

Amplificateur linéaire

Montage tube triode grille à la masse

adapté et traduit par ON6LF : source,

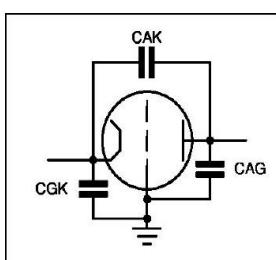
RF Design Basics, by John Fielding, ZS5JF, published by RSGB, 2007 and the Microwave Projects 2, edited by Andy Barter, G8ATD, published by RSGB, 2003

1 - Histoire

Pourquoi les tubes d'émission radio deviennent difficile à trouver ?

- 1) 1970-1995 Un marché disparaît, celui des « téléadviseurs » (sémaphone en Belgique à la RTT devenu Belgacom maintenant Proximus), « pager » aux USA¹, ancêtre du GSM mais uniquement en réception. Ce système utilisait des milliers d'émetteurs répandus sur le territoire américain. Les émetteurs étaient équipés de tubes 8874. Ces émetteurs s'enclenchaient tous en même temps lorsqu'un appel était émis.
- 2) L'utilisation de l'imagerie médicale (CAT, IRM, etc.) utilisant le tube 8877 migre vers les semi-conducteurs.
- 3) L'industrie de la radiodiffusion (TV, FM, AM) a migré des tubes RF en verre vers les tubes en céramique dans les années (1960-1970) et vers les modules à semi-conducteurs dans les années 1990, suivie de la migration de la TV analogique vers la TV numérique.
- 4) L'armée américaine a rendu obsolète la plupart des équipements à tubes restants après la guerre du Golfe (1991).
- 5) Développement de l'infrastructure de l'industrie du téléphone cellulaire pendant les années 1980 et 1990. Recherche et développement de nouveaux dispositifs à semi-conducteurs.
- 6) L'éclatement de l'Union soviétique au début des années 1990 a déversé sur le marché un grand nombre de tubes en céramique ex-soviétiques excédentaires.
- 7) Réalité en 2020:
 - La technologie continue de migrer vers les semi-conducteurs avec comme conséquence que les ventes de tubes provenant des surplus continueront de diminuer.
 - Un tube 3-500Z de fabrication Eimac, fabriqué aux USA car les chinois produisent peu ces tubes, revient en 2020 à environ 450 €.
 - Une triode russe GI-7BT (pas nouveau, nouveau mais intéressante) qui peut être montée en lieu et place d'une 3-500Z revient 50€ pour deux pièces. Attention, il ne s'agit pas d'un remplacement. Tout est différent, soquet, ventilation, montage.

2 - Expérience et théorie de l'amplificateur triode grille à la masse



L'utilisation d'un amplificateur avec tube triode, montage grille à la masse est un montage simple qui peut être utilisé pour toutes les fréquences. Un tube triode, lorsqu'il est configuré comme un amplificateur avec cathode mise à la terre, souffre d'un inconvénient majeur. La grande capacité inhérente (CAG) qui existe entre l'anode et la grille provoque une rétroaction indésirable du signal. Si la phase est correcte, cela provoquera l'oscillation du tube. Pour éviter cela, la mise à la terre de la grille et l'utilisation de la cathode comme borne d'entrée résout le problème dans 90% des cas. Il y a toujours un autre mécanisme qui peut

Fig. 10.1

¹<https://en.wikipedia.org/wiki/Pager>

provoquer une rétroaction, donc généralement la construction physique de l'amplificateur sera conçue de manière à minimiser cela.

§ 1-2 Gain potentiel

Le tube commandé par la cathode a un gain potentiel beaucoup plus faible qu'un amplificateur commandé par grille. Ceci est dû au fait que les courants d'entrée et de sortie sont en phase, alors que dans l'amplificateur alimenté par grille, ils sont déphasés de 180° . Le courant de cathode circulant vers la terre via l'impédance du circuit d'entrée résiste au signal d'attaque d'entrée. Le résultat est que l'impédance vue par la source d'attaque est maintenant très faible. Le courant en phase forme un type de signal de réaction négative et cela améliore dans une certaine mesure la linéarité.

Dans l'amplificateur piloté par grille, le pilote présente une impédance relativement élevée et peut donc développer une grande tension grille-cathode nécessitant peu de puissance d'entraînement. L'amplificateur commandé par cathode nécessite une puissance d'entraînement beaucoup plus élevée pour obtenir la même tension grille-cathode. Le critère de gain est la puissance de sortie HF par rapport à la puissance d'entrée HF, de sorte que le gain est plus faible lorsqu'on injecte le signal par le circuit cathode.

La transconductance, cependant, est la même que le tube soit alimenté par la grille ou par la cathode. Là où un gain élevé est requis, l'amplificateur piloté par la grille est la meilleure option. Cela nécessite souvent des composants de neutralisation externes pour contrer le signal de rétroaction interne causé par la capacité anode-grille. Très souvent, le gain inférieur peut être utile.

Un amplificateur avec grille mise à la terre est intrinsèquement plus stable et la cathode en tant que borne d'entrée est plus proche de 50Ω qu'un amplificateur piloté par grille. Pour les amplificateurs linéaires HF, le pilote est normalement un émetteur-récepteur ayant une puissance de sortie d'environ 100W PEP. Si on choisit de piloter un amplificateur linéaire par la grille, la puissance d'entrée nécessaire ne représenterait qu'une petite fraction de ces 100 Watts. Théoriquement, un amplificateur à triode à cathode mis à la terre (donc piloté par grille), lorsqu'il n'est pas alimenté en courant de grille, ne nécessite aucune puissance d'entraînement; il suffit de lui fournir une tension en haute impédance.

Un amplificateur avec grille mise à la terre convient donc mieux aux émetteurs-récepteurs PEP 100W car la puissance nécessaire pour le piloter est plus proche de 100W PEP.

§ 2-2 Polarisation

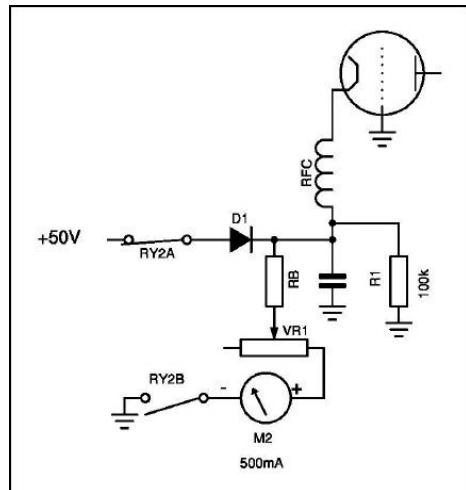


Fig.10.2

Dans un montage avec grille mise à la terre, la cathode retourne à la terre via un circuit résonnant d'entrée qui peut être mis à la terre HF à l'extrémité inférieure. Le circuit est à 0V par rapport à l'alimentation et la tension de polarisation, si nécessaire, signifie que le potentiel de la cathode doit être élevé par rapport à la terre pour le point de polarisation correct. Si la triode nécessite, par exemple, $-20V$ grille-cathode pour établir les conditions de fonctionnement correctes, cela signifie que le potentiel de la cathode doit être élevé à $+20V$. En d'autres termes, c'est la même chose qu'un amplificateur polarisé par la cathode avec une résistance entre la cathode à la masse.

Dans les amplificateurs de classe A à petit signal tirant un courant relativement constant, cette méthode peut fonctionner mais, pour une triode de puissance où le courant de repos est assez faible mais où le courant de crête de l'anode peut être élevé, un schéma de polarisation avec résistance simple ne fonctionnera pas. Si la polarisation est de $+20V$ pour obtenir le courant de repos requis de, par exemple, 50 mA mais que le courant d'anode culmine à

400 mA , la chute de tension à travers la résistance sera huit fois plus élevée lorsque le courant d'anode est complètement entraîné. Si le point de repos est de $+20V$, le courant d'anode complet générera une tension de polarisation de $+160V$. C'est la même chose que $-160V$ grille-cathode et coupera totalement

la conduction. Il faut donc utiliser une méthode différente et cela est illustré à la figure 10.2. Le courant cathodique circule vers la terre via RB et VR1. Le signal HF est isolé des composants de polarisation par une self HF et déconnecté à la masse par un condensateur à faible réactance. L'ajustement de VR1 définit la tension de cathode de repos et donc la tension de grille-cathode. Pour couper le tube pendant les périodes de réception, deux contacts de relais sont utilisés qui sont contrôlés par la ligne PTT. Lors de l'émission, RY2B est fermé et RY2A est ouvert et le courant de cathode circule vers la terre via l'ampèremètre M2. Lors de la réception, les contacts du relais sont inversés et la tension de coupure de + 50V tire la cathode jusqu'à cette valeur, polarisant ainsi le tube. La résistance R1 est un dispositif de sécurité en cas de panne de l'alimentation + 50V ou de RY2A; la tension de la cathode flottera jusqu'à une tension élevée et coupera le tube.

§ 3-2 Polarisation à tension constante

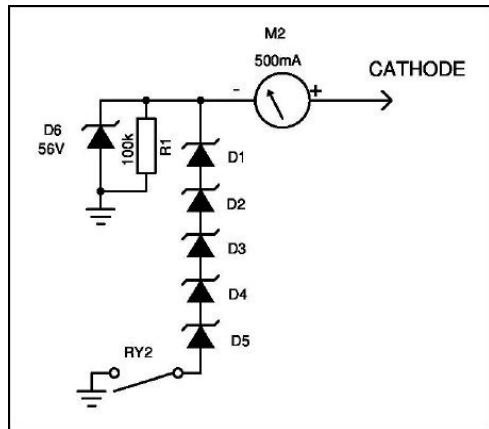


Fig. 10.3

Si le circuit cathodique, au lieu d'être renvoyé sur la ligne d'alimentation 0V, est connecté via un circuit pour maintenir une constante + 20V entre la masse et la cathode nous avons la solution idéale. Il peut s'agir d'un simple régulateur à diode Zener, comme illustré à la figure 10.3. Comme le courant d'anode varie, le courant à travers le Zener varie également, mais il reste constant à + 20V. Il nécessite une diode Zener assez puissante pour le faire fonctionner lorsque le courant d'anode est élevé.

Sur la figure 10.3, la polarisation de cathode est effectuée par plusieurs diodes Zener haute puissance connectées en série pour obtenir la tension correcte. La polarisation de coupure est fournie par une diode Zener D6 de puissance inférieure, qui est sélectionnée pour être au-dessus de la tension cathodique minimale pour couper la conduction du tube.

§ 4-2 Fig 10.4: Circuit stabilisateur de tension cathodique réglable.

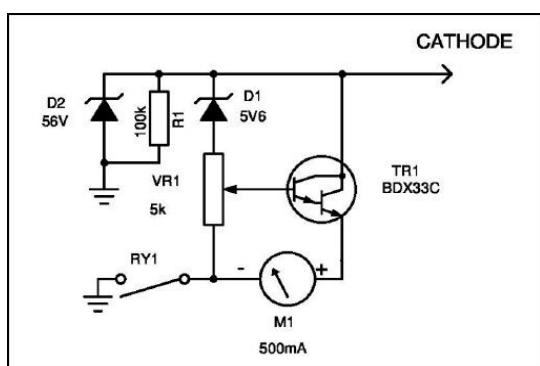


Figure 10.4

Le bypass de cathode est connecté au collecteur d'un transistor NPN Darlington. Ce transistor a le mesureur de courant cathodique dans la ligne d'émetteur et un contact de relais. Le relais est actionné par la ligne de contrôle PTT de sorte qu'il est ouvert en réception et fermé en émission. La base de TR1 est polarisée par une diode Zener et un potentiomètre de faible valeur pour régler la tension de collecteur requise. À travers le collecteur pour mettre à la terre, une diode Zener de valeur élevée et une résistance de valeur élevée en parallèle sont utilisés pour la polarisation de coupure lorsque le relais PTT est ouvert. Tout le courant cathodique circule vers la terre via TR1 et l'ampèremètre. Celui-ci indique le courant d'anode plus tout courant. Le circuit maintiendra la tension de polarisation entre quelques milliampères et un courant de crête de 1 A. La valeur du 5V6 Zener définit la tension de polarisation minimale et devra être sélectionnée en fonction du tube utilisé.

§ 5-2 Zéro Bias triode

Plusieurs tubes triodes ont été développés qui éliminent le besoin d'un circuit de polarisation. Ceux-ci incluent les 811, 572B et 3-500Z. Ils sont attrayants car ils simplifient la conception de l'amplificateur. Le seul problème est que le tube doit encore être coupé lors de la réception, ce qui nécessite une tension cathodique positive élevée ou une tension négative élevée sur ce circuit. Si le circuit est utilisé pour alimenter la coupure de la polarisation, il ne doit pas être connecté à la masse Courant Continu et déconnecté avec des condensateurs à faible inductance. Si le condensateur de découplage a une inductance significative, il peut réintroduire une instabilité sur le circuit car il n'est plus correctement mis

à la terre. L'autre problème potentiel est que si un arc électrique (flashover) se produit, il peut griller les condensateurs de découplage et laisser la grille flottante. Le tube va alors osciller, se détruisant violemment.

Bien que les triodes à polarisation zéro soient plus simples à polariser, elles ont généralement des cathodes chauffées directement. Cela signifie que le courant de chauffage et le signal d'entrée HF doivent être gérés correctement (dans une cathode chauffée indirectement, la conception est plus facile car peu ou pas d'inter-réaction se produit). Cela signifie que le courant du filament doit être introduit dans la cathode par des selfs d'arrêt HF capables de laisser passer un courant élevé. Ces selfs sont une source de problèmes. Cela signifie également que les deux extrémités de l'enroulement du transformateur du circuit de chauffage des filaments doivent être solidement connectées avec un condensateur à faible réactance pour s'assurer qu'elles sont toutes les deux au même potentiel HF.

§ 6-2 Fig 10.5: Circuit d'entrée classique pour un amplificateur linéaire montage grille à la masse

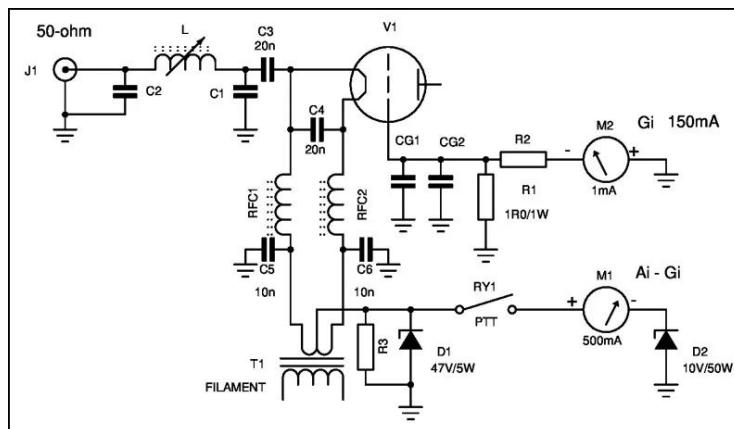


Fig. 10.5 Schéma classique

Le signal d'entrée est transformé en impédance cathodique par le circuit pi C_1 , C_2 et L . Celui-ci passe par un condensateur de blocage du Courant Continu C_3 vers la borne cathodique. Ce condensateur (et C_4) est composé de deux condensateurs 10nF en parallèle pour gérer le courant HF élevé qui circule. Le courant de l'élément chauffant est alimenté via deux selfs à courant élevé bobinées sur une ferrite, RF_{C1} et RF_{C2} . L'enroulement secondaire de l'élément chauffant est alimenté par le transformateur T_1 dont l'enroulement possède une prise centrale. Le circuit est flottant par rapport à la terre et des condensateurs de découplage CG_1 et CG_2 permettent la surveillance du

courant du circuit via l'ampèremètre M_2 . La déviation à pleine échelle est réglée par les résistances R_1 et R_2 en fonction de la sensibilité de l'ampèremètre. La polarisation de coupure est fournie par la diode Zener D_1 et le relais PTT RY_1 . Lors de la transmission, le relais PTT passe à la masse via l'ampèremètre de cathode M_1 . Le circuit d'anode en «pi» est identique à tout autre type d'amplificateur, il n'a donc pas été inclus ici mais dans la suite de cet article. Si l'amplificateur doit couvrir plusieurs bandes, des circuits d'entrées doivent être fournis pour chaque bande, qui doivent être sélectionnés par un agencement de commutation de bande.

§ 7-2 Circuit d'entrée Cathode

Dans certains amplificateurs simple avec grille mise à la terre, aucune tentative n'est faite pour produire une faible correspondance de taux d'ondes stationnaires (SWR) avec la source de commande. Ceci est souvent une source de distorsion excessive. La méthode préférée consiste à utiliser un circuit d'adaptation d'impédance pour passer de la source d'attaque à la cathode. Cependant, ce n'est pas aussi simple qu'il y paraît. Il y a eu beaucoup de confusion et de déclarations erronées sur ce sujet et il est peut-être nécessaire de voir ce que les experts ont à dire à ce sujet.

William (Bill) Orr, W6SAI, était ingénieur principal de conception dans la société Eitel-McCullough Valve, que nous connaissons également sous le nom d'Eimac. W6SAI était l'éditeur d'un bulletin d'information régulier populaire appelé Amateur Service (AS) publié par Eimac pour les amateurs.

Dans le bulletin AS-3, certains détails pertinents sont donnés sur les amplificateurs de grille mise à la terre. Une version étendue a également été publiée dans QST en août 1961 avec les co-auteurs Ray Rinaudo, W6KEV, et Robert Sutherland, W6UOV, également ingénieurs d'Eimac.

Cela apparaît également dans le livre ARRL Single Side Band for Radio Amateurs. À cette époque, il n'y avait pas d'émetteurs à semi-conducteurs, de sorte que les informations reflètent uniquement celles des

émetteurs / excitateurs (drive) à tube. Comme nous le verrons plus loin, les émetteurs à semi-conducteurs sont un problème majeur pour ce type d'amplificateur.

Bill Orr a ceci à dire à propos des amplificateurs de grille mis à la terre:

«Tout étage de classe B asymétrique (quel que soit le tube utilisé) ne tire le courant de grille et de plaque que sur une partie du cycle de fonctionnement (environ 180 °). L'impédance d'entrée d'un tel étage ne représente donc pas une charge constante. La forme d'onde délivrée par l'excitateur à l'étage grille mise à la terre est fortement déformée sur la partie du cycle pendant laquelle l'amplificateur tire le courant de grille et de plaque. Bien que les valeurs publiées d '« impédance d'entrée »puissent sembler intéressantes, elles ne représentent en réalité que la composante fondamentale de l'impédance d'entrée (utile pour les calculs du circuit de réservoir« Q »). Etant donné que l'impédance de charge d'entrée de l'étage de grille mis à la terre de classe B n'est pas une valeur constante, il est nécessaire de la transformer en une impédance constante qui ressemblera à 50Ω sur tout le cycle de fonctionnement. Ceci est mieux réalisé par un circuit accordé à Capacité élevée placé directement à la cathode de l'étage de grille mis à la terre. »

L'implication de cette déclaration est qu'il n'est pas considéré comme une bonne pratique de simplement connecter la sortie d'un étage de commande de 50Ω à la cathode via un simple condensateur de blocage du Courant Continu. Le résultat sera une distorsion grossière du signal d'entrée et cela sera simplement amplifié pour devenir un signal déformé encore plus grand à la sortie. L'autre chose, qui n'est peut-être pas évidente d'après la déclaration de Bill Orr, est qu'il faisait référence à un niveau de puissance constant dans l'amplificateur et observait la distorsion sinusoïdale de la forme d'onde RF à ce niveau fixe de commande. Et c'est là que la plupart des faits erronés sont survenus.

Il n'est pas possible de concevoir un circuit d'adaptation simple qui correspondra toujours à l'impédance de 50Ω de l'excitateur lorsque l'impédance de cathode varie sur une plage aussi large. Pour une raison quelconque, il est devenu une légende urbaine qu'un simple circuit peut réparer tous les maux de l'amplificateur de grille mis à la terre. Après avoir mesuré la variation d'impédance sur plusieurs tubes différents à différents niveaux de commande, je peux vous dire maintenant qu'il est impossible de créer un circuit comme celui-ci.

Un exemple servira à illustrer le problème de la variation de l'impédance d'entrée du tube. Il y a quelques années, j'ai construit un linéaire de 6 m en utilisant les triodes russes GI7-BT et j'ai dû établir l'impédance de la cathode sur la plage d'entraînement de travail. Ces données n'étaient pas incluses dans la fiche technique, j'ai donc dû les déterminer expérimentalement. Un amplificateur de test a été construit et alimenté par une très bonne source de commande haute puissance fabriquée par Hewlett Packard et un coupleur bidirectionnel a été utilisé pour échantillonner l'amplitude et la phase du signal d'entrée. À partir de là, j'ai pu mesurer l'impédance car le variateur variait. À 1 W d'entraînement, la cathode présentait une impédance de plus de 600Ω et le courant de grille était très faible. À 5 W, l'impédance était de 150Ω et le courant dans le circuit était de 50% du maximum de sécurité selon la fiche technique. À 10W, le courant dans le circuit avait atteint la valeur maximale, avec une impédance inférieure à 30Ω .

