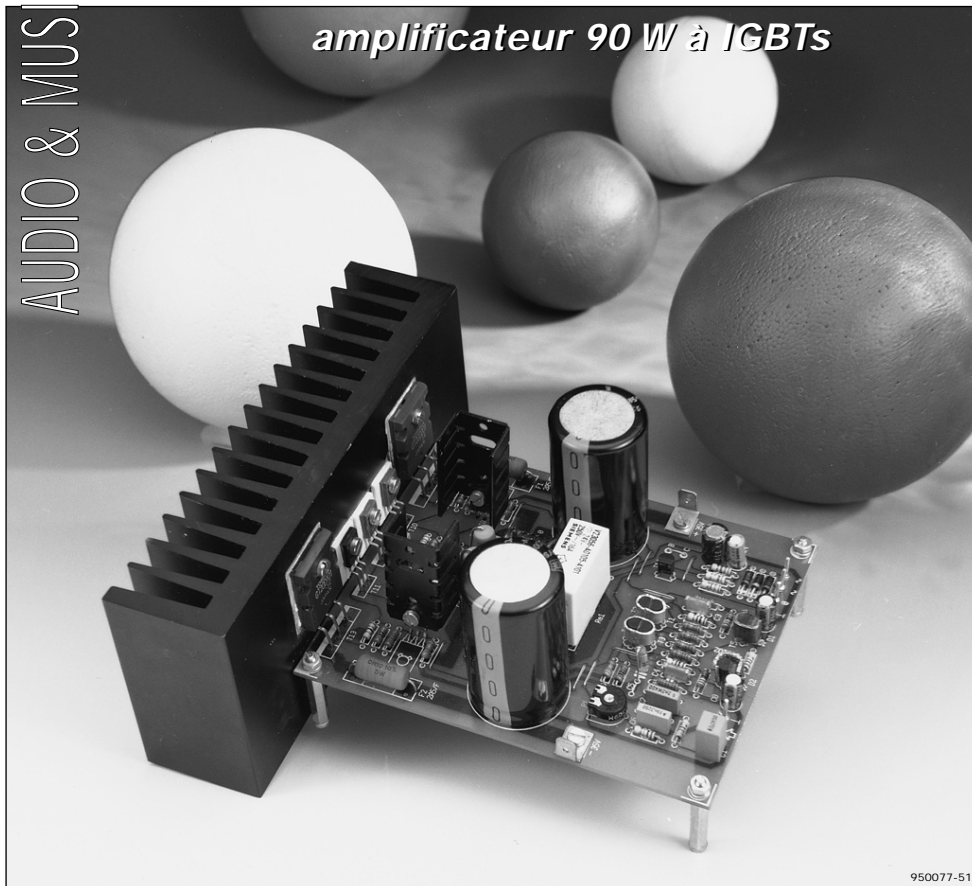


# « Nonante »

amplificateur 90 W à IGBTs



Voici un peu plus d'un an et demi que nous vous avons proposé HEXFET<sub>60</sub>, un amplificateur de puissance symétrique de 60 W utilisant, comme fournisseurs de courant, des transistors FET de puissance. Les vrais amateurs se rappellent sans aucun doute le dit projet. Il se veut que ce même amplificateur convienne à merveille pour la mise en oeuvre de transistors bipolaires à grille isolée, les fameux IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) – composants auxquels nous avons consacré un article informatif distinct publié ailleurs dans ce même numéro – et qui plus est, cela sans nécessiter pratiquement la moindre modification. Cette approche permet, sans la moindre difficulté, la réalisation d'un amplificateur fournissant au minimum 90 W dans 8 Ω ou 160 W dans une charge de 4 Ω, et ce tout en conservant les excellentes spécifications et la très bonne musicalité de la vieille version de 60 W, le HEXFET<sub>60</sub>.

Bien que cela fasse à nouveau près de 20 mois que nous avons décrit notre dernier amplificateur de puissance, la rédaction se souvient avec tendresse des nombreux amplificateurs audio haut de gamme décrits au cours des 2 derniers lustres : le LFA-150, le Power-AMP, le current-AMP, pour n'en mentionner que quelques-uns. Ce furent tous de bons amplificateurs aux caractéristiques très diverses il est vrai. Le LFA-150 mérite le qualificatif de robuste, le

Power-AMP celui de précis et le current-AMP de champion de courant. Le HEXFET<sub>60</sub>, évoqué à plusieurs reprises précédemment, occupe, dans ce conclave d'amplificateurs audio, une place moins typée, ne paraissant pas pouvoir prétendre à une vraie spécificité et partant à un championnat à quelque titre que ce soit. Il n'en reste pas moins que cet amplificateur possède cependant des qualités qui lui sont spécifiques. Elles ne se trouvent pas tant au niveau des spécifica-

tions mesurables qu'à celui de l'écoute. D'un point de vue technique le HEXFET<sub>60</sub> peut, sans rougir, prétendre être un amplificateur audio de qualité, mais sans plus. Il est possible, en faisant appel à des composants éphémères – nous l'avons fait, sans cependant publier les résultats de nos tentatives réussies, sachant, d'une part que les modifications étaient très coûteuses et, de l'autre, qu'il était pratiquement impossible, à un lecteur « lambda », de les trouver – de réaliser un amplificateur audio haut de gamme aux spécifications sensiblement meilleures.

Cependant, dès la mise d'un DAN dans le tiroir du lecteur d'une chaîne audio, le HEXFET<sub>60</sub> perd sa position de challenger pour montrer sa véritable physionomie. Nous n'avons pas trop insisté sur cette caractéristique lors de la description du dit amplificateur, mais des tests d'écoute comparée ont montré qu'il se cache derrière ces « petits » 60 W un amplificateur à la musicalité remarquable ne connaissant pas le moindre problème de reproduction d'un signal quel qu'il soit et sachant tirer la « substantifique moëlle » d'une enceinte. Certains auditeurs qualifièrent même sa sonorité de « tubale » (rappelant celle d'un amplificateur à tubes); nous préférons quant à nous lui attribuer des qualités d'aisance totale voire de musicalité.

