

ampli 50 W compact

audio haut de gamme rapide

Le préamplificateur alimenté par piles décrit dans le numéro de janvier aura sans doute incité un certain nombre d'entre nos lecteurs à la réalisation d'un amplificateur qui serait conçu à son intention. Nous publions à intervalle plus ou moins régulier un montage de cette classe dans Elektor, mais notre dernier amplificateur haut de gamme date de plus de 2 ans déjà. C'est la raison pour laquelle nous vous présentons ici un amplificateur de puissance tout chaud dont la qualité est du niveau de celle du dit préamplificateur et le concept proche. Notre ampli compact fournit une puissance plus que suffisante, n'est pas trop complexe et se distingue par sa vitesse.



L'introduction résume « sommairement » de quoi il retourne. Faisons une rapide description caractéristique de notre nouvel amplificateur. Le qualificatif de compact caractérise tant la puissance qu'il fournit que la quantité d'électronique qu'il nécessite. La compacité en question est bien évidemment relative puisque le montage en question comporte encore quelque 19 transistors ! Les temps ont cependant changé. Si, voici quelques années encore, on n'aurait attribué le qualificatif de compact que si l'amplificateur en question comportait moins d'une dizaine de transistors, on est plus royal aujourd'hui, la limite se situant plutôt aux alentours de 25 ! La qualité a son prix - facteur dont on est, de nos jours, de plus en plus conscient. La puissance de notre ampli a été calculée pour une utilisation dans une

pièce normale. Il fournit 50 W dans une charge de 8Ω , pouvant même aller jusqu'à 85 W dans 4Ω . Cette puissance dépasse largement les besoins courants sachant que l'on n'utilise que très rarement plus de 1 à 2 W. Cela pourra paraître incroyable aux amateurs de décibels, mais une puissance de 1 à 2 W met la grande majorité des enceintes en mesure de produire des puissances acoustiques de l'ordre de 90 dB, de quoi rendre presque sourd ! Notre ampli compact dispose donc, avec ses 50 voire 85 W, de suffisamment de réserves pour rendre mêmes les crêtes de musique les plus fortes. Il présente un avantage additionnel : son courant de repos est tellement important qu'aux dites puissances (jusqu'à de l'ordre de 2,5 W), il travaille en classe A, ce qui est tout bénéfique pour le niveau de qualité de l'ensemble.

Que pouvons-nous ajouter au sujet de cet amplificateur ? Évoquons brièvement un certain nombre de points auxquels nous reviendrons plus dans le détail au cours de l'article.

La puissance est fournie par une paire d'IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Ce type de transistor « FETMOS bipolaire » ou si vous préférez « transistor commandé par la grille » est loin d'être un inconnu pour le lecteur assidu de ce magazine vu que nous l'avions utilisé voici 2 ans dans notre amplificateur IGBT. Nous avons, sur le dit amplificateur, utilisé non pas une contre-réaction de tension classique, mais une contre-réaction de courant. Cette approche a une influence très positive sur la bande passante en boucle ouverte, sur la bande passante de puissance et sur le taux de montée (*slew-rate*). Le tableau des caractéristiques techniques nous apprend en outre que notre ampli compact n'a pas à rougir de ses valeurs de distortion harmonique, de distortion d'intermodulation et de facteur d'atténuation. Nous sommes ici en présence

d'un ampli, compact il est vrai, mais de haute qualité.

