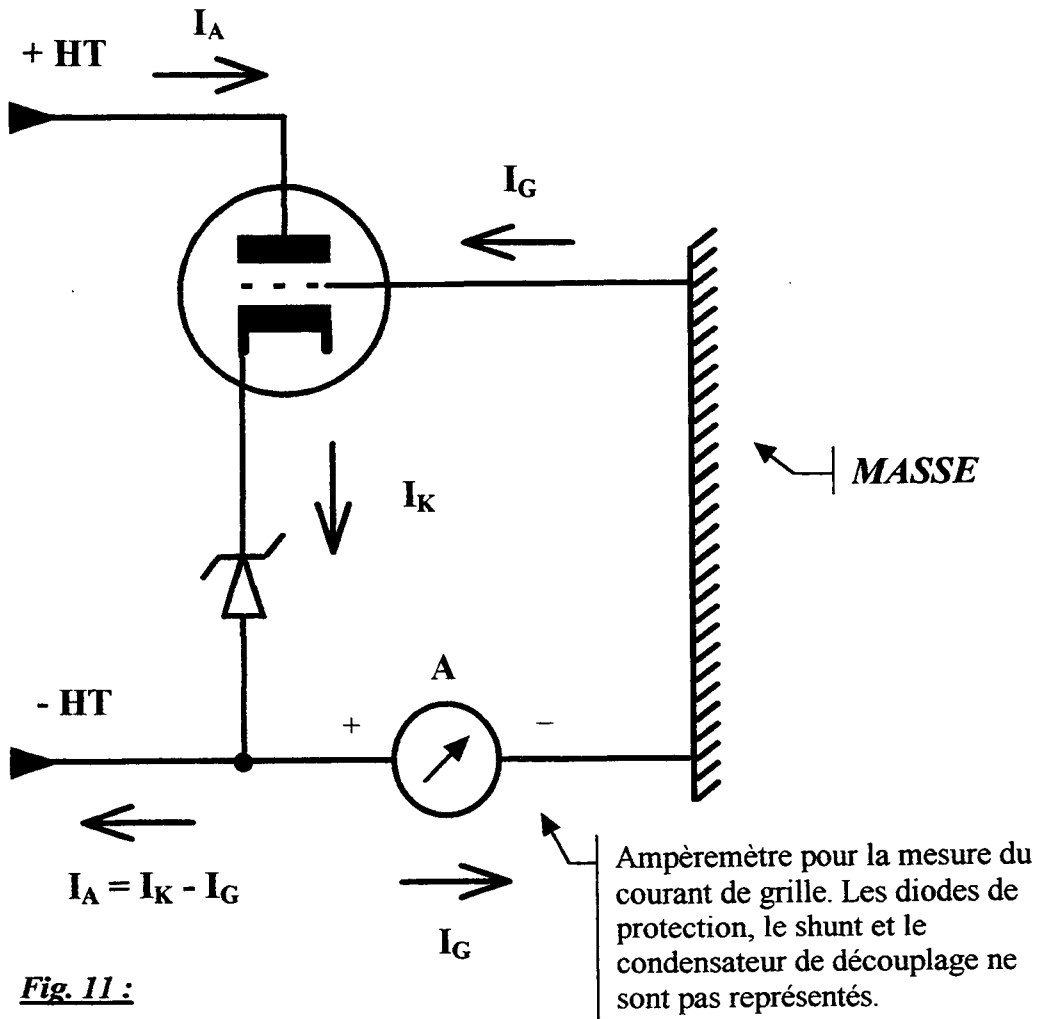
A ce sujet, dans le circuit de polarisation **figure 5**, *il y aura lieu de remplacer la masse par le pôle négatif de l'alimentation H.T. (sauf pour les capacités de découplages)*.

L'ampèremètre A sera généralement constitué d'un galvanomètre, d'un shunt, de diodes de protection comme pour la mesure d'intensité anodique (en doublant les diodes, car s'il y a claquage, I_G peut monter très haut !), et d'un condensateur de découplage.

Dans le cas où l'amplificateur et l'alimentation sont montés dans deux boîtiers séparés, on place la résistance shunt dans l'alimentation (entre le moins et la masse). Le potentiel négatif de l'alimentation sera alors fixé *près de la masse* (masse = blindage, carcasse...) même si l'amplificateur est déconnecté. Le moins H.T. sera ainsi inoffensif. Le galvanomètre avec les diodes de protection et son condensateur de découplage sera placé dans l'amplificateur. Cette disposition est plus rationnelle : si l'alimentation sert à un autre amplificateur, à tétrode par exemple, le galvanomètre A placé sur l'alimentation n'aurait pas lieu d'être.

Entre l'alimentation et l'amplificateur, on tirera trois câbles : le positif H.T., le négatif H.T. et la masse.

Il existe des prises spéciales H.T. qui ressemblent à des BNC (attention, les BNC « HF » ne conviennent pas) permettant de confectionner un câble pour le +H.T. et la masse. Le -H.T. sera externe. Personnellement, côté de l'alimentation, j'utilise des fiches bananes : une pour le +H.T., l'autre pour le -HT, la masse étant connectée par un ensemble vis/écrou + cosse (impossible à débrancher accidentellement). Côté amplificateur, pas de connectique : les fils rentrent directement dans le boîtier. Pour le +H.T., l'âme d'un câble coaxial RG213 conviendra parfaitement (jusqu'à 5kV). Avec cette configuration, aucun risque en cas de câble malencontreusement débranché (surtout le +H.T. !). Il n'est cependant pas recommandé de laisser une personne non avertie dans sa station quand la chaise électrique fonctionne !



Pour le +H.T. et la masse, on peut utiliser un socle SO239 et une fiche PL259 avec du câble coaxial 11mm RG213. Dans ce cas, veillez à ce que la PL et le socle aient en tout endroit suffisamment d'espace entre l'âme et la masse (1mm par kV est un minimum). J'ai explosé une PL dont le sertissage du pinoche s'approchait un peu trop du corps...

Quelques remarques concernant les alimentations :

- Partout où il y a de la haute tension dans votre alimentation, veillez à disposer d'au moins 1mm/kV (2mm/kV, c'est plus prudent). Je pense en particulier aux pistes de circuit imprimé.
- N'utilisez jamais de condensateurs de filtrage chimiques *trop anciens*. Ils vieillissent (à long terme) assez mal et vous prenez le risque d'une explosion dont vous vous souviendriez longtemps ! N'utilisez que des condensateurs *neufs* ou dont vous êtes *certain* de l'état. Attention également à la polarité !
- A la sortie de l'alimentation, sur le +H.T., *placez en série une résistance de 47Ω 10W à 20W*. Cette dernière donnera à l'alimentation *une petite résistance interne* qui limitera le courant, donc les dégâts, et fera office de fusible en cas de claquage (arc) ou de court-circuit dans l'amplificateur. Les résistances bobinées vitrifiées conviennent parfaitement. La chute de tension occasionnée par cette résistance est négligeable et sans conséquence.