À quoi cela est-il dû ? Il est impossible, lors de mesures techniques, de concrétiser ce phénomène de quelque façon que ce soit. Est-il dû aux FET de puissance, au respect de la symétrie ou à la simplicité du concept ? Nous ne saurions le dire. Le fait est que nous sommes souvent surpris à opter très précisément pour cet amplificateur lors de démonstrations ou de sessions d'écoute de nouveaux maillons audio. Et cela n'avait rien à faire avec le fait qu'il se trouvait par hasard sur le devant de la scène... Nombreux ont été nos lecteurs à découvrir les qualités du HEXFET<sub>60</sub> car dès le mois de sa description dans Elektor, cet amplificateur de réalisation personnelle a vu le jour à de très nombreux exemplaires à travers toute l'Europe.

Certains constructeurs potentiels n'ont pas manqué de nous faire savoir qu'ils seraient très séduits par une version plus « musclée » de cet amplificateur, les 60 W sous 8 Ω paraissant quelque peu limités. C'est donc à ce souhait que, par « Nonante » nous répondons. Le remplacement des FET de puissance d'origine par autant de IGBT permet de faire passer la

## Caractéristiques techniques :

- Sensibilité d'entrée : 1,1 V<sub>eff</sub>
- Impédance d'entrée : 47,7 k $\Omega$
- Puissance de sortie (1 kHz; 0,1% DHT) :
  - 88 W dans 8  $\Omega$
  - 146 W dans 4  $\Omega$
- Puissance musicale (salve 1 kHz; 5 périodes/5 périodes) :
  - 94 W dans 8  $\Omega$
  - 167 W dans 4  $\Omega$
- Bande passante de puissance (40 W/8  $\Omega$ ) : 1,5 Hz à 115 kHz
- Taux de montée (*slew rate*) : < 35 / $\mu$ s
- Rapport signal/bruit (référence 1 W/8  $\Omega$ ) :
  - 105 dB (pondération A)
  - 101 dB (linéaire de 22 Hz à 22 kHz)
- Distorsion harmonique (DHT) à une bande passante de 80 kHz :
  - à 1 W/8  $\Omega$  : 0,002% (1 kHz)
  - à 80 W/8  $\Omega$  : 0,003% (1 kHz)
  - < 0,05% (20 Hz à 20 kHz)
- Distorsion d'intermodulation (50 Hz : 7 kHz, 4 : 1) :
  - 0,002% (1 W/8  $\Omega$ )
  - 0,003% (40 W/8  $\Omega$ )
- Distorsion d'intermodulation dynamique (bloc de 3,15 kHz avec sinusoïde de 15 kHz) :
  - 0,0025% (1 W/8  $\Omega$ )
  - 0,002% (80 W/8  $\Omega$ )
- Facteur d'atténuation (à 8  $\Omega$ ) :
  - > 600 (1 kHz)
  - > 400 (20 kHz)

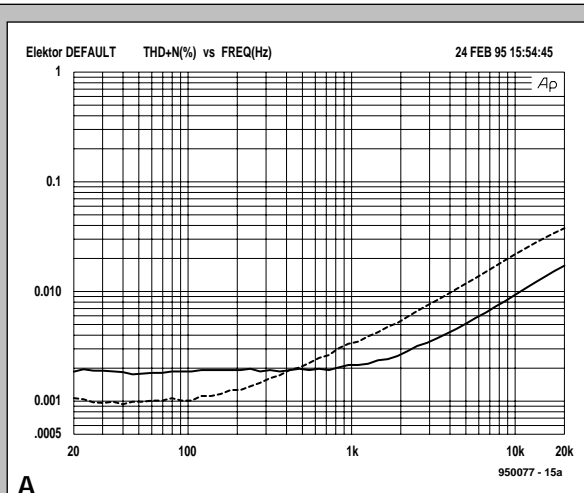
Bien que les valeurs de mesure présentées ci-dessus ne permettent pas à « Nonante » de prétendre battre des records, en n'en constituant pas moins un « bulletin » fort honorable. Vous n'êtes pas sans savoir que de « bonnes notes » ne disent pas tout, elles ne constituent fait qu'une sorte de garantie de la capacité théorique de l'amplificateur à remplir correctement la fonction pour laquelle il a été conçu. Deux amplificateurs ayant des caractéristiques techniques pratiquement similaires peuvent donner chacun un son très différent; le jugement qualitatif final se fera donc toujours à l'oreille. Nous proposons à l'intention des irréductibles des valeurs de mesure quelques courbes fournies lors des mesures par un analyseur de Audio Precision.

La **figure A** montre la distorsion harmonique totale (DHT + bruit) de 20 Hz à 20 kHz. La courbe pleine correspond à une mesure faite à 1 W/8  $\Omega$ , la courbe pointillée illustrant le résultat d'une mesure faite à 75 W/8  $\Omega$ . Nous constatons, aux fréquences croissantes, l'augmentation classique de distorsion, augmentation restant cependant limitée; ces 2 courbes illustrent une évolution très convenable.

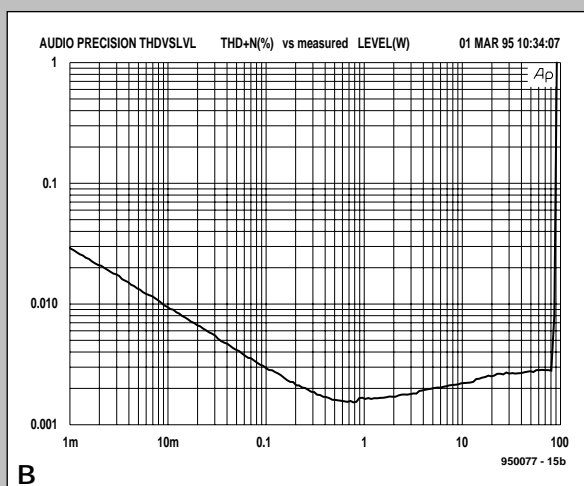
La **figure B** montre la distorsion à 1 kHz en fonction de la modulation, le tout à une bande passante de 22 Hz à 22 kHz à une charge de 8  $\Omega$ . Une courbe très honnête dont se contenteraient moult amplificateurs coûteux ! Le décrochement brutal visible en fin de courbe est le point d'écrêtage (*clipping point*).