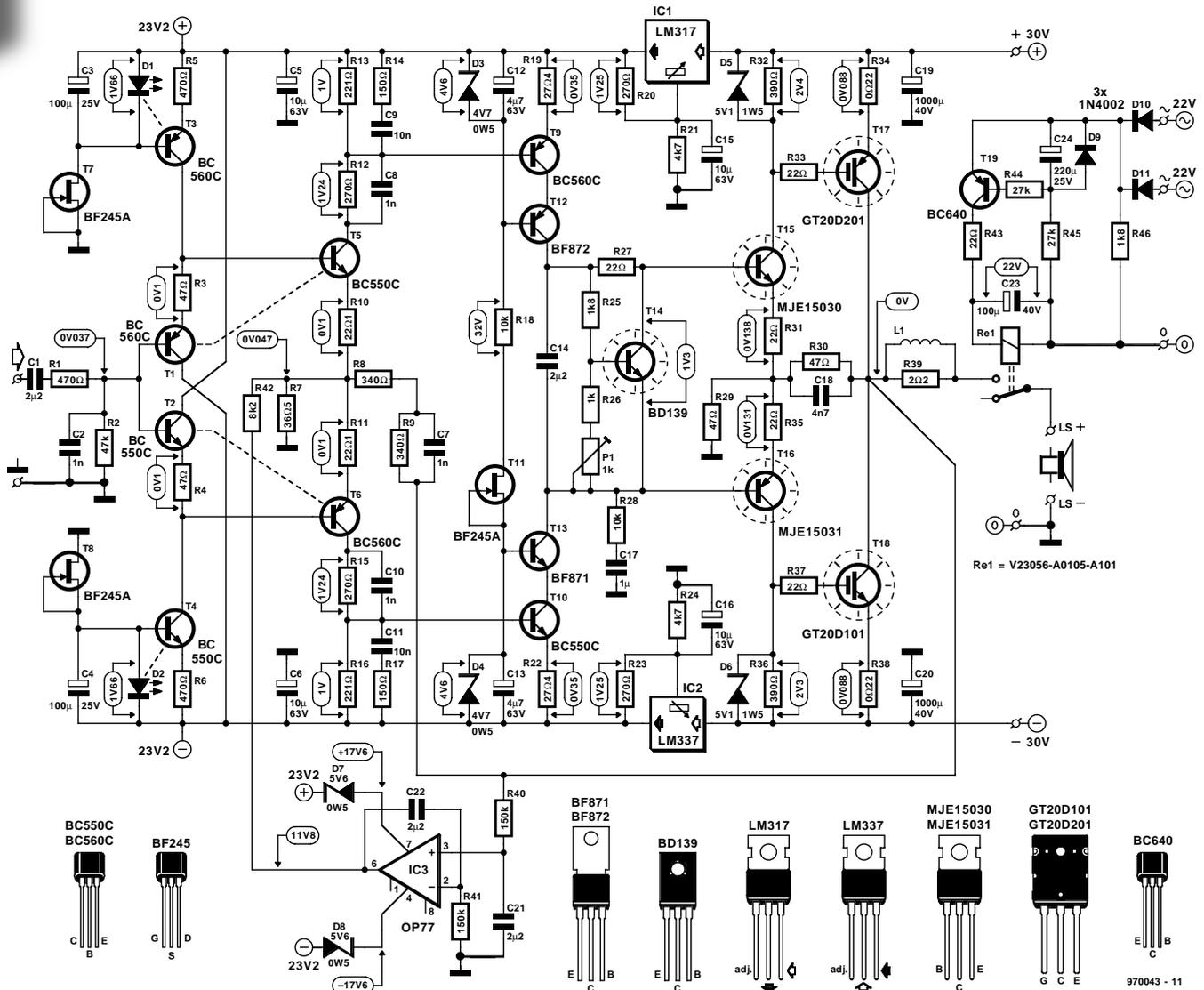
UN CONCEPT DIFFÉRENT

Un premier coup d'oeil au schéma de la **figure 1** n'aura pas manqué d'apprendre aux connaisseurs que le concept adopté ici diffère très sensiblement de l'approche classique. L'amplificateur différentiel d'entrée quasi-indispensable brille par son absence; il est remplacé ici par un étage d'entrée symétrique qui présente certains traits communs avec l'étage tampon du « préampli alimenté par pile ». Par la combinaison avec le concept de contre-réaction de courant nous nous trouvons en présence d'un amplificateur sensiblement plus rapide qu'une version « classique » à étage différentiel à l'entrée. Notre ampli compact possède une bande passante en boucle ouverte de 40 kHz au moins, à un gain relativement faible de 2 500 x. Cette dernière valeur permet de limiter la redoutée contre-réaction résultante (*overall feed-back*) à une valeur extrêmement faible.

Chaque approche possédant son pour

et son contre, il n'en va pas différemment de la contre-réaction de courant. L'un des inconvénients connu et malheureusement incontournable est une mauvaise réjection en mode commun et de la tension d'alimentation. Nous en éliminons cependant les conséquences dans une grande mesure par l'utilisation de régulateurs intégrés pour l'alimentation. Cette solution présente à son tour l'inconvénient d'une tension d'alimentation de l'amplificateur de tension inférieure à celle de l'amplificateur de courant (elle devrait au contraire être supérieure) et partant d'une plage de modulation plus étroite. Nous compensons cet inconvénient en donnant à l'amplificateur de courant un gain de 2 x. Ceci

Figure 1. L'absence d'amplificateur différentiel à l'entrée est la caractéristique la plus frappante du schéma de notre amplificateur compact. Le courant de sortie est fourni par une paire d'IGBT.



Caractéristiques techniques :

- Sensibilité d'entrée : $1 V_{eff}$
- Impédance de sortie : $47,5 k\Omega$
- Puissance de sortie (0,1% DHT) : $50 W$ dans 8Ω
 $85 W$ dans 4Ω
- Largeur de bande de puissance (25 W/8 Ω) : $1,5 Hz$ à $270 kHz$
- Taux de montée : $37 V/\mu s$
- Rapport signal/bruit (à 1 W/8 Ω) : $107 dB$ (pondéré A)
 $102 dB$ (B = 22 kHz lin.)
- Distorsion harmonique (DHT) à une bande passante de 80 kHz, à 1 W/8 Ω : $0,0015\%$ (1 kHz)
à 25 W/8 Ω : $0,0025\%$ (1 kHz)
 $0,008\%$ (20 kHz)
- Distorsion d'intermodulation (50 Hz: 7 kHz = 4 : 1) à 1 W/8 Ω : $0,0025\%$
à 25 W/8 Ω : $0,008\%$
- Distorsion d'IM dynamique (bloc 3,15 kHz avec sinus 15 kHz) à 1 W/8 Ω : $0,002\%$
à 25 W/8 Ω : $0,002\%$
- Facteur d'atténuation (à 8 Ω) : 700 (1 kHz)
 450 (20 kHz)
- Paramètres boucle ouverte (R8 ouverte) :
Gain : $2 500$
Bande passante : $40 kHz$
Impédance de sortie : $0\Omega,3$

