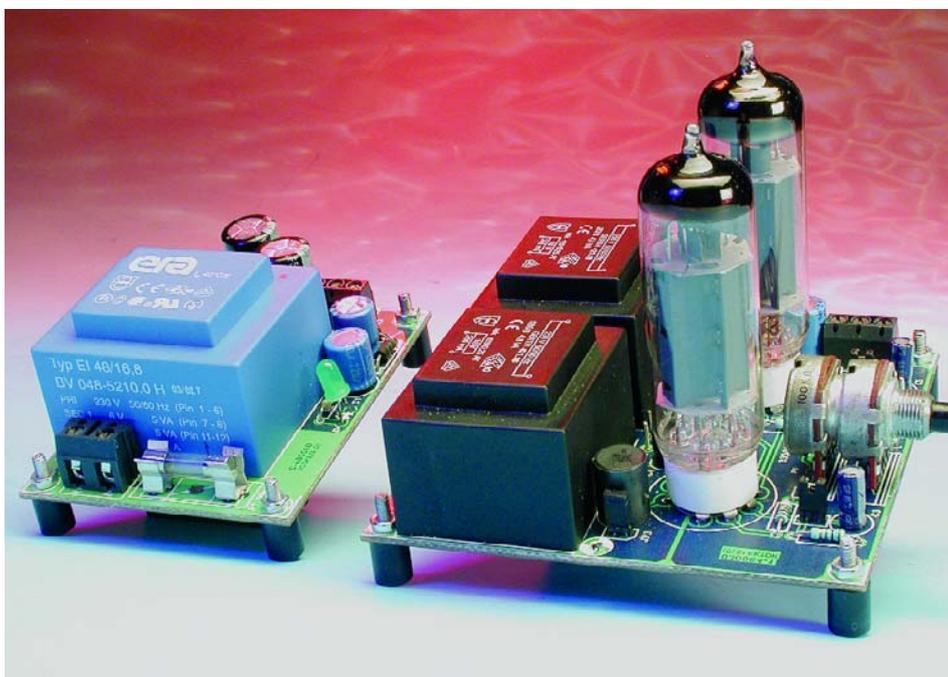


Amplificateur pour casque stéréo

Avec EL84 sous 40 V d'anode

Burkhard Kainka

La chaleur de son tant célébrée des amplificateurs à tubes, on ne la trouve pas uniquement sur les étages de puissance, un amplificateur pour casque vous la procurera aussi. L'originalité de ce projet-ci, c'est qu'il se satisfait d'une tension anodique anodine, de l'ordre de 40 V.



Les esprits s'échauffent facilement à l'évocation des raisons pour lesquelles un amplificateur à tubes produit une sonorité plus agréable que son homologue moderne à semi-conducteurs. Il y a effectivement matière à se convaincre qu'un étage à tube doit sonner différemment. D'abord, la particularité de la courbe caractéristique I_a/U_g du tube, dont on connaît la légère courbure qui

occasionne une augmentation de la distorsion à l'approche de l'amplitude maximale, particulièrement lorsqu'il travaille sans rétroaction. Un amplificateur à semi-conducteurs, aujourd'hui, fonctionne presque toujours sous une rétroaction poussée, de manière à maintenir aussi bas que possible le taux de

distorsion. Cependant, l'oreille humaine elle-même n'est pas linéaire aux niveaux élevés et elle interprète cette distorsion « naturelle » du tube comme l'effet d'une plus grande puissance. À cela s'ajoute le fait que toute surcharge d'un étage de puissance à transistors cause immédiatement une intense distorsion, tandis que l'amplificateur de sortie à tube n'entre que progressivement en saturation.

Un autre facteur déterminant, c'est la résistance dynamique extrêmement élevée du tube. Le reproducteur sonore qui y est connecté n'en est que peu amorti, alors que la résistance interne particulièrement basse à la sortie d'un amplificateur à semi-conducteurs amortit sévèrement toutes les résonances propres du haut-parleur ou de l'écouteur. Voilà qui assure évidemment une courbe de réponse en fréquence très plate, mais aux dépens du caractère propre de transducteur. C'est une des raisons qui conduisent à considérer la sonorité des anciens appareils à tubes comme spécialement agréable. Mais du même coup, apparaît la difficulté inhérente aux amplificateurs à tubes, l'adaptation à l'impédance très basse des systèmes de

