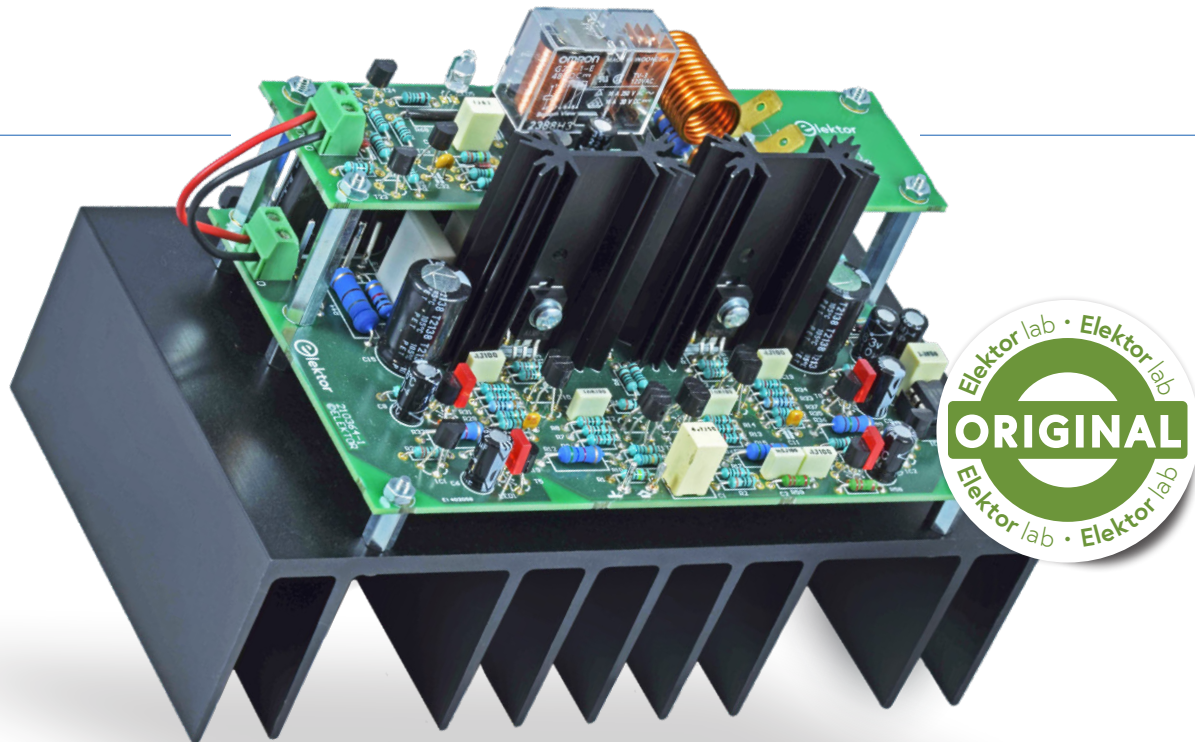




Amplificateur haut de gamme Fortissimo-100

Étage de sortie audio 100/190 W entièrement symétrique

Ton Giesberts (Elektor)

Il est désormais possible d'acheter des modules amplificateurs numériques pour des prix modérés, mais les amateurs audio haut de gamme font généralement la fine bouche à propos du son. En revanche, nos lecteurs aiment toujours construire les anciens circuits Elektor. Notre tout nouvel amplificateur, Fortissimo-100, va intriguer les électroniciens et les audiophiles : THD+N : 0,000,8 % à 50 W dans une charge de 8 Ω , puissance maximale 98 W dans 8 Ω ou 188 W dans 4 Ω avec THD $\leq$ 1 %. Les électroniciens trouveront pratique que seuls des composants traversants soient utilisés. Curieux ? Lisez la suite et chauffez votre fer à souder.

Lors de la réalisation de cet amplificateur haut de gamme, je me suis inspiré d'un ancien circuit d'Elektor conçu il y a plus de 30 ans, mais toujours aussi performant : *The Discret* [1] d'octobre 1990. Grâce à son circuit sophistiqué entièrement symétrique, cet amplificateur est toujours fiable et considéré haut de gamme. La question est de déterminer si le circuit peut être amélioré. Ma réponse est *Fortissimo*, qui signifie « Oui, certainement ! ».

Principes de bases

La **figure 1** montre la partie puissance de l'ancien étage de sortie (jaune clair) et le nouvel étage de sortie (bleu clair). La nouvelle version fonctionne également en classe AB, mais l'étage de commande est désormais implémenté dans une configuration symétrique d'amorçage. Les principales différences sont marquées en rouge. Sur le côté droit de la figure, les condensateurs C15 (le nœud entre R44/R45 et la sortie) et C16 (le nœud entre R46/R47 et la sortie) fournissent des tensions nettement plus élevées aux bases de T17 et T18. Le principal avantage est que l'étage de puissance construit avec des transistors de sortie peut être commandé avec des tensions plus élevées, de sorte que la tension de sortie maximale est supérieure de plus de 2 V sans nécessiter des tensions d'alimentation supérieures pour les étages d'amplification de tension. L'une des caractéristiques intéressantes de ce nouveau

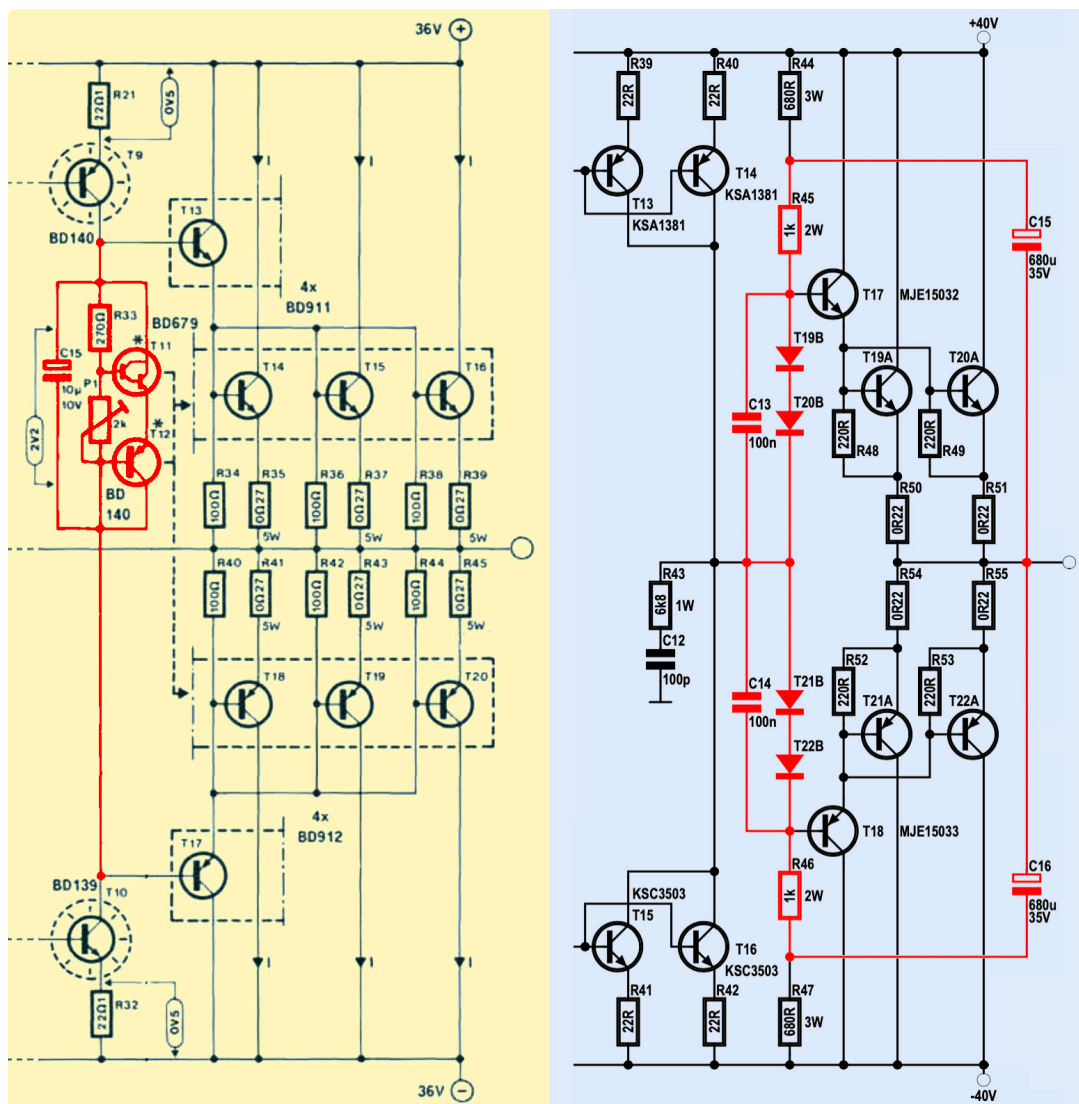


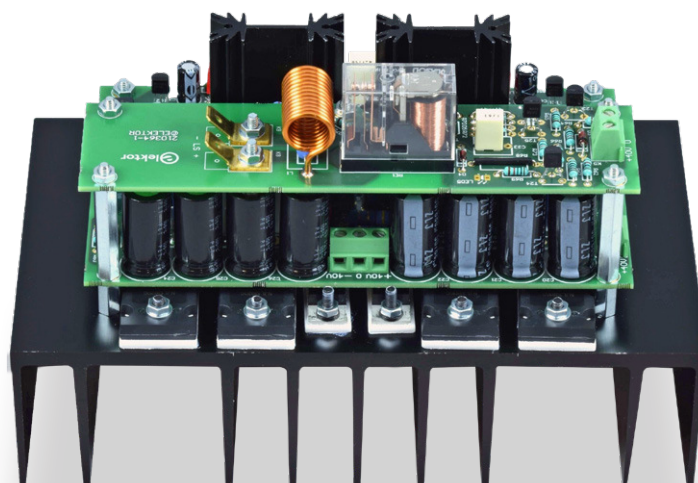
Figure 1. Comparaison entre l'ancien (à gauche) et le nouveau circuit (à droite) : réglage du courant de repos et amorçage symétrique.

circuit est qu'il ne nécessite pas de tension de polarisation réglable pour ajuster le courant de repos. Au lieu de cela, il comporte quatre diodes (T19B - T22B) connectées en série. La chute de tension sur ces diodes correspondant à la tension sur les quatre nœuds BE du circuit composées de T17 à T22A. Comme vous l'aurez deviné d'après leurs désignations, il s'agit de diodes supplémentaires intégrées aux transistors de puissance T19 à T22. Le couplage thermique de ces diodes est excellent, ce qui permet d'obtenir un courant de repos assez stable avec un circuit extrêmement simple. Ce couplage thermique est une caractéristique intéressante qui explique pourquoi les transistors complémentaires, NJL3281D (NPN) et NJL1302D (PNP) [2], sont appelés « ThermalTrak ».

Pour obtenir une puissance de sortie optimale, l'amplificateur nécessite des tensions d'alimentation symétriques réglées de ± 40 V. Pour une charge de 8Ω , la puissance maximale avec une distorsion (THD) $\leq 1\%$ est de près de 100 W, et pour une charge de 4Ω , elle est presque le double (voir l'encadré « **spécifications techniques** » à la fin de l'article).

De plus, le CI est double-face et avec trous métallisés, ce qui simplifie la construction de l'amplificateur. Les six transistors de puissance de l'étage de sortie sont centrés en dessous du CI qui est monté avec le circuit de protection, sur le dissipateur thermique. On obtient ainsi un module compact (**figure 2**). Ce montage ne nécessite que six trous de 3 mm dans le dissipateur thermique pour les transistors de puissance, plus six autres pour les entretoises. Si vous utilisez le dissipateur thermique SK53-100-SA de *Fischer Elektronik*, vous n'avez pas besoin de tarauder les filets M3, car les douze trous requis tiennent parfaitement entre les ailettes du dissipateur thermique. Il y a même une marge de tolérance pour les imprécisions. La partie mécanique de la construction

Figure 2. Le module amplificateur compact entièrement assemblé.



de l'amplificateur est probablement la plus compliquée. Nous y reviendrons plus tard.