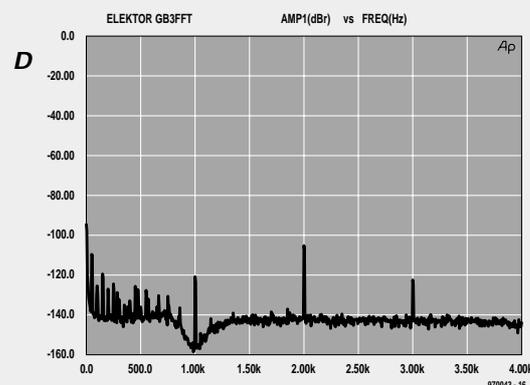
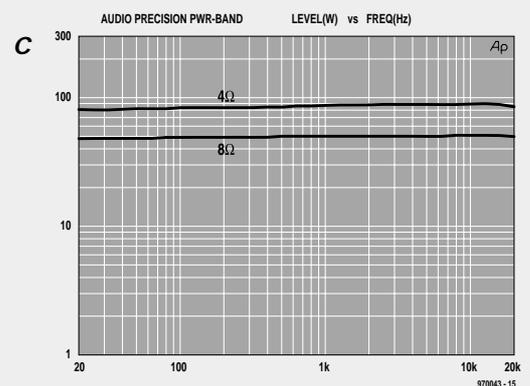
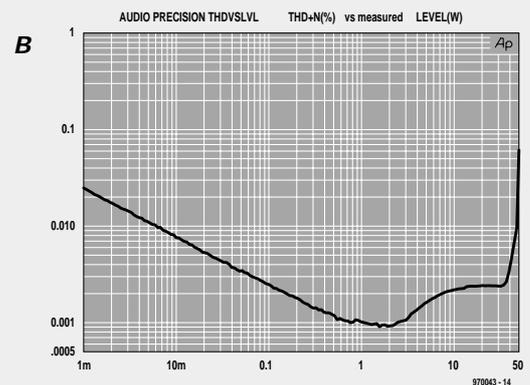
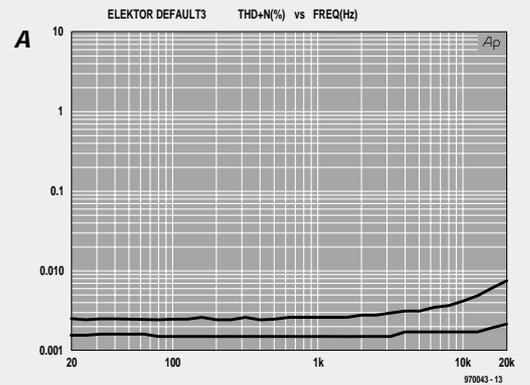
L'énumération des spécifications parle d'elle-même. Toutes les valeurs sont bonnes, certaines d'entre elles, la bande passante de puissance et le taux de montée, étant largement supérieures à la moyenne. Dans certains milieux audiophiles on considère les caractéristiques techniques avec une certaine condescendance – le seul et unique jugement de la qualité devant se faire à l'écoute y dit-on. Une position casse-cou. S'il est vrai que de bonnes notes ne disent pas tout, on peut être certain que de mauvais chiffres soulignent certains défauts qui ne peuvent jamais ô grand jamais avoir d'effet positif sur les qualités reproductibles à l'écoute. Comme à l'accoutumée nous vous proposons un certain nombre de courbes relevées à l'aide de notre analyseur Audio Precision.

La **figure A** rend la distorsion harmonique totale (DHT+B) de 20 Hz à 20 kHz. La courbe du haut a été mesurée à 25 W/8 Ω , celle du bas à 1 W/8 Ω . Ces 2 courbes sont impeccables. On ne retrouve pas ici la classique augmentation de distorsion aux fréquences élevées.

La **figure B** rend la distorsion à 1 kHz en fonction de la modulation, valeur mesurée à une bande passante allant de 22 Hz à 22 kHz. La légère augmentation sensible aux alentours de 2,5 W montre que l'amplificateur quitte la classe A à partir de ce moment. Le point d'écrêtage se situe à 50 W.

La **figure C** visualise la puissance de sortie de l'amplificateur en fonction de la fréquence et ce à des charges de 4 et 8 Ω respectivement.

La **figure D** montre elle, pour terminer, une analyse de Fourier d'un signal de 1 kHz à 1 W dans 8 Ω . Bien que visibles, les harmoniques 2 et 3 se trouvent, à -105 et -122 dB respectivement, à distance respectable de la fondamentale. Les autres harmoniques se fondent dans le bruit. À l'écoute, notre ampli compact se tire encore mieux d'affaire que les nombres ne le laissent penser. Il s'enveloppe d'une image sonore agréable et très présente, offrant de très bons aigus ne devenant jamais trop pointus. Les graves obtenus restent, quel que soit le matériau sonore reproduit, parfaitement présents en volume et en masse. Dès le premier son, l'amplificateur s'était rendu maître des enceintes avec une poigne de fer dans un gant de velours, contrôle qu'il n'a plus jamais perdu ensuite.



explique que l'étage de sortie ne présente pas la configuration émetteur-suiveur classique mais une configuration (compound). Les transistors de sortie (T17/T18) sont, comme souligné plus haut, des IGBT que l'on peut considérer comme des transistors à

entrée FETMOS, qui ont l'avantage d'exiger des transistors de commande (driver, T15/T16) un courant moindre, ce qui décharge quelque peu la contre-réaction locale. Dans ces conditions les drivers peuvent fournir un gain plus important ce qui exerce une influence

extrêmement positive sur la linéarité de l'amplificateur de courant.

L'ÉTAGE D'ENTRÉE

L'étage d'entrée de l'amplificateur consiste, comme le montre le schéma, en une paire d'émetteurs-suiveur,

T1/T2, et de 2 étages d'amplification symétriques, T5/T6. La contre-réaction de courant est réalisée par le biais de ces transistors sur l'émetteur desquels arrive la contre-réaction en provenance de la sortie de l'amplificateur. Les émetteurs-suiveur servent non seulement à l'adaptation d'impédance mais encore à la polarisation de base de T5 et T6. La tension aux bornes de R10 et R11 est pratiquement égale à celle présente à celles de R3 et R4. La tension aux bornes de ces dernières est maintenue constante à l'aide de sources de courant basées sur T3 et T4. Précaution additionnelle, les LED D1 et D2 utilisées comme référence pour les sources de courant sont à leur tour alimentées à un courant constant par le biais de sources de courant à FET rustiques, T7/T8. De manière à éviter toute dérive due à des variations de la température, T5 et T6 sont couplés thermiquement à T1 et T2, les LED de référence D1 et D2 étant elles aussi couplés thermiquement aux transistors de source de courant, T3 et T4. On constatera que le hasard n'a que peu d'influence sur la réalisation décrite ici. Il est recommandé, pour obtenir les meilleures performances possibles, de procéder à une sélection des transistors T1 et T2 de manière à ce qu'ils aient la tension base-émetteur et le gain en courant les plus proches possibles et que la tension d'offset aux bornes de R2 soit inférieure à 50 mV. « La perfection n'étant pas de ce monde », il restera toujours une tension d'offset, aussi petite soit-elle, ce qui explique la présence du circuit centré sur IC3. La dite électronique est chargée de compenser l'offset d'entrée par la génération, sur le point nodal de contre-réaction R10/R11, une tension identique. Nous reviendrons à ce sujet. Les réseaux R14/C9 et R17/C11 servent à la compensation de l'amplificateur; les condensateurs C8 et C10 servent à réduire l'influence de la capacité parasite de T5 et T6.

