

34 correcteur d'aigus d'ordre 2 réglable

correction auditive pour personnes âgées

Ton Giesberts (Elektor Lab)

Avec l'âge, l'acuité auditive se dégrade souvent dans les aigus. Ce circuit tente de compenser cette perte en accentuant la pente de correction à partir d'une fréquence plus élevée que celle, autour d'1 kHz, d'un correcteur Baxandall standard. Cela peut améliorer la perception acoustique et l'intelligibilité de la parole.

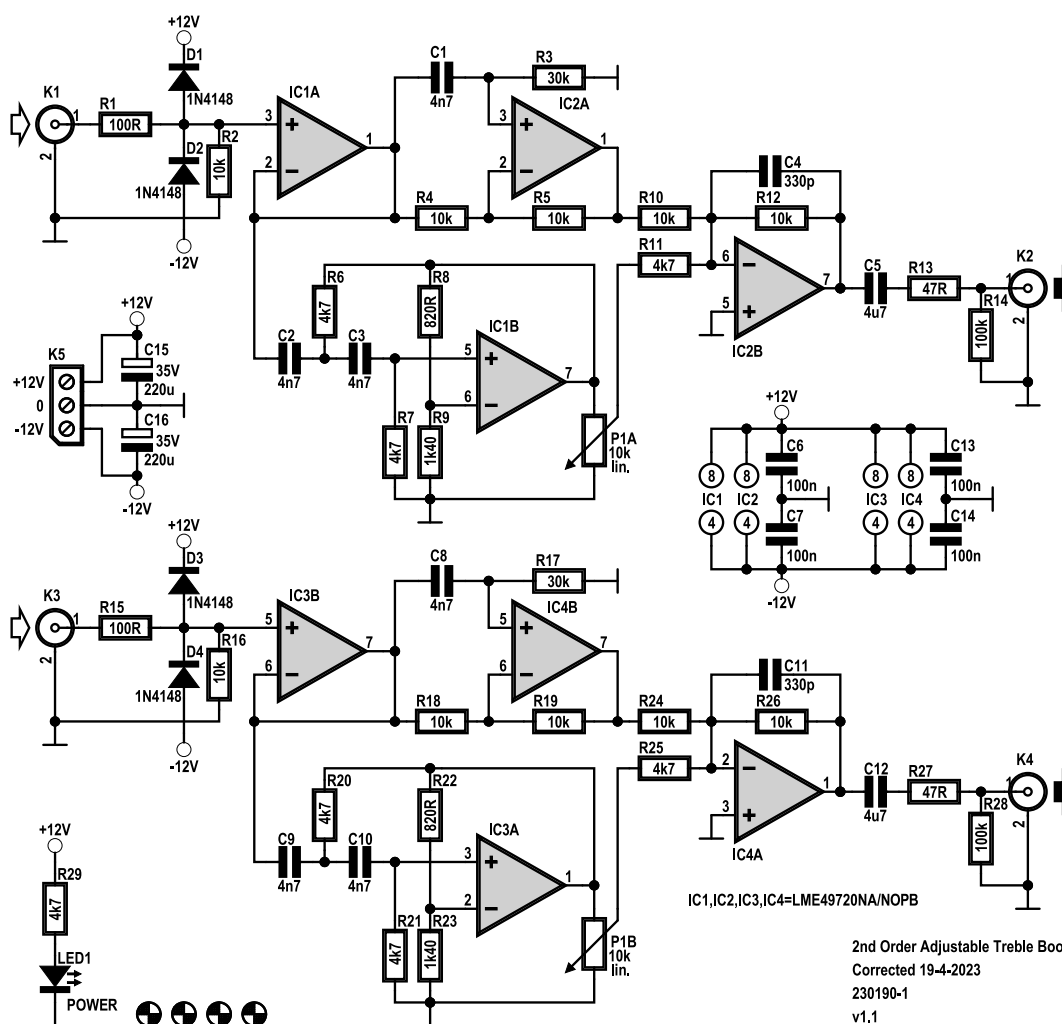


Figure 1. Schéma du correcteur audio.