L'utilisation d'un résonnant au niveau de la cathode fournit l'effet de volant et rétablit la forme d'onde porteuse à une véritable forme sinusoïdale. À partir de mesures effectuées dans le laboratoire Eimac sur différents types de tubes, ils ont montré que quel que soit le type de tube utilisé, ils fonctionnaient tous mieux avec un circuit accordé résonnant dans le circuit de cathode que sans. En général, une amélioration de la puissance de sortie d'environ 5% a été réalisée avec une puissance d'entraînement moindre et des valeurs IMD (distorsion d'intermodulation) plus faibles.

Il a également montré que l'adaptation du transceiver (qui alimente le linéaire) était moins critique et ne nécessitait pas de longueurs spécifiques de câble coaxial entre lui et l'amplificateur linéaire pour obtenir une bonne correspondance à faible SWR (taux d'ondes stationnaires). Cependant, tous les tests ont été réalisés avec un transceiver haute puissance de classe A de très haute qualité, fortement amorti par une

charge résistive, et il était largement immunisé contre les effets de mauvais TOS. Un émetteur SSB moyen, qui n'a pas été nommé dans le rapport, lorsqu'il est remplacé comme excitateur a été noté comme étant inférieur à l'étape de pilote spécial. C'était pour le tube comme pour la source (transceiver) ou source utilisée pour les essais.

§ 8-2 Transceivers à semi-conducteurs et amplificateurs linéaires du type triode avec grille à la terre.

Année 1960. Si nous avançons rapidement d'environ 60 ans, tous les émetteurs-récepteurs HF modernes sont à semi-conducteurs et ils sont complètement différents dans la façon dont ils gèrent des charges incompatibles. Ils peuvent être extrêmement sensibles aux désadaptations et aux charges particulièrement réactives. Les émetteurs à tubes précédents, avec un circuit d'entrée en pi et quelques tubes 6146, ne ressentaient rien lorsqu'une charge médiocre était connectée. L'opérateur pouvait régler le réglage de l'anode et charger les condensateurs pour compenser la charge réactive de l'antenne, tant que le ROS n'était pas trop élevé. Souvent, un SWR aussi élevé que 3: 1 pourrait être parfaitement égalé, et dans certains cas jusqu'à 5:1. Si le SWR de l'antenne est plus élevé que cela, une ATU (Antenna Tuning Unit) (coupleur d'antenne) normal résoudrait le problème sans trop d'histoires.

Les émetteurs à semi-conducteurs modernes sont gravement désavantagés lorsqu'il s'agit de piloter des amplificateurs de grille mis à la terre, car l'amplificateur présente une charge qui varie sur une large plage lorsque le niveau de puissance varie. Bien qu'ils aient souvent un coupleur intégré, cela ne sert à rien.

Si le mode utilisé est AM (modulation d'amplitude), alors dans une certaine mesure, le problème est atténué car l'impédance ne varie pas d'une si grande valeur, car le niveau de porteuse constant fait que l'impédance de la cathode est plus constante. Mais en mode SSB (Single Side Band) (bande latérale unique ou BLU) elle varie entre la puissance zéro à la valeur de pointe.

Une antenne peut être adaptée pour présenter une charge de $50\ \Omega$ par l'ATU, de sorte que l'émetteur-récepteur est heureux. Mais l'impédance d'entrée de l'amplificateur de grille mis à la terre ne se comporte pas comme une antenne. Le SWR de l'antenne est constant, quel que soit le niveau de puissance. L'impédance de l'amplificateur de grille mis à la terre varie d'un circuit presque ouvert à des niveaux d'attaque très bas et à mesure que la puissance d'entrée augmente, il commence à tomber à un niveau inférieur. Lorsque le tube commence à tirer un fort courant de grille, l'impédance chute à une valeur très faible. À un niveau d'entraînement très spécifique, il approchera d'une correspondance presque parfaite à $50\ \Omega$, si le circuit d'entrée a été configuré correctement, mais cela ne se produit qu'à ce niveau d'entraînement particulier. Comme l'a dit un jour un concepteur d'amplificateurs à propos du changement d'adaptation avec le drive, «c'est comme essayer de frapper un pigeon d'argile en vol. Le truc est toujours en mouvement! »

Et c'est le problème avec les émetteurs-récepteurs à semi-conducteurs que nous avons aujourd'hui. L'ATU peut compenser la condition de non-correspondance d'antenne statique, mais il ne peut pas faire varier sa correspondance pour suivre le niveau de puissance lorsqu'il change constamment.

§ 9-2 Solutions pour la variation d'impédance du circuit cathode

Les tentatives de stabilisation de l'impédance d'entrée de l'amplificateur de grille mis à la terre ont été nombreuses et variées. Si nous comparons la topologie de l'amplificateur piloté par grille et par cathode, nous pouvons voir une solution possible au problème.

Une méthode courante pour fournir une impédance d'entrée constante pour le montage piloté par grille (cathode mise à la terre) consiste à se passer du circuit accordé et à le remplacer par une résistance de charge à faible inductance. Si cette résistance est choisie pour être $\sim 50\ \Omega$ et que le transceiver y est connecté directement via un condensateur de blocage du Courant Continu afin qu'il ne perturbe pas la condition de polarisation, le transceiver voit le circuit comme une charge fictive. La tension HF (haute fréquence) sur le circuit est purement fonction de la puissance d'entrée HF. Cette technique est communément appelée un circuit de grille passif.

La méthode d'entrée de grille passive est intéressante car elle élimine la nécessité de construire un circuit en pi pour chaque bande. Elle permet donc un fonctionnement sur toutes les bandes.

Le circuit anodique ne peut bien entendu pas être traité de la même manière et la couverture est purement limitée par le circuit anodique. L'inconvénient du circuit de grille passif est qu'il a besoin d'une puissance d'entraînement beaucoup plus élevée pour obtenir la tension grille-cathode requise. Cependant, avec un pilote PEP de 100 W, ce n'est normalement pas un problème. Il a besoin de la plus grande partie de la puissance de sortie disponible du transceiver pour obtenir la pleine puissance du tube, par conséquent, cela signifie que nous n'avons pas besoin de trouver un moyen de réduire considérablement la puissance du transceiver. La résistance de grille, bien sûr, dissipe une puissance élevée, elle doit donc être correctement choisie. Le circuit mis à la terre et l'amplificateur de grille passif a besoin à peu près de la même puissance d'entraînement, d'où un faible gain de potentiel.

Il y a quelques années, j'ai été impliqué dans un problème de conception d'un système radio à sauts de fréquence militaire. Lors d'un saut sur une large bande de fréquences, il est impossible de fabriquer une antenne qui présente un faible ROS à toutes les fréquences et qui rayonne toujours efficacement. (Certaines antennes à large bande qui semblent avoir un faible SWR sur une bande passante considérable sont dues à des résistances de charge pour absorber la puissance désadaptée et, en tant que telles, elles ne rayonnent qu'une partie de la puissance qui leur est injectée, dans certains cas aussi peu que 30%.) Le seul article qui a un SWR constamment bas est une charge de 50Ω ! Nous avons tenté de créer un ATU qui présenterait toujours un ROS raisonnablement bas à l'émetteur et nous avons en fait réussi à nous rapprocher d'un système fonctionnel après environ deux ans d'efforts. Mais la vitesse de saut n'était que de quatre sauts par seconde. L'utilisateur avait besoin d'une vitesse de 50 sauts par seconde, ce qui n'était pas du tout possible.

Dans le cas de l'amplificateur piloté par le circuit en pi et la cathode, le niveau d'attaque peut être considérablement réduit en utilisant un transformateur à large bande pour augmenter l'impédance du circuit pour le pilote. Si un transformateur 4:1 est utilisé, les 50Ω de l'excitateur sont transformés jusqu'à 200Ω et la tension de commande est doublée. C'est une bonne solution si vous n'avez qu'un émetteur 10 ou 20W, mais malheureusement cela ne fonctionnera pas pour l'amplificateur de grille mis à la terre.

Ce correctif a été utilisé dans l'amplificateur linéaire SB-230 fabriqué par Heathkit. La Fig 10.6 Heathkit utilise la triode de grille mise à la terre refroidie par conduction Eimac 8873. Le circuit d'entrée de cathode est un circuit passif pur avec une série de résistances en parallèle pour fournir une charge fictive de $100\ \Omega$ connectée entre la cathode et la terre.

L'impédance d'entrée 8873 commence presque comme un circuit ouvert à des niveaux de commande bas et tombe progressivement à environ $100\ \Omega$ au courant nominal maximum du circuit. Par conséquent, les deux charges correspondent à une charge de $50\ \Omega$ à pleine commande et à une charge de $100\ \Omega$ aux niveaux de commande minimum. Il a un SWR d'entrée qui est d'environ 2: 1 dans le pire des cas et proche de 1: 1 à pleine puissance. Cela convient mieux à l'excitateur à semi-conducteurs moderne. L'inconvénient est qu'il n'a besoin que d'environ 50 W PEP pour conduire l'amplificateur à une puissance maximale d'environ 600 W.

(Eimac donne un chiffre de 26 W pour atteindre une sortie de 587 W à 30 MHz. Comme la résistance R27 absorbe environ

la moitié de la puissance d'entrée, cela double le niveau requis.) Par conséquent, R27 est susceptible d'être surchargée par un opérateur inexpérimenté (photo R27, ça brûle !).

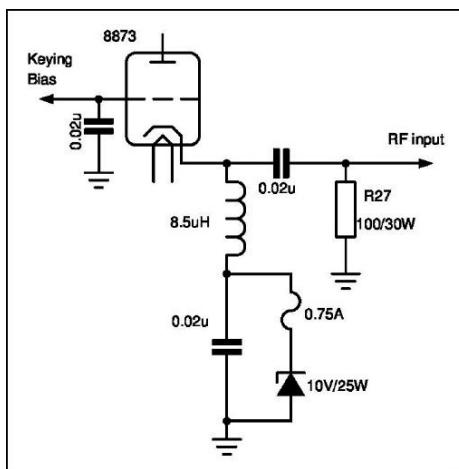


Fig. 10.6 Correctif Heathkit SB-230

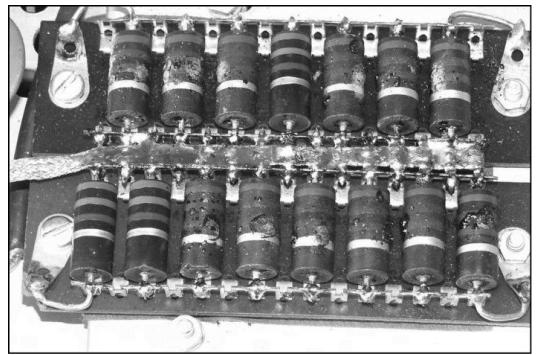


Photo R27

La résistance de shunt de cathode a une puissance nominale de 30 W et se compose de nombreuses résistances au carbone de 2 W en parallèle montées sur un circuit imprimé. La résistance est constituée de $15 \times 1,5\ k\Omega$ câblées en parallèle. Celles-ci ont la réputation d'avoir une puissance nominale trop faible et leur résistance augmente souvent en raison d'une surchauffe. De nombreux amateurs ont remplacé les résistances au carbone 2W d'origine par des résistances à couche métallique 3W plus appropriées dans le but d'obtenir une dissipation supplémentaire. Le problème de base, cependant, est que l'opérateur ne prend pas suffisamment soin du niveau de sortie du transceiver et qu'il n'a souvent pas l'ALC raccordé à l'amplificateur. Le tube 8873 a besoin d'au plus ~ 40 W pour le conduire à saturation sur les bandes HF inférieures et l'émetteur-récepteur PEP typique de 100 W a tout simplement trop de puissance.

Une meilleure méthode aujourd'hui serait une résistance dissipatrice de chaleur encapsulée à couche mince, comme les types conçus pour les résistances d'amortissement dans les alimentations à découpage. Celles-ci sont disponibles dans une gamme de dissipation jusqu'à 500W et ont une faible inductance. Un type emballé TO-220 est évalué à une dissipation de 50 W et $100\ \Omega$ est une valeur très courante pour les résistances d'amortissement. Certaines de ces résistances fonctionneront heureusement jusqu'à au moins 1 GHz et présenteront une inductance proche de zéro à cette fréquence.

Le remède complet pour le SB-230 serait d'insérer un atténuateur de puissance entre l'entrée et la cathode pour dissiper l'excès de puissance d'entraînement et pour stabiliser l'entrée Z. Un atténuateur de 3 dB / 50 W serait approprié, avec l'ALC connecté à l'émetteur-récepteur pour contrôler le niveau d'entrée absolu.

§ 10-2 Problèmes d'instabilité

Bien que la connexion du tube dans une grille mise à la terre réduise radicalement la valeur efficace du mécanisme de rétroaction anode-grille, elle ne l'élimine pas entièrement. La capacité de sortie d'un tube de grille mise à la terre est en fait le condensateur représenté par Cag sur la figure 10.1. Ceci est également vrai pour un tube avec grille écran; la capacité de sortie se situe entre l'anode et la grille écran. Par conséquent, si la mise à la terre RF de la grille n'est pas efficace à 100%, le grand courant de

sortie de circulation circulant dans cette interface provoquera l'apparition d'une tension HF correspondante à travers l'interface grille-cathode. Si le circuit est mis à la terre en courant continu, cela fournit normalement une impédance suffisamment faible pour empêcher le retour.

Dans certaines triodes UHF et micro-ondes, le gain potentiel peut être très élevé à des fréquences plus basses. Bien que la valeur effective de C_{AG} soit faible, elle n'est pas nulle. Si nous calculons la réactance de la valeur de C_{AG} à différentes fréquences, nous pouvons voir le problème potentiel.

La triode Eimac 8873 est un tube assez délicat (et coûteux). La dissipation maximale du circuit cathode n'est que de 5W, la dissipation maximale de l'anode n'est que de 200W. Les 8874 et 8875, qui sont électriquement identiques et ne diffèrent que par la méthode de refroidissement de l'anode, ont une dissipation anodique de 400W et 300W respectivement. Le tube 8873 n'est donc pas beaucoup mieux qu'un seul 572B. Un tube de remplacement - si vous pouvez en trouver une, car elle n'a plus été fabriquée depuis des années - ne sera pas bon marché. Les prix actuels (2020) sont d'environ 400 \$ à 600 \$ pour les véritables tubes Eimac. Restez à l'écart des tubes usagés!

§ 11-2 Effet de la capacité de rétroaction anode-grille

Supposons que le tube fonctionne à une fréquence basse telle que 80 m. La valeur de C_{AG} pour une triode telle que la 3-500Z lorsqu'elle est utilisée dans un circuit mis à la terre est donnée à 0,07 pF dans la fiche technique Eimac. La capacité grille-anode est de 4,7 pF. En fonctionnement à cathode mise à la terre, la valeur de C_{AG} est donc de 4,7 pF et la capacité de sortie du tube seul est donc de 0,07 pF. Les deux condensateurs changent de position lorsque la topologie est modifiée. La capacité grille-cathode reste la même à 8,3 pF, quelle que soit la topologie utilisée.

À 3,5 MHz, la réactance d'un condensateur de 0,07 pF est très élevée, elle est d'environ 650 kΩ, ce qui est assez insignifiant. Cependant, il ne faut pas perdre de vue le fait que la capacité interne du tube n'est pas la seule source possible de rétroaction autour de celui-ci. Le tube sera monté dans un socle et se trouve à proximité immédiate de la ferronnerie à laquelle il est fixé. Des courants de terre élevés existent dans certaines parties du châssis métallique et si celui-ci présente une résistance à l'effet de surface élevée, les courants importants induisent des tensions dans d'autres parties du circuit de l'amplificateur.

Un mécanisme de rétroaction classique se fait via la bobine du circuit d'anode. Très souvent, celui-ci est monté à proximité des parois verticales du compartiment anodique. Deux facteurs entrent en jeu. Si la bobine est montée à moins d'environ deux diamètres de bobine d'une surface métallique conductrice, des courants de Foucault considérables circulent dans ce métal. Cela se comporte comme une bobine de spire court-circuitée et il «dé-Q» sévèrement la bobine, conduisant à une perte plus élevée et une puissance de sortie inférieure. Les courants de Foucault sont des courants importants circulant dans le métal et ils induisent des tensions dans d'autres parties du châssis de l'amplificateur par couplage magnétique, similaire aux enroulements primaire et secondaire du transformateur. S'il n'est pas évité ou bien contrôlé, cela peut entraîner des problèmes.

Certains amplificateurs amateurs sont construits avec un châssis en acier, en raison du coût d'une fabrication en aluminium, et ils présentent des effets de boucle de masse étranges. Un modèle particulier a la mauvaise réputation d'être presque impossible à apprivoiser en raison de ce choix de matériau. Il a besoin d'interconnexions de masse en cuivre pour qu'on puisse l'apprivoiser. Un amplificateur correspondant fabriqué par un autre fabricant, utilisant les mêmes valves, a une disposition physique presque identique et cet amplificateur ne souffre pas des mêmes problèmes parce qu'il est construit en aluminium.

Ces deux facteurs supplémentaires peuvent considérablement augmenter la rétroaction anode-grille. Si la tension du terminal du circuit de distribution varie en raison du courant d'anode élevé appliqué, cela peut provoquer une instabilité. Très souvent, les bandes en cuivre de mise à la terre des broches de la grille introduisent une certaine inductance et celles-ci sont également capables de fournir le signal de rétroaction nécessaire pour démarrer l'oscillation.

Les règles de base pour assurer l'oscillation sont bien comprises. Deux critères majeurs doivent être satisfait: premièrement, le gain du dispositif doit être supérieur à 1 et deuxièmement, le signal de retour

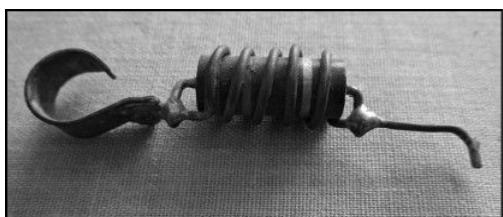
doit être en phase avec le signal d'entrée. Si ces deux critères sont remplis, l'appareil oscillera à une certaine fréquence, déterminée par l'inductance et la capacité du circuit.

Très souvent, le tube n'oscille pas à la fréquence de fonctionnement, mais à une autre fréquence où les bandes de mise à la terre et la capacité propre et parasite satisfont un effet de résonance. Dans la plupart des cas, la fréquence à laquelle cela se produit est beaucoup plus élevée que la fréquence pour laquelle l'amplificateur est conçu, et souvent dans la région VHF.

§ 12-2 Oscillations parasites

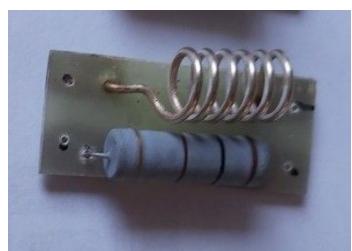
Ces oscillations peuvent être un problème sérieux pour certains types de tubes. Si nous examinons les caractéristiques du tube Eimac 3-500Z, nous constatons que Eimac donne des conditions de fonctionnement jusqu'à 110 MHz à une puissance presque maximale. Tous les appareils ont tendance à perdre du gain à mesure que la fréquence augmente. Dans les semi-conducteurs, nous avons un facteur appelé f_{max} , qui est la fréquence à laquelle le gain est tombé à 1. Toute fréquence supérieure à f_{max} est incapable de maintenir une oscillation. Les tubes ne sont généralement pas classés de cette manière, mais cela peut être déduit dans la plupart des cas, si cela n'est pas indiqué sur la fiche technique.

Par exemple, la triode russe GI-7BT dont la fiche technique donne des puissances de sortie pour un fonctionnement en mode CW et mode pulsé. À une longueur d'onde de 18,5 cm (1,6 GHz), il est évalué à une sortie minimale de 40 W et à 10 cm (3 GHz) en service pulsé, il est évalué à 12 kW pour une longueur d'impulsion de 3 μ s. (Incidemment, en fonctionnement par impulsions auto-excitées, il est pulsé avec une alimentation d'anode de 9 kV et il tire un courant de cathode de 7,5 A, donc c'est un tube assez fougueux) Par conséquent, nous pouvons estimer qu'il aura encore un gain utile à 6 GHz comme un amplificateur normal et probablement plus élevé. Le f_{max} de la triode 3-500Z est probablement d'environ 500 MHz, à en juger par les caractéristiques, donc n'importe où jusqu'à cette fréquence, il pourrait rencontrer des problèmes d'oscillation parasite.