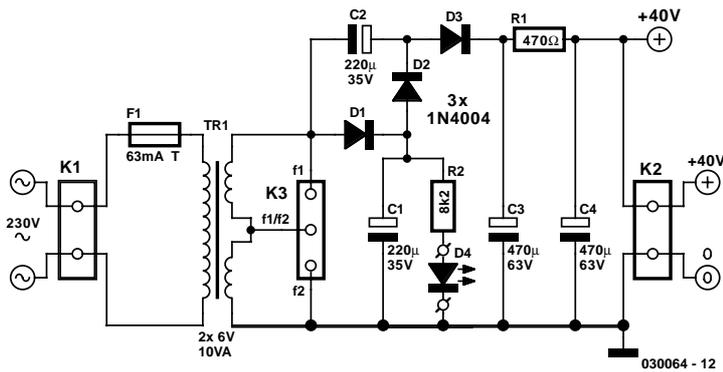


Figure 1. Une alimentation secteur simple.

reproduction exige généralement le recours à un transformateur. Caractéristique notable de notre amplificateur pour casque, la mise en fonctionnement du tube sous une tension d'anode basse et donc inoffensive, une particularité qui vous a déjà été révélée dans le magazine Elektor d'octobre 2003. La sensibilité de l'entrée de ligne s'élève à 1 V_{CC} et la puissance de sortie se révèle largement suffisante.

quelque 4,5 W de puissance de chauffage. Un transformateur moulé de 2 x 6 V et d'une dizaine de watts y pourvoit sans difficulté. Théoriquement, on pourrait brancher en série les deux filaments sur un transformateur de 12 V, mais il est préférable de séparer les deux tensions de chauffage, selon une disposition telle que la **figure 1** l'indique, avec deux secondaires distincts. Les deux secondaires sont cependant

mis en série, on dispose ainsi de 12 V alternatifs de manière à se constituer à peu de frais une tension d'anode d'une quarantaine de volts, à l'aide d'un montage capable de tripler la tension.

Amplificateur avec ou sans contre-réaction

Le circuit d'amplificateur de la **figure 2** correspond au montage classique d'un étage final en classe A pour sortir sur un haut-parleur. Toutefois, le courant d'anode n'est pas appliqué au transformateur de sortie, question de ne pas induire de magnétisation par le courant continu et donc d'éviter la distorsion qui en résulterait. Le signal BF atteint la grille 1 du tube par le potentiomètre de volume. Les résistances de 1 kΩ en série constituent une sécurité contre les oscillations HF. La grille-écran (grille 2) se situe au potentiel de l'alimentation, tandis que la grille supprimeuse (grille 3) est pontée à la cathode. C'est par l'intermédiaire d'un condensateur électrolytique et un transformateur BF que l'on prélève le signal de sortie sur l'anode. Si vous disposez d'un casque à haute impédance, vous pourrez le recueillir par un simple condensateur de couplage.

Changement de décor pour une EL84

Pourquoi aller chercher précisément une EL84, celle que l'on utilisait dans les radios à lampes pour délivrer 5 W en finale ? Peut-on vraiment la faire travailler sous 40 V, alors que les feuillets de caractéristiques recommandent une tension de service de 250 V ? Pas de souci ! Elle ne fera de mal à personne et suffira fort bien à la tâche. On obtient évidemment une pente et un courant d'anode (environ 5 mA) plus faibles, mais le tube n'en souffre pas. La dissipation de puissance à l'anode fait encore 200 mW, plus qu'il n'en faut pour un casque d'écoute.

Une EL84 ne coûte pas cher et on la trouve aisément, du fait qu'elle reste en production au profit des très nombreux amplificateurs de haute-fidélité et de puissance moyenne en usage. On aurait aussi bien pu faire appel à une EL34 ou une EL504, mais ces lampes coûtent plus cher ou sont relativement plus rares.

Autre avantage de la EL84, la simplicité de construction de l'alimentation, elle ne réclame que du 6,3 V sous 0,7 A pour le filament, soit