Circuit

Le circuit de base de l'amplificateur (**figure 3**) peut être divisé en trois parties. Nous trouvons d'abord l'étage d'entrée avec des amplificateurs différentiels symétriques, puis l'étage *push-pull* qui, à son tour, commande l'étage de sortie. Un circuit de protection complète le tout. Tous ces aspects sont abordés plus en détail ci-dessous.

Amplificateurs différentiels

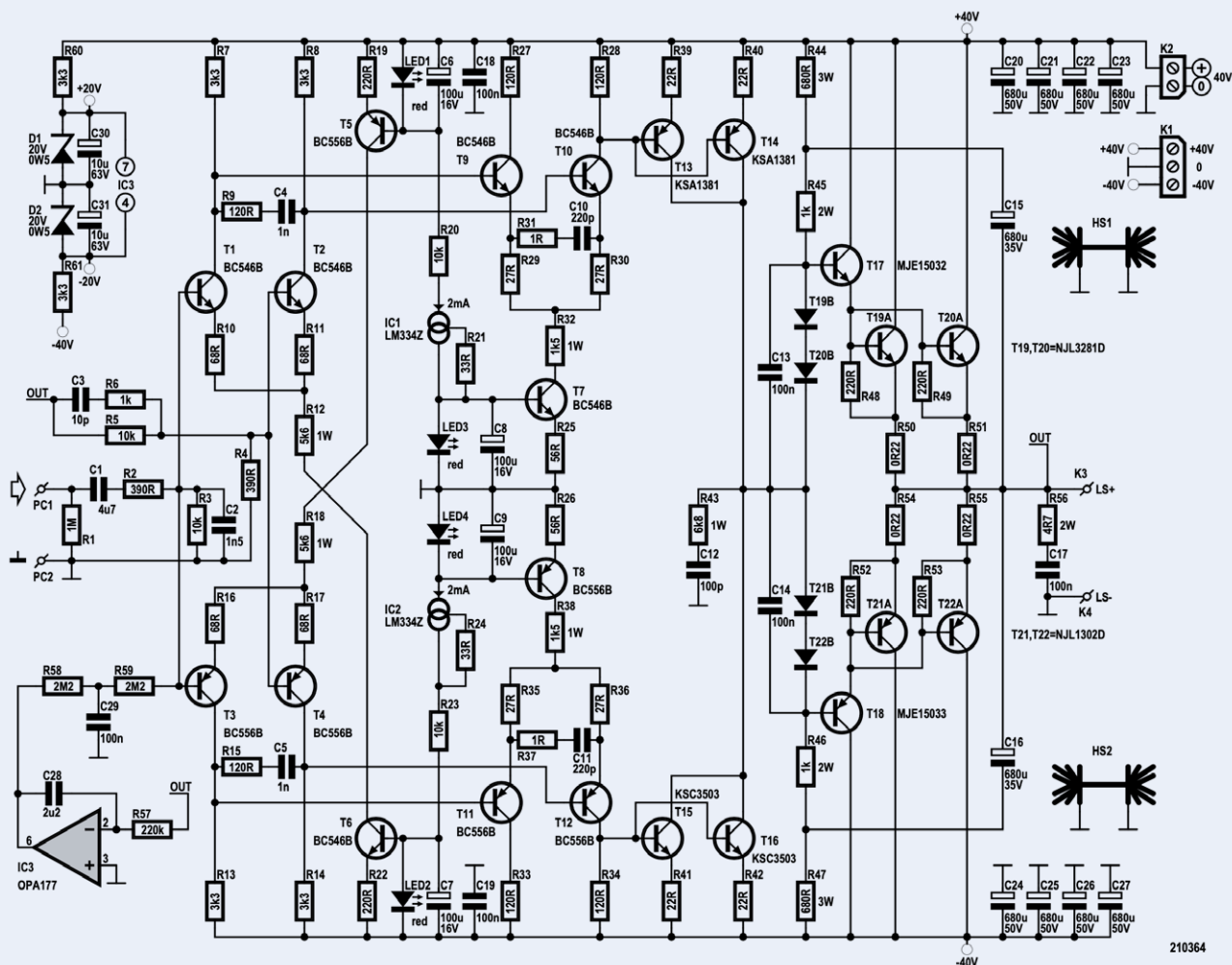
Les amplificateurs différentiels construits autour de T1/T2, T3/T4, T9/T10 et T11/T12 sont réalisés avec les fameux transistors BC546B/BC556B. Ceux-ci ont une fréquence de transition plus élevée que les versions ultérieures, notamment la paire KSC1845/KSA992. Remplacer les transistors BC546B et BC556B peut entraîner des problèmes, car leurs caractéristiques influencent la stabilité. Dans de nombreux cas, les autres types ont des brochages diffé-

rents. Vous aurez alors besoin d'autres réseaux de transistors pour compenser la fréquence, et peut-être d'un circuit complètement différent.

Les LED rouges rectangulaires placées à proximité des différents transistors fournissent des tensions compensées en température pour les sources de courant des amplificateurs différentiels. Pour limiter la dissipation de puissance des transistors sources de courant T5 – T8, nous avons utilisé des résistances de 1 W (R12, R18, R32, et R38) connectées en série avec leurs collecteurs. Les deux sources de courant intégrées, IC1 et IC2, ainsi que les résistances R21 et R24, stabilisent le courant traversant les LED à 2 mA. Bien que la tension nominale maximale des sources de courant intégrées soit suffisante pour les 40 V utilisés ici, par sécurité, les deux résistances R20 et R23, de 10 kΩ, sont connectées en série pour réduire la tension appliquée à moins de la moitié.

Le réseau de contre-réaction R4/R5 donne un gain global de 26,6. À cause de la (faible) chute de tension sur R2, le gain est réduit à environ 25,6. Le condensateur C2, ainsi

Figure 3. Le circuit du module amplificateur Fortissimo est entièrement symétrique.



que les résistances R2 et R3, atténuent les signaux haute fréquence que l'amplificateur ne peut pas supporter. La tension d'entrée maximale pour avoir un signal de sortie non écrêté est légèrement supérieure à 1 V. C3 et R6 dans la boucle de contre-réaction assurent la stabilité à haute fréquence.

Pour des raisons de stabilité, nous avons placé des réseaux RC R9/C4 et R15/C5 entre les collecteurs des premiers amplificateurs différentiels construits autour de T1/T2 et T3/T4 afin de les compenser en fréquence. Les amplificateurs différentiels en aval construits autour de T9/T10 et T11/T12 fournissent un gain supplémentaire. Ils sont essentiellement destinés à commander à basse impédance l'étage amplificateur push-pull suivant, construit autour de T13 à T16. Les réseaux, R31/C10 et R37/C11, assurent également une compensation en fréquence.

Les résistances des collecteurs R27 et R33 permettent de maintenir égales les tensions collecteur-émetteur des deux transistors du second amplificateur différentiel. La différence de tension entre R27 et R28 et entre R33 et R34 doit être $\leq 0,35$ V (encore mieux, $\leq 0,1$ V), car, sinon, la tension U_{BE} et le gain h_{FE} des transistors du premier amplificateur différentiel ne seraient pas assez proches les uns des autres. Malgré leur positionnement rapproché, le couplage thermique des paires de transistors n'est pas aussi bon qu'avec un transistor double, car ils ne sont pas dans le même boîtier sur le même dé. Par conséquent, il peut y avoir des écarts mesurables.

Ces transistors ne sont pas disponibles en paires. Cela signifie que vous devez d'abord mesurer leurs caractéristiques, puis sélectionner les paires qui vont bien. La mesure du h_{FE} , par exemple avec un multimètre, ne suffit pas ici. Les valeurs d' U_{BE} ne doivent pas différer de plus de 1 mV pour une même tension collecteur-émetteur et un même courant collecteur. Si la tension U_{BE} de la paire des transistors NPN n'est pas la même que celle de la paire PNP, ce n'est pas un problème. La procédure de sélection des paires appariées à l'aide du circuit de test de la **figure 4** est décrite dans l'encadré « **Choix des transistors** » à la fin de l'article. Notez que les mesures dépendent fortement de la température ambiante.

Étage Push-Pull

T10 et T12 commandent un étage *push-pull*. Les deux paires de transistors de commande connectées en parallèle — T13||T14 (PNP) et T15||T16 (NPN) en boîtiers TO-126 ou SOT-32 — maintiennent le courant de collecteur de chaque transistor dans la région linéaire, même lorsque la sortie est maximale. Ce double courant de commande améliore la commande par rapport à la capacité parasite de l'étage de sortie. Nous utilisons ici les transistors complémentaires KSC3503 et KSA1381 d'*ON Semiconductor* (anciennement *Fairchild Semiconductor*). Ils sont bien adaptés à cet effet : avec une tension V_{CEO} de 300 V, ils peuvent non seulement supporter des tensions élevées, mais ont

également une capacité inverse C_{re} de seulement 1,8 pF (NPN) ou 2,3 pF (PNP) et un gain linéaire à des courants de collecteur allant jusqu'à 50 mA (courant de collecteur maximal de 100 mA).

Ces transistors sont disponibles dans les classes h_{FE} , C, D, E et F. Malheureusement, *ON Semiconductor* ne propose que le KSC3503 de type NPN en classe D (h_{FE} 60 - 120) et le KSA1381 de type PNP en classe E (h_{FE} 100 - 200). Idéalement, les transistors NPN et PNP devraient être de la même classe, mais les résistances d'émetteur R39/R40 et R41/R42 compensent largement les différents gains en courant. Le courant à travers chacun des quatre transistors est fixé à environ 13 mA. Cela correspond à leur tâche affectée, et la fréquence de transition est maximale à ce courant.

En l'absence d'un signal d'entrée, la puissance dissipée de chaque transistor est d'environ 510 mW. Pour évacuer la chaleur, chaque paire de transistors parallèles est montée sur un dissipateur thermique. Les dissipateurs HS1 et HS2 sont de type SK104 de *Fischer Elektronik*, avec des trous pour les boîtiers TO-220, SOT-32, ou TO-3P. Le boîtier TO-126 est également compatible. La résistance thermique du SK104 de 50,8 mm de long est de 9 K/W, donc sa température sera d'environ 10 K au-dessus de la température ambiante lorsque les deux transistors y seront montés. À cause de la résistance thermique du boîtier (17,8 K/W), le silicium des transistors sera encore plus chauffé de 9 K. Bien que les dissipateurs thermiques soient au potentiel de la masse, vous n'avez besoin d'aucune isolation supplémentaire pour les transistors. Un peu de pâte thermique est suffisant, puisqu'ils ont chacun un boîtier en plastique.