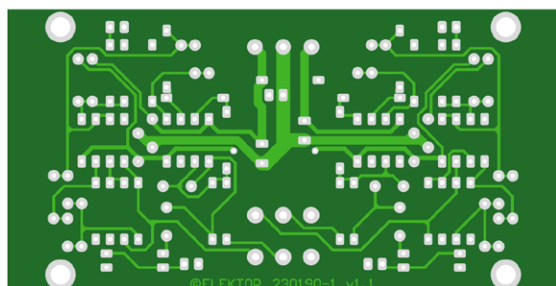
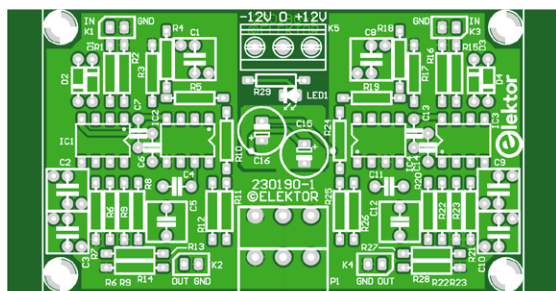


Figure 2. CI vu de dessous et de dessus.

La fréquence à laquelle débute une telle correction dépend de la personne. Avec les valeurs données ici, tourner le potentiomètre de gain dans le sens horaire abaisse le point de fonctionnement (fréquence à laquelle le gain commence à augmenter) de 6 à 3 kHz. Le gain maximal (P1 au max.) est de 4 soit 12 dB à 17 kHz. La bande passante (BP) de l'étage de sortie est limitée à 48 kHz pour ne pas amplifier de fréquences très au-delà de la plage d'audition humaine et limiter la sensibilité du circuit aux interférences à haute fréquence.

Principe

Le principe du circuit (**figure 1**) est simple : additionner la sortie d'un filtre passe-haut d'ordre 2 et le signal d'entrée non filtré. Pour simplifier la description, la 2^e voie autour de IC3 et IC4 est ignorée pour l'instant. Revenons à la voie 1 : la simple addition des deux signaux aurait un effet indésirable sur le résultat souhaité car le filtre entraîne une rotation de phase. Pour le corriger, le signal d'entrée du filtre tamponné par IC1A traverse le filtre passe-tout autour de IC2A avant la sommation avec le signal du filtre passe-haut d'IC2B. Un filtre à amortissement critique d'ordre 2 a un décalage phase/fréquence identique à un filtre passe-tout. Cependant, la pente d'un tel filtre passe-haut n'est pas aussi raide que souhaitée. Si on utilise un filtre de **Butterworth** à la place, la rotation de phase est légèrement différente et donc, le filtre passe-tout ne peut pas corriger totalement ce filtre plus raide. Il en résulte une légère variation de gain en bas du spectre, mais avec moins de +0,2 dB vers 900 Hz et -0,3 dB vers 3 kHz (selon le point de fonctionnement du filtre passe-tout), cet écart peut être négligé. D1, D2 et R1 protègent l'entrée du 1^{er} AOP contre d'éventuelles surtensions et pointes de tension. R2 (10 kΩ) définit principalement l'impédance d'entrée. La sortie du filtre passe-tout est directement connectée à l'AOP sommateur. Le rapport $R10/R12$ définit le gain (unitaire). Le rapport $R11/R12$ définit le gain du filtre passe-haut (facteur 2 = 6 dB). Pour améliorer la modification de la fréquence du point de fonctionnement, le filtre de Butterworth a aussi un petit gain ($\approx 1,6 = 4$ dB). Au gain théorique de $3 - \sqrt{2}$ ($\approx 1,5858$), les résistances et condensateurs déterminant la fréquence sont identiques, donc $C2 = C3$ et $R6 = R7$. Très simple, le circuit est facile à modifier. Il peut être simulé afin de

Liste des composants

Résistances

(0.25 W, 1 %)