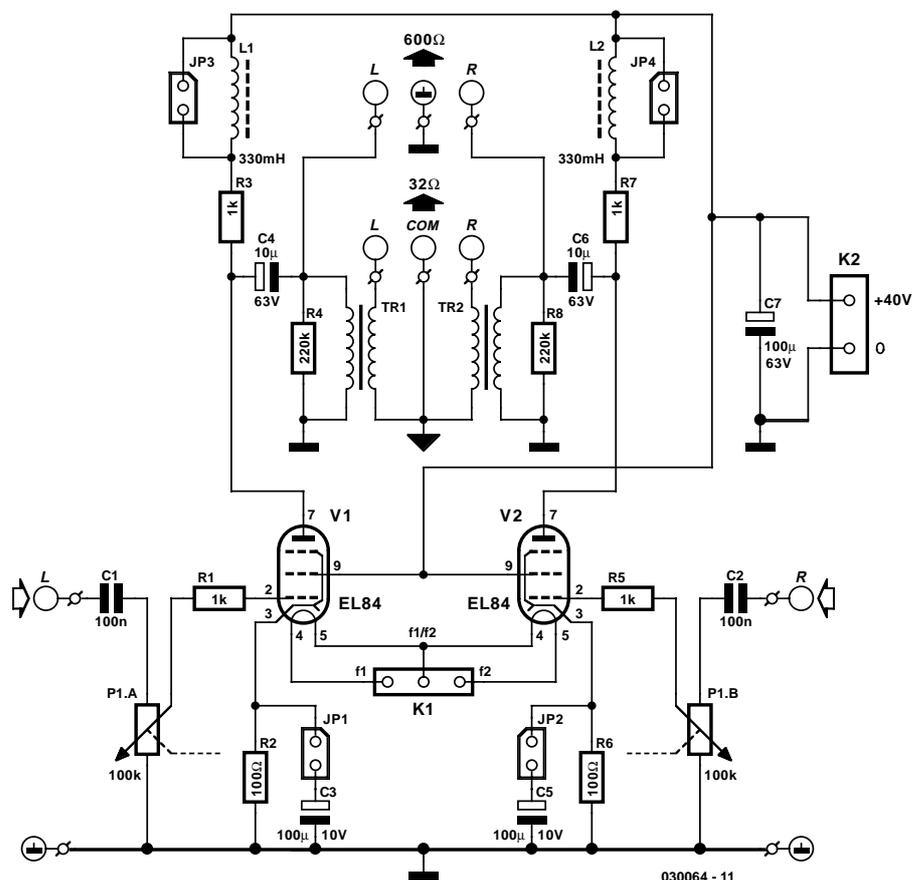


Figure 2. L'amplificateur avec rétroaction commutable.

Comparée à la triode, la pentode présente une résistance interne dynamique nettement plus grande. C'est un facteur déterminant dans le choix des composants et autorise l'emploi d'un transformateur secteur, meilleur marché, comme transformateur de sortie.

La chute de tension aux bornes de la résistance de cathode assure la polarisation négative de la grille par rapport à la cathode. Sa valeur détermine le point de fonctionnement du tube.

Une résistance de $100\ \Omega$ amène la grille à $-0,5\ \text{V}$ et provoque un courant anodique de $5\ \text{mA}$. En même temps, la résistance de cathode entraîne une certaine rétroaction, laquelle réduit la distorsion typique du tube, sans cependant diminuer la résistance interne de l'amplificateur.

Mais ce montage-ci permet aussi de supprimer la rétroaction en installant les cavaliers JP1 et JP2 qui mettent en service des électrolytiques de $100\ \mu\text{F}$ en parallèle sur les résistances. Ils influenceront la sonorité et la puissance de sortie de l'amplificateur.

Que ce soit avec $40\ \text{V}$ ou $250\ \text{V}$ de tension d'anode, les caractéristiques sont très semblables, elles présentent une légère courbure responsables du son particulièrement apprécié obtenu avec les tubes. Si l'on décide de renoncer à rectifier la caractéristique par la rétroaction, inévitablement, il se manifestera dans le signal audio une certaine distorsion, constituée d'harmoniques et de produits de mélange, principalement des multiples impairs de la fréquence de base, que l'oreille humaine considère comme agréables. Comme l'audition n'est plus très linéaire aux niveaux sonores intenses, on apprécie davantage d'assister à un concert à des niveaux de l'ordre de $100\ \text{dB(A)}$ plutôt que d'écouter chez soi un enregistrement. L'amplificateur à tubes vous procure le même effet, mais même à plus basse puissance, le son paraît plus consistant.

Au repos, avec $U_g = -0,5\ \text{V}$, il n'y a pas encore de courant de grille. Avec une attaque atteignant $0\ \text{V}$, il se produit, lors des pointes positives, un courant de grille jusqu'à $20\ \mu\text{A}$ qui circule par la résistance de fuite de grille, le potentiomètre de volume de $100\ \text{k}\Omega$. On utilise d'habitude dans les amplificateurs de puissance à plus haute tension d'anode une valeur de $100\ \text{k}\Omega$ à $1\ \text{M}\Omega$. Mais avec une tension anodique réduite, cette valeur devient critique. Une trop forte résistance de fuite provoquerait, en cas de courant de grille, une baisse de la tension de grille. À l'inverse, la résistance d'entrée de l'amplificateur ne peut descendre trop bas, de manière à rester compatible avec la sortie de ligne du matériel Hi-Fi normal. Le potentiomètre de $100\ \text{k}\Omega$ constitue donc un compromis acceptable.