Self anti-parasite pour tube 6146. Peut mieux faire !

Les oscillations parasites ne sont pas uniquement un problème avec des circuits grille mis à la terre. L'une des principales raisons du choix d'un circuit mis à la terre est qu'il n'a normalement pas besoin d'être neutralisé, mais il y a toujours des exceptions à la règle. Certains des pires amplificateurs avec des effets parasites sont ceux avec gaines de mises à la terre, simplement parce qu'il n'y a pas de réglage de neutralisation pour corriger l'effet.



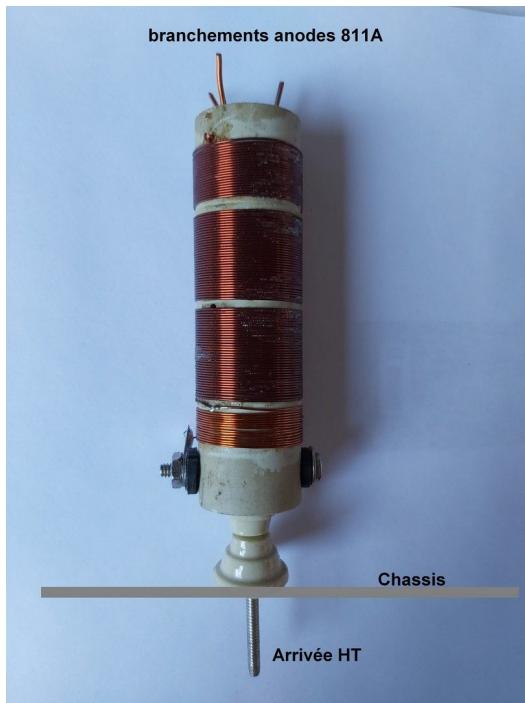
*Self anti parasite pour linéaire 4 x 811a (ON6LF)
R=100 ohms 5 Watts, film métal*

Tout amplificateur, si les conditions du circuit le permettent, peut souffrir de ce problème. Généralement, les oscillations parasites peuvent être réduites ou complètement éliminées par l'utilisation de selfs anti-parasites (APC anti parasitic coil) qui sont montés à l'anode et à d'autres bornes pour décourager les effets de résonance indésirables. Dans de nombreux cas, il s'agit simplement d'une inductance de faible valeur shuntée par une résistance de faible valeur pour « dé-Q » le circuit. Ils sont montés aussi près que possible de la borne avec une longueur de câble nulle.

Une image d'un APC typique pour une anode 6146 est montrée ci-dessus. La résistance à composition de carbone 2W normalement utilisée souffre de la température élevée à laquelle elle est exposée et après un certain temps, sa valeur augmente. Dans les applications à faible puissance, un APC approprié est une résistance bobinée de 5 W d'environ $22\ \Omega$ à $47\ \Omega$. Cela élimine la réalisation d'une self, le fil de résistance formant l'inducteur. La résistance bobinée est supérieure à la technique normale car elle peut mieux résister à la température élevée et le coût est inférieur.

L'autre facteur à prendre en compte est que, bien que le fabricant dans la fiche technique donne les valeurs de capacité entre électrodes, ces mesures sont effectuées à basse fréquence pour faciliter l'obtention d'une mesure précise. Ils sont généralement effectués sur un tube froid dans un appareil blindé spécial pour minimiser les effets de capacité parasite. On ne peut pas supposer que ces valeurs

de capacité sont vraies pour des fréquences plus élevées. Les fils internes supportant les différentes parties du tube sont utilisés pour transporter les courants à l'intérieur de la structure et sortir de la base pour les connexions. Tout fil, s'il est relativement long et fin, a une inductance importante. À une certaine fréquence élevée, avec la capacité inter-électrode, il résonnera.



Self d'arrêt HF pour HT. Linéaire 4 x 811A
(modèle en céramique - ON6LF)

§13-2) Selfs d'arrêt haute fréquence

Lorsqu'un amplificateur est conçu, il est impératif d'examiner très attentivement chaque composant sélectionné pour déterminer s'il possède des propriétés de résonance parasites indésirables. Ceci est particulièrement important pour toutes les selfs HF utilisées pour l'alimenter en courant. Dans l'amplificateur de grille classique mis à la terre utilisant des triodes à polarisation nulle, la zone qui pose souvent des problèmes est celle des selfs de filament car ceux-ci transportent un courant élevé et sont connectés en shunt avec le signal d'entrée. Celles-ci peuvent également être source de perte et absorber une bonne partie de la puissance d'entraînement si elles sont mal choisies. Si la température de la self dépasse la température de Curie du matériau en ferrite, l'inductance tombe à une valeur très faible.

Le type de self qui présente le plus de problèmes est la variété à enroulement bifilaire, car les deux enroulements sont

sur une tige de ferrite commune. Il ne faut pas oublier que les inducteurs, lorsqu'ils sont connectés en parallèle, ont une inductance nette plus faible: ils se comportent comme des résistances en parallèle. Par conséquent, chaque inductance doit être le double de l'inductance requise en circuit et en parallèle. Avec la self bifilaire, il y a également un effet de chauffage deux fois plus important que celui d'une paire de selfs individuelles car le même courant de chauffage circule dans chaque enroulement. La saturation magnétique du courant de chauffage est également deux fois plus élevée. Cela peut pousser à la saturation du matériau ferrite et à l'augmentation de la température.

L'autre self HF la plus importante est la self d'alimentation d'anode dans le circuit de sortie en pi normal. Ceci est commun à tous les amplificateurs de ce type, qu'il s'agisse d'une grille mise à la terre ou d'autres topologies de circuit. La self HF d'anode doit résister à une tension HF très élevée et également transporter une quantité substantielle de courant continu pour alimenter l'anode. L'inductance de cette self doit être suffisamment élevée pour empêcher, ou au moins réduire à une valeur faible, le courant alternatif circulant vers la terre qui est induit par la tension RF élevée entre l'anode et la masse.

Lorsqu'elle est couplée en parallèle avec la capacité anode-terre, l'inductance de self peut être amenée à une résonance parallèle de sorte qu'elle semble se comporter comme une résistance à la terre de très grande valeur. Dans un amplificateur à bande unique, c'est simple à organiser. Cependant, dans un amplificateur HF multibande, cela est presque impossible à réaliser pour chaque bande adaptée. Par conséquent, on constate souvent qu'une perte élevée se produit dans ce composant sur les bandes de fréquences inférieures et la chaleur générée pose des problèmes. Dans de nombreux cas, lors de l'inspection d'un amplificateur, le fil d'email utilisé pour enrouler le starter est décoloré et parfois complètement brûlé par endroits. Si les tours adjacents sont bobinés d'une traite, la perte augmente considérablement et une combustion se produit généralement, ce qui endommage irrémédiablement la self.

À titre expérimental, un tube Eimac 4CX250 a été installée dans un socquet SK-600 et connectée à un analyseur de circuit vectoriel pour mesurer l'effet. Un connecteur HF SMA a été installé sur la base et une courte et large bande de cuivre reliait la broche centrale du connecteur HF à la borne du circuit. La valeur de la feuille de données de la capacité grille-cathode est d'environ 16 pF, mesurée à 1 MHz. La réactance d'un condensateur 16pF à 144MHz est de $\sim 68\Omega$ et le VNA doit indiquer cette valeur. Cependant, la valeur mesurée était radicalement différente. La valeur effective a été calculée à partir des valeurs R et X affichées. À 144 MHz, la capacité effective avait chuté à environ 8 pF, montrant que l'inductance interne du conducteur avait un effet. Lorsqu'elle était mesurée à 432 MHz, la grille-cathode ne se comportait plus comme un condensateur, elle était passée par la fréquence de résonance et était inductive. La mesure a été répétée avec le chauffage sous tension et un changement s'est produit, mais ce n'était pas vraiment très différent. Cela montre qu'on ne peut jamais supposer que les valeurs de la feuille de données sont constantes avec la fréquence.

§ 14-2 Puis-je utiliser n'importe quel tube dans un montage grille mise à la terre?

C'est une bonne question et encore une fois, il y a eu beaucoup de controverse à ce sujet. Bill Orr, W6SAI et ses collègues d'Eimac ont publié un bulletin d'ingénierie sur le sujet. Ils y déclaraient que certains tubes ne convenaient pas pour un fonctionnement dans un circuit mis à la terre. Ces tubes ont des structures de grille à haute perméabilité et, en raison de leur construction, peuvent être endommagés par un courant de grille élevé lorsqu'ils sont utilisés dans des circuits commandés par cathode. Ils ont ensuite énuméré les différents tubes qui ne doivent pas être utilisés dans la grille mise à la terre: inclus dans ceux-ci étaient le 4X150 et ses variantes. Les gens ont remarqué et accepté cela comme le véritable état des choses.

Mais là où ça devient intéressant c'est que peu de temps après, Eimac a publié un autre bulletin sur le sujet dans lequel ils semblaient faire un volte-face complet. Ils ont alors déclaré qu'il était acceptable de faire fonctionner certains des tubes à haute perméabilité dans un montage grille mise à la terre, et ils ont spécifiquement mentionné la 4X150, à condition que le circuit soit disposé d'une manière particulière. La solution consiste apparemment à mettre à la terre la grille de contrôle et la grille d'écran avec des condensateurs à faible inductance et d'alimenter les alimentations CC à ces circuits. Ceci, ont-ils affirmé, a atténué le problème des courants élevés du circuit. La méthode précédente consistait à mettre à la terre en courant continu la grille de commande et à augmenter la tension continue de cathode pour obtenir le point de polarisation correct. Pour le 4X150 qui nécessitait environ + 50V cathode à la terre pour un fonctionnement en classe B. Pour compenser le soulèvement de la cathode, un 50V positif signifiait que la grille d'écran devait également augmenter de + 50V, pour conserver le potentiel grille-cathode d'écran correct pour restaurer le gain perdu.

Mais cela ne s'est pas arrêté là. Un an ou deux plus tard, ils ont publié un autre bulletin d'ingénierie dans lequel ils sont revenus à l'opinion numéro un, dans laquelle ils déclaraient qu'un courant de circuit de toute ampleur significative n'est pas une bonne chose et qu'un circuit mis à la terre n'est pas recommandé. Peut-être qu'ils ont eu beaucoup de demandes de garantie en raison de tubes défectueux - nous ne le saurons jamais.

§ 15-2 Ce n'est pas clair ?

Pouvant reconstituer l'histoire près de 60 ans plus tard, il semble clair qu'Eimac ou la nouvelle société qui a vu le jour n'a pas encore changé d'avis en la matière. Ainsi, selon les experts, les tubes répertoriés ne sont toujours pas recommandés pour être utilisés dans un montage grille mise à la terre.

À l'époque, l'état de confusion était incroyable! Des bagarres ont presque éclaté sur le sujet et «Walter» était totalement déconcerté et stupéfait: le peut-il ou non? Personne ne pouvait lui donner une réponse définitive. Un groupe a agité autour du bulletin numéro 1, seulement pour être rejeté par un autre groupe qui a présenté le bulletin numéro 2 comme preuve, et un autre groupe avait réussi à obtenir une copie du bulletin numéro 3.

Une bagarre similaire a éclaté à propos de la méthode de refroidissement que Dick Knadle, K2RIW, a montrée pour son amplificateur de 70 cm utilisant le 4CX250B. Au lieu de souffler l'air de refroidissement à travers la prise de flux d'air du compartiment de grille, qui avant était la méthode de refroidissement

acceptée, il a à la place pressurisé le compartiment d'anode, jeté les cheminées en céramique SK-606 et installé des tubes en PTFE sur le conduit.

Au départ, Eimac avait de sérieuses réserves sur cette technique et lui a donné un gros pouce vers le bas. Cependant, ils semblaient alors avoir changé d'avis et ont déclaré qu'après avoir effectué d'autres tests avec cette méthode, ils étaient heureux de l'accepter comme moyen de refroidir la série 4CX250B. Ils se sont arrêtés avant de le recommander, ils ont simplement dit qu'il n'y avait aucune preuve convaincante pour dire qu'il ne devrait pas être utilisé. Plus de confusion! Lorsque les experts ne peuvent pas s'entendre entre eux, il n'est pas étonnant que les modestes amateurs soient confus; qui croyez-vous réellement?

Le temps a prouvé que certaines choses fonctionnent et d'autres pas. Il existe maintenant suffisamment de données pour « voir le bois des arbres ». Le système de refroidissement K2RIW fonctionne bien et le 4X150 et sa progéniture n'aiment pas le circuit mis à la terre - point final!

Le 4X150 et les variantes ultérieures, dans la pratique, ne se prêtent pas vraiment à une grille mise à la terre en raison de la conception des prises de flux d'air Eimac. La prise à utiliser est le SK-600, qui a les quatre broches de cathode flottantes, vous pouvez donc attacher tout cela ensemble et le conduire de cette façon. Mais la broche de la grille sort de la prise au centre et il n'est pas si facile d'organiser une méthode de mise à la terre à inductance vraiment faible. Dans l'ensemble, cela devient très salissant et ils fonctionnent bien dans une cathode mise à la terre avec un amortissement de grille suffisant. Les émetteurs SSB aéroportés Collins Radio utilisés par la RAF (Royal Air Force) dans les années 1970 utilisaient le 4CX250F / G avec un pilote à semi-conducteurs 1 / 2W et ils ont donné un bon PEP (Peak Enveloppe Power) de 400W sur HF et n'ont jamais posé de problème. Comme le dit le proverbe, "si ce n'est pas cassé, ne le réparez pas".

§ 16-2 Les triodes les plus employées dans les montages grille à la terre

Plusieurs triodes différentes étaient couramment utilisées pour les amplificateurs HF « traditionnels ». Aujourd'hui (2020), tous ces tubes peuvent être considérés comme une technologie très ancienne car ils datent d'avant-guerre (1940-1945) ou des années d'après guerre. Malgré cela, ils offrent un bon service, bien qu'aujourd'hui les tubes plus récents soient souvent meilleurs, bien que plus chers. Deux des types originaux sont compatibles broche pour broche et peuvent être échangés si le besoin s'en fait sentir. Il s'agit de la série 811 et de la série 572B, qui porte également le numéro de pièce britannique T160. Les deux types ont les filaments alimentés sous 6,3 V 4 A et un socle à quatre broches, dont l'origine provient de l'ère du redresseur de tension à tube. Des deux, la 811 développe la puissance nominale la plus basse.

§ 17-2 Tubes 811 / 811A



Linéaire 4 x 811A (ON6LF)

Les valeurs officielles de ce tube sont une dissipation anodique de 45 W et une tension anodique maximale de 1250 V. Cependant, il s'agit de la cote CCS. La cote ICAS est un peu plus élevée, là où la durée de vie maximale du tube n'est pas si importante. Dans ce classement, la dissipation de l'anode est de 65 W et la tension maximale de l'anode est de 1500 V. Dans les deux systèmes de classification, le courant maximum d'anode à une seule tonalité est de 175 mA. Le courant grille est de 50 mA maximum absolu pour l'un ou l'autre système de classification. La grille de la série 811 est particulièrement fragile en cas de dépassement.

La puissance de sortie typique du système ICAS est d'environ 160 W, ou 120 W pour la cote CCS. Malheureusement, toutes les anciennes fiches techniques ne donnent qu'un fonctionnement en classe C, mais le rendement en classe B semble être d'environ 60% dans un bon circuit. Les fiches techniques les plus récentes du 811A montrent un

fonctionnement de classe AB2 à 30 MHz, mais les chiffres ne s'additionnent pas: une fois calculée, l'efficacité est incroyablement élevée.

Plusieurs fournisseurs d'amplificateurs américains utilisent la 811A avec deux, trois et même quatre tubes en parallèle. J'en ai utilisé un, mais je ne serais pas tenté d'en acheter un. Dans un concours local, nous en avons eu un pendant environ deux heures, avant de pleurer ! Il ferait bouillir une tasse de café sur le dessus du capot ! L'ancien Collins Radio 30S-1 (aussi avec 4x 811A), apporté en réserve, a fonctionné sans faute pendant le reste du concours, sans trop chauffer !

§ 18-2 Tube 572B

Ce tube est le grand frère de la 811A et a plus de dissipation anodique et peut résister à une tension d'anode beaucoup plus élevée. Les versions modernes sont fabriquées par Svetlana (Russie) et plusieurs autres fabricants chinois, bien que certaines de ces chinoises semblent avoir un bilan de fiabilité irrégulier et certaines sont visiblement instables lorsqu'elles sont neuves.

La dissipation maximale de l'anode est de 160 W et la tension maximale de l'anode est de 2750 V. Le courant maximum du circuit est de 50 mA, le même que celui de la série 811, mais ils ne semblent pas aussi fragiles. L'efficacité de l'anode est un peu supérieure à celle de la série 811 mais pas de beaucoup. La tension d'anode maximale recommandée au courant de pleine charge est de 2,4 kV, mais ils résisteront davantage à la charge. 3kV semble être parfaitement OK pour la plupart des tubes. Le courant de repos en polarisation zéro est d'environ 45 mA avec une tension d'anode de 2,4 kV, mais il est assez variable d'un tube à l'autre.

La puissance de sortie typique pour la version Svetlana est d'environ 300 W PEP à 30 MHz et la puissance d'entrée requise est de 50 W, il a donc un gain de 6, soit 7,75 dB. Le courant d'anode maximal pour une sortie de 300 W est de 275 mA avec une alimentation d'anode de 2,4 kV. À cette puissance d'entrée de 660W, l'efficacité du circuit est de 45%. À 80 m, le rendement est d'environ 50% avec un bon circuit de sortie. Ne vous attendez pas à voir beaucoup plus que cela si le tube fonctionne de manière linéaire.

§ 19-2 'Plug & Play' ou comment remplacer des 811 par des 572B

Un problème majeur entre la 811 et la 572B est la résistance de charge d'anode qui est requise. Bien qu'elles soient plug and play au niveau du socle, les constantes du circuit d'anode sont radicalement différentes. La mise à niveau d'un amplificateur utilisant actuellement le tube 811 vers la 572B nécessite des modifications majeures non seulement des valeurs du circuit d'anode en pi mais également de l'alimentation. L'alimentation de l'anode 1250V pour le 811 est beaucoup trop faible pour tirer le meilleur parti d'une 572B.

Une comparaison intéressante entre la 811 et la 572B est de considérer la puissance du filament. Les deux ont la même tension et le même courant de filament. La dissipation anodique de la 811 est de 65W ICAS et de la 572B 160W. En général, la puissance nécessaire pour le filament des tubes de plus forte puissance est plus élevée car la cathode/filament doit générer plus d'électrons. La raison pour laquelle ils sont identiques est que la 811 utilise toujours la conception de cathode inefficace d'origine, mais que la 572B plus tard utilisera une cathode beaucoup plus efficace afin de pouvoir générer plus d'électrons pour la même puissance de chauffage. La 3-500Z, bien plus récente, utilise une puissance de filament de 75 W pour une dissipation anodique de 500 W. Si cette dernière technologie de cathode était appliquée au tube 811, elle pourrait utiliser aussi peu que 2,5 A pour le filament.

Si c'est ainsi que vous souhaitez modifier un amplificateur, la meilleure option est d'utiliser une 572B pour remplacer deux 811, mais vous devrez presque doubler la tension d'alimentation. Comme de nombreux amplificateurs commerciaux utilisent l'atroce méthode d'alimentation haute tension du doubleur de tension, le seul recours est soit de remplacer le transformateur secteur, soit de rebobiner celui existant. Deux tubes 572B consomment environ 1400 W d'entrée Courant Continu de pointe, tandis que les tubes 811 ne consomment que la moitié de cette puissance, de sorte que le transformateur secteur doit vraiment être remplacé par quelque chose de plus lourd. Une solution beaucoup plus

sensée serait de trouver un acheteur pour l'amplificateur 811, puis d'acheter un amplificateur utilisant des tubes 572B!

§ 20-2 Tube 3-500Z

Ce tube est une bien meilleure proposition lorsque vous avez besoin ou voulez beaucoup de puissance. Un seul tube convient pour au moins 700 W de puissance raisonnablement linéaire et il durera largement plus longtemps que la 811 ou la 572B si vous le traitez correctement. Il se situera au niveau de 500W sans prendre aucune contrainte dans un bon circuit. C'est différent, car au moment où la 3-500Z est arrivée sur le marché, les 811 et 572B étaient déjà d'âge moyen. Eimac, avec l'expérience acquise au cours de la longue période où ils concevaient ces tubes, a parfaitement réussi avec la 3-500Z. Ils avaient avant plusieurs tubes similaires, notamment la 3-400Z qui était le banc d'essai et la version 500Z qui n'est en réalité qu'une 400Z légèrement modifiée à la lumière des changements de production. La grand mère était la 3-1000Z, avec une dissipation anodique de 1 kW.