La **figure C** montre la puissance de sortie maximale à une distorsion de 0,1%; ces courbes montrent que la puissance reste, tant sous 8  $\Omega$  (courbe pleine) que sous 4  $\Omega$  (courbe pointillée), indépendante de la fréquence.

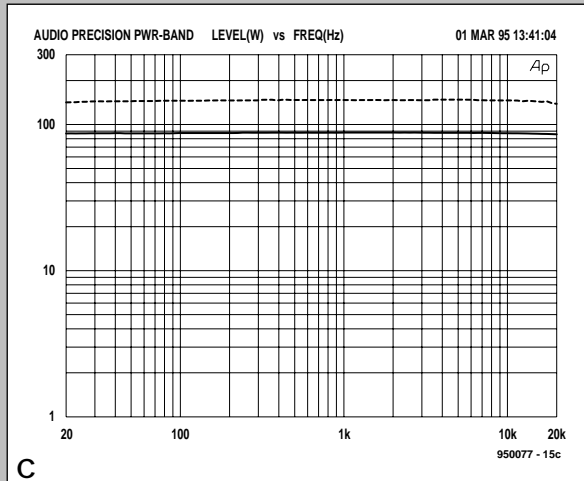
La **figure D** montre, pour finir, une analyse de Fourier d'un signal de 1 kHz (à 1 W sous 8  $\Omega$ ) dont la fondamentale a été éliminée. Si les seconde, troisième et quatrième harmoniques sont, il est vrai, visibles mais se situant à -100, -110 et -120 dB respectivement, elles se trouvent à distance respectueuse de la fondamentale.