L'embaras du choix d'un transformateur

Point crucial pour mener à bien le projet, trouver un transformateur adéquat. Si vous cherchez le modèle BF exactement adapté à ce montage, il faudra le faire bobiner spécialement, bonjour le facture ! C'est pourquoi nous avons préféré nous rabattre sur un transformateur secteur du commerce. Mais pour que le résultat soit à la hauteur des espérances, il faudra en dénicher un convenable. Un transformateur secteur ne se limite pas au $50\ \text{Hz}$, il faut considérer la section du noyau, l'inductance et la résistance en continu des bobinages.

Inductance

L'impédance de sortie du tube se chiffre à $R_a = U_a / I_a$. D'après la fiche de caractéristiques, il faudrait le faire travailler sous $250\ \text{V}$ et $48\ \text{mA}$, auquel cas la résistance de sortie avoisinerait les $5\ \text{k}\Omega$. La fiche de caractéristiques précise même entre $5,2$ et $4,5\ \text{k}\Omega$. Sous $40\ \text{V}$ et $5\ \text{mA}$, on arrive à $8\ \text{k}\Omega$. Mais cette valeur pourrait se situer plus haut ou plus bas. Une résistance de sortie plus petite réduit la tension alternative à pleine amplitude du courant anodique. Comme la tension d'anode ne peut plus s'annuler, la distorsion est moindre.

Prenons un transformateur dont le rapport des nombres de spires serait de $230 / 18 = 12,8$ à 1. Le rapport de transformation d'impédance serait alors en première approximation de $(12,8)^2 / 1 = 164$ à 1. Cela signifie que l'impédance d'un casque de $32\ \Omega$ serait perçue au primaire comme une résistance de sortie de $5\ 240\ \Omega$. Un transformateur qui délivre $18\ \text{V}$ semble donc convenir. C'est vrai si le transformateur est inséré directement dans le circuit d'anode. Mais en réalité, la résistance d'anode de $1\ \text{k}\Omega$ réduit l'impédance du montage, ce qui fait qu'il est préférable de choisir un rapport de transformation plus petit pour assurer un couplage optimal. Les bobines additionnelles L1 et L2 rehaussent l'impédance aux fréquences plus élevées, ce qui, avec le transformateur choisi, produit une courbe de réponse plus équilibrée. Mais avec un casque à haute impédance, il faut les court-circuiter par les cavaliers JP3 et JP4.

Dimension du noyau

À la recherche du transformateur adéquat, on se rappellera qu'un petit noyau conduit à une plus grande inductance et donc favorise le transfert des fréquences les plus basses. Mais dans un petit transformateur, on bobine du fil plus fin et la résistance de perte augmente.

Quelle grandeur choisir pour assurer une bande passante convenable ? Le second critère concerne l'inductance de perte du transfor-

mateur. Celle-ci va pratiquement de paire avec la résistance du primaire et forme un filtre passe-bas qui risque de malmener la partie haute

du spectre à reproduire.

Résistance en continu

D'importance aussi, il y a la résistance en continu des bobinages et le bon rapport de transformation. Pour les petits transformateurs, le fabricant donne souvent le rapport de transformation à vide. Un transformateur d'une tension nominale de 10 V au secondaire, par exemple, fournira 13 V à vide, donc le rapport entre tension à vide et en charge sera de 1,3. Il faut en tenir compte pour calculer le rapport effectif des nombres de spires.

Un choix conseillé, c'est un transformateur bobiné sur un noyau EI 42 et d'une puissance nominale de 5 VA. Le fabricant Gerth en propose un modèle convenable dans la série 4 200 (disponible par exemple chez Reichelt sous la référence 421.18-1) Il n'est pas trop gros et pour 3 euros environ, il assure aussi une bonne qualité sonore, même avec un casque de 32 Ω.

Haute ou basse impédance ?