Étage de sortie

L'étage de sortie est construit autour des transistors T17 - T22A. Il s'agit d'un transistor Darlington pour un fonctionnement en classe AB. Dans la plupart des amplificateurs de puissance analogiques, y compris l'amplificateur *The Discret* mentionné précédemment, le courant de repos des transistors de puissance est réglé par un transistor monté sur le même dissipateur thermique, dans un circuit dont le fonctionnement est similaire à une diode Zener (multiplication de la tension

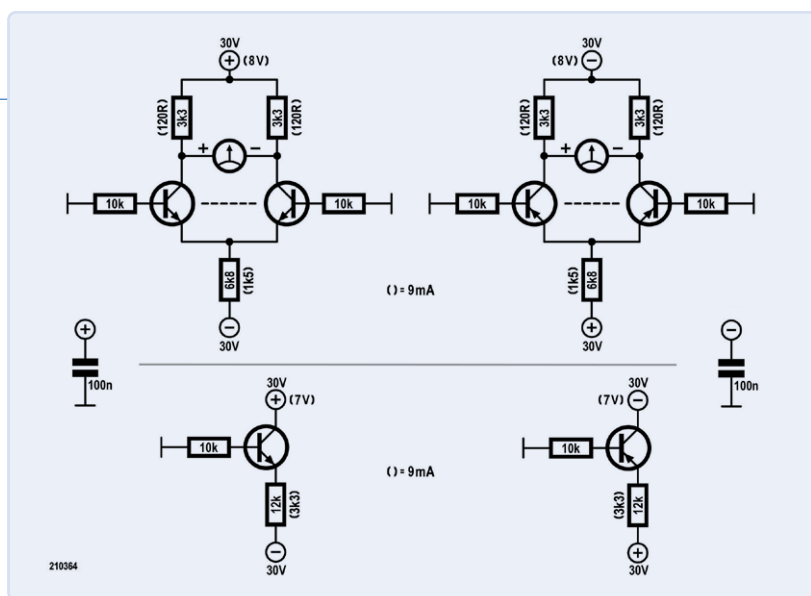
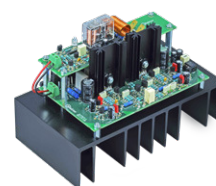


Figure 4. Vous pouvez construire le circuit de test permettant de mesurer les transistors à petits signaux afin de déterminer les meilleures paires possibles sur une plaque d'essai.



U_{BE}), qui assure la stabilisation de la température. Fortissimo est différent : ici, chacun des quatre transistors de puissance (T19 – T22) a une diode isolée galvaniquement intégrée dans son boîtier, représentée sur le circuit par T19B – T22B. Ces diodes détectent directement la température des jonctions des transistors de puissance, ce qui les rend plus efficaces pour le réglage du courant de repos de ces transistors. Avec quatre transistors de puissance, quatre diodes sont disponibles. Il suffit alors de les connecter en série pour compenser les quatre tensions efficaces base-émetteur des transistors de puissance, T19A||T20A et T21A||T22A, et de leurs pilotes, T17 et T18.

Bien que cette méthode soit meilleure, elle n'est pas parfaite à cause de la détection indirecte du courant de T17 et T18. Elle ne peut donc pas empêcher entièrement la dérive du courant de repos en fonction de la température. Cependant, ce circuit permet d'éviter le claquage thermique. Le courant traversant les quatre diodes est réglé à environ 23 mA par les quatre résistances de puissance, R44 – R47. Ces résistances font également partie d'un circuit d'amorçage symétrique avec C15 et C16, rendant le courant à travers les diodes presque indépendant de l'amplitude de la tension. L'amorçage fournit également une plus grande amplitude de tension de sortie. À pleine puissance, la chute de tension sur les résistances R39 – R42 et les tensions de saturation de T13 – T16 sont largement compensées par les tensions de T19B – T22B.

Important : Le courant de repos des transistors de puissance dépend du courant traversant les résistances R44 – R47. Cela signifie que l'alimentation de ± 40 V doit être régulée dans une plage assez étroite. Nous déconseillons l'utilisation d'une alimentation constituée uniquement d'un transformateur avec un pont redresseur et de condensateurs de filtrage électrolytiques avec cet amplificateur. Avec ce circuit, le courant de repos aurait une faible composante d'ondulation et la tension d'alimentation varierait en fonction de la charge, de la puissance de sortie et de la tension secteur, ce qui dégraderait les caractéristiques de l'amplificateur. D'excellentes alimentations à découpage spécialement conçues pour les amplificateurs de puissance audio, notamment le SMPS800RE, sont désormais disponibles. De nombreuses autres alimentations sont conçues pour les amplificateurs de classe D et ont une tension de sortie qui varie avec la tension secteur. Elles ne sont absolument pas adaptées. Une alimentation à découpage convenable doit fournir une tension de sortie symétrique stable de ± 40 V qui ne s'effondre pas aux pics de courant se produisant dans le circuit, même avec une charge à faible impédance de 4 Ω (par exemple).

La tension aux bornes de R45 et R46 est toujours constante, de 23,4 V et est pratiquement indépendante du signal de sortie. La puissance dissipée de chaque résistance est d'environ 550 mW. La tension continue aux bornes de R44 et R47 est d'environ 15,9 V, mais la tension

alternative du signal de sortie s'y superpose à cause des condensateurs d'amorçage C15 et C16. Il est possible de calculer la valeur efficace d'une tension sinusoïdale avec un décalage CC avec cette formule :

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{(U_{\text{DC}}^2 + U_{\text{ACpeak}}^2 / 2)}$$

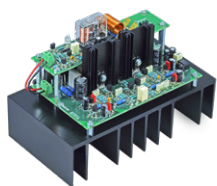
Si la tension CC U_{DC} est de 15,9 V et la valeur crête du signal sinusoïdal U_{ACpeak} est de 39 V, la puissance dissipée sur 680 Ω est de 1,5 W. En cas de suramplification avec un écrêtement maximal, la forme d'onde est carrée avec des tensions de crête proches des tensions d'alimentation. Dans ce cas, la puissance dissipée par R44 et R47 est de 2,6 W chacune. En fait, cela ne devrait jamais se produire, mais nous avons utilisé des résistances de 3 W pour éviter de les griller. Des résistances de 2 W sont suffisantes pour R45 et R46. Le calcul de la puissance dissipée par ces résistances dépend également de la température ambiante.

Correction CC

Idéalement, les deux paires de transistors d'entrée auraient le même h_{FE} , de sorte que les courants de base de T1 et T3 se compenseraient. Mais, même si les valeurs h_{FE} des deux paires de transistors sont identiques, les chutes de tension sur LED1 et LED2 diffèrent légèrement car les LED, comme les transistors et les résistances, ont des tolérances. Cela entraîne des décalages dans le réglage de la tension continue, et même ces petits décalages sont amplifiés. Les mesures ont montré que le gain d'un BC556B est supérieur à celui d'un BC546B, mais même cela dépend du fabricant.

La différence des courants des bases des transistors NPN et PNP produit des tensions de décalage différentes sur R3 et R4, puisque leurs valeurs sont très différentes (10 k Ω et 390 Ω). On peut ignorer la chute de tension sur R4. Le décalage est ensuite amplifié et doit donc être compensé. Ceci est réalisé avec l'ampli op IC3. L'ampli op choisi, l'OPA177, présente un décalage d'entrée intrinsèque très faible. Agissant comme un intégrateur, l'ampli op mesure la composante continue de la tension de sortie via R57. La tension de sortie de l'ampli op ajoute un très faible courant continu de contre-réaction à R3 via R58/R59/C29, ce qui corrige le décalage à presque 0 V. Le condensateur C29 filtre les composantes résiduelles de la tension alternative provenant de IC3. Le décalage établi par les différentes tensions base-émetteur des transistors d'entrée est également compensé. En raison de toutes les tolérances, la tension sur R3 ne sera probablement pas exactement 0 V, même si la tension de sortie est proche de 0 V. En pratique, il y aura un petit décalage sur R3. Dans notre prototype, la tension de décalage sur R3 était d'environ 0,7 mV.

Les tensions d'alimentation symétriques de ± 20 V pour l'ampli op sont dérivées de l'alimentation de ± 40 V via les résistances R60 et R61 et les diodes Zener D1 et D2.



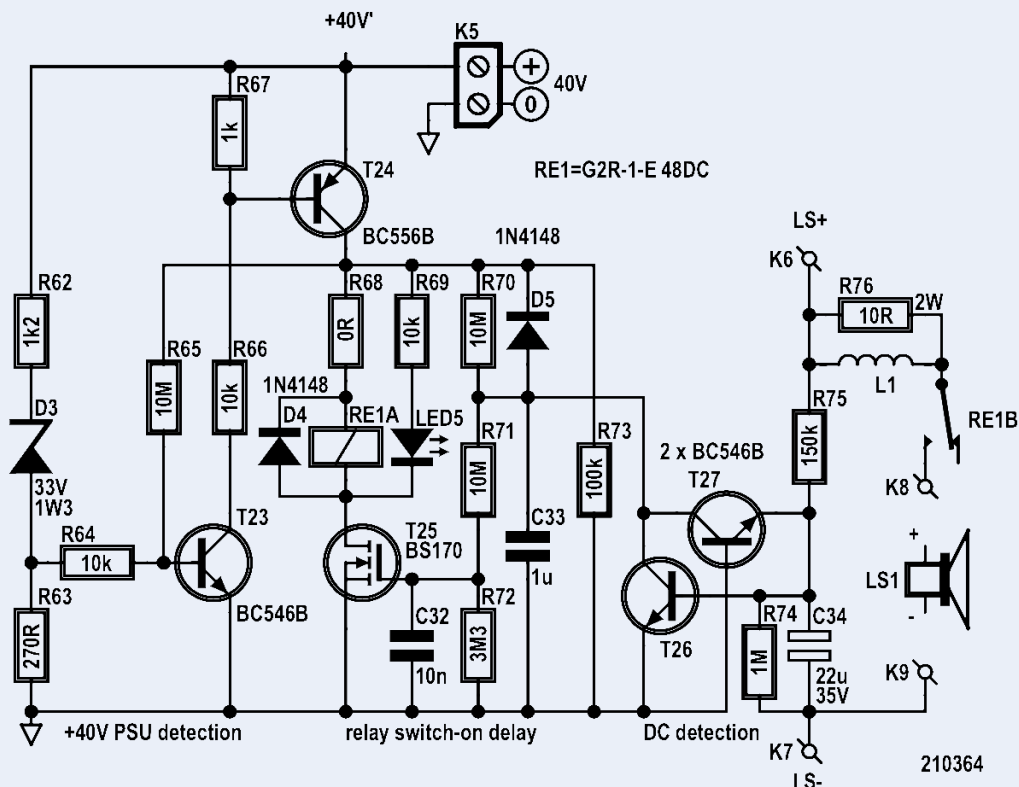


Figure 5. Le circuit de protection du Fortissimo permet d'éviter d'endommager le haut-parleur par des tensions continues et des bruits intenses lors de l'allumage.

Protection

Dans le cas où une tension continue est à la sortie ou que d'autres dysfonctionnements se produisent, il est judicieux de déconnecter le haut-parleur. La **figure 5** montre le circuit de protection. Les transistors T26 et T27 font partie du circuit de détection de la tension continue. Après un délai de mise en marche, T24 et T25 activent le haut-parleur par un relais. Une tension continue au niveau de R75 produit un courant de collecteur de T26 qui décharge C33. Ensuite, T25 éteint le relais. Une tension continue négative correspondante au niveau de R75 produit un courant d'émetteur de T27 qui décharge C33. Ensuite, T25 éteint le relais. R75 et C34 forment un filtre passe-bas permettant de distinguer les basses fréquences audio des tensions continues, même à un signal de sortie maximal.