AMPLI DE TENSION ET ÉTAGE DE SORTIE

L'amplificateur d'entrée T5/T6 attaque un étage push-pull constitué par les transistors T9 à T13. Le concept sur lequel repose cet étage est la cascode, principe adopté pour les raisons suivantes : primo cette configuration permet une limitation de la tension aux bornes de l'amplificateur de tension proprement dit T9/T10 et partant de sa dissipation. Secundo, un étage à cascode convient presque idéalement à l'obtention d'un gain élevé à une bande passante importante (produit gain x bande passante).

Les diodes zener D3 et D4 définissent le réglage en courant continu des cascades, qui à leur tour se voient alimentées à un courant constant par la

source de courant à FET T11. L'impédance d'entrée de la paire T15/T16 constitue la charge de l'étage à cascode; en raison de la variation de ce facteur en fonction du courant de sortie de l'amplificateur, il a été prévu une linéarisation de cette impédance par l'adjonction de R28. Le condensateur C17 est chargé de protéger la base de T16 contre toute tension continue.

Le transistor T14 et ses composants connexes constitue une « zener à transistor » thermosensible, dispositif que l'on retrouve sur la majorité des amplificateurs de puissance. T14 est monté sur le radiateur à proximité immédiate des transistors de sortie T17/T18 et stabilisé à l'aide d'un courant de repos (réglable à l'aide de P1). La résistance R27 sert à créer un coefficient de température négatif supplémentaire destiné à la compensation de l'inertie et de la chute thermique du radiateur.

La sortie de l'amplificateur de tension attaque l'amplificateur de courant que constituent les transistors T15 à T18. Ce dernier suit le principe compound et fournit, outre un gain en courant, également un gain en tension de 2 x. Ce gain en tension dépend des valeurs de R29 et R30; C18 a pour fonction d'améliorer le comportement (la réponse) face aux signaux rectangulaires. Vu qu'avec une configuration compound telle celle utilisée ici les collecteurs des transistors de sortie constitue la sortie de l'amplificateur de courant, la tension grille-émetteur n'a pas d'influence sur la modulation maximale de l'étage amplificateur – avantage indiscutable vu que la tension grille-émetteur peut atteindre plusieurs volts. Le facteur limitatif est ici la tension de coude des IGBT T17 et T18.

Les résistances d'émetteur R34 et R38 sont du type à faible induction, ceci en vue d'éviter toute tendance à l'oscillation et autres effets gênants. La self L1 bobinée sur R39 améliore le comportement de l'amplificateur face aux charges capacitives. Les diodes zener D5 et D6 protègent les grilles des IGBT contre tout risque de surmodulation.

En vue de garantir autant que faire se peut la stabilité en température de l'amplificateur de courant, les drivers T15 et T16 sont eux aussi, en plus de la « zener à transistor », montés sur le même radiateur que les transistors de puissance T17 et T18. Il est apparu en pratique que la température des drivers exerçait une très grande influence sur le réglage du courant de repos. En tout état de cause le courant de repos variera quelque peu en fonction de la température, mais le couplage thermique utilisé ici maintient cette dérive dans des limites acceptables.

DÉTAILS IMPORTANTS

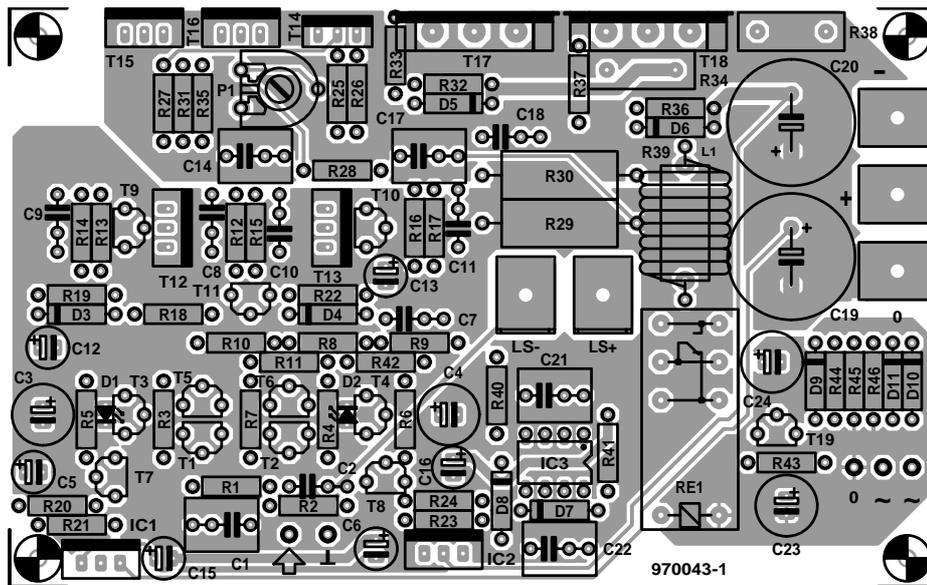
Comme nous voulions réaliser un amplificateur aussi compact que pos-

sible nous n'avons pas prévu de système de sécurité sophistiqué. Nous avons cependant prévu un *dispositif de temporisation à la mise sous tension* en vue d'éliminer les bruits gênants à la mise en et hors-fonction. C'est là la fonction du relais Re1. Ce relais est doté de sa propre alimentation pour en éviter le dysfonctionnement suite à un problème au niveau des trajets suivis par les signaux audio. Les diodes D10 et D11 redressent à cet effet la tension dérivée directement de l'enroulement du secondaire. C23 assure la présence d'une tension moyenne de 22 à 24 V aux bornes de l'enroulement du relais. Après application de la tension d'alimentation T19 est amené progressivement en conduction par l'intermédiaire de R44/R45/C24, de sorte que le relais n'est activé qu'au bout de quelques secondes. R46 permet une décharge rapide et complète de C24 en cas de coupure de l'alimentation, assurant ainsi une désactivation immédiate du relais.