Un spectre de fréquence de 30 Hz jusqu'à 20 kHz sur un casque d'écoute, ce n'est pas mal, surtout si l'on songe qu'il a été obtenu grâce à un transformateur secteur bon marché ! L'autre solution consistait en une fabrication spéciale, d'un coût rédhibitoire, d'un

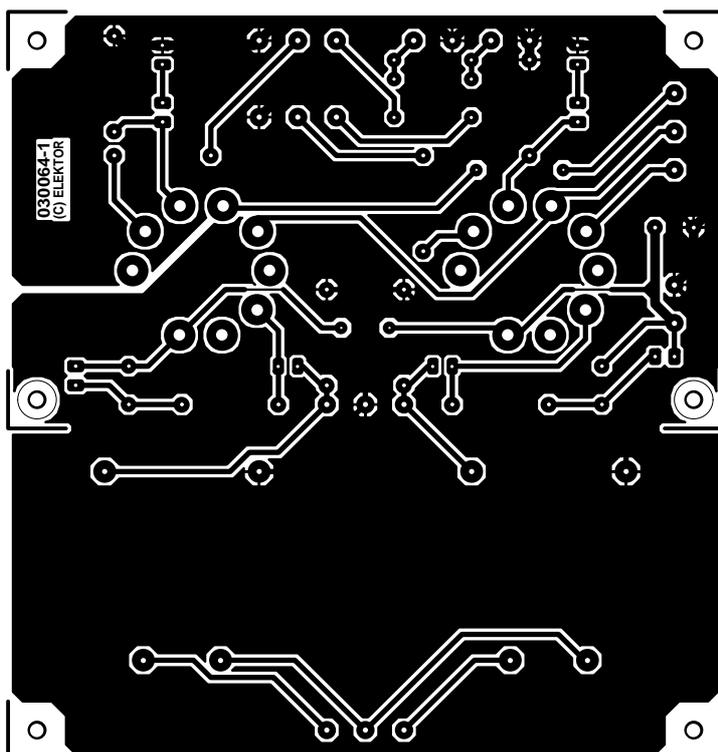
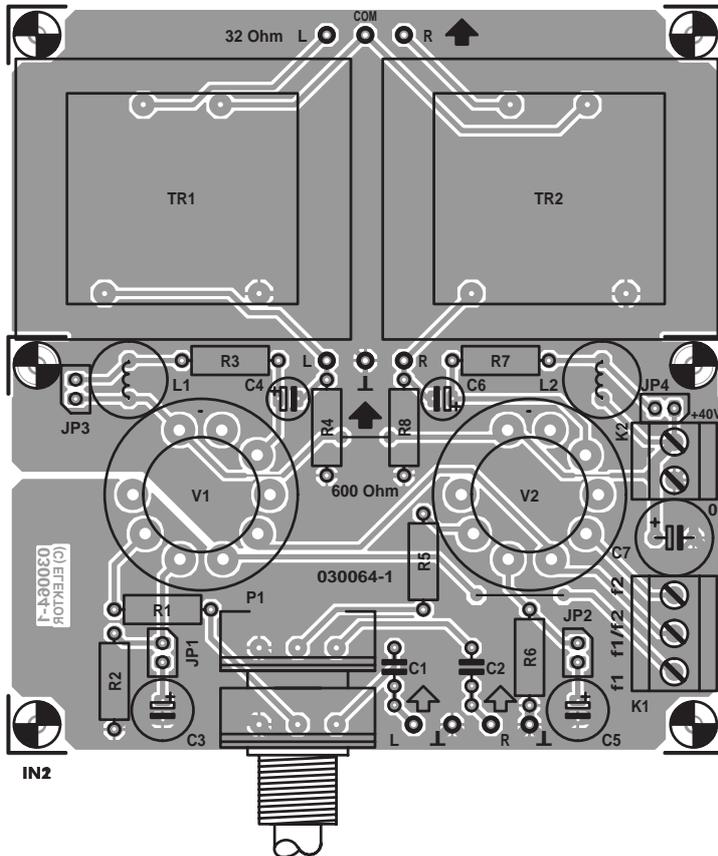


Figure 3. Le tracé de la platine et sa partie 32 Ω séparable.

Liste des composants

Résistances :

- R1,R3,R5,R7 = 1 kΩ
- R2,R6 = 100 Ω
- R4,R8 = 220 kΩ
- P1 = potentiomètre 100 kΩ log. stéréo

Condensateurs :

- C1,C2 = 100 nF
- C3,C5 = 100 µF/10 V vertical
- C4,C6 = 10 µF/63 V vertical
- C7 = 100 µF/63 V vertical

Selfs :

- L1,L2 = 330 mH 10RBH 239LY334K (Toko)

Divers :

- JP1 à JP4 = embase autosécable mâle à 2 contacts + cavalier
- K1 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm (RM5)
- K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm (RM5)
- B1,B2 = EL84 avec support (diamètre 18 mm)
- TR1,TR2 = transfo secteur 18 V/4VA8 tel que, par exemple, (Gerth 421.18)