Pour déconnecter le haut-parleur lorsqu'on allume ou éteint l'amplificateur, T23 coupe le relais via T24 lorsque la tension d'alimentation est trop faible. R65 fournit un faible hystérésis. La mise sous tension se produit à des tensions $\leq 36,7$ V, et la mise hors tension à des tensions $\leq 36,5$ V. Ces tensions sont définies par la diode Zener D3. Le courant à travers D3 est fixé à environ 5 mA à 40 V par R62 plus R63. La tension à R63 est évaluée par le déclencheur de Schmitt composé de T23, T24, et R64 - R67. L'hystérésis empêche le claquement du relais en cas de légères perturbations ou de faibles variations de la tension d'alimentation à forte puissance de sortie. Le MOSFET T25, en combinaison avec le réseau retardeur formé par R70, R71, R72 et C33, assure un retard de mise en marche qui empêche tout ploc du haut-parleur, puisqu'il n'est connecté que lorsque la tension d'alimentation est suffisamment élevée et que l'amplificateur s'est stabilisé. R73 et D5 déchargent C33 rapidement lorsque

T24 est bloqué. Cela garantit un délai de déclenchement défini pour le relais à la prochaine mise sous tension ou en l'absence d'une tension continue à la sortie. Les résistances à la grille de T25 ont une valeur de résistance suffisamment élevée pour qu'une capacité relativement faible de C33 soit suffisante pour obtenir un délai adéquat. Cela permet d'utiliser un condensateur film, ce qui est préférable, car les condensateurs électrolytiques ont généralement des courants de fuite élevés et vieillissent plus vite. Avec 1 μ F pour C33, le délai est d'environ 3,5 s. Le relais G2R-1-E DC48 a une tension de fonctionnement de 48 V, et ses contacts supportent un courant jusqu'à 16 A. Selon la fiche technique, il peut commuter environ 5 A à 40 V CC. Le relais s'enclenche à 70 % de la tension nominale de la bobine. Cela signifie que 34 V sont suffisants pour l'activer. Dans tous les cas, les 40 V disponibles sont plus que suffisants. Si vous utilisez un autre relais avec une tension de bobine inférieure (par exemple 24 V), vous devez remplacer la résistance R68 de 0 Ω (ou le pont) par une résistance de valeur adéquate. Par exemple, le relais G2R-1-E DC24 de 24 V a une résistance de bobine de 1,1 k Ω . La valeur de la résistance peut alors être calculée comme suit :

$$R68 = (40 \text{ V} - 24 \text{ V}) / 24 \text{ V} \times 1,1 \text{ k}\Omega = 733 \Omega$$

La valeur supérieure ou inférieure suivante de la série de résistances E12 conviendrait. À 680 Ω , la tension de la bobine serait de 24,7 V, et, à 820 Ω , elle serait d'environ 23 V. Nous pouvons ignorer ici la chute de tension sur T23 et T24. La dissipation de puissance par R68 est d'environ 350 mW avec une résistance de 680 Ω , donc il est possible de monter une résistance de 1 W sur la carte.

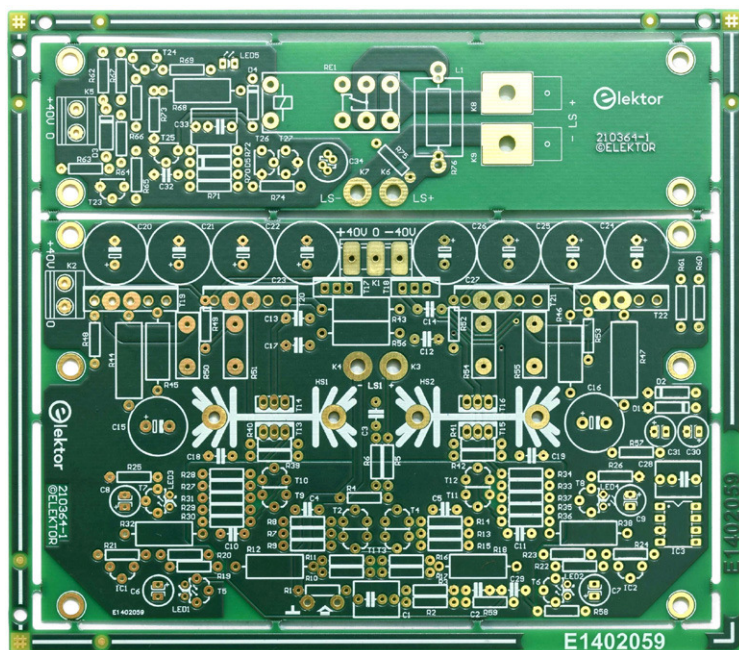


Figure 6. Circuit imprimé double face, à trous métallisés, du prototype. Les fichiers des deux circuits imprimés sont disponibles en téléchargement. [3].

Construction

Le montage des transistors de puissance T17 - T22 et la carte sont conçus pour faciliter la construction de l'amplificateur. La partie mécanique du travail consiste à percer douze trous de 3 mm pour fixer les transistors et les CI (figure 6) à l'arrière du dissipateur thermique. Il y a assez d'espace entre les ailettes du dissipateur SK53-100-SA de Fischer Elektronik pour les têtes des vis de 3 mm. Le CI de l'amplificateur est fixé au dissipateur thermique avec des entretoises métalliques de 10 mm avec filetage M3. Pour obtenir une faible résistance thermique, nous isolons les transistors avec des pastilles céramiques (alumine). Dans la dernière étape de la construction, vous devez appliquer une couche très fine de pâte thermique à l'arrière des transistors et sous les pastilles déposés sur le dissipateur thermique. Évitez le contact avec la peau, car beaucoup de ces pâtes sont toxiques.

Le circuit de protection illustré à la figure 5 est placé sur un deuxième CI plus petit (en haut de la figure 6), monté au-dessus de la carte de l'amplificateur sur six entretoises supplémentaires de 30 mm. Les contacts K3 et K4 de la carte d'amplificateur connectent la sortie de l'amplificateur aux contacts K6 et K7 de la carte de protection via deux de ces supports. Ensuite, K7 est connecté directement à K9 ou à la borne de sortie LS-. En revanche, K6 est relié par L1 aux contacts du relais et, de là, à K8 ou à la borne de sortie LS+. Ici, les pistes sont acheminées des deux côtés de la carte pour assurer une faible résistance. Les connecteurs à lames K8 et K9 offrent une faible résistance de transfert au câble du haut-parleur. Les entretoises ont un filetage interne à une extrémité et un goujon fileté à l'autre. Le filetage interne est orienté vers le dissipateur thermique, et les goujons filetés passent dans les trous de la carte de protection. Enfin, vous devez placer toutes les têtes de vis à l'arrière du dissipateur thermique. Les vis noires sont relativement discrètes à l'arrière du dissipateur thermique (voir figure 7). Nous avons utilisé six vis cruciformes M3x12 pour monter le CI dans le prototype. Pour les transistors de commande en boîtiers TO-220, des vis de 12 mm étaient également suffisantes, mais à l'époque, les vis noires n'étaient disponibles que sous forme de vis à tête hexagonale M3x16 chez Conrad. Il existe sûrement d'autres fournisseurs.

Figure 7: Face arrière du grand dissipateur thermique. Les douze têtes de vis noires sont à peine perceptibles.



Figure 8. Le CI de l'amplificateur fixé avec du ruban adhésif sert de gabarit pour marquer les trous à percer.

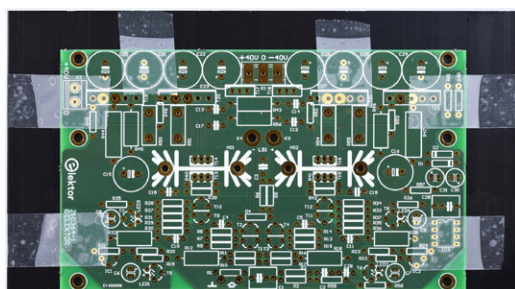
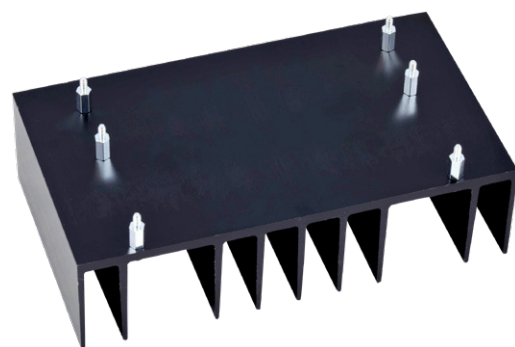


Figure 9. Le grand dissipateur thermique avec six entretoises de 10 mm pour le montage de la carte d'amplificateur.



Dissipateur thermique

Commencez par poser la carte sur le dissipateur thermique comme indiqué sur la figure 8 et fixez-la avec du ruban adhésif. La carte doit être centrée horizontalement et son bord inférieur (où se trouve C1) doit être à 1 mm du bord du dissipateur thermique. La photo montre la carte temporairement fixée avec du ruban adhésif afin de servir de gabarit pour marquer l'emplacement des trous pour les six entretoises métalliques.

Une mèche de 3,5 mm convient pour marquer les trois trous de chaque côté (gauche et droite). Tournez-la à la main, dans le sens inverse des aiguilles d'une montre,

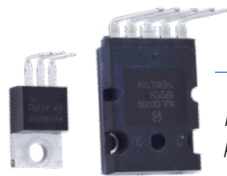


Figure 10. Les pattes des transistors de puissance doivent être pliés, comme illustré ici.

dans les six trous en pressant un peu. Ainsi, vous ne risquez pas d'endommager le circuit imprimé. Veuillez toutefois noter que K3 et K4 ne sont pas marqués. La carte est disposée de manière que les trous soient situés entre les ailettes du dissipateur thermique avec une distance d'isolement suffisante. Ensuite, percez les trous avec une mèche de 3,2 mm et vissez fermement les six entretoises de 10 mm. Votre prototype doit ressembler à la **figure 9**. Si la carte tient facilement sur les six goujons filetés, tout est parfait. Si ce n'est pas le cas, vous pouvez ajuster un ou plusieurs trous.

Avant de commencer le montage, pliez fermement toutes les pattes de T17 – T22 perpendiculairement aux faces avant des transistors (voir **figure 10**). Pour éviter d'appliquer une force sur les boîtiers des grands transistors de puissance T19 – T22 lors du pliage, serrez les pattes près du boîtier dans un étau avec un foret de 2 mm entre les mâchoires. Vous pouvez ensuite plier toutes les pattes vers la face avant du transistor à l'aide d'un morceau de tôle appropriée. Il est possible de plier les pattes des petits transistors T17 et T18 avec une pince. Veillez à les plier à 1 mm du point où elles deviennent plus larges vers le boîtier.

Pour marquer les trous des six transistors, placez-les sur leurs pastilles thermiques et insérez leurs pattes dans les trous du CI. La carte doit être posée sur les six goujons filetés. Après un peu d'ajustement, l'assemblage devrait ressembler à la **figure 11**. Ensuite, marquez les positions des six trous comme précédemment, avec une mèche de 3 mm. Comme avant, tournez la à la main dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. Dans le prototype, les quatre trous pour T19 - T22 étaient à environ 8,8 mm du bord du dissipateur thermique, et ceux pour T17 et T18 à environ 11,5 mm. Bien sûr, cela dépend de la précision avec laquelle les pattes des transistors sont pliées, donc cela peut être différent dans votre cas. La **figure 12** montre les emplacements marqués des six trous de montage des transistors, et la **figure 13** montre ces trous totalement percés.

Ensuite, fixez les transistors et les pastilles en céramique avec des vis. Ne serrez pas trop les écrous. Vérifiez ensuite que les pattes des transistors s'insèrent bien dans les trous du CI et que la carte s'adapte aux six goujons filetés. Ajustez un peu les courbures des pattes si nécessaire.

Assemblage de circuit imprimé

Après ces préparations, vous pouvez monter presque tous les composants sur la carte en ordre selon la hauteur. Commencez par les petites résistances et diodes D1 – D5 (voir **figure 14**). Ensuite, placez les résistances de puissance et le connecteur de CI3. Viennent ensuite les petits condensateurs, triés par taille : C3, C10, C11, C32, C4, C5, C12, C2, C13, C14, C18, C19, C29, C17, C33 et C28. Après avoir monté les plus gros condensateurs (C6 - C9, C30, C31, et C34), montez K5, et enfin C1. Ensuite, assemblez le circuit imprimé de protection en

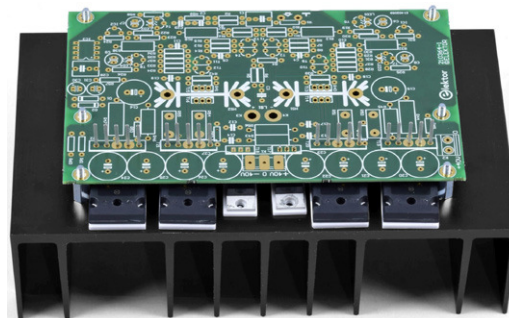


Figure 11. Marquage des trous pour les transistors de puissance. Pour augmenter la précision, les transistors sont placés sur leurs pastilles en céramique.