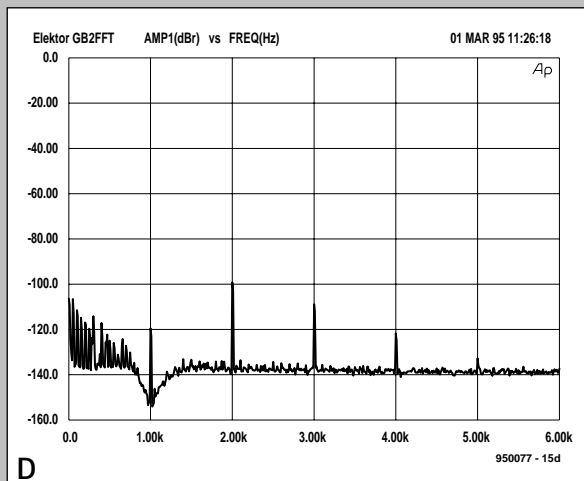
A



B



C



D

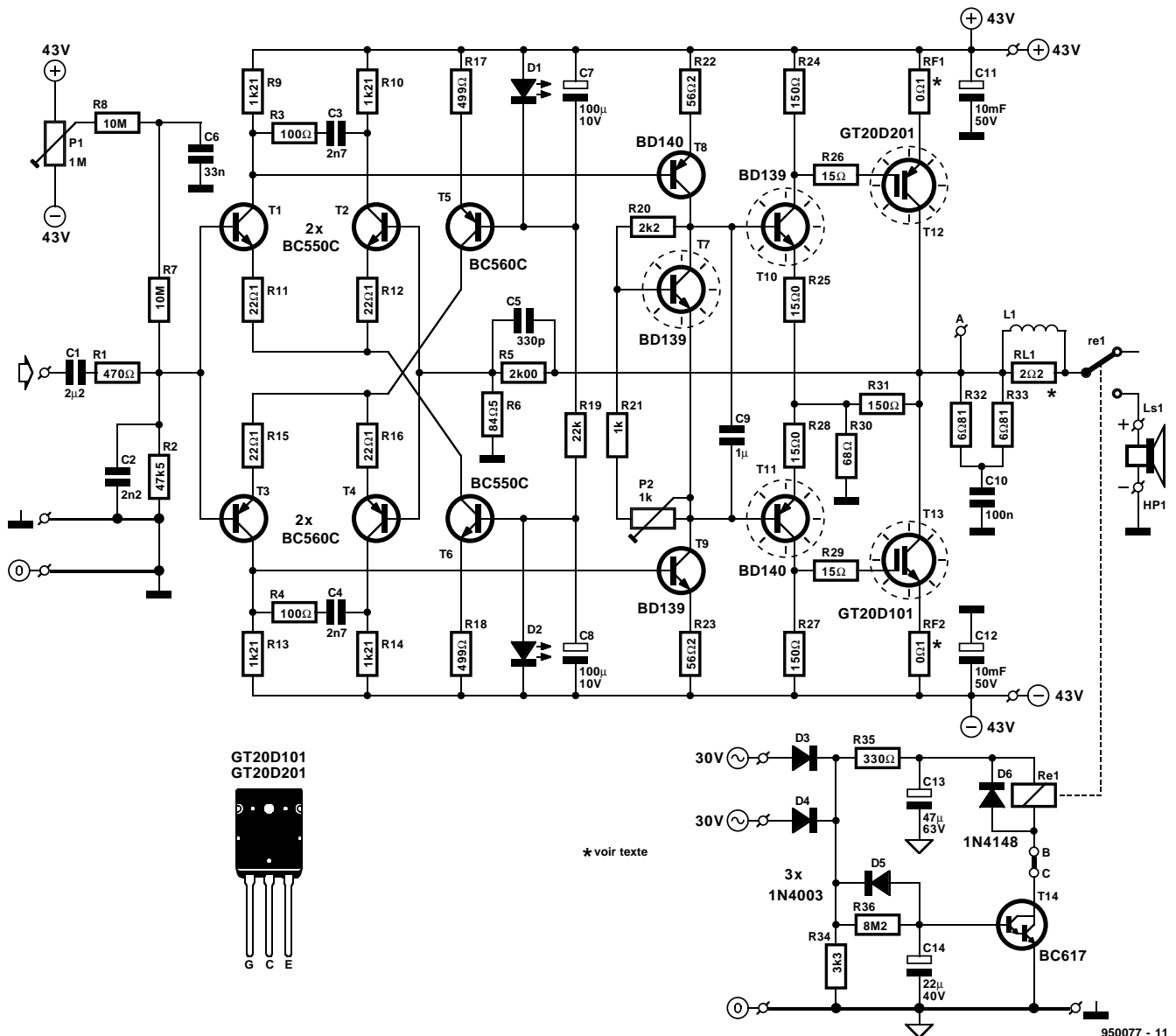


Figure 1. Le schéma de « Nonante », notre amplificateur audio de puissance à IGBT, ne diffère que par quelques petits détails de son homologue doté de transistors HEXFET.

été en mesure, à cette époque, d'obtenir le nombre nécessaire et suffisant de ce type de transistors, nous nous vîmes forcés de nous limiter à la version basée sur les HEXFET d'International Rectifier et de remettre à plus tard la version basée sur les IGBT.

Bien de l'eau a, depuis lors, coulé sous les ponts et nous voici enfin en mesure de vous proposer un amplificateur de sortie à IGBT.

Bien que, comme le montre l'article séparé consacré aux IGBT publié ailleurs dans ce magazine, les transistors à commande par grille soient vraiment très différents des transistors classiques ou des FET, la recette permettant de substituer des IGBT aux FET s'est avéré extrêmement simple. Nous pouvons conserver telle quelle la platine dessinée pour HEXFET<sub>60</sub>, sans avoir ni à supprimer de piste ni à ajouter de

pont de câblage. L'idéal quoi. Mieux encore, même le schéma de notre « Nonante » diffère à peine de celui de HEXFET<sub>60</sub>. La modification majeure se situe au niveau des fusibles pris dans la ligne de source des FET de puissance qui se voient remplacés par des résistances d'émetteur lors de l'utilisation d'IGBT. Les seules modifications additionnelles sont des changements de valeur de 2 résistances du circuit de compensation de l'étage d'entrée, d'une résistance du circuit de courant de repos ainsi que d'une résistance et de 2 condensateurs du circuit de protection. Pour le reste le dimensionnement des composants reste exactement celui qu'il était dans le cas du HEXFET<sub>60</sub>, de sorte qu'il suffira de quelques minutes, à ceux d'entre nos lecteurs qui, ayant réalisé ce premier amplificateur audio voudraient le transformer en Nonante. Il

va sans dire qu'il nous faut un transformateur d'alimentation différent sachant qu'il est impossible d'obtenir une puissance plus importante sans disposer d'une tension d'alimentation plus élevée. Le transformateur de 2 x 25 V utilisé à l'origine fera place à un modèle de 2 x 30 V/3,75 A qui nous fournira une tension redressée de plus et moins 43 V.

## Le schéma

Nous vous proposons en **figure 1** le schéma complet de « Nonante », notre amplificateur audio à IGBT. Les différences par rapport au schéma de HEXFET<sub>60</sub> se situent, outre, cela va de soi, au niveau des transistors T12 et T13, également à celui des composants suivants : RF1, RF2, R3, R4, R21, R35, C13 et C14. Nous avons profité de l'occasion pour, en vue d'améliorer le comportement

aux fréquences élevées, ajouter une résistance d'amortissement sur – ou plus exactement à l'intérieur – de la self de sortie, RL1. Nous avons également, ceci en vue d'améliorer le comportement de bruit, diminué quelque peu l'impédance du filtre d'entrée R1/C2.

Nous pourrions presque nous contenter, pour une description détaillée du schéma de la figure 1, de nous référer à l'article publié dans le numéro de décembre 1993 et consacré à HEXFET<sub>60</sub> (cf. référence 1 de la bibliographie). Nous ne pouvons cependant pas nous permettre d'oublier ceux d'entre nos lecteurs qui auraient « pris le train en marche », raison pour laquelle nous allons procéder à une description succincte. L'étage d'entrée de cet amplificateur symétrique compact est constitué par 2 amplificateurs différentiels, T1/T2 et T3/T4 dont le gain dépend principalement du rapport entre les résistances de collecteur et d'émetteur. En évitant d'adopter un gain inutilement important on constitue une sorte de contre-réaction locale tout en diminuant la distorsion. Les réseaux R3/C3 et R4/C4 limitent la bande passante de l'étage d'entrée et, partant, déterminent la bande passante en boucle ouverte de l'amplificateur. Le réglage en courant continu des amplificateurs différentiels est défini par les sources de courant centrées sur les transistors T5 et T6. On garantit, par l'utilisation de LED, D1 et D2, comme référence dans les sources de courant et par leur couplage thermique avec les transistors, une très bonne stabilité en température du circuit. Revenons quelques instants à l'entrée. On y découvre, outre le condensateur d'entrée C1 et l'indispensable filtre passe-bas R1/C2 chargé de limiter la bande passante d'entrée, un réseau constitué de P1, R7 et R8. Il s'agit d'un circuit d'offset dont la structure diffère quelque peu de ce que l'on utilise d'habitude, sous-ensemble ayant pour fonction de permettre le réglage à zéro de la tension continue potentiellement présente à la sortie de l'amplificateur.