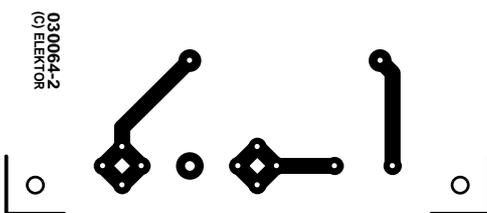
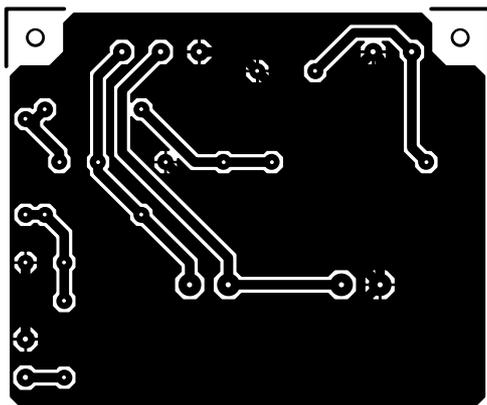
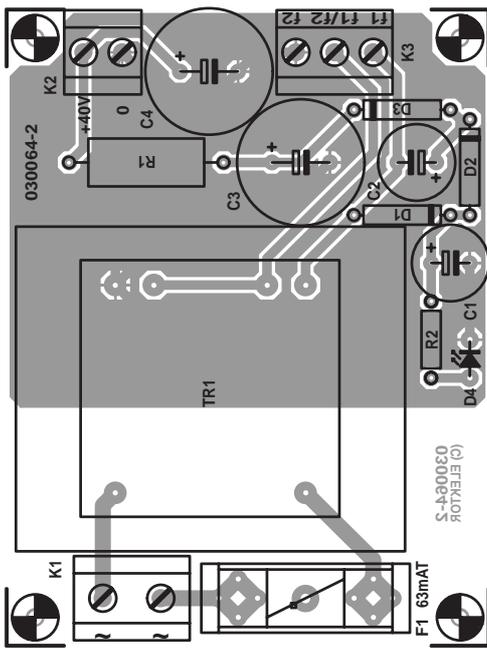


Figure 4. La platine d'alimentation secteur.

transformateur à enroulements à couches alternées, comportant les nombres de spires voulus, le tout dans l'espoir d'atteindre un meilleur rapport entre l'inductance à vide et celle de pertes. En fait, les transformateurs BF pour les amplificateurs professionnels à tubes sont gros et chers. Il est toujours possible d'expérimenter avec d'autres modèles de transformateurs, à brancher à la sortie 600 Ω. Par exemple, nous avons essayé avec succès un transformateur BF pour ligne à 100 V (Conrad RFA 516 104-77), doté de prises intermédiaires au

Courbes caractéristiques

Comment se comporte un tube soumis à une tension d'anode aussi petite que 40 V, c'est ce que vous révèle la caractéristique de la **figure A**. Comparée à celle que donne le fabricant (**figure B**) on remarque une allure similaire, sauf lors de forts courants. On peut donc s'attendre à obtenir en miniature ce qui se passe dans une radio équipée d'une EL84 en finale, seule la puissance de sortie est réduite. Par ailleurs, pour 40 V, il faut une polarisation de grille plus petite aussi.

La confrontation des deux courbes fait voir un décalage vers des courants anodiques plus petits et une moindre polarisation de grille lorsque la tension d'anode est réduite. Le point de fonctionnement idéal se situe à $U_{g1} = -0,5$ V et $I_a = 5$ mA. Pour un plein débattement, avec une tension BF de $1 V_{CC}$, le tube est attaqué entre -1 V et 0 V, ce qui entraîne un courant d'anode qui se déplace dans l'intervalle de 3 à 8 mA.

Lorsque la commande atteint, voire dépasse, le 0 V, le courant de grille n'est plus négligeable. C'est pourquoi il faut aussi considérer la courbe du courant de grille à la **figure C**, qui, du reste, dépend également de la tension d'anode appliquée. Une tension d'anode supérieure diminue le courant de grille, du fait que les électrons libres sont attirés plus efficacement par l'anode, peu d'entre eux peuvent encore se faire intercepter par la grille.

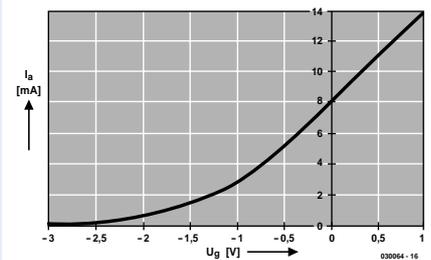


Figure A. Caractéristique de la EL84 pour $U_a = U_{g2} = 40$ V.