Malheureusement, la 3-500Z n'est pas « plug & play » pour la 811 ou la 572B, mais cela n'a pas d'importance.

Comme le numéro de pièce l'indique, le 3 désigne le nombre d'électrodes de la triode et le 500 est la dissipation de l'anode en watts. Le Z indique qu'il s'agit d'un appareil de chauffage à filament à chaleur rapide et qu'il s'agit d'une cathode chauffée directement. La soquet est également différent, étant de type géant à cinq broches. Parce que le tube a un courant d'anode potentiel beaucoup plus élevé, la cathode est beaucoup plus grande et cela se reflète dans le courant de chauffage. La 3-500Z consomme 14,5A à 5V, donc environ 75W juste pour alimenter la cathode/filament.

Les performances haute fréquence sont également bien supérieures par rapport aux 811 ou 572B qui chutent déjà en gain à 30 MHz. La 3-500Z est évaluée jusqu'à 110 MHz à une valeur légèrement réduite, et cela apparaît dans la valeur de son gain. Eimac revendique jusqu'à 12 dB, mais souvent nous ne pouvons pas atteindre cette valeur dans une grille mise à la terre et un gain de 8 dB à 10 dB est plus réaliste.

Le 3-500Z a besoin d'un soquet et de la cheminée appropriée pour un fonctionnement optimal. Le soquet est le SK-400 ou le SK-410. Ce dernier est requis lorsque la cheminée en verre optionnelle SK-406 est utilisée. De plus, le capuchon supérieur de l'anode a besoin d'un refroidisseur à ailettes pour aider à garder cette pièce au frais.

L'autre condition préalable pour que les tubes 3-500Z fonctionnent correctement est une bonne alimentation haute tension. Ils n'aiment vraiment pas beaucoup moins de 2,5 kV et 3 kV est un bien meilleur pari. Comme pour tous les amplificateurs à tubes, les tensions utilisées sont effrayantes et potentiellement mortelles en service.



3-500Z et sa cheminée

Concernant le remplacement des tubes, il y a quelques années un amateur m'a apporté un vieux amplificateur commercial qu'il avait acheté récemment mais qui avait cessé de fonctionner. En interrogeant le propriétaire, il m'a dit qu'il avait acheté deux nouveaux tubes 572B, retiré les anciennes et installé les nouvelles. Après avoir tout remis en place, il a constaté que cela ne fonctionnait pas du tout. Pas de courant d'anode et pas de sortie. Il n'a pas fallu longtemps pour résoudre le problème. Les prises à quatre broches utilisées dans cet amplificateur étaient de l'ancien type en bakélite et elles deviennent cassantes avec la chaleur. Lorsque les nouveaux tubes ont été insérés, le propriétaire n'a pas pris suffisamment de soin pour aligner les broches afin qu'elles se glissent dans les douilles. Au lieu de cela, il les a forcés et dans le processus, les prises se sont brisées. Les derniers amplificateurs construits utilisaient des soquets de tube en céramique et ne souffraient pas de la chaleur.

Si vous essayez de forcer un 811 ou un 572B dans son soquet sans aligner les broches, vous endommagerez le tube.

§ 21-2 Montage des tubes 3-500Z

La 3-500Z doit être montée et utilisée verticalement, indifféremment la base en-dessous ou au-dessus. Une connexion flexible doit être prévue entre le chapeau de connexion d'anode (HR6) situé au sommet du tube vers le circuit extérieur. Le tube doit être protégé des vibrations et des chocs.

§ 22-2 Ventilation du tube 3-500Z, du soquet, de la cheminée et de la connexion d'anode.

Le soquet Eimac d'origine (référence SK-410) et la cheminée (SK-410) sont recommandés pour assurer la circulation d'air forcée depuis le bas du tube, à travers le soquet, le long du tube et assure le refroidissement de la connexion d'anode au-dessus (référence HR6).

Soquet et cheminée sont devenus introuvables²... Dans ce cas, le soquet peut être remplacé par un soquet chinois en céramique (pas cher et disponible en EU). Avec ce genre de soquet, faites attention à ne pas forcer latéralement sur les broches du tube. La cheminée peut être remplacée par un tube en teflon (PTFE). Attention aussi à bien assurer un refroidissement identique à celui qui aurait été obtenu avec le matériel d'origine.

Cette ventilation forcée est indispensable pour maintenir la température des connexions à la base du tube en-dessous de 200°C. La température de la connexion d'anode ne peut dépasser 225°C.

Dans les années 1960, on mesurait cette température à l'aide de papiers collants qui changeaient de couleur. En 2020 on utilise un thermomètre infra rouge sans contact...

Pour une puissance de sortie continue de 500 Watts, le débit de ventilation requis est de 13 CFM (cubic foot par minute) soit 0,006 m³ par seconde. La pression d'air doit être de 0,082 inches-WC (pouces de colonne d'eau) soit 0,0002 Kg par cm².

Cela ne vous parle pas ! moi non plus ! Un ventilateur d'alimentation de PC « tour » ne sera pas suffisant. Dans différentes revues on conseille un ventilateur de 13 cm de diamètre tournant à 3000 Tours/minute. On en trouve dans certains PC « modèle tour » installé en plus pour refroidir les cartes ajoutées. Un ventilateur de four micro-onde conviendra mais sera très bruyant dans le silence de votre local. Construisez un détecteur de ventilation à palette et équipez le moteur d'un variateur de vitesse automatique en fonction de la température et tant qu'on y est un dispositif qui laisse le ventilateur fonctionner un certain temps après l'arrêt de l'amplificateur. En 2020, c'est beaucoup plus facile qu'en 1960 !

Le tube 3-500Z rougit lorsqu'il produit ses 500 Watts, c'est normal dixit Eimac !

Dans tous les cas, une bonne ventilation même excessive prolongera la vie du tube. Le ventilateur pourra être monté en-dessous des tubes, situation presque obligée pour refroidir les soquets et les connexions à moins de le placer à l'extérieur et amener l'air par un conduit, pas très esthétique !

§ 23-2 Attention : 3-500Z implosion du tube :

Le vide atteint dans l'enveloppe en verre de la 3-500Z est très important. En manipulant le tube, il faut se rappeler qu'il est en verre et que le verre c'est fragile ! Le tube peut casser. Si cela arrive, des morceaux de verre seront violemment projetés. Si l'amplificateur est fermé il n'y a pas trop de soucis à se faire. Si cela se produit lors d'une manipulation, attention, le port d'une visière de protection, d'un tablier et de gants en cuir sont vivement recommandés.

§ 24-2 Polarisation du tube 3-500Z

Le tube a été conçu pour fonctionner en «zéro bias» c'est-à-dire grille et cathode à la masse à condition de ne pas dépasser 2500 Volts pour la haute tension. Cette simplicité est un avantage important.

²Heathkit dans son SB-220 se contente d'un ventilateur de 13 cm, placé verticalement derrière les deux tubes.

Dans cette application, amplificateur linéaire de 1 KW en classe AB2 avec une haute tension de maximum 2500 Volts, le circuit de polarisation n'existe pas et ne peut donc s'ouvrir électriquement avec de fâcheuses conséquences.

L'avantage de cette configuration très populaire est qu'en cas de manque de signal d'entrée, le tube est quasiment bloqué et ne dissipe plus rien.

§ 25-2 Le(s) transformateur(s) :

Plusieurs tensions sont nécessaires. Dans les équipements commerciaux, on trouve un seul transformateur qui les fournit. Pour le radioamateur, il faut beaucoup de chance pour en trouver un.

La solution la plus simple consiste à prévoir un transfo pour les filaments, un pour la haute tension et un pour les auxiliaires.

§ 26-2 Filament du tube :

La tension d'alimentation du filament est de 5 volts (courant alternatif). Cette tension mesurée au socquet doit être comprise entre 4,45 et 5,25 Volts pour prolonger au maximum la vie du tube. Chaque tube consomme 14 ampères, c'est dire si le montage doit être soigneusement réalisé. Il faut veiller à limiter à deux fois le courant nominal au moment de la mise sous tension ceci afin de limiter le «stress» mécanique (torsion) sur le filament. Des mises sous tension répétées peuvent amener des changements géométriques internes et par la suite la destruction du tube.

Il est recommandé d'appliquer d'abord une tension réduite au primaire du transformateur, en insérant une résistance dans le circuit. Après quelques secondes un relais mettra cette résistance en court-circuit.

§ 27-2 Le transformateur pour les filaments :

Sa particularité est de disposer d'une prise médiane au secondaire, autrement dit fournir 2 x 2,5 Volts sous 28 Ampères (pour 2 tubes 3-500Z).

Un rapide calcul démontre qu'il faut une puissance de 140 watts, ce n'est pas terrible mais ce n'est pas la que se situe le soucis car bien des transformateurs de surplus sont disponibles. S'il est possible de rebobiner le secondaire, il faudra pouvoir ajuster la tension en charge à l'endroit de l'utilisation, c'est-à-dire sur le filament au niveau du socquet du tube. Une seule solution, prévoir un rhéostat en série dans le circuit primaire du transformateur. Dans ce cas un vieux transformateur qui fourni 6,3 Volts fera l'affaire, encore faut-il qu'il puisse fournir 28 Ampères ou alors deux transformateurs... ça devient lourd !

§ 28-2 Tubes de la série 8873/8874/8875

Voir les commentaires ci-dessus concernant ces tubes très coûteux. Aujourd'hui, ils sont devenus très rares et chers, et il existe de meilleures options.

§ 29-2 Tubes Russes GI-7BT

Au cours des dernières années, une pléthore de tubes russes sont devenus disponibles. Malgré ce que certains pensent, dans de nombreux cas, l'industrie russe des tubes était bien avancée par rapport à celle de l'Occident, mais avec les relations glaciales entre l'Est et l'Occident, nous n'en étions pas conscients. Svetlana était la société la plus connue, mais il y en avait des centaines qui fabriquaient toutes sortes de tubes différents. Jusqu'à récemment, les tubes Svetlana étaient distribués aux États-Unis par une société basée en Californie. Plus récemment, la société semble être devenue une propriété chinoise, mais la principale usine est toujours à Saint-Pétersbourg, en Russie. Svetlana est un nom de fille courant et signifie lumière ou brillant, car ils fabriquaient à l'origine des lampes électriques.



Tube triode russe GI-7BT

À part les types de micro-ondes GI-7BT, je n'ai pas beaucoup d'expérience de ces tubes russes. Les GI-7BT sont d'un prix raisonnable et généralement fonctionnent bien jusqu'à 2,3 GHz.

Une modification populaire pour la série d'amplificateurs Yaesu FL-2100 est d'adapter les GI-7BT. Mais c'est une entreprise majeure qui doit être réalisée par un constructeur expérimenté. Le plus gros problème est toujours le refroidissement: la série GI7-BT sont des tubes à impulsions radar et sont capables d'une puissance folle lorsqu'elles sont pulsées. La fiche technique officielle, si vous pouvez trouver la bonne en russe, donne les détails corrects (celles traduites comportent souvent des erreurs). J'ai eu la chance d'acquérir une véritable fiche technique russe et une femme russe mariée à un ami l'a traduite pour moi. Alors ça avait du sens!

En service radar à 3 GHz, la GI-7BT est évalué à une puissance d'impulsion minimale de 12 kW pour une longueur d'impulsion de 3 μ s. Pour faire cela, il est pulsé avec 9kV et il consomme un courant cathodique de 7,5A. Pour un fonctionnement en CW à 1,6 GHz, il est évalué à une sortie minimale de 40 W avec une tension d'anode de 1,05 kV et il est évalué à un courant de cathode de 600 mA. En pratique, avec 2,5 kV sur l'anode et tirant jusqu'à 450 mA, ils fourniront une puissance sérieuse sur 2 m et 70 cm dans un bon circuit - si vous pouvez bien ventiler. En service radar à impulsions courtes, le petit refroidisseur à ailettes à air est adéquat, mais pour un fonctionnement en CW, ils ont vraiment besoin de quelque chose de mieux. Mon adaptation a été de fabriquer des refroidisseurs à liquide et ils peuvent alors vraiment être poussés fort en CW. Comme la plupart des tubes, ils doivent être maintenus en dessous d'environ 200 ° C et de préférence pas plus de 100 ° C. Avec le refroidissement par liquide, c'est facile avec un débit suffisant à travers le refroidisseur. Mon amplificateur de 6 m est équipés de deux tubes GI7-BT en parallèle et il délivre bien plus de 1 kW avec facilité, et le liquide de refroidissement ne dépasse jamais 60 ° C. Pour le prix d'un tube 572B, je peux acheter environ cinq tubes GI-7BT.

Les socets pour ces tubes utilisent une technique coaxiale et ils devraient vraiment avoir des anneaux de mise à la terre à la connexion de grille. Mais ils peuvent être solidement montés tant que vous prenez soin de ne pas solliciter la partie anodique. Le refroidisseur d'air s'enlève facilement et cela laisse un goujon en cuivre fileté M6 auquel vous pouvez attacher un autre type de refroidisseur. Le goujon en cuivre ne doit pas être trop serré car il cassera la connexion.

Le sujet du refroidissement liquide a été traité ci-dessus.

Le filament / élément chauffant est évalué à 12,6 V CA ou CC et consomme environ 2 A. Il s'agit d'une cathode chauffée indirectement, mais comme la plupart des triodes micro-ondes, la cathode et une extrémité de l'élément chauffant partagent la broche de cathode. La plus petite broche est l'autre extrémité du radiateur et la prochaine plus grande est la cathode. Le plus gros cylindre est le terminal du tube.

Pour le fonctionnement VHF / UHF, la commande de la cathode n'est pas difficile avec le circuit approprié. Les détails de l'amplificateur de 6 m que j'ai construit sont contenus dans RF Design Basics [1], qui couvre tous les faits de construction nécessaires. Il existe également des modèles d'amplificateurs micro-ondes que j'ai écrits pour Microwave Projects 2 [2], avec des méthodes de refroidissement supplémentaires.

Ayant chanté les louanges de la 3-500Z, je pense qu'il faut vous prévenir que ce ne sont pas des tubes bon marché! Le prix le plus récent que j'ai pu trouver était d'environ 200 \$ pour une nouvelle version chinoise, et certains d'entre eux ont une réputation en dent de scie. Mais je connais également au moins deux amplificateurs qui sont équipés d'Eimac 3-500Z d'origine depuis plus de 30 ans sans remplacement de tube. Ils sortent un peu moins de puissance, mais sont loin d'être usés.

3 - Conception d'un circuit d'anode

§ 1-3 Ce sujet est couvert en détail dans l'un de mes autres livres, RF Design Basics (RSGB, 2007) donc je vais juste couvrir les parties de base ici. Si vous souhaitez avoir une explication plus approfondie, le livre mentionné est une bonne source de référence. Il contient également des tableaux complets pour différents circuits Q chargés, ce qui permet d'économiser beaucoup d'efforts pour définir les valeurs correctes pour les composants.

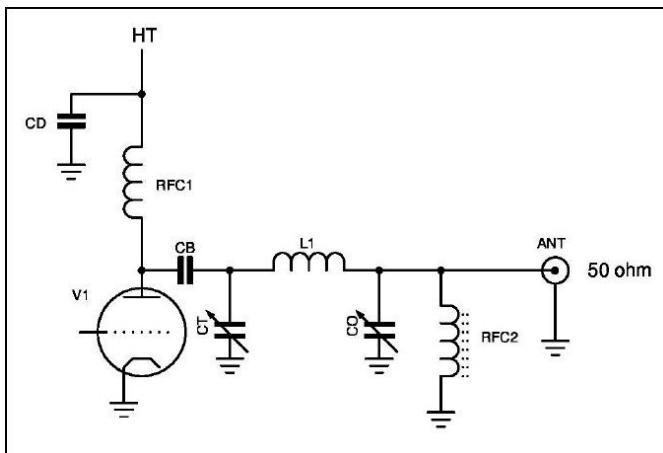


Figure 8.1

Le circuit d'adaptation d'anode le plus couramment utilisé dans les amplificateurs linéaires HF est connu sous le nom de circuit pi et un type typique est illustré à la figure 8.1. Le circuit se compose de seulement trois composants qui effectuent la transformation d'impédance de l'anode du tube vers la charge. Ce sont deux condensateurs d'accord représentés par C_T et C_O et l'inductance série L_1 . Les autres composants sont nécessaires pour assurer le bon fonctionnement du tube et à d'autres fins. L'alimentation Courant Continu de l'anode se fait via l'inductance RFC_1 et est découpée à la masse RF par CD . Le condensateur CB est simplement un blocage du courant continu pour empêcher la haute tension d'apparaître à

travers la borne d'antenne et il ne sert aucune fonction dans le circuit correspondant. Généralement, ce condensateur est choisi pour avoir une faible réactance à la fréquence de fonctionnement. De même, RFC2 est un dispositif de sécurité pour court-circuiter l'alimentation haute tension de l'anode en cas de défaillance du condensateur CB. Le filtre anti oscillation d'anode normal n'est pas inclus car il n'a aucun effet sur le circuit correspondant.

Pour concevoir un circuit d'anode, nous devons disposer de certaines informations. Les détails les plus importants sont la résistance de charge requise de l'anode, la valeur Q chargée requise sur laquelle le circuit doit fonctionner et la capacité de l'anode du tube vers la terre. Sans ces valeurs, nous ne pouvons pas commencer.

Nous avons une certaine liberté de choix avec le Q chargé, mais cela peut avoir un impact sur le fait qu'une solution est possible ou non avec le tube sélectionné et les conditions de fonctionnement choisies. La résistance à la charge de l'anode sera souvent indiquée par le fabricant, mais dans certains cas, elle n'est pas indiquée. Nous sélectionnerons le tube 811 et choisirons d'avoir trois tubes en parallèle pour atteindre la puissance de sortie souhaitée.

Dans les anciennes fiches techniques, le fonctionnement du tube 811 en classe B n'est pas donné pour les applications HF, mais un chiffre est donné pour deux tubes en push-pull pour amplificateurs audio. La charge anodique indiquée pour cette application est de $12\,400\,\Omega$ anode-anode. Par conséquent, chaque anode représente la moitié de cette valeur, $6\,200\,\Omega$. Ceci est pour une alimentation d'anode de $1\,500\text{V}$ et un courant d'anode moyen de 313mA pour deux tubes. Le courant anodique moyen par tube est donc la moitié de ce chiffre.

Pour vérifier si ces chiffres s'empilent, nous pouvons faire une vérification rapide. L'alimentation anodique de 1,5 kV, multipliée par 313 mA, donne une puissance d'entrée de 470 W et la puissance de sortie indiquée est de 340 W. Le rendement est donc $(340/470) = 72\%$, ce qui pour un amplificateur audio de classe B est raisonnable.

Nous savons donc que les valeurs sont à peu près justes et nous pouvons maintenant continuer.

La mise en parallèle de trois tubes avec chacun une charge anodique de 6200Ω donne une charge anodique équivalente de 2066Ω , que nous pouvons arrondir à $2k\Omega$. Le courant d'anode sera $(313/2) \times 3 = 470$ mA. Le courant de repos de chaque tube est de 32 mA. Ceci, cependant, nécessite une

polarisation du circuit de -4,5 V à cette tension d'anode plus élevée. (Si nous utilisions une alimentation d'anode inférieure de 1250 V, la polarisation zéro normale répondrait au réglage du courant de repos.) Pour convertir la tension de grille négative en tension de cathode, nous inversons simplement le signe, nous devons donc éléver le potentiel de la cathode par rapport à la masse de + 4,5 V pour obtenir le courant de repos correct. Par conséquent, le courant de repos avec trois tubes sera d'environ 100 mA.

$$X_{c1} = \frac{R_A}{Q_L}$$

$$X_{c2} = R_L \sqrt{\frac{R_A / R_L}{(Q_L^2 + 1) - (R_A / R_L)}}$$

$$X_L = \frac{Q_L R_A + (R_A R_L / X_{c2})}{(Q_L^2 + 1)}$$

Le Q en charge que nous choisirons est 12, car c'est un bon compromis.

Nous devons maintenant connaître la capacité de sortie de l'anode et la fiche technique donne une valeur de 5,6 pF pour un seul tube. En tenant compte d'une certaine capacité parasite, nous supposerons que chaque tube ressemble à une capacité de shunt de 7pF vers le circuit d'anode. Donc, avec trois tubes, la valeur est de 21pF.