R1, R15 = 100 Ω

R2, R4, R5, R10, R12, R16, R18, R19, R24, R26 = 10 k

R6, R7, R11, R20, R21, R25, R29 = 4,7 k

R3, R17 = 30 k

R8, R22 = 820 Ω

R9, R23 = 1,4 k

R13, R27 = 47 Ω

R14, R28 = 100 k

P1 = 10 k, potentiomètre linéaire double, par ex. Piher
PC16DH-10IP06-103A2020-TA

Condensateurs

C1 à C3, C8 à C10 = 4,7 n, 1 %, 63 V, radial, polystyrène, 7,5 x 7,5 mm

C4, C11 = 330 p, 1 %, 630 V, axial, polystyrène, 12,9 x 5 mm

C5, C12 = 4μF, 10 %, 50 V, pas de 5 mm

C6, C7, C13, C14 = 100 n, 10 %, 50 V, X7R, pas de 5 mm

C15, C16 = 220 μ, 20 %, 35 V, électrolytique, pas 3,5 mm, ø 8 mm

Semi-conducteurs

D1 à D4 = 1N4148, DO-35

LED1 = LED, verte, 3 mm

IC1 à IC4 = LME49720NA/NOPB, DIP-8

Divers

K1 à K4 = 2x1 barrette à picots, pas 2,54 mm

4 prises audio RCA, montage sur châssis, connexion à K1..K4

K5 = bornier à vis à 3 br., pas de 5 mm

4 supports DIP-8 pour IC1..IC4

PCB 230190-1 v1.1

déterminer l'effet d'un changement de valeur des composants sur la courbe d'amplification des aigus. En outre, C1, C2 et C3 ont la même valeur, cela facilite la modification du point de fonctionnement. Il va de soi qu'on peut aussi modifier R3, R6 et R7 proportionnellement. C1, C2 et C3 font 4,7 nF, valeur choisie car elle est disponible dans les séries polystyrène à 1 % et que ce diélectrique est apte à garantir une faible tolérance et une faible distorsion. C'est aussi pourquoi C4 est un condensateur polystyrène à 1 (axial, soudé à la verticale). Une faible tolérance de tous les composants du filtre réduit l'écart de phase entre les deux branches du signal et entre les deux voies de stéréo. Tout écart de rotation de phase de ces derniers peut influencer la perception stéréo. Utiliser des condensateurs PET standard (tolérance plus élevée) de 5 mm pour C1 à C3 et céramique de 5 mm pour C4 (diélectrique au moins NP0 / C0G) revient moins cher, mais induit une perte de qualité

Pour obtenir un gain total de 12 dB vers 17 kHz, outre le rapport $R12/R11$, il faut également considérer le gain du filtre passe-haut et la faible atténuation due à C4 qui limite la BP. Sans C4, le gain max. serait de $3,37 = 10,5$ dB aux fréquences les plus élevées : $(1 + R8/R9) \times (R12/R11)$. Pour les fréquences \ll au point de fonctionnement, le gain total du circuit est de 1 (0 dB). À 17 kHz, le signal du passe-tout (gain de 1) est ajouté au signal de la voie haute (gain de 3,37). L'addition conduit à un gain total de 4,37 soit 12,8 dB avec P1 en position max. L'atténuation de 12 dB prévue (C4 inclus) est atteinte précisément.