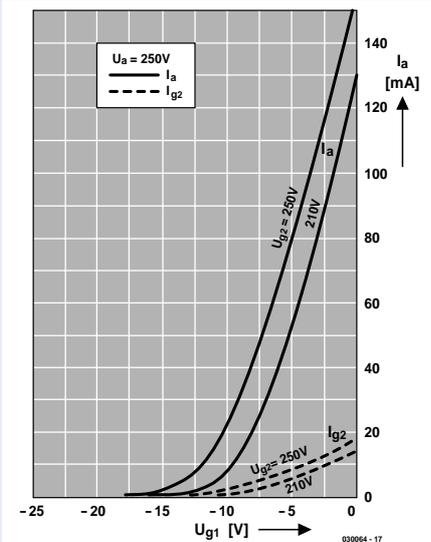


Figure B. Caractéristique pour 250 V.

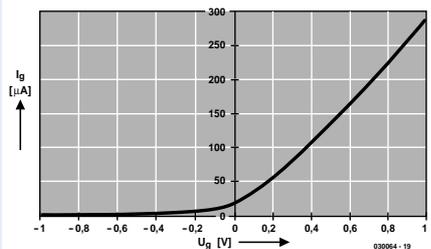


Figure C. Courant de grille jusqu'à $U_g = +1$ V.

primaire comme au secondaire, ce qui permet de rechercher la meilleure adaptation.

Malgré tous nos efforts pour trouver le transformateur adéquat pour un casque de 32 Ω, si le son fourni est agréable et chaud, la courbe de réponse n'est pas aussi ultra linéaire qu'en sortie d'un amplificateur « sans fer ». Mais cette faiblesse ne se manifeste pas avec un casque à haute impédance et un condensateur de couplage. En pratique, tous

les problèmes de transformateur se résolvent dans l'air.

N'oubliez de comparer la sonorité obtenue avec et sans condensateur de découplage à la cathode, pour évaluer la différence entre le son plus caractéristique du tube et la distorsion faible. Un peu de rétroaction ne fait aucun tort, surtout pour apprécier la transparence en musique classique, en revanche, le rock s'accommode fort bien de la distorsion typique du tube.

Fréquences limites

Le schéma équivalent du transformateur à la **figure A** expose la mise en œuvre d'un casque de 32 Ω. Il faut englober la résistance de 10 Ω du fil du bobinage secondaire, en série avec la charge. Au total, nous avons donc 42 Ω à la sortie. Le rapport effectif entre enroulements est de 9,8 à 1 et provoque une transformation d'impédance de $(9,8)^2 / 1 = 96$ à 1. Le primaire représente alors une impédance de $4\,070\ \Omega + 875\ \Omega = 4\,945\ \Omega$, arrondissons à 5 kΩ. Cette valeur concorde avec celle théoriquement permise de 8 kΩ, sous laquelle il ne faut pas descendre si l'on veut obtenir la sonorité recherchée. La réponse dans le grave est limitée par un filtre passe-haut composé de la résistance de charge et l'inductance de 14 H en parallèle (**figure B**). Par le calcul, on arrive à une fréquence limite à -3 dB de 56 Hz. En fait, nous avons mesuré une limite inférieure d'à peu près 30 Hz. La différence s'explique probablement par le peu de précision de notre mesure de l'inductance du transformateur.

La fréquence limite supérieure dépend d'un filtre passe-bas constitué de la résistance de charge et de l'inductance répartie (**figure C**). Si l'on part de 4 945 Ω et 0,5 H, le résultat donnera une fréquence limite de 1 574 Hz, quelle déception ! Et c'est à peu près ce que nous avons effectivement mesuré, mais avec un transformateur connecté à une source de signal à basse impédance. Heureusement, la résistance interne dynamique du tube est au moins dix fois plus grande que la résistance de charge théorique d'environ 8 kΩ. Comme la source de signal, grâce aux bobines de correction L1 et L2, représente aux fréquences supérieures une impédance de plus de 80 kΩ, la fréquence limite supérieure, en théorie, remonte au-dessus de 25 kHz. Cependant, l'inductance parasite fait en sorte qu'aux hautes fréquences, le tube entre plus vite en saturation pour des niveaux élevés. Mais à l'expérience, cela ne joue qu'un rôle minime, parce que ces distorsions-là se situent au-delà du spectre audible.