La valeur requise du condensateur d'accord de l'anode est déterminée par le Q chargé et la valeur de la charge de l'anode. Cela nous donne la réactance de la capacité d'accord de l'anode CT. Dans la formule standard du circuit pi, cela est normalement noté C1. Les formules standard sont présentées ci-dessous lorsque RA est beaucoup plus grand que RL.

$$X_C1 = R_A / Q_L$$

Remarque: Seul C1 détermine le Q chargé et aucun autre composant n'a d'effet. Cela donne une valeur de 172Ω à la fréquence de fonctionnement.

Nous convertissons maintenant la réactance en la valeur réelle du condensateur requise à la fréquence de fonctionnement. Nous concevrons pour le groupe de 80m dans un premier temps, vous en verrez la sagesse plus tard.

À 3,5 MHz, nous avons besoin d'un condensateur de réglage d'anode de 272pF. La capacité de l'anode est déjà de 21pF, nous avons donc besoin d'un condensateur d'accord de $(272 - 21) = 251$ pF. Cette valeur devrait idéalement être avec le condensateur à environ un demi ouverture. Donc, en réalité, nous avons besoin d'une valeur totale d'environ 500 pF. Il s'agit d'un gros condensateur, nous choisissons donc d'utiliser quelque chose de plus petit et de compenser la différence avec un condensateur fixe.

Supposons que nous ayons un condensateur d'accord maximum de 150pF avec des plaques largement espacées qui géreraient en toute sécurité l'oscillation de tension d'anode envisagée. Nous pouvons estimer que l'oscillation de tension de crête de l'anode sera environ le double de l'alimentation Courant Continu, donc un minimum de 3 kV est le plus bas que nous pouvons utiliser et un type de 5 kV serait un meilleur choix. Le condensateur d'accord d'anode est donc un 150pF réglé à environ une demi ouverture et le reste est un condensateur fixe câblé en parallèle. La moitié de 150pF est 75pF et le condensateur fixe doit être de 175pF. Le condensateur standard le plus proche est 180pF et cela suffira.

Maintenant, nous calculons la valeur du condensateur de charge C2 en utilisant la formule pour correspondre à la charge de sortie de 50Ω. Cela donne une valeur de 1474pF. La tension RF à la sortie est bien inférieure à la tension d'anode car la transformation de 2kΩ à 50Ω est un rapport de 40: 1. Cela

pourrait utiliser un type de diffusion à plusieurs gangs avec environ 365pF par section et une tension nominale de 350V AC. (Si la tension RF est de 150 V RMS, la puissance en $50\ \Omega$ est de 450 W.)

Un type à trois sections équivaudrait à un total de $\sim 1100\text{pF}$. Mais la valeur requise est la valeur entièrement chargée et cela devrait se produire avec le condensateur presque entièrement non ouvert. Ainsi, le condensateur fixe supplémentaire requis est plus grand. Nous estimons que lorsqu'il est correctement chargé, le condensateur variable n'est pas maillé aux 3/4 et qu'il aura une valeur d'environ 275 pF. Par conséquent, le condensateur fixe requis est $(1474 - 275) = 1199\text{pF}$ et un condensateur fixe de 1200pF suffira.

Le dernier composant à calculer est l'inductance en série et cela nécessite une valeur de 8,25 μH .

§ 2-3 Ajout de bandes supplémentaires

Si nous souhaitons également couvrir 40 m, un moyen simple consiste à diviser par deux toutes les valeurs qui viennent d'être calculées pour trouver les valeurs correctes pour 7 MHz.

La valeur de C1 requise pour 7 MHz est de 136 pF au total. Nous soustrayons la capacité anodique 21pF des tubes pour obtenir la valeur du condensateur d'accord de 115pF et notre maximum de 150pF s'adaptera bien sans aucun condensateur fixe supplémentaire nécessaire. Le condensateur de charge nécessaire est $(1474/2) = 737\text{pF}$ au total et comme le condensateur à trois cages est de 1100pF lorsqu'il est entièrement fermé, il ne serait fermé qu'à 67% à ce réglage. Nous avons donc besoin d'un condensateur fixe pour rapprocher le condensateur à trois cages de 3/4 sans ouverture. Une valeur fixe d'environ 470pF fonctionnerait bien.

L'inducteur est simplement $(8,25 / 2) = 4,125\mu\text{H}$.

Les autres bandes harmoniquement apparentées telles que 14, 21 et 28 MHz sont calculées de la même manière en divisant les valeurs par le facteur correct.

Les deux bandes les plus élevées sont celles où nous pouvons avoir un problème car la capacité de l'anode est une valeur fixe de 21pF et nous ne pouvons pas changer cela.

À 28 MHz avec un Q chargé de 12, la capacité totale de l'anode doit être de 34 pF et le condensateur d'accord n'a donc besoin que de 13 pF pour faire résonner le circuit. Avec le condensateur total de 150 pF choisi, le condensateur est presque totalement non maillé, il est donc peu probable qu'il fonctionne. En effet, son minimum n'est pas de 0pF mais généralement d'environ 5 à 10% de la valeur maximale. Si le minimum est de 10%, il ne peut pas être réduit en dessous de 15 pF en valeur avec les plaques complètement non maillées.

Il y a deux solutions pour ce problème. La première consiste à commuter un condensateur série de valeurs appropriées en circuit entre l'anode et le condensateur d'accord ou à augmenter le Q. chargé. Plus le Q chargé est élevé, plus la réactance de C1 doit être faible. Une faible réactance est une valeur plus élevée du condensateur.

Si le Q chargé est élevé à 16, la valeur requise pour C1 augmente à 45 pF au total et lorsque la capacité anodique est soustraite, elle laisse une valeur de 24 pF, ce qui est plus pratique, mais encore une valeur trop faible. Si le Q chargé est augmenté à 18, C1 devient 51pF au total et C1 doit être $(51-21) = 30\text{pF}$ et pour un Q chargé de 20, il est de 56pF au total et une valeur de condensateur de 35pF.

C'est un problème courant lorsque la capacité de l'anode est élevée et que la plupart des amplificateurs HF n'utilisent en fait pas une valeur Q chargée constante pour toutes les bandes pour cette raison. Au fur et à mesure que la fréquence augmente, le Q chargé doit normalement être augmenté pour maintenir le condensateur d'accord d'anode à des valeurs pratiques.

Dans un cas comme celui-ci, nous ne pouvons pas continuer à pousser le Q chargé parce que la perte du circuit d'anode augmente avec l'augmentation du Q. Une solution pratique serait d'utiliser un condensateur d'accord d'anode de valeur plus petite et d'ajouter des condensateurs de remplissage à valeur fixe pour les bandes de fréquences inférieures. pour amener le condensateur de valeur inférieure à environ la valeur moyenne. Alternativement, nous pourrions fabriquer le condensateur C1 à partir d'un type à double cage et en enlever la moitié pour les bandes supérieures. Aucun de ceux-ci n'est idéal, car une commutation supplémentaire est nécessaire.

Cependant, un Q chargé élevé ne signifie pas que la perte sera très élevée et réduira la puissance de sortie d'une quantité considérable. À la fréquence plus élevée, il est plus simple de fabriquer des inducteurs à Q élevé et la perte est principalement définie par l'inducteur déchargé Q. Une bobine de réservoir de 80 m avec de nombreux tours de fil de petit diamètre aura un Q déchargé beaucoup plus faible qu'un inducteur de 10 m enroulé d'un calibre substantiel fil ou tube de cuivre. Cet inducteur a un petit nombre de tours et des valeurs Q déchargées de 450 ou plus sont réalisables. La différence entre un Q déchargé de 450 et un de seulement 100 est d'environ 5% de perte de puissance dans un amplificateur pratique. Cela représente 0,25 dB et il n'y a pas de quoi s'exciter. Le Q d'un condensateur d'accord d'anode de bonne qualité est d'au moins 3000 et le condensateur de charge est souvent environ la moitié de ce chiffre. L'inductance de la série pi tank, si elle est correctement enroulée, contribue aussi peu que 2 à 5% de perte.

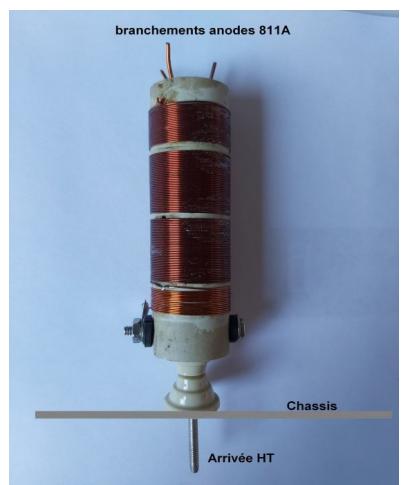
§ 3-3 Self d'arrêt pour l'alimentation DC de l'anode

Jusqu'à présent, aucune mention n'a été faite de la self d'arrêt HF qui fournit le courant d'anode. L'élément qui contribue normalement à la plus grande perte dans un circuit pi est la self d'alimentation Courant Continu de l'anode, qui représente environ 30% des pertes totales. En effet, il est très difficile de réaliser une self multibande, enroulé avec un fil de petit diamètre, avec un bon Q.



Exemples de self d'arrêt pour circuit d'anode

Normalement, lors du calcul des composants du circuit pi, l'effet de la self d'anode est ignoré. Cependant, son inclusion dans le circuit peut avoir un effet dramatique sur son fonctionnement. La règle générale, lorsqu'une self doit être connectée en parallèle dans un circuit, est d'évaluer à quel point elle perturbe le fonctionnement ce circuit. Si la réactance de la self est infinie, l'effet est nul. Mais dans un circuit pratique, nous ne pouvons pas créer une self avec une réactance infinie.



self d'arrêt en céramique, diamètre 25 mm, hauteur 13 cm (ON6LF)

L'hypothèse faite est que si la réactance de la self est 10 fois supérieure à la partie du circuit qu'elle est liée à la perturbation qu'elle provoque est insignifiante et peut généralement être ignorée. Dans notre exemple, il est connecté à un point du circuit qui à la résonance se comporte comme une résistance de 2 kΩ. Par conséquent, la réactance de la self doit être d'au moins 20 kΩ. À 3,5 MHz, c'est une valeur de 909 μH. Cette valeur n'est pas pratique et il serait très difficile d'enrouler une telle self et de garantir l'absence de fréquences de résonance parasites.

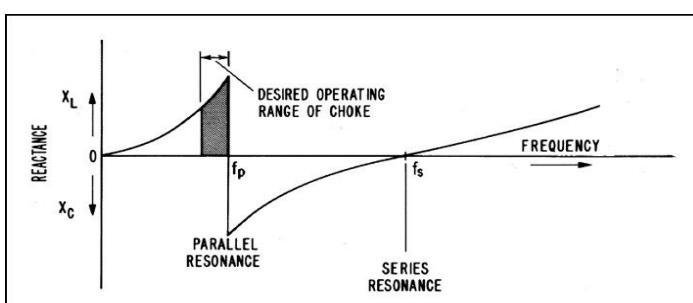


Figure 8.2 Fréquence de résonance optimum pour une self d'arrêt dans le circuit d'anode. Référence Eimac

L'obtention de la bande correcte de résonance parallèle peut poser de nombreux problèmes. Cela provoque souvent la combustion de cette self d'anode apparemment bien conçue. La contrainte sur l'étranglement d'anode est considérable. Non seulement elle doit supporter la charge en courant continu assez élevée pour alimenter l'anode, mais à la résonance du circuit d'anode, la tension HF appliquée à travers la self se rapproche du double de la tension d'alimentation de l'anode. Si la réactance ou RD

n'est pas suffisamment élevée, un signal HF important peut circuler vers la masse dans la self. Il est découplé du côté alimentation et est donc effectivement mis à la terre.

Dans notre exemple d'amplificateur utilisant une alimentation d'anode de 1,5 kV, l'amplitude de tension crête-crête de l'anode sera d'environ 2,5 kV à la sortie HF maximale. Si la réactance de la self ou le RD est de $10\text{ k}\Omega$, le courant HF de crête circulant vers la terre est de 250 mA. C'est effectivement une perte de puissance. Si le désaccord du condensateur anodique une petite quantité fait chuter la self RD à $5\text{ k}\Omega$, le courant HF double. Ce courant supplémentaire, plus le courant continu d'anode plus élevé qui se produira lorsque l'anode est désaccordée, peut mettre trop de pression sur la self et elle le traduira en chauffant.

§ 4-3 Une meilleure façon d'utiliser la self de choc du circuit d'anode

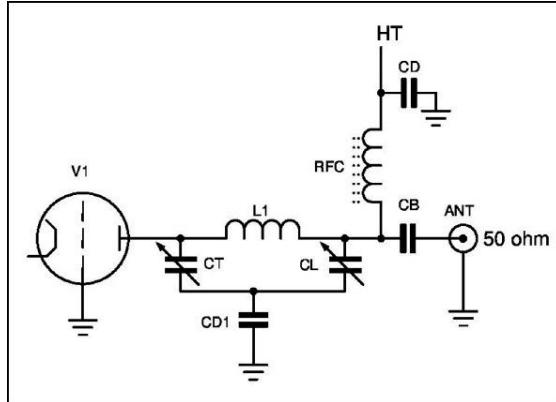


Figure 8.3 autre méthode

L'alimentation en dérivation de l'anode a toujours été un problème difficile et il doit y avoir une meilleure façon de traiter cette partie du circuit d'adaptation d'anode. Après beaucoup de réflexion, une nouvelle méthode a été mise au point.

Le vrai problème est que les fréquences de résonance parasites sont très difficiles à contrôler ou à prédire si la valeur de l'inducteur est élevée. Mais si l'inducteur n'avait pas besoin d'avoir une valeur aussi élevée, il y a de meilleures chances de garder ces oscillations parasites sous contrôle.

La solution est en fait très simple. Si le circuit de « pi » est légèrement réorganisé, une solution viable est facile à incorporer. La première étape est illustrée à la figure 8.3.

Dans cette méthode, le condensateur de blocage d'anode est déplacé de l'anode vers le connecteur de sortie. La self alimente maintenant le Courant Continu haute tension dans le circuit en pi au point 50Ω . Par conséquent, il suffit d'avoir une réactance de $\sim 500\Omega$ à la fréquence de fonctionnement la plus basse. Cela donne une réponse de $22,7\mu\text{H}$ et une valeur un peu plus grande que cela suffirait. Comme la tension HF est bien inférieure à celle de l'anode, l'enroulement d'une self appropriée est beaucoup plus simple. Le seul inconvénient de cette méthode est que les condensateurs ne sont plus à la masse. Ce n'est pas vraiment un problème dans la pratique et l'utilisation de CV isolés et de coupleurs d'axe isolés (genre flextor) fournissent facilement l'isolation requise.

Le condensateur de blocage CC de sortie doit avoir une valeur supérieure à celle de la tension de l'anode, mais là encore, ce n'est pas un problème. Le courant de sortie HF, bien que plus élevé, n'est pas excessif et des condensateurs haute tension normaux sont disponibles. Pour une puissance de sortie de 450W en 50Ω , le courant RMS est de 3A.

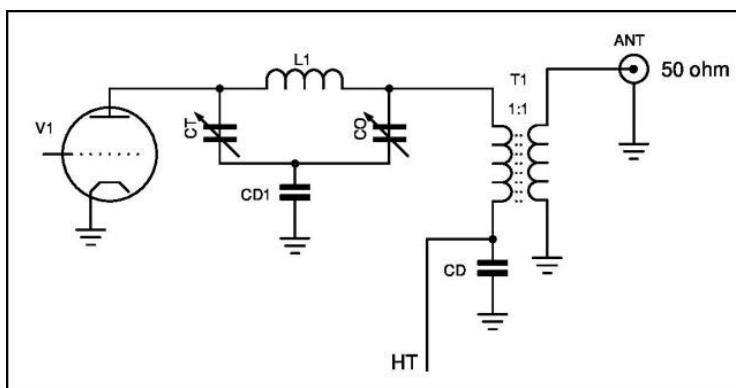


Figure 8.4 circuit d'anode isolé

La sortie peut encore souffrir d'une défaillance du condensateur de blocage CC et une self RF shunt sur la sortie serait nécessaire pour faire sauter le fusible d'alimentation de l'anode si cela se produisait. Un autre ajustement a été suggéré par mon ingénieur en chef à l'époque, Greg Smith, maintenant ZL3IX, et c'est la réponse finale. Le circuit final est montré sur la figure 8.4, qui est plus élégant et intelligent de conception.

L'ajout d'un transformateur HF 1:1 résout le mode de défaillance du condensateur de blocage de potentiel et permet l'élimination

de l'inductance d'alimentation CC d'un seul coup. Le transformateur T1 est enroulé sur un noyau de ferrite avec un câble coaxial en Téflon de petit diamètre et doit avoir une inductance suffisante pour répondre à la fréquence la plus basse.

§ 5-3 Dispositif anti parasite sur connexion d'anode

Ce sujet a déjà été abordé dans une première partie du livre. Il y a beaucoup de mythes et de légendes sur ce sujet. Une grande partie de cela est attribuable à une personne qui semble avoir une fixation sur le sujet. Je ne mentionnerai ni le nom ni l'indicatif, mais ceux qui ont suivi cette saga savent à qui je fais allusion!

Les déclarations faites à propos des APC (anti parasitic choke) selon lesquelles elles devraient être enroulées à partir d'un fil de résistance ou d'un autre matériau avec perte, comme l'acier inoxydable, sont complètement incorrectes. L'APC est inséré pour former un piège parallèle à la fréquence incriminée afin qu'il devienne parallèle en résonance avec la capacité du tube ou du circuit. La plupart des oscillations parasites se produisent dans la région VHF, de sorte que la valeur de l'inducteur doit s'adapter à cette plage de fonctionnement. Dans la plupart des cas, quelques tours de fil de cuivre sont utilisés, formés sur une résistance de composition de carbone de 2 W et connectés aux fils de sortie de la résistance. La valeur de la résistance est très faible, généralement environ 22 à 56 Ω semble fonctionner dans 99% des cas.

L'inducteur aura un Q raisonnable et aura donc une plage étroite où il est efficace avec la capacité d'anode. Le but de la résistance de faible valeur est d'aplatir la réponse en fréquence afin qu'elle couvre une bande passante beaucoup plus grande. Il sert également de charge fictive à toute puissance parasite.

L'effet de l'APC sur le circuit normal du réservoir d'anode est très faible et comme l'anode et les condensateurs de charge ont une large plage, ils peuvent facilement compenser l'ajout de ce petit inducteur supplémentaire en série avec la borne d'anode.

L'obligation d'utiliser uniquement un fil avec perte est une foutaise.

Le fil de cuivre, lorsqu'il est formé en inducteur et mis en résonance par la capacité parasite, aura un Q d'environ 100 ou plus. Il présentera une résistance dynamique d'environ 5 $k\Omega$ ou éventuellement plus. Mais la connexion de la résistance de faible valeur à travers l'inductance détruit complètement tout Q qu'elle avait. Le Q tombe à 1 ou même en dessous, ce qui est exactement ce dont nous avons besoin pour former un APC efficace. La personne qui persiste avec cet argument déclare que bien que vous utilisiez du fil nichrome ou une bande d'acier inoxydable pour enrouler l'inducteur, il a toujours besoin de la résistance. Cela montre que le fil de résistance n'est pas aussi efficace qu'ils le pensent. Si le fil de résistance faisait ce qu'ils prétendent faire, la résistance ne serait pas nécessaire.

Dans de nombreux cas d'oscillations parasites, l'inclusion d'une résistance de composition de carbone 1 / 2W en série avec une broche de grille sur le tube résout le problème. Cela n'a pas d'inductance significative mais arrête l'oscillation. Dans la plupart des cas, la résistance n'a pas besoin d'avoir une valeur très élevée, 10 Ω à 47 Ω est souvent plus que suffisant.

4 - Conception d'une alimentation Haute Tension

§ 1-4 L'alimentation électrique de tout amplificateur à tube est une partie importante de la conception.

Le type de tube utilisé dictera ce que l'alimentation doit être en mesure de fournir, les tensions et le courant nécessaire. Pour un amplificateur à triode, seules deux alimentations majeures seront essentielles: l'alimentation du filament et celle de l'anode. Les pièces auxiliaires de l'amplificateur peuvent nécessiter d'autres alimentations, par exemple il peut être nécessaire de prévoir d'une alimentation pour la polarisation de grille et presque certainement une alimentation basse tension pour les relais, etc.

L'alimentation du filament est généralement une simple alimentation Courant Alternatif utilisant un enroulement secondaire basse tension sur le transformateur principal. L'alimentation de polarisation du circuit d'entrée est généralement une alimentation à faible courant d'une tension négative inférieure à -150V. L'alimentation des relais est également une alimentation à faible courant et un simple redresseur Courant Continu et un condensateur de lissage est tout ce qui est vraiment nécessaire. La régulation de tension pour l'alimentation peut être sommaire sans causer de problème.