Depuis les collecteurs de T1 et T3, le signal amplifié par l'étage d'entrée est amené aux transistors de pré-attaque (*pre-driver*) T8 et T9. Nous avons placé, entre ces 2 transistors, une « zener à transistor » ajustable par action sur la résistance ajustable P2, T7, permettant d'ajuster « au quart de poil » le courant de repos des transistors de sortie. On trouve ensuite une paire de transistors de commande complémentaire, T10 et

T11 qui, par le biais des résistances R26 et R29, fournit une tension de commande aux transistors IGBT T12 et T13. L'étage de sortie s'est vu doté, sous la forme des résistances R31/R30, d'une contre-réaction locale chargée de limiter à un facteur 3 le gain en tension de cette section. Il s'agit, ici encore, d'une mesure destinée à la diminution de la distorsion. La contre-réaction générale est assurée par les résistances R5 et R6 associées au condensateur C5.

Nous découvrons à la sortie, sous la forme de R32/R33/C10, le réseau Boucherot classique, ainsi qu'une self chargée de l'amortissement des crêtes de courant dans le cas d'une charge aux caractéristiques capacitatives. Le relais Re1 assure, en coopération avec l'électronique basée sur le transistor T14, un couplage à retardement de l'enceinte à l'amplificateur lors de l'application de la tension d'alimentation.

En effet, il faudra que le condensateur électrochimique C14 ait d'abord, via la résistance R36, atteint une tension de charge de quelque 1,2 V avant que le transistor T14 n'entre en conduction et que le relais ne soit activé. Vu d'autre part que la tension d'alimentation du relais est drainée directement, par l'intermédiaire des diodes D3 et D4, du transformateur, le relais décolle instantanément dès que disparaît la tension du secteur. L'alimentation représentée en **figure 2** respecte la recette classique à base de transformateur et de pont de redressement, le tout assaisonné d'une bonne dose de condensateurs destinés au filtrage de la tension d'alimentation. Les résistances prises

dans les lignes d'alimentation remplissent une double fonction. Elles servent d'une part à atténuer les crêtes de courant qui naissent lors de la charge des condensateurs-tampon, C11 et C12, présents sur la platine de l'amplificateur. Elles constituent en outre, en combinaison avec les dits condensateurs-tampon, une sorte de filtre anti-parasites. Sachant qu'en raison de l'importance de la capacité constituée par ces 6 condensateurs de 10 000  $\mu$ F ces derniers provoquent une crête de courant de mise en fonction digne d'être prise en considération, il nous a semblé qu'un dispositif de temporisation à la mise en fonction (cf. le cadre distinct qui lui est consacré) n'avait rien d'un luxe. Rappelons, pour éviter tout malentendu, que l'alimentation représentée en figure 2 est dimensionnée pour un amplificateur **monophonique**. Si l'on veut réaliser une version stéréophonique de « Nonante » il faudra donc utiliser 2 exemplaires de chacun des composants mentionnés !

## La réalisation

Pour cette étape également nous vous renvoyons à l'article cité en référence [1] de la bibliographie. En effet, tout ce qui y est écrit vaut aussi pour la version à IGBT de cet amplificateur. Nous redonnons, à l'intention de ceux d'entre nos lecteurs qui ne disposeraient pas de la revue en question, la représentation de la sériographie de l'implantation des composants de la dite platine, en **figure 3**, et passons en revue un certain nombre de détails importants. Il est important, pour réaliser l'amplificateur le meilleur possible, que les

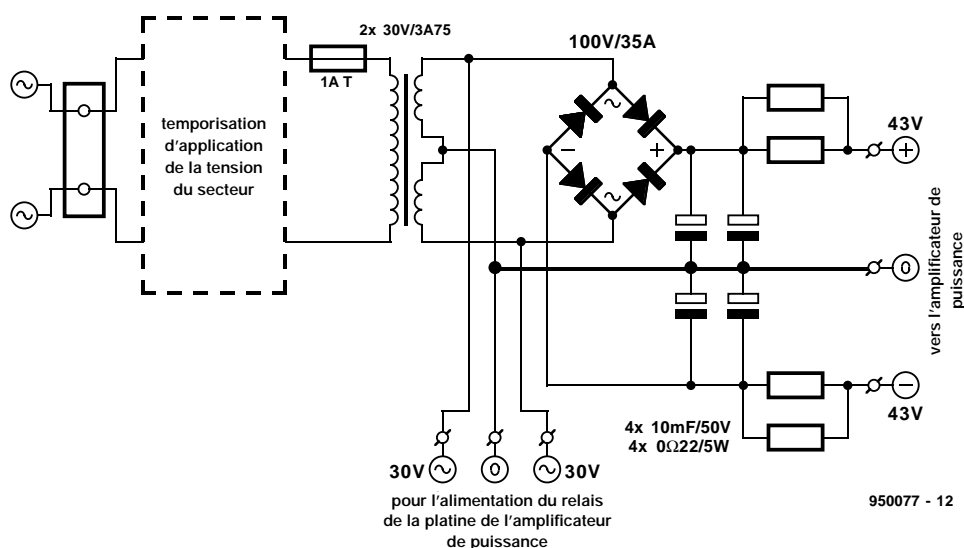


Figure 2. Une alimentation simple et robuste. La tension de sortie du transformateur passe de 2 x 25 à 2 x 35 V.

IGBT soient appariés du mieux possible. On prendra donc pour les transistors T12 et T13 des exemplaires dotés du même suffixe après le numéro de type. Le dit suffixe pourra être un Y ou un O.