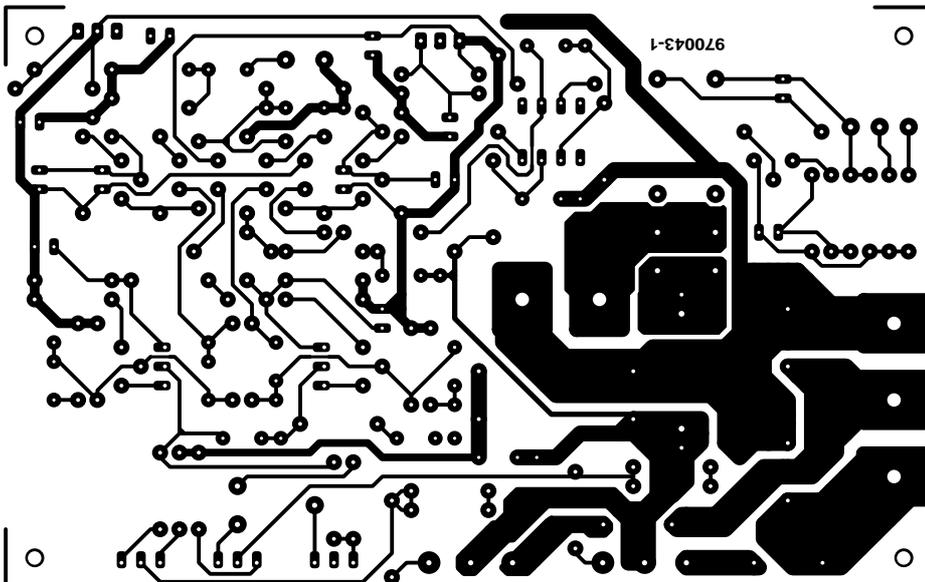
Le réglage de l'offset mérite quelques explications. Son principe devrait être connu de nos lecteurs réguliers sachant qu'il a été utilisé sur plusieurs amplificateurs publiés par Elektor. L'astuce se situe au niveau de l'amplificateur opérationnel IC3 qui, par le biais du filtre passe-bas R40/C21, compare la tension continue présente à la sortie au potentiel de la masse. Dès qu'il existe une divergence entre ces 2 éléments le réglage de T5/T6 est, à travers R42, adapté de manière à ce que la sortie se retrouve, en moyenne, au potentiel de la masse. R41 et C22 font en sorte que IC3 n'ait de gain en tension important que pour les tensions continues. Tout ceci fait que la tension d'offset à la sortie de l'amplificateur ne dépasse pas l'offset d'entrée de l'amplificateur opérationnel utilisé pour IC3, à savoir un OP77, c'est-à-dire 100 μ V au maximum (à 25 °C). Une variation de température peut bien évidemment entraîner une légère variation de cette valeur. La seule fonction des diodes zener D7 et D8 est de ramener la tension d'alimentation de $\pm 23,2$ V à une valeur acceptable par l'amplificateur opérationnel.

Un mot encore au sujet de la *régulation de l'alimentation* de l'amplificateur d'entrée et de tension. Nous avons déjà évoqué l'aspect « pourquoi ». Nous utilisons ici des régulateurs de tension connus, du type LM317 et LM337, IC1 et IC2, ceci en raison de leur bonne réjection du ronflement résiduel et du niveau élevé de la tension d'entrée qu'ils acceptent. L'un des intérêts de ce type de régulateur est qu'il suffit d'une paire de résistances, R20/R21 et R23/R24 respectivement pour définir avec précision la tension de sortie requise. Les condensateurs C15 et C16

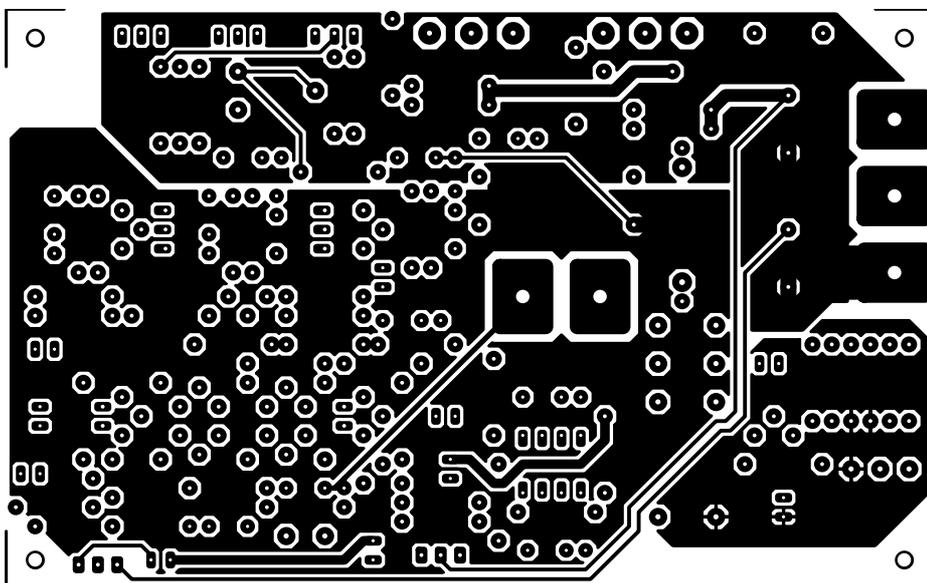
Figure 2. Le dessin des pistes aidant, seules quelques-unes d'entre elles, reconnaissables par leur épaisseur, sont parcourues par un courant important.



côté «soudures»



côté «composants»



Liste des composants

Résistances :