L'alimentation haute tension d'anode consommera la majorité de la puissance d'entrée Courant Alternatif et il s'agit généralement d'un type simple non réglé qui varie un peu lorsque la tension du secteur et le courant d'anode varient. De nombreux amplificateurs commerciaux ont tendance à utiliser le type d'alimentation haute tension de type doubleur de tension à onde pleine (Delon), qui n'est pas la meilleure option lorsqu'une bonne régulation de tension est nécessaire. L'autre type couramment utilisé est le redresseur en pont pleine onde, qui est intrinsèquement supérieur pour la régulation.

§ 2-4 Régulation de tension

Un facteur souvent mal compris est la stabilité des différentes tensions d'alimentation. Tous les fabricants de tubes conviennent que toute variation significative par rapport à la tension d'alimentation recommandée aura un impact négatif sur les performances du tube, soit par une réduction de la durée de vie, soit par une dégradation des performances. Lorsqu'un fabricant de tubes publie des données sur un tube pour démontrer ses performances, il indiquera les différentes tensions d'alimentation utilisées, souvent considérées comme les meilleures pour les performances. Lorsqu'ils déclarent «Données pour une tension d'anode de 2 kV», ils signifient exactement cela. L'alimentation anodique est dérivée d'une alimentation stabilisée avec une variation proche de zéro pour un courant variable. De même, les approvisionnements de grille d'écran et de grille de contrôle sont très bien stabilisés afin qu'ils ne varient pas avec la demande en fonctionnement.

Il est généralement admis qu'une petite variation de la tension de l'anode n'est pas trop grave, mais la question est: "Quelle est la petite taille?" Le consensus est que jusqu'à 5% de variation maximale n'est pas trop grave, mais tout ce qui est supérieur à cela aura un impact sur les performances du tube d'une manière ou d'une autre. Il convient également de se rappeler qu'un tube est essentiellement une résistance variable dans son fonctionnement: si la résistance a été réglée sur une valeur particulière et que la tension d'anode change, le courant consommé ne sera pas celui souhaité. Une bonne régulation est donc primordiale lorsque les meilleures performances sont requises. Le choix de la conception de l'alimentation peut faire ou défaire les performances d'un amplificateur.

Bien que la grande majorité des amplificateurs amateurs utilisent une simple alimentation non régulée, il n'est pas si difficile de faire une alimentation régulée avec un peu d'ingéniosité. Pour tirer le meilleur parti d'un tube en tant qu'amplificateur de puissance HF (PA), l'alimentation joue un très grand rôle. Si l'alimentation électrique est mal régulée, le tube ne peut pas fournir ses performances potentielles. Non seulement le gain diminue si la tension d'anode diminue, mais la linéarité en souffre également, dans certains cas de manière assez drastique.

Dans un précédent manuel RSGB, les commentaires suivants ont été faits sur la régulation de l'alimentation électrique pour le fonctionnement SSB, qui sont toujours valables aujourd'hui mais semblent avoir été oubliés: «Un amplificateur de puissance HF ne peut fonctionner de manière linéaire

que si la tension d'anode reste constante en valeur. La demande de courant est modulée en fonction de la parole et peut varier sur une plage de 50 mA à 500 mA (ou plus) pendant la transmission. Cela implique une alimentation avec une bonne régulation dynamique. Une chute de la tension d'anode au moment de la demande de courant de pointe empêcherait le PA de gérer le signal de pointe et pourrait provoquer un sommet plat et une distorsion.

«Un amplificateur de classe AB1 utilisant une tétrode ou une tétrode de faisceau ne peut fonctionner de manière linéaire que si l'alimentation de la grille de l'écran est maintenue de manière absolument constante à tout moment. L'alimentation de polarisation négative du circuit doit également être une valeur constante dans toutes les conditions de fonctionnement en HF. Toute variation induite par l'excitation entraînera une distorsion. La polarisation du circuit doit être variable sur une plage, par une commande préréglée, pour définir le courant de ralenti correct sans puissance HF en fonction du tube utilisé. »

§ 3-4 Évaluation du transformateur

Lorsqu'un transformateur est conçu, les facteurs à considérer sont la tension et le courant alternatifs secondaires. Lorsqu'un transformateur est spécifié, la tension secondaire CA est toujours donnée au courant de sortie requis. Lorsque le secondaire a un courant de charge nul, la tension augmente. C'est ce qu'on appelle le facteur de régulation et c'est une chose importante à comprendre. Les fabricants de transformateurs peuvent fabriquer des transformateurs à régulation quasi nulle, mais le coût augmente considérablement pour un tel transformateur. La plupart des transformateurs commerciaux disponibles ont un facteur de régulation compris entre 5% et 20%. Pour un type d'alimentation régulée linéaire, cela peut être pris en charge par le circuit du régulateur. La tension d'entrée CC aux transistors passe-série peut varier sur une large plage, mais une alimentation non régulée n'a pas cette caractéristique. Il est donc prudent de choisir un transformateur avec un facteur de régulation aussi bas que le permet le solde bancaire! Plus la régulation est bonne, plus le noyau doit être gros et plus les fils de cuivre pour les enroulements sont épais. Un autre facteur est la conception du redresseur choisie; certains sont meilleurs que d'autres avec le même facteur de régulation du transformateur. Nous explorerons cela plus tard dans le chapitre.

Les transformateurs sont évalués pour la puissance en VA (Volt-Ampères), qui est le produit de la tension secondaire multipliée par le courant secondaire. VA et watts sont numériquement les mêmes si le transformateur alimente une charge résistive pure. Cependant, les redresseurs avec un filtre d'entrée de condensateur sont des charges hautement réactives et une augmentation de la valeur VA est normalement nécessaire pour compenser ce facteur.

§ 4-4 Évaluation du cycle de service

L'alimentation haute tension sera conçue pour un certain cycle de service. Si le cycle de service doit être élevé, la puissance nominale du transformateur doit également être élevée. Pour les modes tels que SSB et CW, la valeur nominale du transformateur peut être quelque peu réduite par rapport à la valeur nominale de 100%. Le SSB et le CW représentent tous deux environ 40% de la puissance nominale complète et souvent un transformateur plus petit et moins coûteux peut être utilisé. Cependant, il doit toujours être en mesure de fournir le courant de crête en cas de besoin. Par conséquent, nous pouvons utiliser une quantité intelligente de puissance supplémentaire avant que le transformateur ne soit indûment surchargé.

Pour un exemple, nous examinerons la conception d'un amplificateur utilisant trois tubes 811 en parallèle comme indiqué dans un chapitre précédent. La puissance nominale du transformateur, s'il était évalué à 100%, nécessiterait un transformateur d'environ 750 VA (en négligeant l'alimentation du filament), mais le déclassement permet un transformateur plus petit et moins coûteux. Pour un cycle de service de 40%, la meilleure option serait un transformateur de 500 VA. De nombreux amplificateurs commerciaux poussent le déclassement trop loin et donc les transformateurs sont très chauds.

§ 5-4 Tension d'anode

La tension d'anode requise dépendra du tube choisi et le courant de sortie sera également déterminé par le même facteur. Pour un amplificateur utilisant trois triodes 811, une tension d'anode maximale

d'environ 1250 V CC à pleine charge et un courant de crête d'environ 175 mA par tube seraient nécessaires. Si l'alimentation fournissait ~ 500 mA, ce serait suffisant.

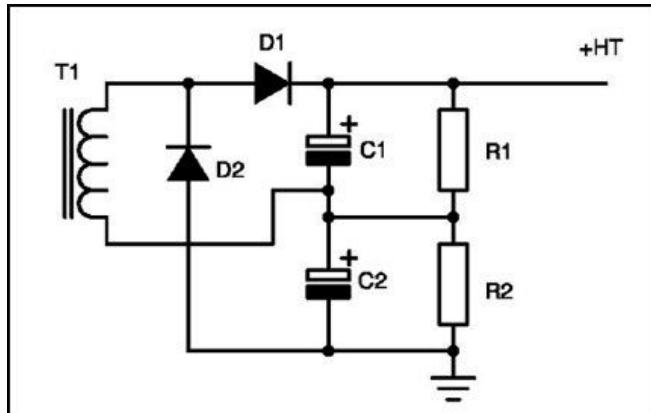


Figure 11.1 Doubleur de tension type Delon

conviendrait à la plupart des circonstances.

La tension secondaire requise est déterminée par le schéma de redressement choisi. Pour un doubleur de tension de type Delon (Fig 11.1), le secondaire nécessite un enroulement de $(1250 / 2,828) = 443$ V AC. La tension à vide dépendra du facteur de régulation du transformateur. Un transformateur à faible coût peut avoir un facteur de régulation compris entre 10 et 15%. Lorsque les tubes ne consomment pas de courant, la tension d'anode augmentera au-dessus de la valeur DC nominale du pourcentage de la régulation. Pour une régulation de 10%, la tension d'anode sera de $1250 \times 1,1 = 1375$ V. Pour une régulation de 15%, il passera à 1438 V. Cela doit être pris en compte par la tension nominale du condensateur de lissage. Un condensateur minimum sûr d'environ 1800 V

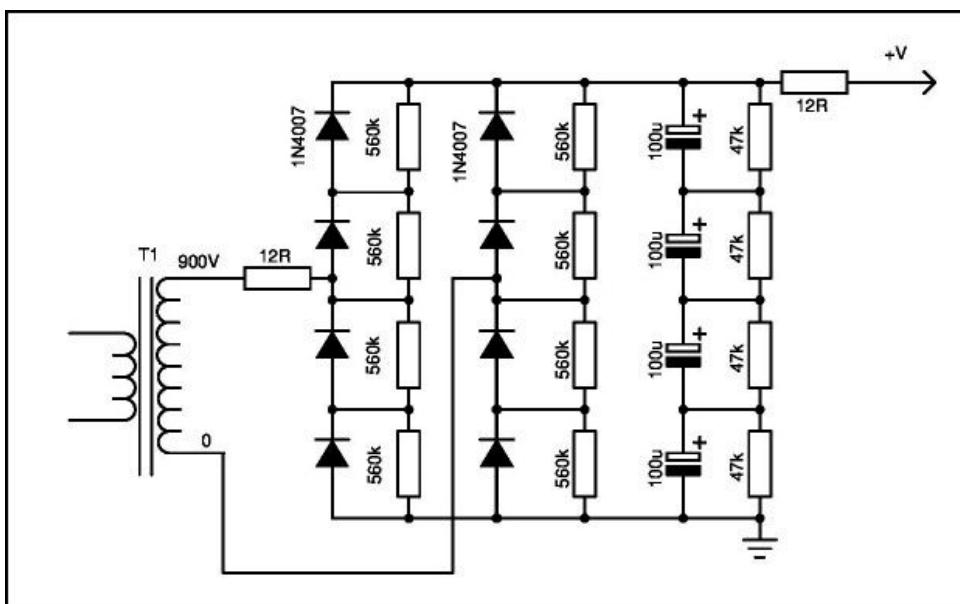


Figure 11.2 Pont redresseur

par le schéma de redressement choisi. Pour le redresseur en pont (Fig 11.2) alimentant un lissage d'entrée de condensateur, ce sera 1,62 fois le courant de sortie DC requis. Si l'alimentation doit fournir 500 mA pour les tubes, le courant de crête secondaire doit être d'environ 800 mA.

§ 6-4 Tension d'ondulation résiduelle

Pour éviter un ronflement sur le signal transmis, la tension de sortie doit être pure Courant Continu. La quantité que nous pouvons tolérer dépend du mode de fonctionnement. Puisque la SSB est un mode de modulation d'amplitude, la tension d'ondulation doit être faible. Le pourcentage d'ondulation est déterminé par la quantité de capacité de lissage qui est connectée aux bornes de la sortie Courant Continu redressée. Le facteur d'ondulation dépend également du schéma de redressement que nous choisissons. Pour le redresseur demi-onde, nous pouvons montrer que le facteur d'ondulation est de 1,21 et pour le double alternance et le pont, qui sont tous deux des redresseurs pleine onde, le facteur

L'alimentation haute tension pour un pont pleine onde nécessitera une tension secondaire plus élevée, et donc plus de tours sur l'enroulement. Pour tenir compte du facteur de régulation de 10%, l'utilisation d'un multiplicateur de 1,555 au lieu du facteur normal de 1,414 sera correcte. La tension secondaire doit alors être $(1250 \times 0,707) = 884$ V AC. À vide, il passera à environ 1375 V CC pour un transformateur de régulation de 10%. Le courant secondaire requis est également déterminé

d'ondulation chute à 0,438. De cela, nous pouvons voir que le redresseur pleine onde a besoin d'une valeur de condensateur de lissage qui est inférieure à celle du redresseur demi-onde. Le redresseur demi-onde a besoin d'un condensateur $\sim 2,5$ fois plus grand pour égaler les types d'onde pleine.

§ 7-4 Doubleur de tension

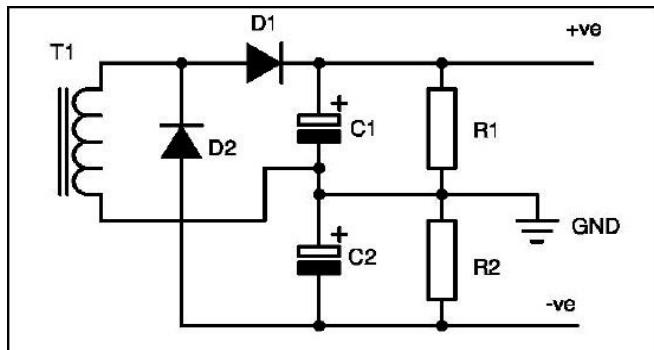


Figure 11.3 Redresseur doubleur

avec les sorties empilées en série. Si une diode est retirée, l'autre moitié continue de fonctionner sans être affectée. En déplaçant le point de masse vers la sortie de l'alimentation négative (Fig 11.3), il devient un doubleur de tension positive. Les deux condensateurs chargés sont simplement placés en série pour doubler la tension. La définition d'un redresseur pleine onde est que les deux moitiés fournissent la même polarité de sortie Courant Continu, qui sont additionnées pour fournir le courant de sortie total. Le double-alternance et le pont sont de véritables types d'ondes complètes, contrairement au Delon.

L'alimentation haute tension populaire utilisée par de nombreux fabricants d'amplificateurs commerciaux est le redresseur pleine onde Delon illustré à la figure 11.1. Bien qu'il ne nécessite également qu'un seul enroulement secondaire et double la tension d'entrée, il s'agit en réalité de deux redresseurs demi-onde. Si le point médian des condensateurs est mis à la terre, cela peut être clairement vu. Il est utilisé lorsque nous avons besoin d'une alimentation pour fournir des tensions positives et négatives identiques à faible courant. Le doubleur de tension Delon n'est pas un type d'alimentation normal à onde pleine; il s'agit de deux redresseurs demi-onde entièrement séparés

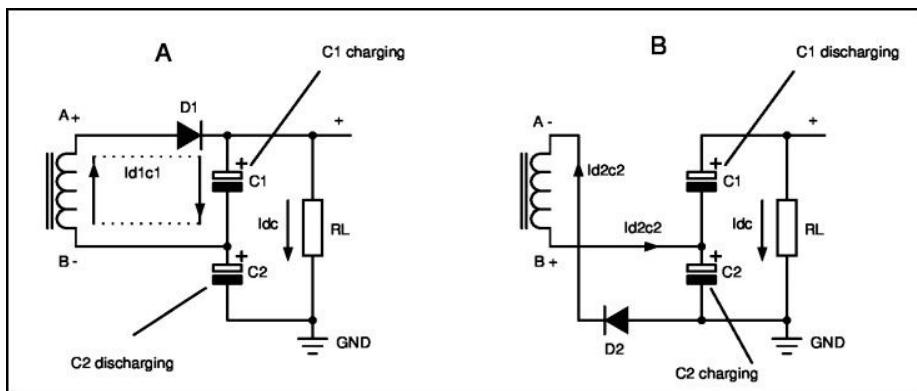


Figure 11.4 Doubleur de tension Delon en opération

Le fonctionnement du doubleur de tension Delon peut être plus facilement vu en redessinant la Fig 11.1 comme dans la Fig 11.4, dans laquelle l'action des deux sections séparées diode-condensateur peut être analysée. Le point commun de l'enroulement secondaire force des impulsions sinusoïdales de courant alternatif dans les deux condensateurs lorsque les

diodes sont conductrices. Le courant alternatif brut a une valeur de crête d'environ π fois le courant de charge Courant Continu de sortie. Par conséquent, le courant d'ondulation du condensateur est très élevé. Dans un redresseur demi-onde, la tension de sortie est de 1,414 fois la tension d'entrée alternative lorsque le réservoir est un condensateur, ce que l'on appelle le filtre d'entrée de condensateur. L'équation du courant de sortie au courant d'entrée alternatif pour un redresseur de filtre d'entrée à condensateur demi-onde est:

$$IDC = 0,28 \times IAC$$

Par conséquent, pour obtenir un courant de sortie CC de 1 A, il faut un courant d'entrée (1 / 0,28), qui est un facteur de 3,57: 1. Le pont pleine onde utilisant le même filtre d'entrée de condensateur nécessite (1 / 0,62) = 1,612 fois le courant. Le facteur de redressement double alternance est de 0,9, il n'a donc

besoin que de 1,11 fois le courant de sortie CC de l'enroulement secondaire. L'option double alternance nécessite cependant deux enroulements secondaires, elle est donc plus chère.

Le doubleur Delon porte le nom de Jules Delon (1876 - 1941), un ingénieur français, qui a breveté la conception. À l'origine, Delon utilisait un agencement de commutateur rotatif pour former une série d'interrupteurs - à l'époque, les tubes de redressement thermioniques (tubes à vapeur de mercure) n'avaient pas encore été inventées. Les deux condensateurs ont été chargés individuellement à partir d'une alimentation CC, puis connectés en série pour ajouter les tensions. Pour l'option doubleur de tension, pour un courant de sortie de 500mA, le courant secondaire doit être plus élevé et nous devons entrer 1,78A AC, et lorsque les pertes sont prises en compte, une valeur plus proche de ~ 2A est requise. En effet, le facteur est plus que doublé par rapport à un circuit redresseur en pont. C'est l'un des défauts majeurs du redresseur doubleur de tension. Il a également un facteur de régulation plus faible que le pont redresseur. À vide, la tension continue de crête est de 2,828 fois le secondaire alternatif, mais lorsque le courant consommé dépasse environ 33% du maximum, le facteur se rapproche de 2,25 fois. Par conséquent, pour la même régulation de transformateur, la tension de sortie chute considérablement plus.

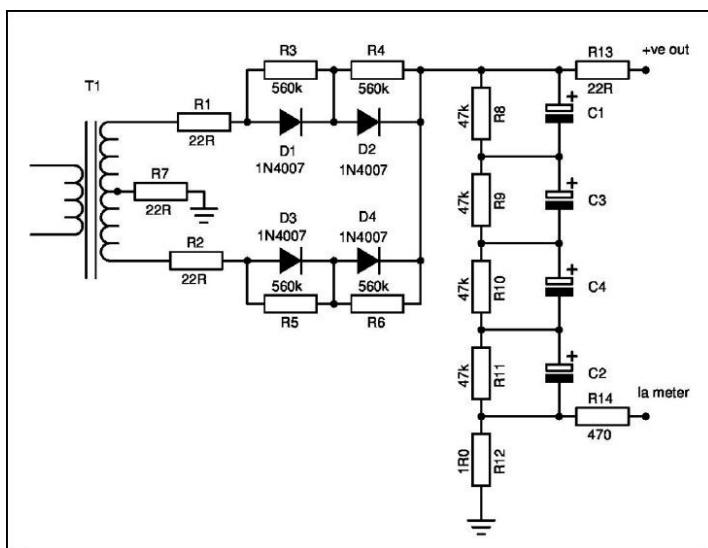


Figure 11.5 Circuit redresseur double alternance

Dans un circuit double alternance ou en pont (Fig 11.5), chaque diode fournit 50% du courant de sortie, dans notre exemple chaque diode fournit 250mA. Dans le circuit Delon, ils fournissent tous les deux le plein courant. Le PIV (Peak Inverse Voltage) des diodes utilisées dans un redresseur double alternance est le même qu'un redresseur demi-onde, soit 2,828 fois la tension de sortie. Le PIV des diodes de redressement Delon est également 2,828 fois la tension de sortie. Dans son manuel *Electronics and Radio Engineering*, Terman fait les commentaires suivants à propos des circuits multiplicateurs de tension: «En général, on peut affirmer que toute l'étendue de l'action multiplicatrice de tension n'est présente que pour de très petits courants de charge, et que, comme le courant de charge est augmenté

à une valeur modérée, la tension de sortie chutera rapidement. Autrement dit, la régulation de tension dans ces systèmes est médiocre. Les diodes de redressement sont de 600 V PIV à un courant RMS de 750 mA, elles sont donc légèrement inférieures aux types 1N4007. Le PIV total dans chaque chaîne de diodes est de 4,2 kV.