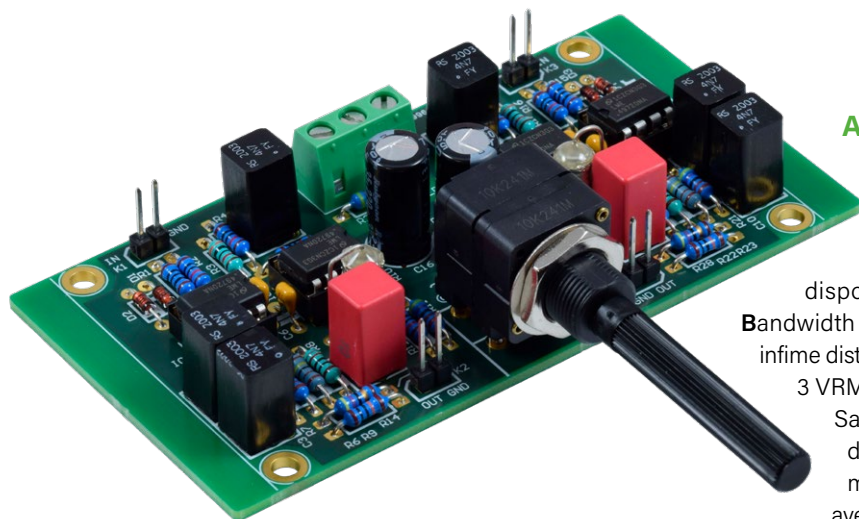


Figure 3. Carte prototype montée.

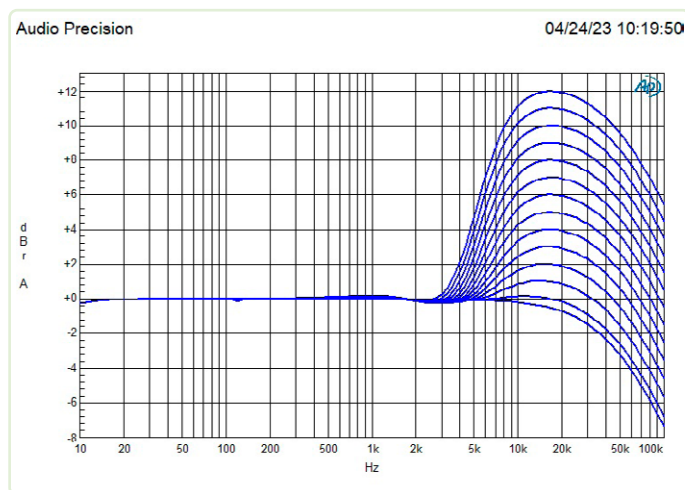


Figure 4. Courbe A : l'effet de l'accentuation réglable des aigus est illustré de 10 Hz à 100 kHz.

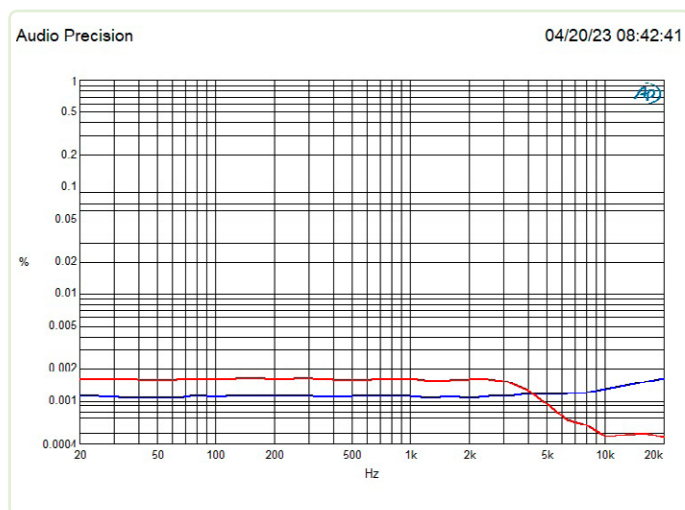


Figure 5. Courbe B : THD+N de 20 Hz à 20 kHz pour un signal d'entrée d'1 V et une BP de 80 kHz : Courbe bleue : P1 au minimum ; Courbe rouge : P1 au maximum.

Autres aspects

On aurait pu utiliser un AOP quadruple pour chaque voie, mais les AOP doubles de haute qualité sont abordables et leurs caractéristiques bien meilleures.

Le LME49720, un excellent choix, est aussi (encore) disponible en boîtier DIP à 8 broches. Son GBP (**G**ain **B**andwidth **P**roduct = produit gain BP) élevé de 55 MHz et son infime distorsion $< 0,00007\%$ à 20 kHz (avec charge de 2 k Ω , soit 3 VRMS à PS = ± 12 V) en font un AOP idéal pour ce circuit.