R1,R5,R6 = 470 Ω
 R2 = 47 k Ω
 R3,R4 = 47 Ω
 R7 = 36 Ω 1%
 R8,R9 = 340 Ω 1%
 R10,R11 = 22 Ω 1%
 R12,R15,R20,R23 = 270 Ω
 R13,R16 = 221 Ω 1%
 R14,R17 = 150 Ω
 R18,R28 = 10 k Ω
 R19,R22 = 27 Ω 4 1%
 R21,R24 = 4k Ω 7
 R25,R46 = 1k Ω 8
 R26 = 1 k Ω
 R27,R31,R33,R35,R37,R43 = 22 Ω
 R29,R30 = 47 Ω /5 W
 R32,R36 = 390 Ω
 R34,R38 = 0,22/5 W à faible induction
 telle que, par exemple, MPC71
 R39 = 2 Ω /5 W
 R40,R41 = 150 k Ω
 R42 = 8k Ω
 R44,R45 = 27 k Ω
 P1 = ajustable 1 k Ω

Condensateurs :

C1,C14,C21,C22 = 2 μ F2 MKT au pas de 5/7,5 mm
 C2,C7,C8,C10 = 1 nF
 C3,C4 = 100 μ F/25 V radial
 C5,C6,C15,C16 = 10 μ F/63 V radial
 C9,C11 = 10 nF
 C12,C13 = 4 μ F7/63 V radial
 C17 = 1 μ F MKT au pas de 5/7,5 mm
 C18 = 4nF7
 C19,C20 = 1 000 μ F/40 V radial
 C23 = 100 μ F/40 V radial
 C24 = 220 μ F/25 V radial

Selfs :

L1 = 8 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm diamètre intérieur 9 mm

Semi-conducteurs :

D1,D2 = LED plate 5 mm
 D3,D4 = diode zener 4V7/0W5
 D5,D6 = diode zener 5V1/1W5
 D7,D8 = diode zener 5V6/0W4
 D9 à D11 = 1N4002
 T1,T3,T6,T9 = BC560C
 T2,T4,T5,T10 = BC550C
 T7,T8,T11 = BF245A
 T12 = BF872
 T13 = BF871
 T14 = BD139
 T15 = MJE15030 (Motorola)
 T16 = MJE15031 (Motorola)
 T17 = GT20D201 (Toshiba)
 T18 = GT20D101 (Toshiba)
 T19 = BC640
 IC1 = LM317T
 IC2 = LM337T
 IC3 = OP77 (Analog Devices)

Divers :

Re1 = relais 24 V/875 Ω à contact travail 16 A/250 V tel que, par exemple, V23056-A0105-A101 de Siemens
 5 languettes plates de 3 mm à fixation par vis
 radiateur 1,2 $^{\circ}$ C/W tel que, par exemple, SK85SA/75 mm (Fischer)
 plaquettes d'isolation pour T14 à T18
 exemple d'alimentation : transformateur torique 2 x 22 v/160 VA tel que, par exemple, Amplimo 51015, pont 200 V/35 A, 6 condensateurs 10 000 μ F/50 V (cf. figure 4)

accroissent la réjection de l'ondulation résiduelle jusqu'à 70 à 80 dB.

UNE PLATINE COMPACTE POUR UN AMPLI COMPACT

La figure 2 vous propose la platine conçue à l'intention de cette réalisation. Nous avons pu, en en faisant un double face à trous métallisés, lui garder des dimensions très compactes. Cette approche a l'avantage d'éviter en outre les longueurs de pistes inutiles et permet une disposition claire des composants ce qui facilite très sensiblement la réalisation de ce montage. Les transistors T14 à T18 trouvent place, l'un blotti contre l'autre, sur un même côté de la platine, ce qui en facilite la fixation sur un radiateur commun. Il faudra bien entendu les isoler galvaniquement l'un par rapport à l'autre à l'aide de plaquettes et de rondelles d'isolation. Il est recommandé, pour des raisons de stabilité en température, de garder les broches de T14 aussi longues que possible de manière à ce que ce transistor se trouve à la hauteur du « coeur » de T17, ce qui lui permet de suivre rapidement la température de ce dernier. Le reste des semi-conducteurs ne demande pas de refroidissement, les régulateurs IC1 et IC2 non plus d'ailleurs.

Le couplage thermique des différents composants de l'étage d'entrée évoque plus haut constitue un « détail » important de la réalisation de cet amplificateur. Les « couples thermiques » dont il s'agit sont T1/T5, T4/T6, D1/T3 et D2/T4. La solution la plus simple consiste à serrer les paires de composants l'un contre l'autre à l'aide d'un serre-câble, ce qui ne pose pas de problème dans le cas de D1/T3 et D2/T4 à condition d'utiliser pour les dites LED des LED plates. Il est recommandé de commencer par fixer les paires de composants pour ensuite les monter d'une seule pièce à l'endroit prévu sur la platine. Attention à la polarité de D1 et D2 lors de leur positionnement sur leur transistor respectif. On n'oubliera pas non plus

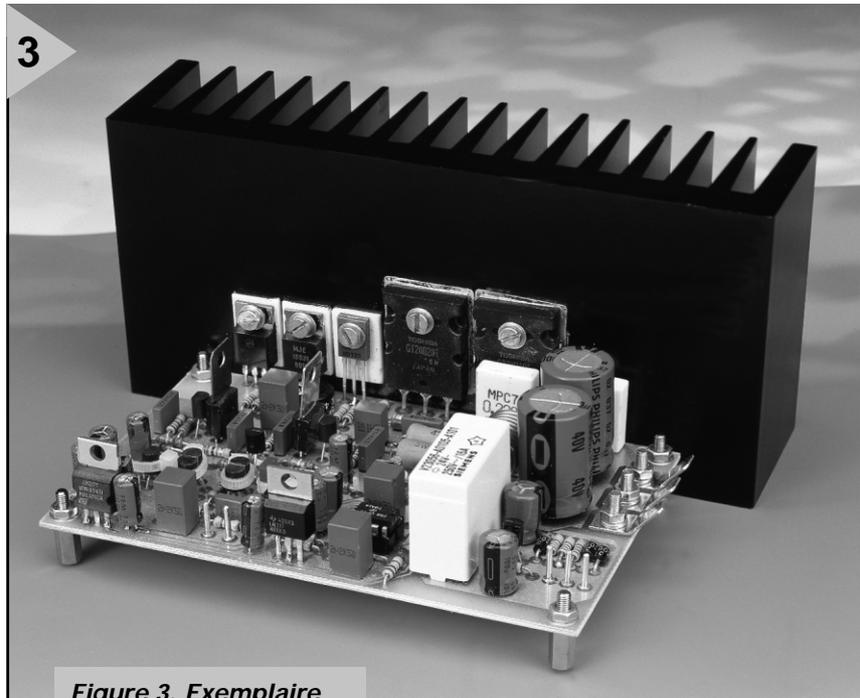


Figure 3. Exemple terminé de notre amplificateur doté de son radiateur. Le branchement de la tension d'alimentation et la connexion aux enceintes se font par le biais de languettes vissables.