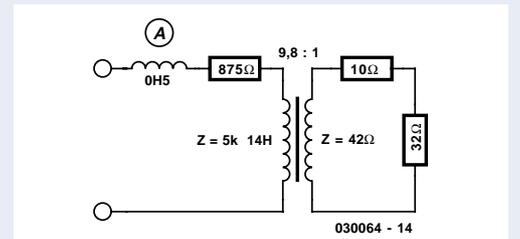


Figure A. Schéma équivalent du transformateur avec charge.

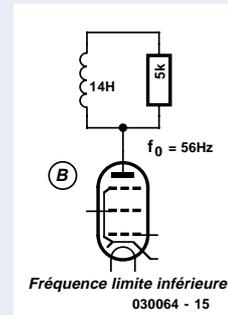


Figure B. Détermination de la fréquence limite inférieure.

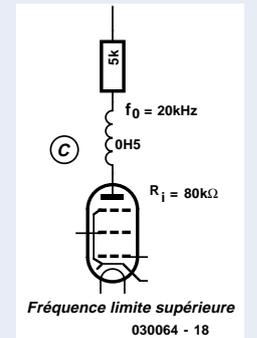


Figure C. Détermination de la fréquence limite supérieure.

Installation des composants

La platine de la **figure 3** comporte une partie à 32 Ω amovible. Le garnissage du circuit imprimé n'appelle que peu de commentaires. Il ne compte que deux ponts de câblage (près de R4 et à côté de R6). Si vous ne trouvez pas les bobines Toko, vous pouvez en acheter des modèles d'autres fabricants. En voici une liste.

Neosid BS75 (art. 00612436, 100 mH, 480 Ω, $I_{max} = 5$ mA, radiale)

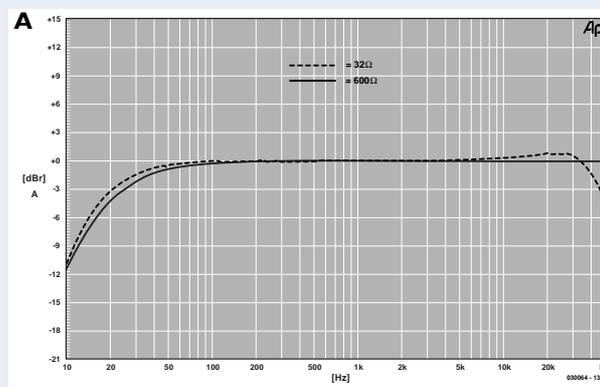
Fastron XHBCC (art. XHBC-104J-01, 100 mH, 245 Ω, $I_{sat} = 60$ mA, axiale)

Epcos B82144-A (art. B82144-A2107-J, 100 mH, 420 Ω, $I_r = 20$ mA axial)

Comme les selfs de plus de 100 mH sont rares, vous pouvez aussi en brancher de plus petites en série. Naturellement, vous pouvez aussi les bobiner vous-même sur le modèle RM8, avec un noyau en matériau N67. S'il vous faut une plus grande puissance de sortie, vous pouvez essayer d'utiliser un transformateur de tension plus grande au secondaire. Il faudra peut-être adapter alors L1 et L2.

(030064)

Courbe de réponse



Les mesures de la **figure A** reproduit la réponse en fréquence relative de l'amplificateur dans une sortie 600 Ω (ligne continue) et dans une sortie 32 Ω (ligne pointillée). Les courbes ont été établies à des tensions de sortie différentes.

Impédance d'entrée	100 kΩ	
Sensibilité	600 Ω, 1 mW, JP1/JP2 ouverts	620 mV (THD = 4,5%)
	600 Ω, 1 mW, JP1/JP2 fermés	370 mV (THD = 7,4%)
Rapport signal/bruit (1 mW, JP1/JP2 ouverts)	33 Ω, 1 mW, JP1/JP2 ouverts	0,94 mV (THD = 7,5%)
	33 Ω, 1 mW, JP1/JP2 fermés	0,59 V (THD = 9,9%)
THD+N (1 kHz, B = 80 kHz, JP1/JP2 ouverts)	600 Ω/1 mW	>62 dB (B = 22 kHz lin.)
	600 Ω/0,1 mW	>88 dBA
	33 Ω/1 mW	>65 dB (B = 22 kHz lin.)
Bande passante	33 Ω/0,1 mW	>90 dBA
	23 Hz à >200 kHz (600 Ω)	4,5%
	20 Hz à 45 kHz (33 Ω)	1,1%
		7,5%
		3,5%