Cette condition d'appariement vaut également pour les transistors T8/T9

et T10/T11, dont les types PNP et NPN doivent, respectivement, avoir des caractéristiques aussi proches que possibles. La meilleure solution consiste à utiliser des paires BD139/BD140 complémentaires. Une bonne symétrie des étages différentiels à l'entrée est elle, pourrait-

on dire, presque plus importante encore. Nous avons indiqué dans l'article cité en référence comment appairer à la main les BC5X0C que sont les paires de transistors T1/T2 et T3/T4. Il est d'une importance capitale, en ce qui concerne la stabilité des réglages de courant continu

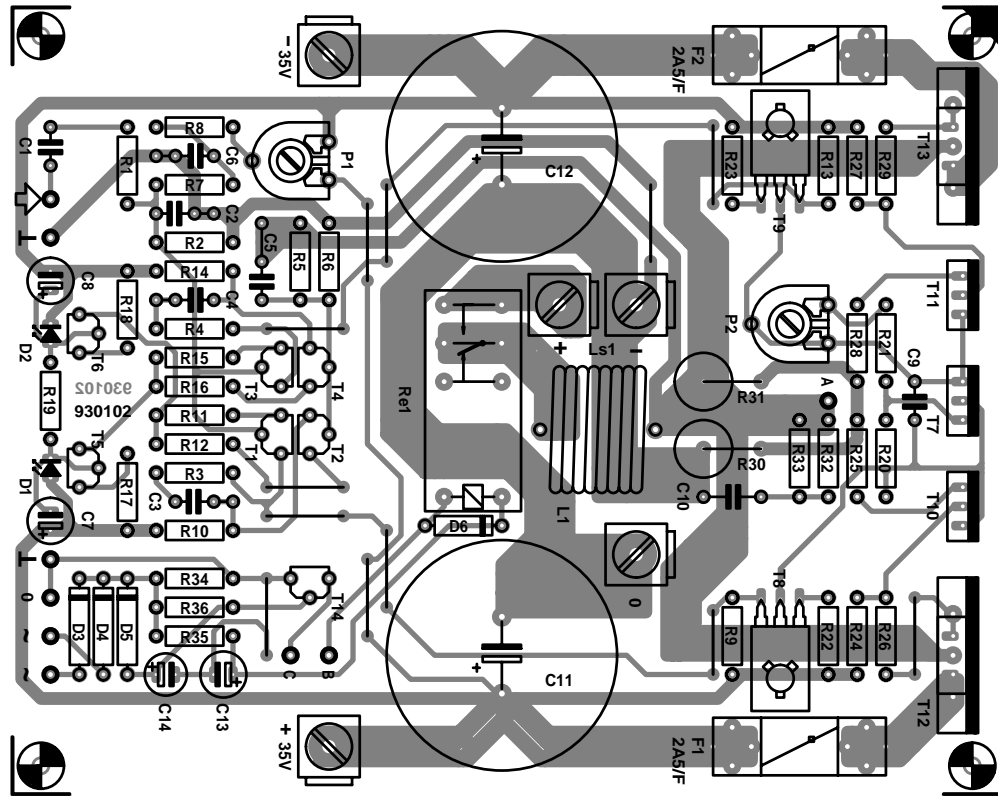


Figure 3. Il nous a été possible, heureusement, de réutiliser le circuit imprimé dessiné à l'intention du HEXFET<sub>60</sub>, sans avoir à effectuer la moindre modification. Les fusibles F1 et F2 sont remplacés par des résistances de puissance de 0,1 Ω.

#### Liste des composants

##### Résistances :

R1 = 470 Ω  
 R2 = 47kΩ5  
 R3,R4 = 100 Ω  
 R5 = 2kΩ00 1%  
 R6 = 84Ω5 1%  
 R7,R8 = 10 MΩ  
 R9,R10,R13,R14 = 1kΩ21 1%  
 R11,R12,R15,R16 = 22Ω1 1%  
 R17,R18 = 499 Ω 1%  
 R19 = 22 kΩ  
 R20 = 2kΩ2  
 R21 = 1 kΩ  
 R22,R23 = 56Ω2 1%  
 R24,R27 = 150 Ω 1%  
 R25,R28 = 15Ω0 1%  
 R26,R29 = 15 Ω  
 R30 = 68 Ω/5 W  
 R31 = 150 Ω/5 W  
 R32,R33 = 6Ω81 1%  
 R34 = 3kΩ3  
 R35 = 330 Ω  
 R36 = 8MΩ2  
 RF1,RF2 = 0Ω1/5 W  
 RL1 = 2Ω2/5 W (à monter dans L1, cf. texte)

P1 = 1 MΩ ajustable

P2 = 1 kΩ ajustable

##### Condensateurs :

C1 = 2μF2 MKT au pas de 5 mm  
 C2 = 2nF2  
 C3,C4 = 2nF7  
 C5 = 330 pF/160 V styroflex  
 C6 = 33 nF  
 C7,C8 = 100 μF/10 V radial  
 C9 = 1 μF MKT au pas de 5 mm  
 C10 = 100 nF  
 C11,C12 = 10 000 μF/50 V radial  
 C13 = 47 μF/63 V radial  
 C14 = 22 μF/40 V radial

##### Bobines :

L1 = bobine à air de 16 mm de diamètre à 6 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm

##### Semi-conducteurs :

D1,D2 = LED rouge plate (à fixer contre T5 et T6 respectivement)  
 D3,D4,D5 = 1N4003  
 D6 = 1N4148  
 T1,T2,T6 = BC550C  
 T3,T4,T5 = BC560C

T7,T9,T10 = BD139

T8,T11 = BD140

T12 = GT20D201

T13 = GT20D101

T14 = BC617

##### Divers :

Re1 = relais Siemens V23056-A0105-A101 (24V/875Ω, 16 A, 1 inverseur)  
 5 cosses auto pour fixation par vis isolation céramique AOS220 (Fischer) pour T7, T10, T11  
 isolation mica pour T12, T13  
 radiateur SK85 (Fischer) pour T7, T10 à T13 (R<sub>th</sub> < 0,65°C/W)

##### Alimentation

Transformateur : secondaire 2x30V/3,75 A 225 VA (Amplimo 61017)  
 fusible 1 A retardé, I<sub>2t</sub> >> 20  
 pont de redressement 100 V/35 A  
 résistance 0Ω22/5 W  
 condensateur 10 000 μF/50 V radial  
 indicateur de présence de la tension du secteur : résistance de 10 kΩ avec LED par exemple  
 temporisation de l'application de la tension du secteur : platine EPS 924055 (cf. Hors-Gabarit '92)

internes, d'assurer un bon couplage thermique entre les paires T1/T2, T3/T4, D1/T5 et D2/T6. Cet aspect de couplage thermique revêt également une importance capitale pour le sous-ensemble de « puissance ». On veillera à coupler les transistors de puissance, les transistors de commande et la zener transistorisée T7, de façon correcte et efficace, étape de la réalisation illustrée par le croquis de la **figure 4**.