Sa tension de décalage d'entrée est aussi très faible. Le décalage de sortie des AOP additionneurs varie légèrement avec la position de P1, mais reste inférieur à 1 mV avec le prototype. Si un autre AOP était utilisé, le décalage pourrait être beaucoup plus élevé. C5 bloque toute tension continue en sortie. Avec une charge de 10 k Ω , la fréquence de coupure est de 3,7 Hz. Le prototype a un courant de repos total de +44,7 / -42,6 mA pour les deux voies stéréo. Le courant de LED1 est de 2,1 mA. Le LME49720 a un courant de repos type de 10 mA à ± 15 V. Utiliser un adaptateur AC standard et un convertisseur DC-DC est une façon de créer une alimentation symétrique pour le correcteur d'aigus. Le circuit nécessi-

Caractéristiques mesurées

V_{in} max (@ 1 kHz, THD = 0,1 %) : 7,9 V_{PP}

Accentuation des aigus : à partir de 6 kHz, descendant à 3 kHz

Gain max. à 17 kHz (P1 max.) : 12 dB

Courant de repos (PS = ± 12 V) : +44,7 / -42,6 mA

Bande passante (charge 10 k Ω , P1 min.) : 3,7 Hz à 48 kHz

THD+N (1 kHz, 1 V, P1 min.) : 0,0008 % (B = 22 kHz)

THD+N (1 kHz, 1 V, P1 max.) : 0,0012 % (B = 22 kHz)

THD+N (1 kHz, 1 V, P1 min.) : 0,0012 % (B = 80 kHz)

THD+N (1 kHz, 1 V, P1 max.) : 0,0016 % (B = 80 kHz)

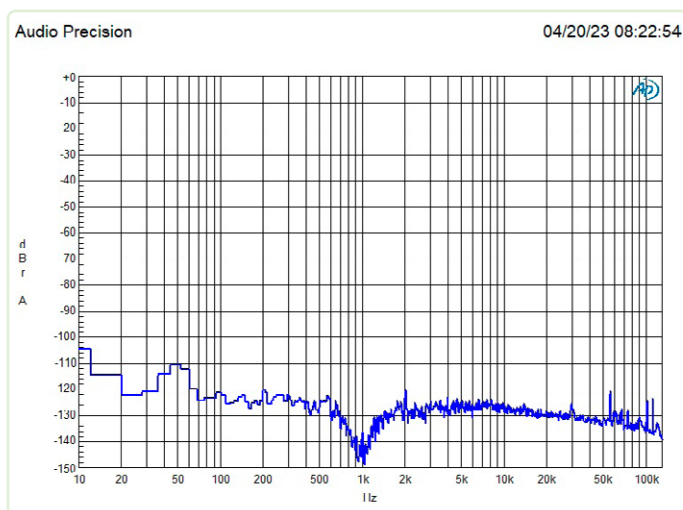


Figure 6. Courbe C. FFT du signal de sortie avec P1 au max. et en entrée un signal sinusoïdal d'1 V à 1 kHz.

tant une puissance d'1,05 W, un convertisseur CC/CC symétrique d'1 W serait sans doute suffisant, mais mieux vaut prendre un convertisseur de puissance légèrement supérieure et à sorties régulées. La plupart des convertisseurs DC/DC symétriques ont une tension de sortie de ± 12 V - Nous avons donc choisi une tension d'alimentation de ± 12 V. Toutefois, la plage d'alimentation du LME49720 va de $\pm 2,5$ V à ± 17 V. Avec près de 100 mm de large, la carte imprimée (**figure 2**) s'insère dans les boîtiers Hammond de la série 1455. On peut cependant la raccourcir jusqu'aux traits blancs. Pour la fixer dans un autre boîtier, utilisez les quatre trous de montage. Le boîtier 1455N1201 de Hammond convient bien. Mais, même avec la carte insérée dans les glissières du bas, le potentiomètre est trop haut d'environ 1 mm. On peut y remédier en pliant légèrement la partie la plus large des fils du potentiomètre vers le corps de l'appareil, pour abaisser suffisamment le potentiomètre. Pour tout boîtier, on peut aussi passer la tige et le filetage du potentiomètre par un perçage de la face avant et utiliser des fils flexibles courts et fins pour le connecter au circuit. Cela permet aussi d'utiliser d'autres potentiomètres linéaires doubles de 10 k Ω . Voyez la carte prototype montée (**figure 3**). Les fichiers d'implantation des composants sont téléchargeables sur la page d'Elektor Labs [1].