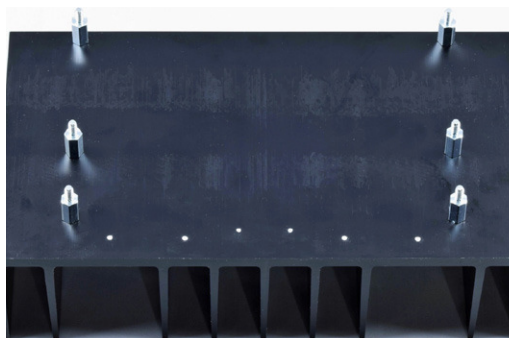


Figure 12. Emplacements marqués des trous percés pour le montage des transistors de puissance.

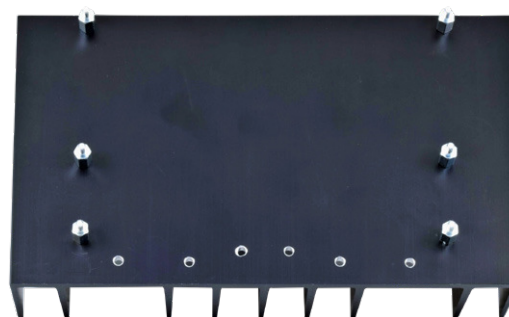
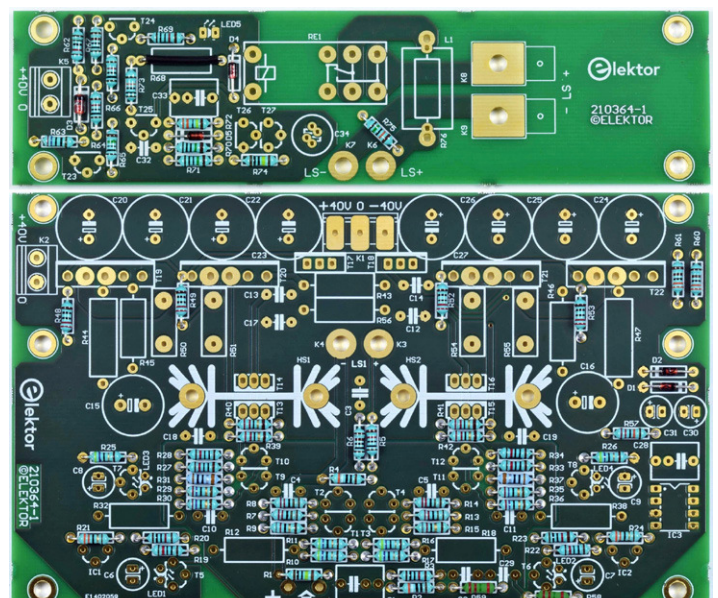


Figure 13. Tous finis pour le montage des transistors de puissance.

Figure 14: Les composants à faible hauteur, tels que les petites résistances et les diodes, sont montés en premier sur la carte.



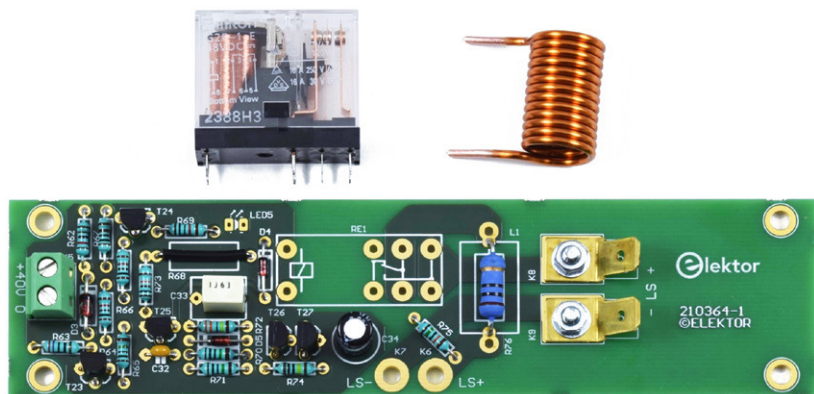


Figure 15. Circuit de protection entièrement assemblé. Il ne reste plus qu'à souder le relais et la bobine de cuivre faites maison.

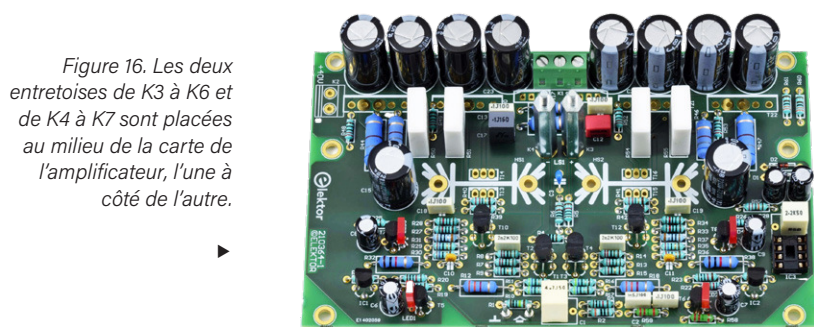


Figure 16. Les deux entretoises de K3 à K6 et de K4 à K7 sont placées au milieu de la carte de l'amplificateur, l'une à côté de l'autre.

Figure 17. Pour éviter les contraintes dues à l'expansion thermique, les pattes des transistors de commande sont légèrement pliées. Cela peut être fait très facilement avec les pinces spéciales montrées ici, mais aussi avec des pinces à becs ronds.



Figure 18. Le petit dissipateur thermique avec ces deux transistors placés en face l'un de l'autre. N'oubliez pas les rondelles.



installant les transistors T23 – T27, les deux bornes à lame, K8 et K9 (fixées avec des vis M3x8 et des écrous avec rondelles), la bobine L1 (13 tours de fil de cuivre de 1,5 mm avec un diamètre intérieur de 10 mm), et enfin le relais RE1. Un foret de 10 mm est parfait pour le bobinage de L1. Les fils de la bobine doivent être suffisamment longs pour vous permettre de positionner la bobine au-dessus de R76. Vous pouvez utiliser un cutter ou un outil similaire pour gratter l'émail sur les extrémités des fils. La **figure 15** montre la carte presque entièrement assemblée. Si vous le souhaitez, vous pouvez monter ultérieurement LED5 sur la face avant du boîtier de l'amplificateur et la connecter à l'aide d'un fil multibrin de petit diamètre.

Revenons à la carte de l'amplificateur : il est temps de monter T5 - T8 et LED1 - LED4. Les puces visibles dans les LED doivent être à la moitié de la hauteur du boîtier des transistors adjacents. Poussez les transistors et les LED les uns contre les autres après la soudure, ou, mieux encore, pendant la soudure, afin d'obtenir un bon couplage thermique.

Après avoir choisi (comme décrit précédemment) vos paires de transistors T1/T2, T3/T4, T9/T10, et T11/T12 pour les mêmes U_{BE} et h_{FE} , vous pouvez les monter sur la carte. Lorsque vous les soudez, assurez-vous que les côtés plats se touchent sur toute la surface pour un bon couplage thermique. Ensuite, installez K1, les résistances de puissance R50, R51, R54, et R55, puis les condensateurs C15 et C16, et enfin les condensateurs C20 - C27. Maintenant, passons à la partie mécanique. Fixez les deux entretoises reliant les sorties des deux cartes en K3 et K4 sur la face supérieure de la carte d'amplificateur avec des vis M3x8 insérées en bas. La **figure 16** montre le résultat.

Montage des transistors

L'étape suivante consiste à monter les transistors T13 – T16 sur les deux petits dissipateurs thermiques, HS1 et HS2. Pour réduire les contraintes mécaniques dues aux variations de température, pliez un peu les pattes des transistors. La **figure 17** montre une pince spéciale et un transistor avec des pattes courbées, et la **figure 18** montre une paire de transistors vissés sur un dissipateur thermique avec un peu de pâte thermique. Les plis doivent être suffisamment proches du boîtier pour permettre aux broches du transistor de pénétrer le CI. Placez une rondelle sous la tête de la vis pour protéger les transistors. Ne serrez pas encore complètement les écrous. La tête de vis doit être du côté de T13 ou T15, respectivement, car sinon elle ne sera pas accessible plus tard par un tournevis. Maintenant, montez les dissipateurs thermiques et les transistors sur la carte, en soudant d'abord les deux broches métalliques. Ensuite, utilisez de petites pinces plates pour tenir les écrous M3 de l'arrière (face aux condensateurs épais) et serrez les vis de l'avant avec un tournevis approprié. Enfin, soudez les pattes des quatre transistors. Maintenant, la carte devrait ressembler à la **figure 19**.

La **figure 20** montre les transistors T17 - T22 provisoirement fixés sur le dissipateur thermique avec des vis et des écrous afin de les souder dans les emplacements corrects. Pour cela, montez également le CI sur

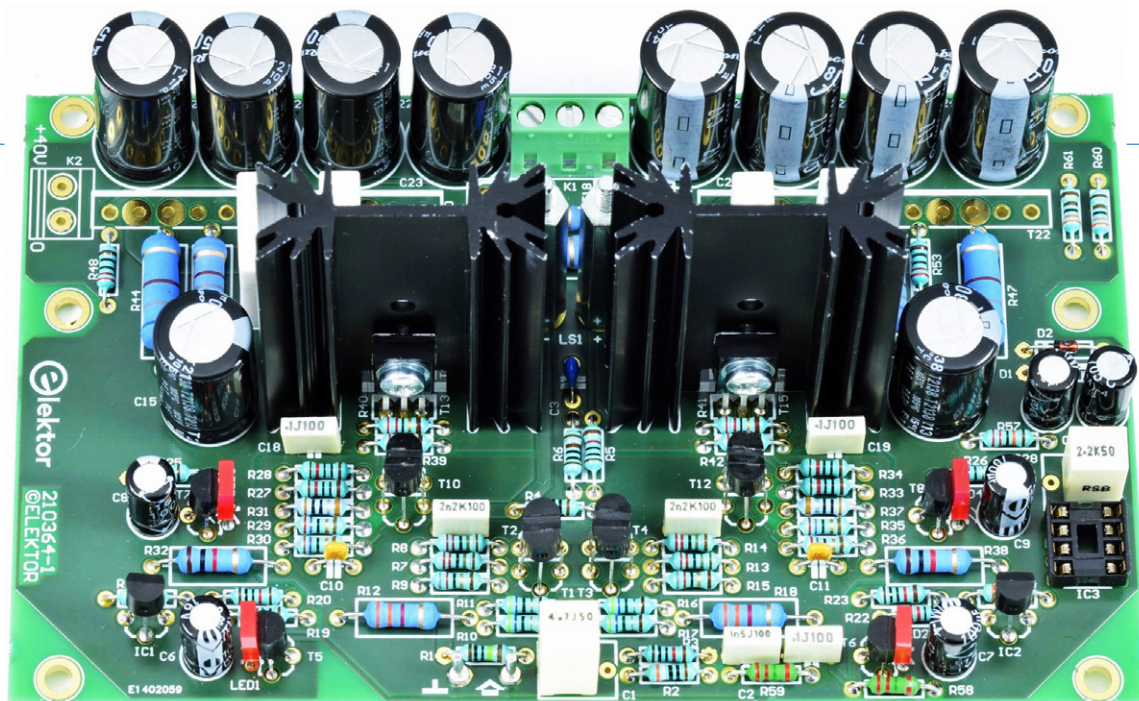


Figure 19. Les deux dissipateurs thermiques avec T13||T14 et T15||T16 sont soudés sur la carte de l'amplificateur.

le dissipateur thermique avec des entretoises de 10 mm avec le CI étant maintenue en place par des écrous (ou des entretoises de 30 mm, comme indiqué sur la photo). Bien entendu, vous devez également placer les pastilles en céramique sous les transistors pour que tout tienne par la suite. Pour T17 et T18, montez les petites douilles isolantes sur les vis pour assurer un positionnement précis.

Maintenant, soudez au moins les deux extrémités de chaque transistor sur la face supérieure de la carte. Faites attention à ne pas endommager les condensateurs voisins avec le fer à souder. Il est préférable de souder directement toutes les pattes sur la face supérieure. Une panne à souder longue et fine est utile.