Il existe des plaquettes d'isolation en mica spéciales à l'intention des IGBT. Nous recommandons, en ce qui concerne les transistors de type BD, des plaquettes céramique. Il ne faudra pas oublier de doter le recto et le verso des différentes plaquettes d'isolation d'une fine couche de pâte thermoconductrice !

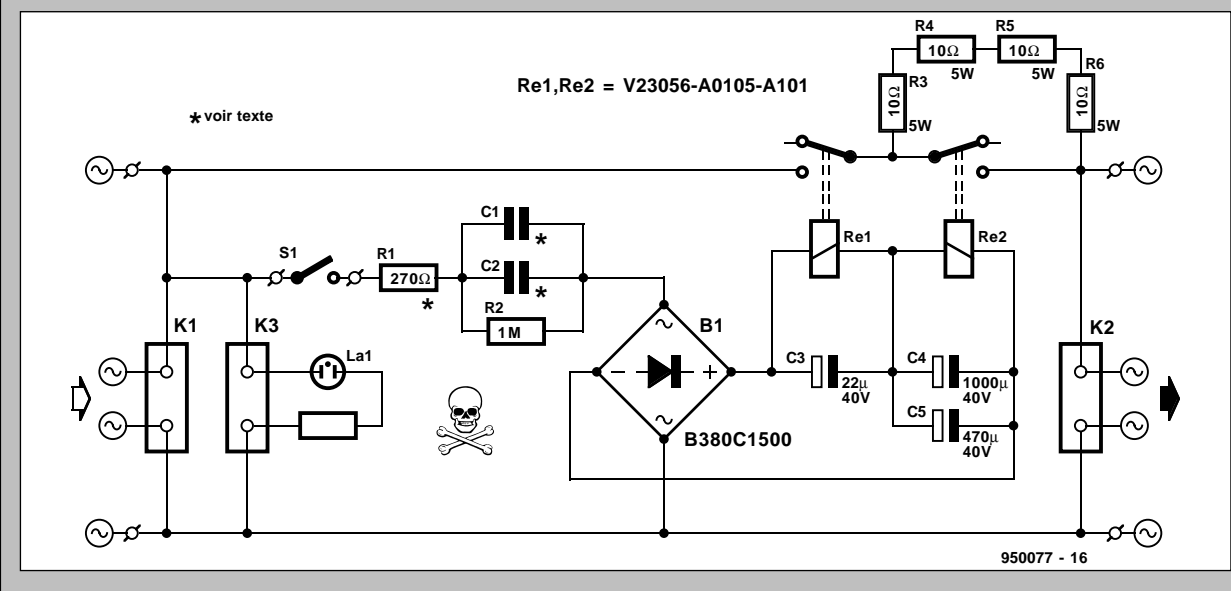
Contrairement à ce que donne à penser la figure 3, les transistors T8 et T9 ne sont pas à monter à plat sur le circuit imprimé mais debout, de manière à pouvoir être dotés d'un



Figure 4. Il est vital, pour garantir une stabilité thermique correcte, d'établir un bon couplage avec le radiateur.

### Dispositif de temporisation d'application de la tension du secteur

On découvre, dans le schéma de l'alimentation de l'amplificateur à IGBT « Nonante », un petit bloc baptisé temporisation d'application de la tension du secteur. Il se peut que certains d'entre nos lecteurs se posent la question de savoir où trouver un tel dispositif et s'interrogent quant à son utilité. L'amplificateur ne dispose-t-il pas de son propre dispositif de temporisation ? Cela est vrai, mais le dit dispositif de temporisation remplit une fonction totalement différente. Le sous-ensemble centré sur le transistor T14 et le relais Re1 (cf. figure 1) a pour fonction d'éliminer les clics et les... plocs naissant dans les enceintes et, partant, ne connecte les enceintes au système audio qu'après que l'amplificateur ait eu le temps de bien se stabiliser. La temporisation d'application de la tension du secteur au contraire est chargée, en cas de charges importantes, d'une application progressive de la tension du secteur, ceci en vue d'éviter un trépas prématuré des fusibles. Nous avons décrit plusieurs versions de ce circuit destinées à remplir cette fonction. La version la plus récente remonte au numéro « Hors-Gabarit » de 1992; nous en reprenons le schéma. Le circuit imprimé, dont le numéro est 924055, reste disponible auprès des adresses habituelles. Un coup d'oeil au schéma, il n'en faut pas plus pour saisir le principe de fonctionnement de la dite électronique. Les différentes résistances de puissance prises en série avec la tension du secteur, R3 à R6, limitent à 5 A le courant à l'instant de la mise en fonction. Lors de l'activation de l'interrupteur S1 on aura tout d'abord activation du seul relais Re1, de sorte que le courant se verra forcé de traverser les résistances évoquées quelques lignes plus haut. Ce n'est qu'une fois, au bout de quelques secondes, que les condensateurs C4 et C5 se seront chargés, que l'on aura aussi activation du second relais, Re2, qui court-circuitera les résistances de protection. Ces quelques secondes donnent le temps suffisant aux condensateurs-tampon de l'alimentation de l'amplificateur pour se charger avec une progressivité acceptable, sans que cela ne se traduise par un courant de crête important à l'extrême. Les selfs de ces 2 relais sont prises en série et tirent leur tension directement du secteur par le biais du pont de redressement B1, de la « résistance en courant alternatif », C1/C2, et de la résistance R1. La valeur à attribuer aux condensateurs C1/C2 dépend de la valeur du courant de bobine des relais utilisés et de la taille de la tension du secteur. Les types de relais mis en oeuvre dans le schéma nécessitent de l'ordre de 30 mA. On pourra, si l'on travaille avec une tension du secteur de 230 V, supprimer le condensateur C2 et donner alors à C1 une valeur de 470 nF/630 V<sub>CC</sub> (tension de service).



radiateur, détail essentiel pour l'obtention d'une bonne stabilité thermique.