Mesures


Pour vérifier si les objectifs du calcul théorique ont été atteints en pratique, j'ai effectué quelques mesures :

- > La **courbe A (figure 4)** montre l'amplitude de 10 Hz à 100 kHz et donne une bonne idée des caractéristiques de cette amplification réglable des aigus. P1 est réglé par pas de 1 dB à 17 kHz. Pour la 2^e courbe en partant du bas, P1 est réglé sur un gain de 0 dB à 17 kHz. Le point de fonctionnement passe de 6 à 3 kHz environ en réglant P1 du minimum au maximum.
- > La **courbe B (figure 5)** montre le THD+N de 20 Hz à 20 kHz pour un signal d'entrée d'1 V et une BP de 80 kHz. En bleu, courbe avec P1 réglé au minimum. Le THD+N varie de 0,0011 % à 0,0016 % à 20 kHz. En rouge, courbe avec P1 réglé au maximum. Après 3 kHz, le THD+N descend jusqu'à 0,00048 % à 20 kHz. Le bruit relatif est plus faible car le niveau de sortie s'élève vers 20 kHz.
- > La **courbe C (figure 6)** montre une FFT d'un signal d'1 V à 1 kHz avec P1 réglé au maximum. La 2^e harmonique et quelques artefacts au-delà de 50 kHz sortent un peu du bruit de fond. Le THD+N pour une BP de 22 kHz est de 0,0012 %.

Conclusion

Les mesures démontrent sans ambiguïté que les objectifs fixés ont été plus qu'atteints, n'est-ce pas ? Si vous construisez cet appareil, vous apprécierez ses très bonnes caractéristiques audio. Mais comment en attendre des avantages pratiques ?

Comme indiqué en début d'article, cet appareil peut aider les personnes âgées souffrant d'une perte d'audition dans les aigus à mieux les entendre par une compensation tout au moins partielle. Il suffit donc d'insérer ce dispositif électronique entre la sortie audio d'un téléviseur et un amplificateur (relié à des enceintes, bien sûr). Avec un bon réglage de l'accentuation des aigus, une personne âgée jouira d'une meilleure intelligibilité de la parole, si ce n'est d'un meilleur plaisir cinématographique. Si vous (ou une connaissance) n'entendez pas bien les sons aigus, essayez-le !

Attention : Comme pour tous les correcteurs d'aigus, à volume élevé ou à l'accentuation maximale des aigus, un amplificateur peut envoyer au tweeter une puissance trop importante et l'endommager ! N'oubliez pas que multiplier l'amplitude par 4, c'est multiplier la puissance **par 16** ! 

VF : Yves Georges — 230190-04

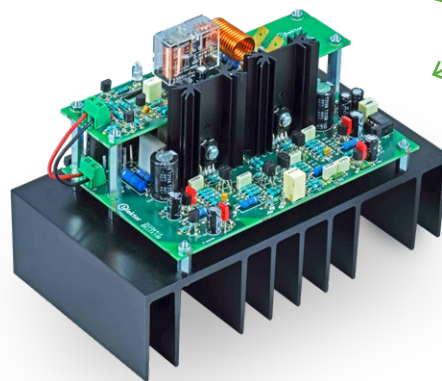
Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- > **B. Cordell**, *Conception des amplificateurs audio, en anglais (2^e édition)*. New York : Routledge, 2019 <https://elektor.fr/19150>
- > **D. Self**, *Conception de circuits audio petits signaux, en anglais (2^e édition)*. Burlington : Focal Press, 2010 <https://elektor.fr/18046>
- > **Kit Elektor Fortissimo-100**, amplificateur de puissance <https://elektor.fr/20273>



LIEN

[1] Ce projet sur Elektor Labs: <https://elektormagazine.fr/labs/2nd-order-adjustable-treble-boost-230190>