d'identifier les transistors NPN et PNP pour pouvoir distinguer le couple NPN du couple PNP.

Le reste de l'implantation des composants n'appelle pas de commentaire particulier. La réalisation de la self L1, constituée de 8 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de diamètre sans

Figure 4. Pourquoi faire compliqué ? Il faut cependant du solide. Ce schéma vaut pour la réalisation d'une version monophonique de l'amplificateur.

noyau ne doit pas poser de problème. On pourra utiliser l'extrémité ronde d'un foret de 9 mm comme gabarit de bobinage. On glisse ensuite la résistance R39 au coeur de la self avant de monter l'ensemble sur la platine en ménageant un espace de quelques millimètres.

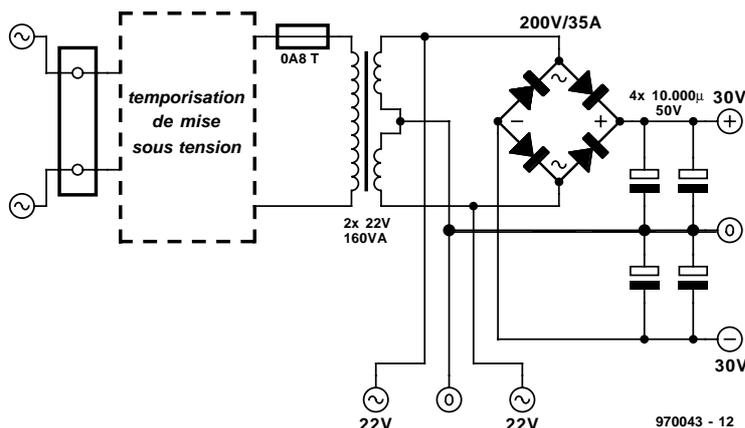
Toutes les connexions ayant à véhiculer des courants importants sont réalisées sous la forme de languettes plates. Les bornes d'alimentation se trouvent sur le bord de la platine, les points baptisés LS+ et LS- pratiquement au centre de celle-ci. Les bornes d'alimentation de la commande du relais prennent la forme de picots classiques. Ceux-ci sont reliés à l'alimentation à l'aide de 3 morceaux de câble souple distincts; il ne saurait être question d'interconnecter le zéro du relais avec la masse de l'amplificateur !

La figure 3 vous propose un exemple terminé de notre amplificateur 50 W compact doté de son radiateur dont la caractéristique de résistance thermique devra être inférieure ou égale à 1,2 °C/W (un SK85SA/75 mm de Fischer par exemple).

ALIMENTATION ET COURANT DE REPOS

Une fois l'implantation des composants terminée et après avoir vérifié soigneusement l'absence de « mal-donne » il sera temps de passer à l'étape la plus « excitante », celle des premiers essais pratiques. Il nous faudra pour cela disposer d'une alimentation que l'on pourra réaliser selon la recette classique, à savoir transformateur, pont de redressement et condensateurs de lissage. La figure 4 vous propose un schéma d'alimentation utilisable – notons qu'il s'agit en l'occurrence d'une version mono. Il faudra la

4



réaliser en double si l'on construit un amplificateur stéréophonique. Notre prototype utilisait un transformateur torique de $2 \times 22 \text{ V}/160 \text{ VA}$, un pont de 35 A et une demi-douzaine (6 !) condensateurs électrochimiques d'une capacité de $10\,000 \mu\text{F}$ chacun. Cette alimentation fonctionne parfaitement même dans le cas d'une charge de 4Ω . Le schéma montre également, pour éviter tout risque d'erreur, comment doit se faire le branchement de la commande de relais. Bien que n'étant pas indispensable, le bloc « temporisation de l'application de la tension d'alimentation » représenté en pointillés est fortement recommandé. Il remplit exactement la fonction recouverte par sa dénomination, à savoir éviter la naissance de crêtes de courant importantes lors de l'application de la tension d'alimentation. Elektor a, au cours des ans, publié un certain nombre de schémas utilisables à cet effet. Notre prochain Hors-Gabarit (juillet/août 1997) vous proposera une version inédite de temporisateur. Il est important, lors de la réalisation de l'alimentation, d'assurer de bonnes interconnexions pour éviter que les courants importants ne rencontrent d'obstacles inutiles sur leur chemin en direction de l'amplificateur.