L'amplificateur Heathkit SB-230 est un bon exemple d'un circuit doubleur de tension typique. Cette alimentation utilise une chaîne de sept diodes 1N2071 dans chaque moitié du doubleur de tension (Aïe ! sans aucune résistance de partage de tension!). Les tensions indiquées pour l'alimentation sont de 2500 V lorsque le courant de repos de 25 mA est tiré et de

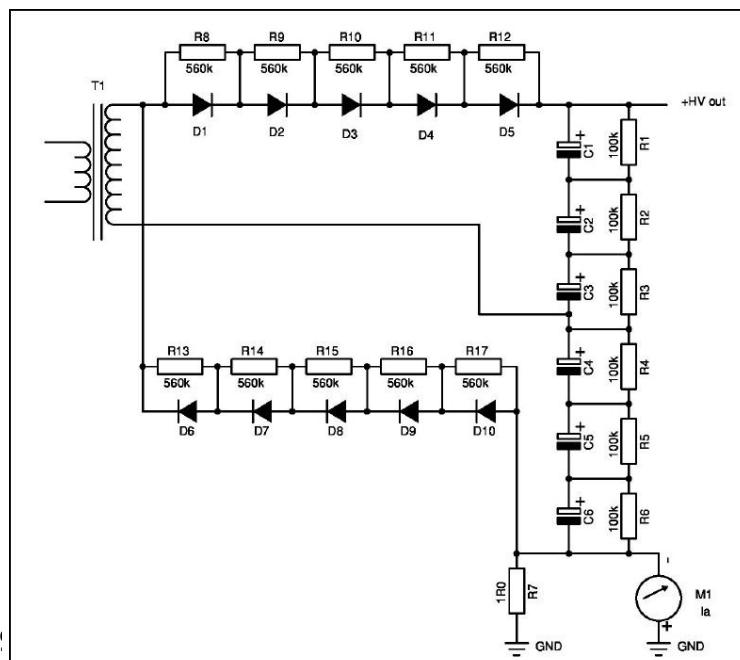


Figure 11.6 Système utilisé dans le SB-230 de Heathkit

1900 V lorsque le courant d'anode complet de 500 mA est tiré - il tombe de 600V du courant de repos au courant de pleine charge. Il s'agit d'un facteur de régulation de 24%. S'il s'agissait d'une alimentation de 13,8 V, la tension de sortie tomberait à 10,5 V en charge, ce qui serait considéré comme atroce ! L'alimentation haute tension du modèle Heathkit SB-230 mais modifiée pour utiliser 1N5408 à la place des diodes 1N2071 d'origine, est illustrée à la Fig 11.6.

§ 8-4 Pont redresseur

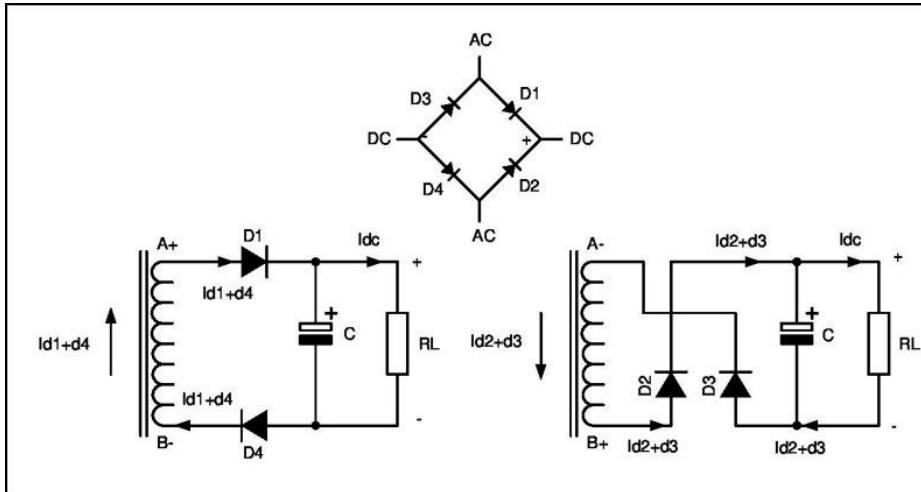


Fig 11.7: Mode de fonctionnement du pont redresseur

ce qui permet d'utiliser des diodes moins coûteuses. Le PIV requis est égal à deux fois la tension de sortie CC. Pour un fonctionnement à haute tension, plusieurs diodes doivent souvent être connectées en série pour atteindre la tension inverse de crête (PIV) requise. Le fonctionnement du pont peut être vérifié en redessinant le redresseur pour omettre les diodes qui ne sont pas utilisées pendant un demi-cycle. La figure 11.7 montre les deux demi-cycles différents et le flux du courant de charge. Le courant de retour CC secondaire s'inverse sur des demi-cycles alternatifs, de sorte qu'il n'y a pas de flux magnétisant net dans le noyau. Sur un demi-cycle, l'extrémité de l'enroulement secondaire marquée A est positive et B est négative. Les diodes D1 et D4 sont polarisées en direct et les deux autres diodes sont polarisées en inverse, de sorte qu'elles ne font pas partie du circuit pendant ce demi-cycle. Le courant circule de A à D1 puis à travers le condensateur réservoir C et la charge RL. Le courant de retour circule à travers D4 vers l'autre extrémité de l'enroulement secondaire. Sur le demi-cycle opposé, D1 et D4 sont polarisés en inverse et seuls D2 et D3 sont actifs.

§ 9-4 Condensateurs de filtrage

Le choix du condensateur de lissage est également critique pour les deux types. La tension nominale du condensateur doit prendre en compte non seulement la tension à vide, mais également toute variation de la tension du secteur. Dans la plupart des pays, le secteur CA a une tolérance d'environ $\pm 6\%$. Pour l'alimentation secteur de 240 V, elle peut varier entre 225 V et 255 V tout en restant dans les limites légales. Cela signifie que la tension minimale du condensateur doit couvrir un supplément de 6% en plus de la tension nominale à vide en raison de la puissance de régulation du transformateur. Pour une alimentation d'anode nominale de 1250V, elle peut atteindre 1460V. Si le condensateur n'est pas capable de résister à cette tension supplémentaire, il explosera.

Comme les condensateurs électrolytiques haute tension ne sont normalement disponibles qu'avec des tensions nominales allant jusqu'à ~ 450 V, nous devons en connecter plusieurs en série pour atteindre la tension requise. Si quatre condensateurs électrolytiques de 450 V sont utilisés, la tension nominale est

Le meilleur choix pour les alimentations haute tension est le pont redresseur. Dans ce circuit, deux diodes sont connectées en série pour chaque impulsion de courant de charge. Bien que la tension directe soit le double du redresseur double alternance, la petite chute de tension n'est pas significative lorsqu'une alimentation haute tension est utilisée. Comme il y a deux diodes en série, le PIV de chaque diode peut être la moitié de celui d'un redresseur double alternance,

de 1800 V et cela devrait répondre à la plupart des besoins. Les condensateurs électrolytiques de 450 V peuvent normalement supporter 525 V pendant de brèves périodes, généralement 20 à 100 cycles du secteur, pour répondre aux pics et aux surtensions.

Le courant nominal d'ondulation des condensateurs est également fonction du type de redresseur. Pour le redresseur en pont, le courant d'ondulation est le même que le courant secondaire du transformateur. Ainsi, un courant d'ondulation de 800 mA est le minimum requis. La plupart des condensateurs électrolytiques de 450 V de plus grande taille gèrent ~ 1 A de courant d'ondulation à 100 Hz. Pour le redresseur doubleur de tension, le courant nominal d'ondulation est plus élevé, au lieu d'être le courant nominal secondaire, il a un facteur supplémentaire ajouté de $\sim 1,33$. Par conséquent, le courant nominal d'ondulation minimum requis est d'environ 2,5 A. Cela explique pourquoi beaucoup d'amplificateurs commerciaux utilisant le redresseur doubleur de tension ont des problèmes de défaillance des condensateurs de lissage. Les condensateurs électrolytiques à faible coût et de petite taille n'ont pas le courant d'ondulation requis et ils surchauffent et explosent. La tension d'ondulation requise détermine la valeur du condensateur de lissage.

La formule standard est:

I_{avg}

C = Farads

$8 \times f_r \times V_r$

Où:

I_{avg} est le courant d'ondulation circulant dans le condensateur

f_r est la fréquence d'ondulation (normalement 2 fois la fréquence du circuit)

V_r est la valeur crête-crête de tension d'ondulation admissible

Pour une alimentation secteur de 50 Hz utilisant un pont redresseur fournissant 500 mA CC (I_{avg} de 800 mA) avec une tension d'ondulation crête-crête maximale de 50 V, la valeur minimale du condensateur requise est de 20 μ F et tout condensateur plus grand que cela fournira une tension d'ondulation inférieure à 50 V.

Pour cette alimentation anodique, nous aurions besoin de 4 condensateurs électrolytiques de 450 V connectés en série qui ont une valeur minimale de $(4 \times 20 \mu\text{F}) = 80 \mu\text{F}$. Le condensateur standard le plus proche est de 100 μF et cela conviendrait. Cela donne une capacité totale de 25 μF à une tension de fonctionnement maximale de 1800V.

§ 10-4 Courant nominal d'ondulation du condensateur

La résistance série équivalente (ESR) et la température de fonctionnement sûre déterminent principalement le courant nominal d'ondulation d'un condensateur électrolytique. Aujourd'hui, les condensateurs électrolytiques peuvent fonctionner jusqu'à une température de boîtier de + 105 ° C, mais sont plus chers que la variété + 85 ° C. Plus le courant d'ondulation est élevé, plus la taille de la boîte doit être grande, car la capacité de dissiper la chaleur est fonction de la surface de la boîte. Les condensateurs électrolytiques de petite taille ont une ESR plus élevée et un courant d'ondulation faible.

L'option doubleur de tension place un facteur supplémentaire sur le courant nominal d'ondulation des condensateurs de lissage. Dans un circuit doubleur, le courant d'ondulation est le courant secondaire multiplié par un facteur d'environ 1,33, le condensateur doit donc avoir un courant d'ondulation nominal de $1,78 \times 1,33 = 2,4\text{A}$ minimum. De nombreux condensateurs électrolytiques haute tension de type 100 μF à 450V ne peuvent pas gérer ce type de courant à une fréquence d'ondulation de 100Hz. Généralement, la limite supérieure est d'environ 1,25 A pour un électrolytique de 100 μF à 450 V dans la plus grande taille de boîte. Par conséquent, la seule option sûre est de doubler les condensateurs et d'en installer deux en parallèle. Cela signifie que le condensateur de lissage est plus volumineux et plus coûteux. Cela signifie également que nous nous retrouvons avec une valeur de condensateur totale plus élevée, ce qui est bon pour la suppression des ondulations mais mauvais pour le courant de charge de

crête de la diode. Le condensateur standard suivant est un 220 μ F, mais le courant nominal d'ondulation n'est généralement pas aussi élevé que vous le supposeriez. Il est généralement de 1,75 A pour un condensateur de 450 V. La meilleure option est donc de mettre en parallèle deux condensateurs de 100 μ F plutôt que d'utiliser un 220 μ F.

Cet exemple illustre un point important. Très souvent, la valeur minimale du condensateur requise pour la suppression des ondulations doit être modifiée pour tenir compte du courant d'ondulation plus élevé. Dans de nombreux cas, c'est l'ESR, et donc le courant d'ondulation, que le condensateur peut gérer en toute sécurité qui détermine la valeur minimale du condensateur.

Cependant, comme avec le transformateur, nous pouvons le surcharger intelligemment. Le courant d'ondulation de crête ne se produit que pendant une très courte période à la crête du pic de courant. Le courant moyen est d'environ 62% du courant de crête, donc un courant d'ondulation légèrement plus faible peut être acceptable si le courant d'anode n'est pas poussé à son maximum. Si vous avez l'habitude d'utiliser beaucoup de compression de la parole, la crête sera beaucoup plus élevée, mais sans compression excessive, le courant de crête est plus faible.

§ 11-4 Courant d'ondulation typique

Il existe tellement de fabricants de condensateurs électrolytiques qu'il est parfois difficile d'évaluer ce qui est disponible. À titre d'exemple, j'ai compilé les tableaux 11.1 - 11.4 qui montrent ce qui est disponible chez quatre fabricants - Nichicon, Hitano, Rubycon et Epcos-TDK - qui proposent une vaste sélection de condensateurs. J'ai sélectionné un type de boîte radiale 100 μ F / 450V adapté au montage sur carte de circuit imprimé. Le courant d'ondulation est indiqué à 120 Hz à la température maximale de la boîte.

La gamme Epcos-TDK est nettement supérieure et est également disponible jusqu'à 600V pour certains de leurs types. Les données pour l'ondulation sont pour 100 Hz. Ces types conviendraient mieux à un circuit doubleur de tension.

Type Can Size Temp. Ripple Current

	DxH mm	°C	mA
LGN	20 x 35	105	690
LGU	20 x 45	105	690
LGW	20 x 30	105	1040
PW	25 x 50	105	350

Table 11.1: Nichicon 100 μ F / 450V electrolytic capacitors at 120Hz ripple frequency.

Type Can Size Temp. Ripple Current

	DxH mm	°C	mA
EFL	18 x 45	105	850
EHL	22 x 40	105	700
EHP	22 x 40	105	820
EHS	22 x 35	105	640
EHU	22 x 35	105	690
ELP	22 x 35	85	1030
ELU	22 x 35	85	930

Table 11.2: Hitano 100 μ F / 450V electrolytic capacitors at 120Hz ripple frequency.

Type Can Size Temp. Ripple Current

	DxH mm	°C	mA
MXG	20 x 35	105	910
MXH	22 x 25	105	850
PK	18 x 40	85	280
PX	18 x 40	85	200
ULW	16 x 45	85	800
USC	20 x 35	85	880
USG	20 x 30	85	930
VXR	22 x 50	105	640

Table 11.3: Rubycon 100µF / 450V electrolytic capacitors at 120Hz ripple frequency.

Series	Size	Ripple (A)		
		DxH mm	+60°C	+85°C
B43541	25 x 30	1.74	0.98	—
B44544	25 x 30	2.08	1.60	0.89
B43547	25 x 30	2.12	1.56	0.84
B43624	25 x 30	1.58	0.90	—
B43642	22 x 30	1.78	1.33	0.69
B43545	25 x 30	2.06	1.52	0.82

Table 11.4: Epcos-TDK 100µF / 450V electrolytic capacitors at 100Hz ripple frequency.

§ 12-4 Technologie des condensateurs électrolytiques

Les condensateurs électrolytiques modernes se sont considérablement améliorés par rapport aux types précédents. Si l'on compare ce qui était la norme il y a environ 40 ans avec celles d'aujourd'hui, la réduction de taille est assez marquée. Traditionnellement, un condensateur de 100 µF de 450 V occupait une boîte de 38 mm de diamètre (1,5 pouces) avec une hauteur de 75 mm (3 pouces) et avait un courant d'ondulation d'environ 400 mA à 85 °C. Aujourd'hui, le condensateur de même valeur peut être aussi petit que 22 mm de diamètre et seulement 30 mm de hauteur. Cela crée souvent un problème lors de la réparation d'un amplificateur plus ancien, car les nouveaux types sont trop petits pour tenir dans les anciens supports ou la carte de circuit imprimé. Les condensateurs électrolytiques modernes sont largement utilisés dans les alimentations à découpage hors ligne et doivent gérer non seulement la fréquence d'ondulation du secteur, mais également les courants de commutation à haute fréquence. Ces courants s'additionnent algébriquement pour donner un courant de crête beaucoup plus élevé.

Aujourd'hui, il est assez courant de constater que les condensateurs de petite taille peuvent gérer un courant d'ondulation beaucoup plus élevé que les types plus anciens. A titre d'exemple, un condensateur de 100 µF / 450 V de 38 mm traiterait généralement au maximum environ 1 A de courant d'ondulation. Le condensateur moderne pour gérer ce courant peut être aussi petit que 16 mm de diamètre et est évalué à 105 °C. Avec l'utilisation généralisée des lampes à économie d'énergie, qui utilisent une technologie à découpage hors ligne, les tailles deviennent plus petites.

§ 13-4 Courant de fuite des condensateurs électrolytiques

Tous les condensateurs ont un petit courant de fuite interne. En basse tension, ce n'est normalement pas un problème. Cependant, dans les condensateurs électrolytiques en aluminium haute tension, le courant de fuite dépend en grande partie de la tension appliquée et de la température du boîtier - plus la

tension ou la température est élevée, plus le courant de fuite augmente. Le courant de fuite augmente beaucoup plus rapidement près de la tension nominale maximale et prend une forme presque exponentielle dans la courbe courant / tension. Bien que le courant de fuite soit généralement faible, il reste important. La plupart des fabricants de condensateurs publient des données sur cet effet. Généralement, le courant de fuite est défini à la tension de service maximale et à la température maximale du boîtier. La valeur donnée est considérée comme le pire des cas en fonctionnement normal. Une manière typique d'indiquer le courant de fuite est:

$$I = 3 V \times C$$

Où:

I est le courant de fuite en μA

V est la tension de fonctionnement maximale marquée

C est la valeur nominale en μF

Pour un condensateur de 100 μF évalué à 450 V, le courant de fuite maximal est de 636 μA (0,64 mA).

§ 14-4 Partage de résistances

Pour égaliser la tension à travers une batterie de condensateurs connectés en série, une méthode simple consiste à former une chaîne de diviseur de potentiel de résistances. Pour assurer un courant de purge adéquat à travers les résistances de partage, il est prudent de rendre le courant au moins 10 fois le courant de fuite maximal prévu. Pour deux condensateurs 100 μF / 450V connectés à travers une alimentation 900V DC, le courant doit donc être d'au moins 6,4 mA. La valeur totale de la résistance doit être inférieure à:

$$R = V / I$$

$$= 900 / 6,4 \text{ mA}$$

$$\sim 140 \text{ k}\Omega$$

Chaque résistance doit représenter la moitié du total pour être au maximum de 70 k Ω et la valeur la plus proche dans la plage E12 est 68 k Ω . Toute valeur de résistance inférieure à cela suffira et seule la dissipation de puissance dans la résistance est un problème. Pour le cas du 68k Ω avec 450V à travers lui, la puissance dissipée est:

$$I = 450 / 68k\Omega = 6,6 \text{ mA}$$

$$P_{\text{diss}} = I^2 \times R \text{ ou } V \times I \text{ en watts.}$$

$$P_{\text{diss}} \sim 3 \text{ W, donc une résistance de 5W conviendrait.}$$

Dans les équipements amateurs fabriqués dans le commerce, la tendance est d'utiliser des résistances de 470k Ω 1/2 W sur des condensateurs électrolytiques de 450 V ou 500 V, ce qui est une valeur beaucoup trop élevée pour être efficace. Le maximum absolu serait d'environ 100 k Ω pour avoir un effet utile. En règle générale, la valeur des résistances de partage ne doit pas dépasser $\sim 10 \text{ k}\Omega$ pour cent volts de tension nominale.

§ 15-4 Résistance série équivalente au condensateur

Un condensateur parfait ne serait constitué que d'une réactance. La réactance d'un condensateur diminue en valeur avec l'augmentation de la fréquence et nous utilisons la formule normale pour

déterminer la valeur de réactance. Dans une réactance pure, le courant et la tension d'un signal appliquée en courant alternatif sont déphasés de 90 ° et ne peuvent dissiper aucune puissance dans la réactance. Cependant, les condensateurs de lissage ne sont pas des éléments idéaux et il existe une résistance série supplémentaire. Ceci est connu sous le nom de résistance série équivalente (ESR) et étant une résistance, elle dissipe l'énergie sous forme de chaleur lorsqu'un courant circule. La valeur ESR d'un condensateur électrolytique haute tension typique n'est généralement pas très préoccupante tant que le courant d'ondulation n'est pas trop élevé.

Si les fiches techniques des différents fabricants sont examinées, la valeur ESR n'est souvent pas indiquée pour les types destinés à être utilisés avec de faibles fréquences d'ondulation. Pour les condensateurs d'alimentation à découpage, l'ESR est le principal facteur de perte et l'ESR diminue généralement avec l'augmentation de la fréquence. À 120 Hz, l'ESR est considérablement plus grande qu'à 100 kHz, et cela est déduit par le facteur de déclassement du courant d'ondulation. Très souvent, pour les types conçus pour les alimentations à découpage, l'ESR est donné comme valeur d'impédance en ohms.