Ensuite, retirez toutes les vis des transistors ainsi que les écrous qui maintiennent la carte. Lorsque vous retirez la carte, veillez à ne pas plier les pattes des transistors. Retournez maintenant la carte et soudez également les pattes à l'arrière. À ce stade, nous n'avons pas encore monté la borne à vis à deux contacts K2, afin de faciliter l'accès aux pattes de T19. Montez-le maintenant.

Ensuite, appliquez une très fine couche de pâte thermique sur la face arrière des six transistors et sur le côté de chaque pastille céramique qui se trouve sur le dissipateur thermique. Ensuite, tournez le dissipateur en position verticale de sorte que les trous pour les transistors soient en haut. Insérez les six vis M3 pour les transistors à moitié dans leurs trous par l'arrière. Ainsi, vous pouvez placer les six pastilles céramiques (avec la face enduite face au dissipateur thermique) une par une sur les vis (voir **figure 21**).

Placez maintenant doucement la carte sur les entretoises, en veillant à ce que les vis passent dans les trous des transistors. Ensuite, fixez la carte avec les quatre entretoises de 30 mm (en direction des transistors), vissez les écrous M3 sur les deux autres goujons filetés et serrez-les. Sur les faces supérieures des quatre transistors de puissance, T19 – T22, utilisez des rondelles M3 pour protéger les boîtiers. Utilisez également les douilles isolantes pour T17 et T18. Enfin, serrez toutes les vis. La **figure 22** montre l'étage de sortie entièrement assemblé.

Assemblage final

Montez la carte de protection assemblée sur les six entretoises de 30 mm et fixez la carte avec six écrous M3. La **figure 23** montre les vues gauche et droite du module amplificateur pratiquement complet avant le raccorde-

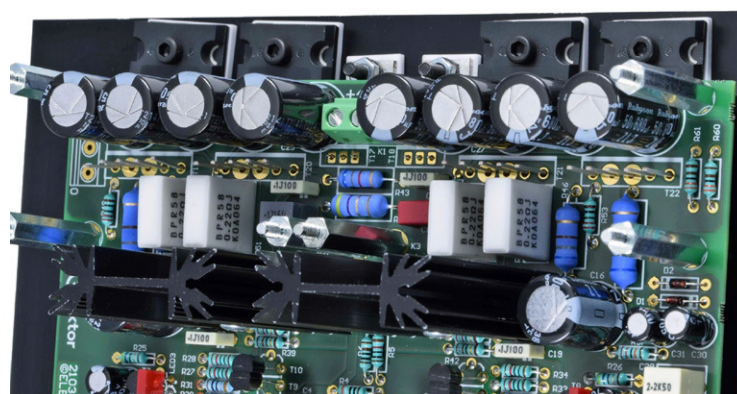
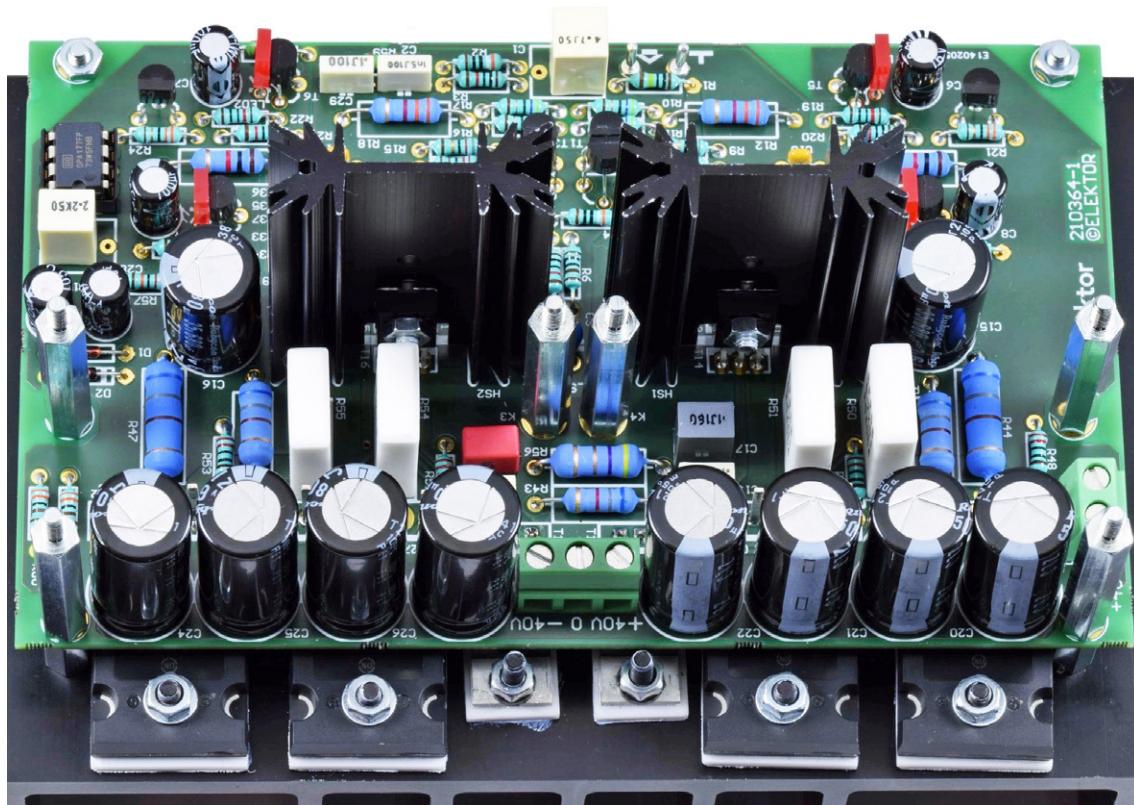


Figure 20. Les transistors T17 - T22 montés provisoirement sur le dissipateur thermique avec des pastilles en céramique. Après le montage provisoire du circuit imprimé, les pattes de T17 - T22 sont soudées sur la face supérieure du circuit.



Figure 21. Les pastilles en céramique sont recouvertes d'un côté d'une fine couche de pâte thermique et placées sur les vis partiellement insérées. Le dissipateur thermique doit être positionné verticalement.

Figure 22. Maintenant, la carte avec les transistors est placée sur le dissipateur thermique et les transistors sont fermement vissés en place comme montré ici.



ment à l'alimentation. À ce stade, LED5 n'est pas encore connectée à la carte de protection. N'oubliez pas de connecter K2 et K5. Vous pouvez maintenant commencer vos expérimentations.

Mesures

Nous présentons ci-dessous plusieurs graphiques pertinents basés sur les mesures du prototype.

Réponse en fréquence

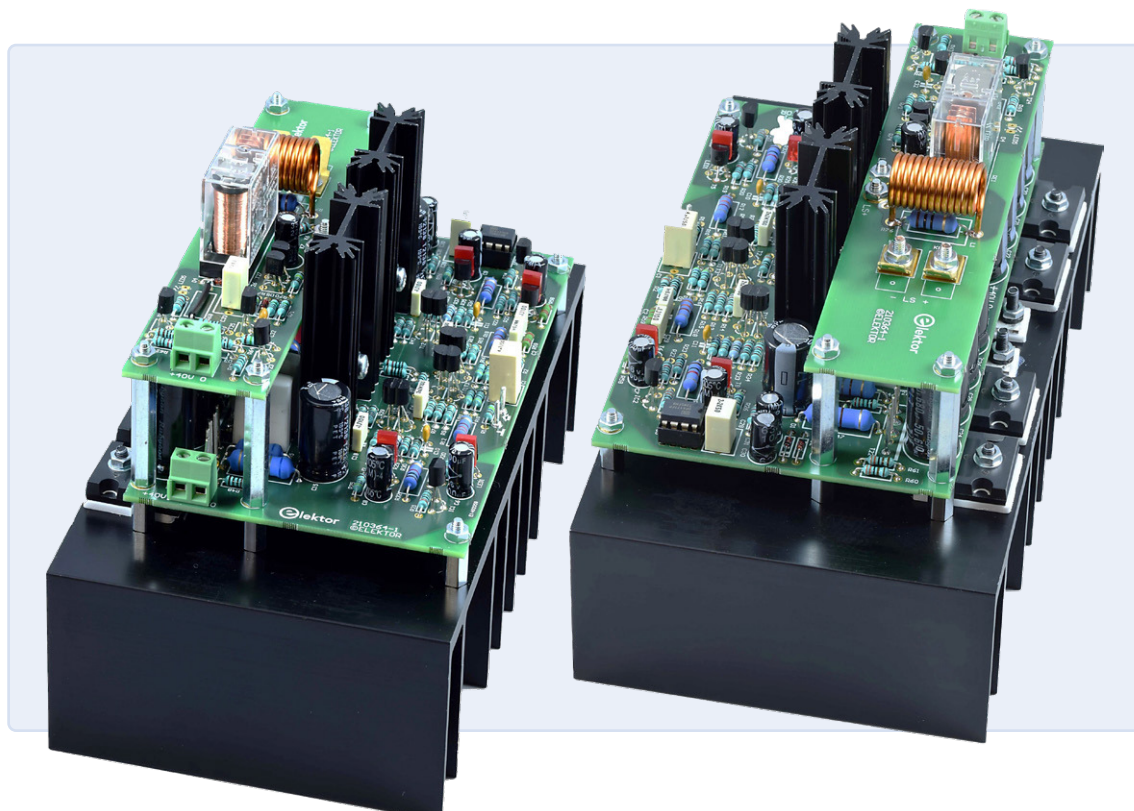
La **figure 24** montre la réponse en fréquence, qui correspond à l'amplitude en dB en fonction de la fréquence. La

bande passante -3 dB du Fortissimo s'étend de 3,3 Hz à 237 kHz - une plage plus large que celle que peut offrir le générateur de l'analyseur *Audio Precision*. La bande passante plus étroite de -0,5 dB s'étend de 10,8 Hz à 78 kHz.

THD+N en fonction de la fréquence

Le diagramme de la **figure 25** montre le taux de distorsion harmonique (THD) plus le bruit en fonction de la fréquence avec des charges de 4 Ω et 8 Ω , dans chaque cas avec une puissance de sortie de 1 W ou 50 W et une bande passante de 80 kHz. La courbe pour 1 W dans une charge de 8 Ω (cyan) est constituée principalement de bruit. Avec

Figure 23. Avec la carte de protection montée sur le dessus, le résultat est le module compact - montré ici des deux côtés.



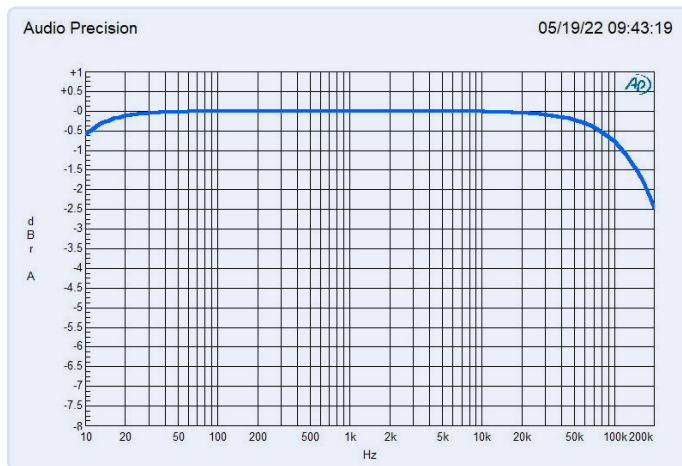


Figure 24. La réponse en fréquence mesurée : La bande passante de -0,5 dB s'étend de 10,8 Hz à 78 kHz.