Il est temps maintenant de faire une remarque importante : il faudra, avant de connecter l'alimentation à l'amplificateur, de tourner l'ajustable P1 en butée vers la **gauche** ! On court le risque, si l'on oublie cette précaution, de voir le courant de repos traversant les transistors de puissance prendre des valeurs sortant de la zone de fonctionnement sur des dits composants. On commencera par vérifier à l'aide d'un multimètre, après mise sous tension, la présence à la sortie de IC1 et IC2 des tensions requises, à savoir $+23,2$ et $-23,2 \text{ V}$ respectivement. On mesurera ensuite la tension de sortie de l'amplificateur : elle devrait en tout état de cause se trouver très proche de 0 V . Si tel n'était pas le cas, il faudra réexaminer soigneusement l'ensemble de la réalisation, et tout particulièrement l'étage d'entrée. Si tout se passe comme prévu on devrait avoir allumage visible des LED D1 et D2, ce qui laisserait supposer que la platine est réalisée correctement et que l'on peut passer tranquillement en revue les différents points de mesure indiqués en figure 1. Il nous faut maintenant ajuster le courant de repos par l'intermédiaire de P1. Ce courant prend ici une valeur relativement élevée, à savoir 400 mA – on pourrait même aller jusqu'à 500 mA si l'on dispose d'un radiateur largement dimensionné $\ll 0,6 \text{ }^\circ\text{C/W}$. On branche un voltmètre en parallèle sur R34 ou R38 et on joue sur P1 jusqu'à lire, aux bornes de la dite résistance, une tension de 88 mV

(voire 110 mV pour un courant de $0,5 \text{ A}$). On donne ensuite une demi-heure à l'amplificateur pour qu'il atteigne sa température de croisière et l'on vérifie le réglage correct de P1.

LA « MISE EN BOÎTE »

Le dessin des pistes est optimisé pour une réalisation mono-bloc de l'amplificateur. Il apparaît dans la pratique que cette approche est, qualitativement, la meilleure pour la réalisation d'un amplificateur de puissance. On choisit ensuite un coffret compact à radiateur intégré ou non et fait de la platine et de l'alimentation un amplificateur monophonique indépendant. La version stéréophonique prendra tout simplement la forme d'une paire de ces blocs de base. Le câblage à effectuer est simple. Les points $+$, $-$ et 0 de l'alimentation sont, à l'aide de câbles de bonne section, reliés aux points de même dénomination de la platine de l'amplificateur. Les bornes d'entrée présentes sur les enceintes sont elles reliées, à l'aide du même type de câble, aux bornes LS+ et LS- de la platine. On interconnecte ensuite, à l'aide d'un morceau de câble audio blindé, l'embase Cinch d'entrée aux 2 picots d'entrée. Il ne reste plus, pour en avoir terminé, à connecter la double tension d'alimentation de 22 V aux picots d'alimentation de la commande de relais.

L'entrée de la tension secteur (230 V) prendra, de préférence, la forme d'un bloc d'entrée secteur à porte-fusible intégré de bonne facture. Il restera à coller la plaquette d'identification pour satisfaire aux exigences de sécurité. L'un des aspects les plus importants de la réalisation d'un amplificateur est d'éviter à tout prix la création de boucles de terre. Il faudra donc veiller à ce que la liaison entre la masse (zéro de l'alimentation) de l'amplificateur et la masse du coffret ne se fasse qu'en un seul et unique point central. L'endroit idéal est, dans le cas présent, l'embase d'entrée. Si, pour l'entrée, on utilise une embase Cinch classique et qu'on la monte normalement dans la face avant métallique du coffret, cette liaison de masse est établie automatiquement de sorte que l'on n'a plus à s'en soucier.

Il est également possible de placer une paire d'amplificateurs dans un même coffret pour réaliser une version stéréo de l'amplificateur 50 W compact. Nous recommandons dans ce cas-là de doter chacun des blocs mono de sa propre alimentation – chacun des transformateurs étant alors doté de sa propre sécurité. La photo en début d'article vous montre comment nous y sommes pris pour la réalisation de notre prototype. Le boîtier utilisé était un UC-112/SW de Monacor aux dimensions de $445 \times 75 \times 305 \text{ mm}$ doté de radiateurs largement dimensionnés.

970043-1

Un grand nombre de lecteurs de ce magazine savent qu'il est, hors de l'Hexagone, également publié sous une forme identique – du moins en ce qui concerne les articles – en anglais, allemand, néerlandais ainsi qu'en grec, polonais, portugais, espagnol et suédois sous une forme différente cette fois. Les éditions française, anglaise, allemande et néerlandaise sont produites aux Pays-Bas, mais distribuées dans les différents pays concernés. Ces diverses éditions sont dues à une équipe internationale de rédacteurs/traducteurs et d'éditeurs techniques.

Il ne devrait pas être difficile, dans ces conditions, de donner naissance à un magazine d'électronique supranational sachant qu'il est difficile d'imaginer un domaine de conception plus international que l'électronique. Le marché de l'électronique est, comme aucun autre, un marché mondial: il n'existe pas de fabricant de circuit intégré ou de semi-conducteur ne travaillant pas à cette échelle. On a, de même, défini internationalement un certain nombre de normes et de spécifications.

Travailler dans une équipe multi-lingue ne présente pas de vrais problèmes: une partie non négligeable de l'équipe de rédacteurs/éditeurs techniques travaille depuis près de 20ans ensemble. Il faut reconnaître que la traduction technique diffère quelque peu de son homologue littéraire: le traducteur technique doit comprendre de quoi il parle!

Les problèmes majeurs rencontrés sont dus aux différences entre les divers standards définis voici des lustres déjà. Un article ayant pour sujet la télévision devra tenir compte de l'utilisation en France (et ex-Allemagne de l'Est) du procédé Secam, du PAL-I en Grande Bretagne (sachant que de nombreux autres pays anglophones utilisent le NTSC) et du PAL-B/G en Allemagne et aux Pays-Bas. Il en va de même lorsque l'on parle de prises secteurs qui diffèrent très sensiblement entre ces 4 pays. Si les transmissions d'Astra sont populaires en Grande Bretagne et en Allemagne, elles le sont beaucoup moins aux Pays-Bas (pays câblé pratiquement à 95%). De même, les téléphones mobiles GSM travaillant en bande E (1800 MHz) sont fort prisés en Grande Bretagne et en Allemagne et inconnus en France et aux Pays-Bas.

On rencontre d'autres surprises: il est impossible de trouver aux Pays-Bas de l'époxy ou du tubage PVC d'épaisseurs courantes en Allemagne. Certains produits Siemens sont difficiles à trouver même en Allemagne et auprès des distributeurs de la dite marque. Notre constatation la plus étrange: essayez donc de trouver un feu arrière pour bicyclette standard pour les 4 dits pays.

(975043)