Si la réactance d'un électrolytique 100 μ F / 450V est calculée, à 100Hz il a une réactance de $\sim 16\Omega$. Le courant d'ondulation maximal est généralement de 1A. Par conséquent, la tension d'ondulation RMS maximale est limitée à 16 V, ce qui dans les valeurs crête-crête est d'environ 45 V. Cependant, si l'ESR est de 12Ω , l'impédance effective est:

$$Z = (X_2) + (R_2) = 20\Omega$$

Par conséquent, la tension d'ondulation peut être augmentée à 20 V RMS (~ 56 V p-p) avant que la limite de 1A ne soit dépassée. À cette tension d'ondulation, le 1A circulant dans le 12Ω de l'ESR dissipe 12W, ce qui réchauffera le condensateur.

§ 16-4 Tension de fonctionnement du condensateur

Il est prudent de ne pas utiliser la plage de tension de fonctionnement totale afin de faire face aux perturbations du secteur à court terme (transitoires, etc.) qui augmentent la tension d'entrée. Par conséquent, il est considéré comme une bonne pratique de conception de limiter la tension appliquée à une valeur ne dépassant pas $\sim 85\%$ de la tension de fonctionnement nominale. Un autre facteur est la régulation du réseau. Dans de nombreux pays, le secteur CA a une tolérance de $\pm 6\%$ et pour le secteur britannique de 240 V nominale, les limites inférieure et supérieure sont de 225 V à 255 V.

Dans l'exemple ci-dessus, trois condensateurs électrolytiques connectés en série seraient une meilleure option. Comme il est peu probable que la tension à vide dépasse environ 115% de la tension à pleine charge, le choix de 3 condensateurs de travail 450V serait approprié. Lorsqu'il est utilisé à 85% de la valeur nominale, cela donne une valeur nominale de 3×385 V = 1155 V. La tension de 115% serait de 1035V. La tension nominale maximale du condensateur est de 3×450 = 1350V. Cela laisse une marge de sécurité de ~ 300 V pour tenir compte des transitoires sur le secteur et des variations de tolérance du secteur.

Pour cette batterie de condensateurs de lissage, les résistances de partage pourraient être de 3×33 k Ω = 99 k Ω . Le courant de purge à travers les résistances est de 900 V / 99 k Ω = 9 mA, ce qui est supérieur aux 6,4 mA requis. La dissipation totale dans les résistances est d'environ 8,2 W et comme elle est partagée par les trois résistances, elle est de 2,73 W par résistance. Un type 5W serait approprié pour la fiabilité.

§ 17-4 Puissance nominale totale du transformateur

Afin d'évaluer quel transformateur est nécessaire, nous devons additionner les différents détails d'alimentation, puis calculer la valeur VA totale. Chaque tube 811 nécessite 6,3 V à 4 A pour le chauffe-filament. L'alimentation du filament serait de 6,3 V à 12 A = 75,6 VA.

L'alimentation de l'anode nécessite $\sim 900V$ à $800mA$ pour un pont redresseur (720VA) et l'option doubleur nécessite $\sim 443V$ à $\sim 2A$ (886VA).

Toutes les alimentations supplémentaires, telles qu'une alimentation de polarisation de $-100V$, seront des enroulements de faible puissance et $50mA$ CA RMS seraient adéquats à une tension secondaire de $70V$ et une valeur nominale de $\sim 10VA$ couvrirait la plupart des applications. Pour les relais, $20VA$ supplémentaires conviendraient.

Ainsi, notre évaluation VA totale à un cycle de service de 100% est:

Option de pont = $(75,6 + 720 + 30) = 825VA$

Option Doubler = $(75,6 + 886 + 30) = 992VA$

Cela pourrait être intelligemment déclassé d'environ 40% pour donner un chiffre de $500VA$ pour le pont et de $600VA$ pour le doubleur.

Le problème majeur avec l'option redresseur doubleur de tension est que le flux de pointe dans le noyau du transformateur est considérablement plus élevé que pour l'option pont. Cela signifie normalement que la taille du fer doit être plus grande pour éviter la saturation. Cela rend le transformateur plus gros et plus cher que l'option de redresseur en pont équivalent.

§ 18-4 Diodes de redressement

Le choix de diodes de redressement haute tension appropriées est également important. La valeur PIV doit avoir une certaine marge de sécurité pour gérer les transitoires et les pointes sur l'alimentation d'entrée. Comme il y a quatre diodes dans le pont et que les diodes sont disposées en paires en série, le PIV total requis doit être au moins deux fois la tension de sortie. Si nous estimons que le pire cas de tension à vide est d'environ $1600V$, nous avons besoin d'un PIV minimum de deux fois cette valeur. Deux diodes de $1KV$ en série dans chaque jambe suffiront. Si des diodes de $1KV$ sont sélectionnées, cela donne un PIV de $4KV$, ce qui est bien supérieur à la valeur requise.

Pour le redresseur en pont, une diode avec un courant nominal moyen d'au moins $1,5$ fois chaque courant secondaire de $400mA$ signifie qu'une valeur nominale de $0,6A$ est la plus basse appropriée. Le courant de la diode de redressement doubleur de tension serait une valeur beaucoup plus élevée. Le courant secondaire est d'environ $1,8A$ en moyenne et cela court au désastre avec une marge aussi mince. Il a donc besoin de diodes avec une note moyenne d'au moins $3A$.

L'option doubleur nécessitera également des diodes en série dans chaque section car le PIV minimum requis est de $2,828 \times V_{out}$. En supposant que la tension d'anode hors charge dans le cas le plus défavorable est également de $1600V$, le PIV requis est d'au moins $4,5KV$. Par conséquent, le nombre minimum absolu, si vous utilisez des diodes $1N5408$, serait de cinq - et six diodes serait une option plus sûre. Cela nécessite 12 diodes $1N5408$. Le pont peut utiliser 8 diodes $1N4007$.

Lorsque les diodes sont connectées en série, une résistance de partage de tension est nécessaire à travers chaque diode. Une résistance de $330k\Omega$ à $560k\Omega$ $1/2$ watt conviendrait. Les condensateurs d'amortissement ne sont pas nécessaires et peuvent provoquer des effets d'avalanche indésirables, ils ne sont donc pas souhaitables avec les diodes de redressement haute tension modernes. Ils ont été utilisés pour les diodes de redressement antérieures, mais ont été installés pour supprimer les RFI de la commutation. Les diodes modernes commutent au moins cinq fois plus vite et génèrent très peu de RFI.

§ 19-4 Choix du type de redresseur - Lequel choisissez-vous?

Comme vous l'avez peut-être deviné, je ne suis pas un grand fan du circuit du doubleur de tension. Cela persiste pour toutes les mauvaises raisons! L'avantage revendiqué est qu'il nécessite moins de tours sur l'enroulement secondaire. Cela peut être le cas, mais il faut également $2,66$ fois la surface de cuivre pour égaler le redresseur en pont. Le cuivre est aujourd'hui un produit coûteux. Le coût de main-d'œuvre inférieur pour enrouler moins de spires est plus que dépassé par le coût supplémentaire du cuivre

nécessaire et également par la taille plus grande du châssis du transformateur pour transporter le flux magnétique plus élevé. Lorsqu'il se résume, la réduction des coûts de moins de tours sur le secondaire est totalement annulée par les autres coûts. Cependant, c'est votre argent pour que vous puissiez décider quel type vous préférez.

Si j'avais le choix, je listerais les options dans cet ordre:

- 1 double alternance - filtre d'entrée à self
- 2 double alternance - filtre d'entrée à condensateur
- 3 Pont - filtre d'entrée à self
- 4 Pont - filtre d'entrée à condensateur
- 5 Doubleur Delon (mais seulement si j'étais obligé de le faire!)

Secondaire à prise centrale

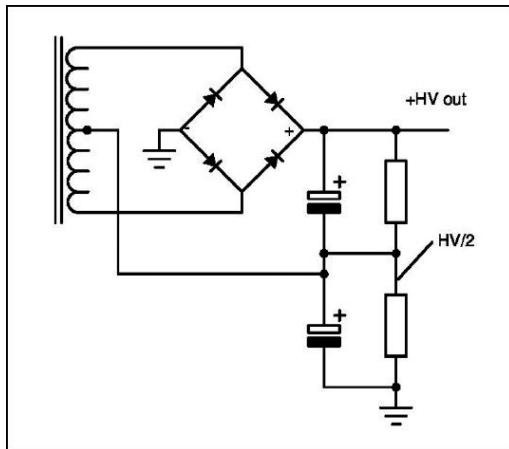


Figure 11.8

Voici une astuce sur le pont redresseur. Si un secondaire à prise centrale est utilisé, nous avons la possibilité d'améliorer le partage de tension. Bien qu'un pont redresseur ne nécessite pas de secondaire à prise centrale, j'en utilise toujours un. En connectant un fil de la prise centrale à la moitié de la batterie de condensateurs (Fig 11.8), il force ce point à être exactement 50% de la tension de sortie. Cela signifie bien sûr que vous devez utiliser un nombre pair de condensateurs en série, mais ce n'est normalement pas un problème. Je préfère ajouter un condensateur supplémentaire et savoir que j'ai une tension nominale suffisante en main plutôt que de m'inquiéter du fait que les condensateurs fonctionnent trop près de leur limite. L'ajout d'une prise centrale lors de l'enroulement d'un transformateur est une très faible augmentation du coût.

Un autre avantage d'un secondaire à prise centrale est qu'il offre la possibilité de fournir une autre partie du circuit avec une tension inférieure à un courant pouvant atteindre environ 25% du courant de sortie principal. Cela peut être utilisé pour fournir un stabilisateur de tension d'écran pour un tube térode, économisant un enroulement secondaire supplémentaire, des redresseurs et des condensateurs de lissage.

§ 20-4 Alimentation de l'amplificateur térode

La tube térode, y compris la famille des térodes à faisceau, nécessite une alimentation en tension positive supplémentaire pour alimenter la grille de l'écran. Dans la plupart des cas, cela doit être une tension très stable qui ne varie pas avec le courant d'anode ou le courant que la grille d'écran tire. Cela est particulièrement critique pour certains types de tubes tels que le 4CX250 / 350, où la grille de blindage demande non seulement du courant de l'alimentation, mais fournit également du courant dans l'alimentation. Ce second courant est appelé courant d'écran négatif et est une cause potentielle d'endommagement du tube.

Le régulateur shunt est la meilleure méthode pour contrer le besoin d'un courant d'écran positif et négatif, tout en limitant le courant d'écran positif à une valeur sûre. La plupart des tubes térodes bénéficieront d'un régulateur shunt approprié et offriront une meilleure linéarité avec une alimentation en grille écran rigide et stable. Si la tension de l'écran oscille en raison du flux de courant d'anode, des niveaux plus élevés d'IMD seront générés.

Un simple régulateur à écran shunt adapté à la plupart des tubes térodes et utilisant un MOSFET IRF-840 haute tension comme élément à résistance variable pour maintenir la tension de sortie constante est illustré à la figure 11.9. Ce stabilisateur peut maintenir la tension du réseau de l'écran à moins de 20 mV de la tension cible requise.

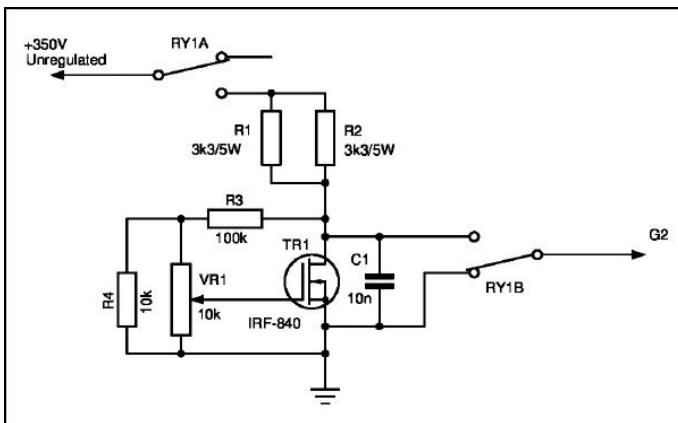


Figure 11.9

La tension de sortie est déterminée par la valeur de R3; l'augmentation de sa valeur augmente la tension de sortie. VR1 permet le réglage de la tension de sortie sur une large plage. Le courant positif maximal de la grille de l'écran est déterminé par la valeur des résistances compte-gouttes série R1 / R2. L'alimentation non régulée doit être suffisamment élevée pour répondre à la tension de grille d'écran requise pour le tube et une surcharge d'environ 100 V suffit normalement. Les valeurs indiquées conviennent à une lampe telle que la QSV06-40 ou 4CX250 pour une alimentation de grille de blindage + 250V. Les relais désactivent le stabilisateur à la réception et mettent à la terre la broche de la grille de l'écran. Par conséquent, aucune énergie n'est gaspillée dans le régulateur lorsqu'il n'est pas utilisé. TR1 doit être monté sur un dissipateur thermique avec une rondelle isolante et une bague en nylon pour éviter de court-circuiter la connexion à la terre. N'augmentez pas la valeur de C1 de plus de 25% car ce composant détermine le temps de réponse de la boucle aux changements de la tension de sortie. Si de gros condensateurs de lissage supplémentaires sont ajoutés, le régulateur ne pourra pas suivre les changements assez rapidement.

§ 21-4 Stabilisateur de polarisation de grille

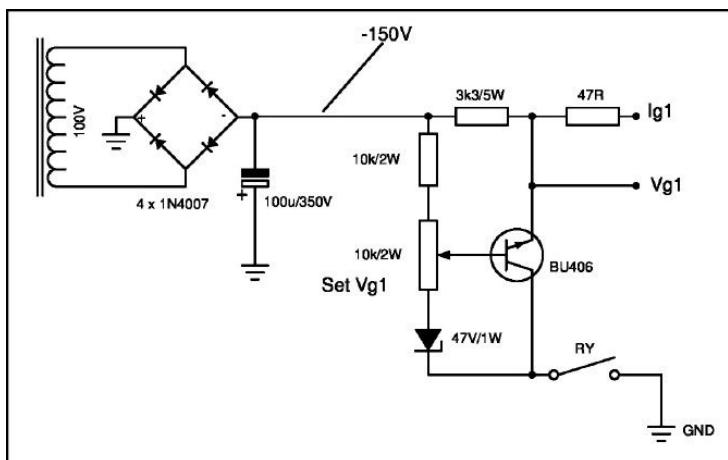


Figure 11.10

Lorsqu'une alimentation de polarisation de réseau très stable est requise, un autre stabilisateur simple peut être utilisé. Le stabilisateur représenté sur la figure 11.10 utilise un transistor NPN haute tension commun (BU406) pour obtenir une tension d'alimentation négative très rigide et stable.

Le transistor fonctionne comme un émetteur suiveur avec une faible impédance de sortie. Les valeurs indiquées correspondent à une tension de sortie d'environ -45V à -75V. La polarisation de coupure pendant la réception est effectuée par le contact de relais qui soulève le bas du diviseur de potentiel de la terre. Dans cette condition, la sortie monte vers le fil d'alimentation d'entrée non réglé d'environ -150V. Le transistor doit être monté sur un dissipateur thermique avec du matériel isolant pour éviter un court-circuit à la terre. La surveillance du courant du réseau se fait par la résistance de 47 Ω en série avec la sortie. Cette valeur peut être modifiée en fonction de l'ampèremètre utilisé.

§ 22-4 Les transformateurs de récupération provenant de fours micro-onde

Dans le but d'économiser de l'argent, certains amateurs ont expérimenté des transformateurs de four à micro-ondes. Sur le papier, ils ont l'air attrayants, ils sont capables d'une puissance de sortie assez élevée et ont un enroulement secondaire d'environ 2,2 kV. Cependant, ils ne conviennent pas pour un amplificateur. La raison en est qu'ils sont conçus d'une manière particulière.

Le magnétron dans un four à micro-ondes fonctionne avec une tension d'anode redressée demi-onde d'environ 5 à 6 kV. L'enroulement secondaire est appliqué à un circuit doubleur de tension spécial, utilisant normalement un condensateur série d'environ 1 μF et une diode shunt. La tension de sortie est une polarité négative. L'alimentation Courant Continu négative haute tension est appliquée à la cathode

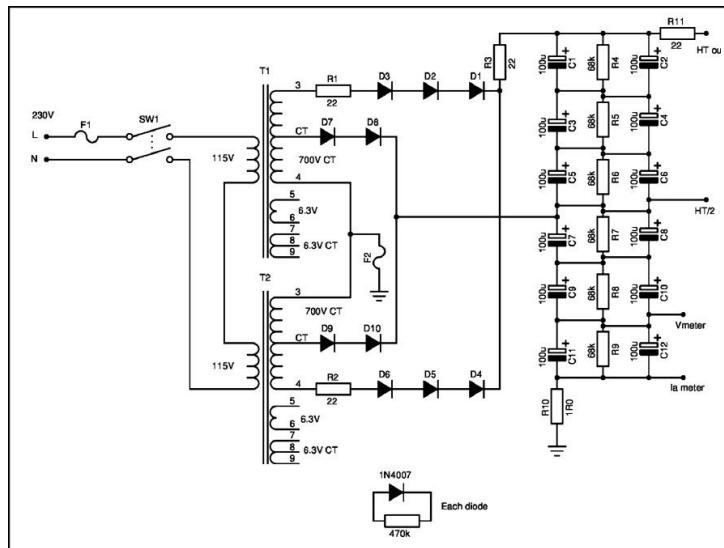
du tube magnétron à deux électrodes. Il se comporte comme un redresseur demi-onde. L'anode est boulonnée au guide d'ondes et se trouve au potentiel de la terre.

S'il n'était pas limité en courant, le magnétron essaierait de tirer un courant très élevé. Par conséquent, le transformateur est construit pour avoir un noyau à flux limité en installant des shunts magnétiques dans le circuit magnétique. Cela amène le transformateur à se comporter comme une source de courant constant et limite le courant du magnétron à un niveau sûr, généralement d'environ 200 à 300 mA. Les tôles du transformateur ont souvent un entrefer supplémentaire entre les enroulements pour aider les shunts magnétiques et le tout est soudé à l'arc. Vous pouvez les démonter, mais cela demande beaucoup d'efforts et le risque existe d'endommager les enroulements. L'enroulement de filament est normalement un secondaire 3V / 30A pour alimenter le filament de la cathode. Celui-ci est connecté en interne à la sortie négative de sorte qu'il se trouve à environ 5 kV par rapport à la terre. Bien qu'il soit possible de les modifier, cela ne vaut pas la peine ni les frais.

§ 23-4 Exemple d'alimentation HT économique réalisée avec « ce qu'on possède »

Trouver un transformateur approprié peut parfois être difficile. Il est parfois possible d'utiliser des transformateurs qui, à première vue, ne sont pas ce que nous voulons vraiment. Dans ma collection de transformateurs secteur, je suis tombé sur deux transformateurs identiques qui étaient en bon état, mais qui avaient des enroulements primaires de 115 V. Chaque transformateur a un enroulement secondaire haute tension de 700V à prise centrale, donc dans le langage britannique, ils sont de type 350-0-350. Le secondaire était évalué à 200 mA et il y avait également deux enroulements de chauffage de 6,3 V. L'un était au centre à 3,15-0-3,15 à 8A et l'autre à 6,3V à 3A. Comme j'avais besoin d'une alimentation ~ 1kV, cela s'est avéré réalisable.

Les enroulements secondaires ont été connectés en série pour former un redresseur double alternance alimentant une batterie de condensateurs électrolytiques. Dans le redresseur double alternance, la prise centrale est la borne de terre, il n'était donc pas possible de former une alimentation comme avec un pont pour forcer la batterie de condensateurs au point de demi-tension. Mais en utilisant les prises centrales secondaires, un deuxième redresseur double alternance a été agencé pour donner cette caractéristique.



11.11

Figure

Les deux enroulements primaires du transformateur peuvent être connectés en série pour fonctionner à partir de 230V ou en parallèle pour une entrée de 115V. Lors de la connexion en série ou en parallèle, la mise en phase des enroulements primaires est importante. Si la mise en phase est incorrecte, le redresseur agit comme deux redresseurs demi-onde parallèles. En inversant la polarité d'un primaire de transformateur, la mise en phase correcte est obtenue. Chaque diode a besoin d'une résistance de partage à travers elle pour équilibrer la tension de claquage. Les condensateurs électrolytiques sélectionnés étaient de la série 100µF / 400V Hitano ELP qui sont évalués à un courant d'ondulation ~ 1A à + 85 ° C. Ce sont peu coûteux et ont un boîtier de 22 mm de diamètre, ils occupent donc peu de place. Le schéma est illustré à la figure 11.11