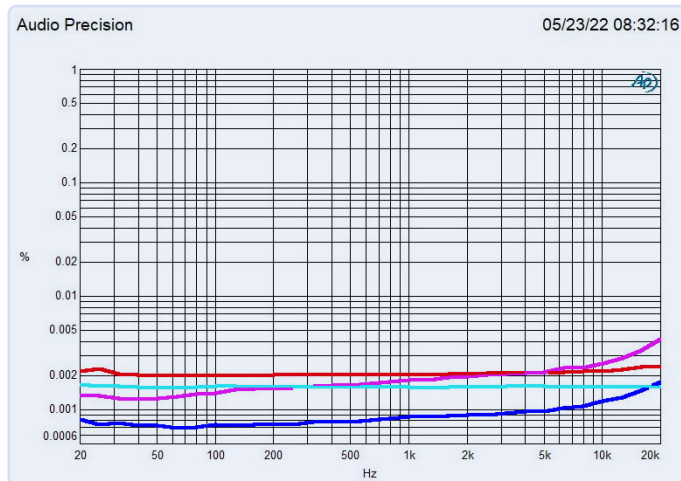


Figure 25. THD en fonction de la fréquence avec des charges de 4 Ω et 8 Ω et différents niveaux de puissance. Cyan : 1 W dans 8 Ω ; Rouge : 1 W dans 4 Ω ; Bleu : 50 W dans 8 Ω ; Magenta : 100 W dans 4 Ω.

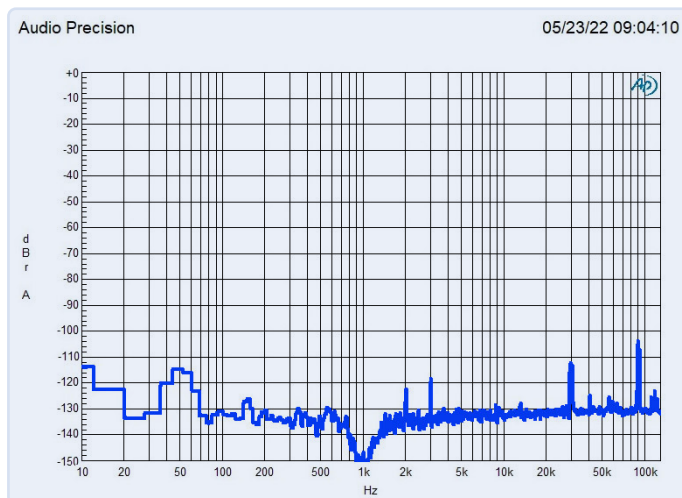


Figure 26. Le spectre harmonique avec un signal d'entrée sinusoïdale de 1 kHz et une puissance de sortie de 1 W dans une charge de 8 Ω. Les pics théoriquement audibles à 2 kHz et 3 kHz sont extrêmement faibles.

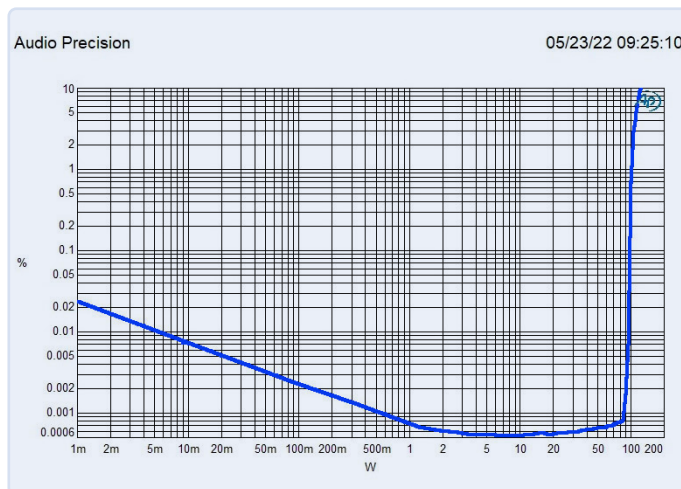


Figure 27. THD + bruit en fonction du niveau du signal de sortie avec un signal d'entrée sinusoïdale de 1 kHz, une puissance de sortie de 1 W dans une charge de 8 Ω et une bande passante de 22 kHz.

1 W dans une charge de 4 Ω (rouge), la tension de sortie est plus faible et le niveau de bruit relatif est plus élevé. L'influence des harmoniques est également visible à des fréquences plus élevées. La courbe pour 50 W dans une charge de 8 Ω (bleu) est extrêmement faible en dessous de 1 kHz, à $\leq 0,0008\%$. Même à 20 kHz, le niveau passe à seulement 0,0018 %. Avec 4 Ω et la même tension de sortie (100 W, magenta), THD est plus élevé, mais reste excellent : 0,0023 % à 1 kHz et 0,0042 % à 20 kHz.

Spectre

La figure 26 montre le spectre de fréquence avec un signal d'entrée sinusoïdal de 1 kHz et une puissance de 1 W dans une charge de 8 Ω. On distingue deux harmoniques visibles dans la gamme audible, à 2 kHz et 3 kHz. La première a un niveau de seulement -122,6 dB, et le second pic atteint -118,5 dB. Le THD résultant n'est donc que de 0,00015 % - une incroyable valeur de 1,5 ppm. Les pics à 30 kHz et 90 kHz sont causés par l'ondulation résiduelle de l'alimentation de laboratoire utilisée ici, ce qui explique pourquoi le THD avec une bande passante de 22 kHz est inférieur à celui avec une bande passante de 80 kHz. À des niveaux de sortie plus élevés, les artefacts de l'alimentation ne présentent plus aucune influence.

THD+N en fonction de la puissance

Les courbes de la figure 27 montrent le THD + le bruit en fonction du niveau de sortie lorsque l'amplificateur a à l'entrée un signal sinusoïdal de 1 kHz et à la sortie une charge de 8 Ω, mesurée avec une bande passante de 22 kHz. À 10 W, le THD est de 0,00052 % seulement. Le THD est de 0,0008 % à environ 85 W et augmente fortement à une puissance plus élevée.

Largeur de bande de puissance

La figure 28 montre la puissance de sortie maximale en fonction de la fréquence à un THD de 0,1 %. La courbe bleue correspond à une charge de 8 Ω, tandis que la rouge correspond à 4 Ω. Avec une charge de 8 Ω, la puissance de sortie à différentes fréquences est : 20 Hz : 89,5 W ; 1 kHz : 94 W ; 20 kHz : 92,4 W. Avec une charge de 4 Ω, les valeurs sont les suivantes : 20 Hz : 163 W ; 1 kHz : 181 W ; 20 kHz : 171 W. Les valeurs exactes dépendent de la tension d'alimentation. Toute chute de tension sur les câbles entre l'alimentation et l'amplificateur est détectée. Pour cette raison, nous avons placé deux condensateurs électrolytiques de 10 000 μF près de la borne K1 dans le montage de test. À 181 W dans une charge de 4 Ω, le courant crête du signal sinusoïdal

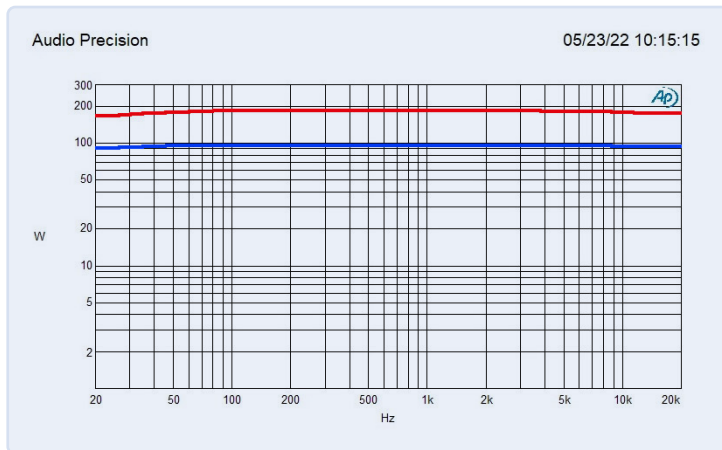


Figure 28. Puissance en fonction de la fréquence à un THD de 0,1 %. La courbe bleue est pour 8 Ω et la rouge pour 4 Ω .

est de 9,5 A, donc, pour une puissance maximale en 4 Ω , l'alimentation doit fournir au moins 10 A en CC.

Vous serez émerveillé !

L'amplificateur Fortissimo démontre de façon impressionnante que le domaine des amplificateurs audio analogiques n'est pas hors du temps. Avec un circuit optimisé et (en partie) de meilleurs semiconducteurs, il est possible d'améliorer la qualité par rapport à l'amplificateur *The Discret*, et ce à un coût raisonnable.

La construction de cet amplificateur n'est peut-être pas adaptée aux débutants, mais les différentes étapes ont été décrites avec tant de détails que pratiquement n'importe quel amateur d'électronique ayant une expérience suffisante devrait être capable de le reproduire avec succès. Un autre avantage est qu'absolument aucun réglage n'est nécessaire. Si vous n'êtes pas sûr, vous pouvez protéger l'amplificateur en connectant une lampe à incandescence de 100 W en série avec chaque fil d'alimentation pour le test initial, en supposant qu'il en existe encore des lampes à incandescence (les types halogènes conviennent également). De telles lampes ont une résistance à froid d'environ 10 Ω . Si elles deviennent sensiblement chaudes ou brillent légèrement dans l'obscurité, cela signifie que quelque chose ne va pas. Avant d'utiliser l'amplificateur sans ces résistances en série, vous pouvez vérifier les tensions continues sur divers composants, comme indiqué dans le tableau « Tensions continues » pour voir s'il y a des erreurs de montage. Les tensions doivent se rapprocher de ± 20 % des valeurs mesurées sur le prototype.

Si tout fonctionne bien, j'espère que vous apprécierez le premier test d'écoute. Vous serez étonné ! ◀

210364-04 – VF : Asma Adhimi

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

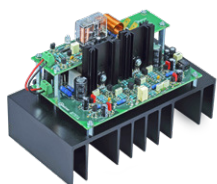


Tableau : Tensions CC

R7	7,90 V
R8	7,85 V
R13	7,90 V
R14	7,96 V
R19	1,06 V
R22	1,05 V
R27	1,20 V
R28	0,90 V
R33	1,20 V
R34	0,95 V
R25	1,006 V
R26	1,007 V
R39	0,28 V
R40	0,28 V
R41	0,28 V
R42	0,28 V
R55	18.7 mV (à froid) 28.3 mV (chauffée sans puissance de sortie)
LED	1.675 V (moyenne)



Votre kit Fortissimo-100

Elektor a lancé le Fortissimo-100 en tant que projet dans le cadre de la campagne Jumpstarter en juillet 2022. Reportez-vous à l'affiche Fortissimo-100 de cette édition pour plus de détails.

Visitez www.elektor.fr/20273 pour commander un kit.



PRODUITS

- **Kit d'amplificateur de puissance d'Elektor Fortissimo-100**
www.elektor.fr/20273
- **OWON AG1022F générateur de formes d'ondes arbitraires à 2 voies avec compteur (25 MHz) (SKU 18781)**
www.elektor.fr/18781
- **PeakTech 1404 oscilloscope à 2 voies (100 MHz) (SKU 20229)**
www.elektor.fr/20229
- **PeakTech 6227 alimentation à découpage CC (0-60 V, 0-6 A) avec LCD couleur et 2x USB (SKU 19323)**
www.elektor.fr/19323

Choix des transistors

Pour sélectionner les transistors des étages d'entrée différentielle, vous pouvez réaliser des circuits simples comme ceux de la figure 4 sur une plaque d'essai. Les deux transistors doivent être placés près l'un de l'autre et serrés fermement l'un contre l'autre. La différence entre les résistances de 3,3 k Ω doit être aussi faible que possible. Les résistances de 10 k Ω servent de résistances de détection pour mesurer les courants de base. Bien que les valeurs h_{FE} des paires NPN et PNP puissent différer légèrement, idéalement, elles doivent être égales. Les transistors

sont peu coûteux, vous devez donc en acheter suffisamment et les tester jusqu'à ce que vous trouviez les transistors offrant le plus faible décalage entre les résistances de collecteur. Cette façon de mesure est peu dépendante de la température. Dans les deux circuits de mesure supérieurs, le courant de collecteur est de 2,16 mA par transistor avec la résistance de 6,8 k Ω dans le circuit émetteur. Si vous voulez mesurer précisément avec 2,42 mA comme dans le circuit de la figure 3, il suffit de régler la tension du rail négatif à -33,4 V.

Il est nécessaire de faire quelques réglages pour le deuxième étage différentiel. Vous devez augmenter le courant à environ 9 mA par transistor. Pour cela, utilisez les valeurs des résistances et les tensions entre parenthèses.

Une méthode plus simple consiste à mesurer la tension U_{BE} et le h_{FE} séparément pour chaque transistor et à utiliser la liste des valeurs obtenues pour déterminer les meilleures correspondances. Cependant, le manque de couplage thermique rend cette méthode beaucoup plus dépendante de la température.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Les mesures ont été effectuées avec une alimentation de laboratoire de ± 40 V. Les tensions d'alimentation ont été atténuées par deux condensateurs électrolytiques de 10 000 μ F (tension nominale ≥ 50 V) à proximité de la borne K1.

Sensibilité d'entrée :

1.076 V pour 94 W dans 8 Ω à un THD de 0,1 %

Impédance d'entrée :

10 k Ω

Puissance continue (1 kHz) :

94 W dans 8 Ω à un THD de 0,1 %
98 W dans 8 Ω à un THD de 1 %
181 W dans 4 Ω à un THD de 0,1 %
188 W dans 4 Ω à un THD de 1 %

Impédance de charge :

≥ 3 Ω

Bande passante :

3.3 Hz – 237 kHz ; -3 dB à 1 W dans 8 Ω
0.8 Hz – 78 kHz ; -0,5 dB à 50 W dans 8 Ω ;
impédance du générateur 20 Ω

Bande passante sans rétroaction négative :

≈ 20 kHz

Gain en boucle ouverte :

$\approx 140,000$ dans 8 Ω

Vitesse de balayage :

45 V/ μ s

Temps de montée :

1.5 μ s

SNR (RAPPORT SIGNAL/BRUIT) :

103 dB avec B = 22 Hz – 22 kHz

106 dB (A) à 1 W dans 8 Ω

THD + N :

0,0008 % à 1 kHz ; 1 W dans 8 Ω ; B = 22 kHz
0,0016 % à 1 kHz ; 1 W dans 8 Ω ; B = 80 kHz
0,0016 % à 20 kHz ; 1 W dans 8 Ω ; B = 80 kHz
0,0008 % à 1 kHz ; 50 W dans 8 Ω ; B = 22 kHz
0,0008 % à 1 kHz ; 50 W dans 8 Ω ; B = 80 kHz
0,0020 % à 20 kHz ; 50 W dans 8 Ω ; B = 80 kHz
0,0012 % à 1 kHz ; 1 W dans 4 Ω ; B = 22 kHz
0,0020 % à 1 kHz ; 1 W dans 4 Ω ; B = 80 kHz
0,0025 % à 20 kHz ; 1 W dans 4 Ω ; B = 80 kHz
0,0023 % à 1 kHz ; 100 W dans 4 Ω ; B = 22 kHz
0,0023 % à 1 kHz ; 100 W dans 4 Ω ; B = 80 kHz
0,0042 % à 20 kHz ; 100 W dans 4 Ω ; B = 80 kHz

Intermodulation distortion (50 Hz : 7 kHz, 4:1) :

0,0012 % à 1 W dans 8 Ω

0,0015 % à 50 W dans 8 Ω

0,0024 % à 1 W dans 4 Ω

0,0041 % à 100 W dans 4 Ω

IMD dynamique (onde carrée de 3,15 kHz avec onde sinusoïdale de 15 kHz) :

0,0016 % à 1 W dans 8 Ω

0,0010 % à 50 W dans 8 Ω

0,0019 % à 1 W dans 4 Ω

0,0021 % à 100 W dans 4 Ω

Facteur d'atténuation (à K8/K9) :

570 à 1 kHz dans 8 Ω

315 à 20 kHz dans 8 Ω

Détection de la tension d'alimentation (uniquement le rail positif) :

$\leq 36,5$ V = Off (dépendant légèrement de la température)

$\geq 36,7$ V = On (dépendant légèrement de la température)

Protection CC :

+0,54 V et -0,89 V

Retard de déclenchement (relais) :

3,5 s

LIENS

[1] « The Discret », T. Gillard, Elektor 10/1990 :

<https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-199010/34783>

[2] Fiche technique du NJL3281D/NJL1302D : www.onsemi.com/pdf/datasheet/njl3281d-d.pdf

[3] Téléchargements pour ce projet : www.elektormagazine.fr/lab/fortissimo-100



LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

(par défaut : film métallique, 1 %, 0,6 W)

R1, R74 = 1 MΩ

R2, R4 = 390 Ω

R3, R5, R20, R23, R64, R66, R69 = 10 kΩ

R6, R67 = 1 kΩ

R7, R8, R13, R14, R60, R61 = 3,3 kΩ

R9, R15, R27, R28, R33, R34 = 120 Ω

R10, R11, R16, R17 = 68 Ω

R12, R18 = 5,6 kΩ 5 %, 1 W, film métallique ou oxyde métallique, max. 5 × 12 mm

R19, R22, R48, R49, R52, R53 = 220 Ω

R21, R24 = 33 Ω

R25, R26 = 56 Ω

R29, R30, R35, R36 = 27 Ω

R31, R37 = 1 Ω

R32, R38 = 1,5 kΩ 5 %, 1 W, film métallique ou oxyde métallique, max. 5 × 12 mm

R39, R40, R41, R42 = 22 Ω

R43 = 6,8 kΩ 5 %, 1 W, film métallique ou oxyde métallique, max. 5 × 12 mm

R44, R47 = 680 Ω 5 %, 3 W, film métallique ou oxyde métallique, max. 5,5 × 16 mm

R45, R46 = 1 kΩ 5 %, 2 W, film métallique ou oxyde métallique, max. 5 × 12 mm

R50, R51, R54, R55 = 0,22 Ω 5 %, 5 W, film métallique, radiale, pas 9 mm, max. 5 × 14 mm, Koa BPR58CR22J

R56 = 4,7 Ω 5 %, 2 W, film métallique ou oxyde métallique, max. 5 × 12 mm

R57 = 220 kΩ

R58, R59 = 2,2 MΩ

R62 = 1,2 kΩ

R63 = 270 Ω

R65, R70, R71 = 10 MΩ

R68 = 0 Ω (pont de fil)

R72 = 3,3 MΩ

R73 = 100 kΩ

R75 = 150 kΩ

R76 = 10 Ω 5 %, 2 W, film métallique ou oxyde métallique, max. 5 × 12 mm

Condensateurs

C1 = 4,7 μF 50 V 5 %, pas 5 / 7,5 mm, PET, max. 7,6 × 9,7 mm

C2 = 1,5 nF 100 V 5 %, pas 5 mm, max. 2,5 × 7,2 mm

C3 = 10 pF ±0,5 pF 100 V, pas de 5 mm, C0G/NP0 (TDK FG28C0G2A100DNT00)

C4, C5 = 1 nF 63 V 5 %, pas 5 mm, PET, max. 2,5 × 7,2 mm

C6...C9 = 100 μF 16 V 20 %, dia. 6,3 mm, de préférence 105 °C

C10, C11 = 220 pF 100 V 5 %, pas 5 mm, C0G/NP0, max. 2,5 × 7,2 mm

C12 = 100 pF 100 V 5 %, pas 5 mm, PP, max. 4,5 × 7,2 mm

C13, C14, C18, C19, C29 = 100 nF 100 V 5 %, pas 5 mm, PET, max. 2,5 × 7,2 mm

C15...C16 = 680 μF 35 V 20 %, dia. 12,5 mm, pas 5 mm, 5000 h à 105°C (Rubycon 35ZL680MEFC12.5X20)

C17 = 100 nF 160 VDC 5 %, pas 5 mm, PP, max. 5 × 7,2 mm (Kemet R79GC3100Z340J)

C20 - C27 = 680 μF 50 V 20 %, dia. 13,5 mm, pas 5 mm, 10,000 h à 105 °C (Rubycon 50ZLJ680M12.5X25)

C28 = 2,2 μF 50 V 10 %, pas 5 / 7,5 mm, PET, max. 7,6 × 9,7 mm

C30, C31 = 10 μF 63 V 20 %, dia. 6,3 mm, pas 2,5 mm, de préférence 105 °C

C32 = 10 nF 50 V 10 %, pas 5 mm, X7R, max. 2,5 × 7,2 mm

C33 = 1 μF 63 V 5 %, pas 5 / 7,5 mm, PET, max. 7,6 × 9,7 mm

C34 = 22 μF 35 V 20 %, bipolar, dia. 8 mm, pas 2,5 / 3,5 mm

Inducteur

L1 = 1,5 mm fil de cuivre émaillé, approx. 60 cm, 13 tours, diamètre interne 10 mm

Semi-conducteurs

D1, D2 = Diode Zener 20 V 5 %, 0,4 W, DO-35 (Nexperia BZX79-C20,113)

D3 = Diode Zener 33 V 5 %, 1,3 W, DO-41 (Nexperia BZV85-C33,113)

D4, D5 = 1N4148, DO-35

LED1 - LED4 = LED, rouge, 2 × 5 mm rectangulaire (Multicomp Pro MCL453MD)

LED5 = LED, verte, 5 mm

T1, T2, T6, T7, T9, T10, T23, T26, T27 = BC546B, TO-92

T3...T5, T8, T11, T12, T24 = BC556B, TO-92

T13, T14 = KSA1381, TO-126

T15, T16 = KSC3503, TO-126

T17 = MJE15032, TO-220

T18 = MJE15033, TO-220

T19, T20 = NJL3281D, TO-264, 5 broches

T21, T22 = NJL1302D, TO-264, 5 broches

T25 = BS170, TO-92

IC1, IC2 = LM334Z, TO-92

IC3 = OPA177FP, DIP-8

Divers

K1 = Borne à vis 3 voies, pas 0,2 pouce (Phoenix Contact 1729131 ou MKDSN 1,5/3-5,08)

K2, K5 = Borne à vis à 2 voies, pas 0,2 pouce (Phoenix Contact 1729128 ou MKDSN 1,5/2-5,08)

2 × broche à souder 1,3 mm pour l'entrée (Ettinger 13.14.419)

6 × entretoise métallique, 10 mm, M3 M/F

6 × entretoise métallique, 30 mm, M3 M/F

K8, K9 = borne à lame, montage sur circuit imprimé, trou 3,3 mm, lame 6,35 × 0,81 mm (Amp/TE Connectivity 42822-2 ou similaire)

RE1 = relais 16 A / 250 VAC / 30 VDC (Omron G2R1-E 48DC)

4 vis M3 × 8 (pour les entretoises sur K3/K4 et les bornes à lame sur K8/K9)

8x vis M3 × 12, noires (pour les entretoises de la carte et T17/T18 sur le dissipateur thermique, TR Fastenings M312 PRSTMCB100-)

4 × vis M3×16, noire (pour T19/T20/T21/T22 sur le dissipateur thermique, Toolcraft 839672)

18 × écrou M3

8 × M3 rondelle plate, acier

HS1, HS2 = dissipateur thermique, 9 K/W, longueur 50,8 mm (Fischer Elektronik SK 104 50.8 ST)

Dissipateur thermique, 0,6 K/W, 100 × 180 × 48 mm (Fischer Elektronik SK53-100-SA)

4 × pastille thermique en céramique pour T19...T22, 23 × 20 × 2 mm (Silfox SL-012-AL20)

2 × pastille thermique en céramique d'interface thermique pour T17/T18, 18 × 12 × 1,5 mm (Silfox SL-019-AL15)

2 × douille isolante pour T17/T18, TO-220 (Fischer Elektronik IB 6)

1 × connecteur IC, DIP-8, pour IC3

Circuit imprimé 210364-1 v1.1