L'idéal consiste à placer les transistors T8 et T9, correctement isolés, sur un radiateur commun, sachant que sinon on ne met pas à

profit la symétrie obtenue par l'appariement recommandé plus haut ! Mentionnons en vrac un certain nombre de choses dignes d'intérêt. La self L1 comporte 6 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de diamètre bobinées sur un noyau à air de 16 mm de diamètre.

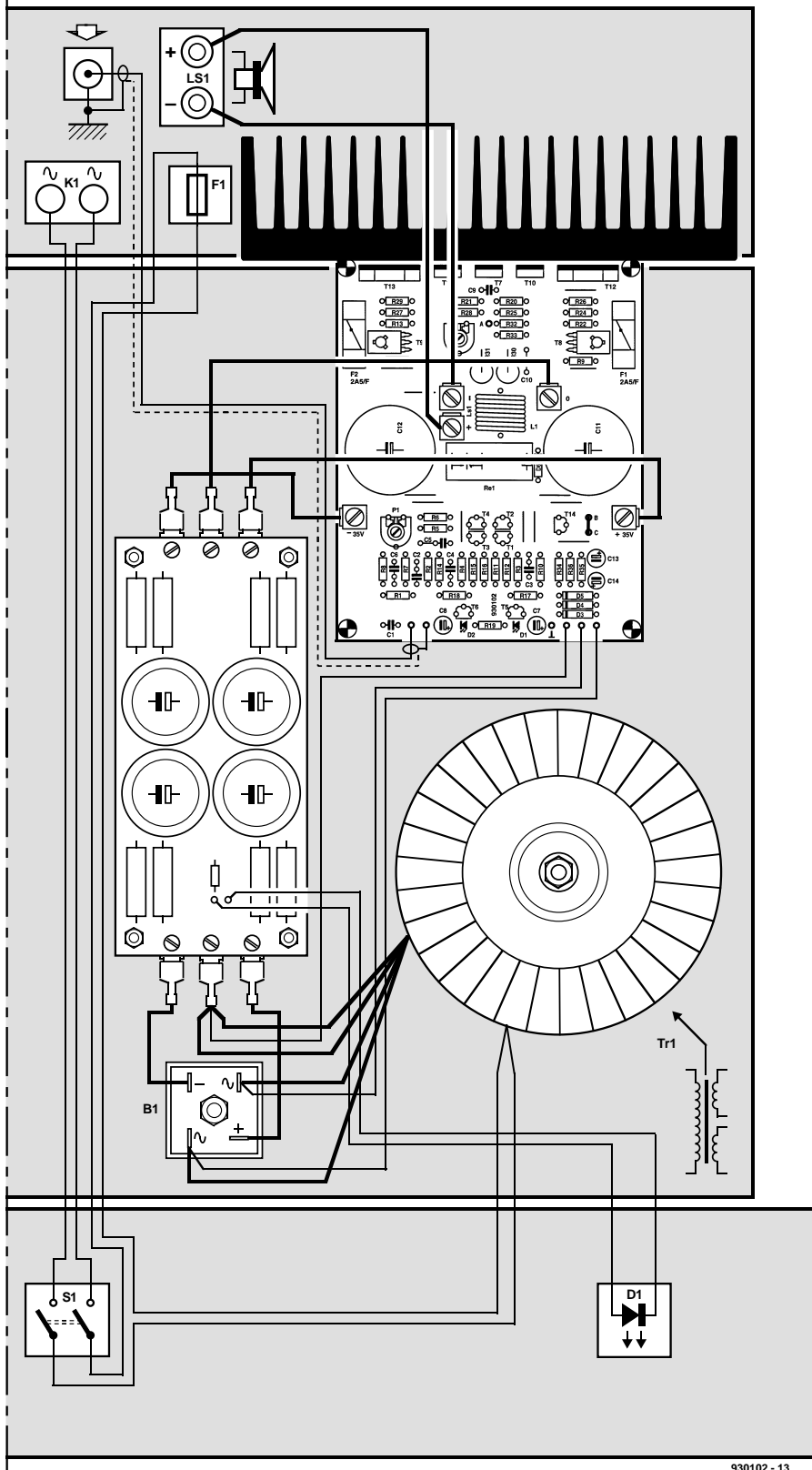
La résistance RL1 pourra être montée, au choix, soit à l'intérieur même de la self L1, soit sur la face inférieure de la platine. Il ne saurait être question, lors de la mise en coffret de l'amplificateur, de considérer, erreur couramment commise, le coffret métallique comme faisant partie du radiateur; il ne faudra donc **pas** placer le radiateur à l'extérieur du coffret et les transistors à l'intérieur de celui-ci !

L'article cité en référence propose un plan de câblage donnant une garantie de succès raisonnable; ce plan de câblage permet de combiner le circuit imprimé, l'alimentation et les embases de sortie pour en faire un ensemble cohérent. Il nous reste à parler du réglage. On commencera, avant d'appliquer la tension d'alimentation, par mettre l'ajustable P1 en position médiane et l'ajustable P2 en position de résistance maximale, son curseur se trouvant alors tourné vers la résistance R33. On applique ensuite la tension d'alimentation et, par action sur l'ajustable P1, on règle, en se servant d'un multimètre numérique, à zéro volt la tension continue présente à la sortie de l'amplificateur. On branche ensuite le multimètre aux bornes de l'une des résistances RF1 ou RF2 et on joue progressivement sur l'ajustable P2 jusqu'à ce que l'on mesure une chute de tension de 10 mV sur la résistance en question. Cette valeur correspond à un courant de repos de 100 mA à travers les transistors T12 et T13. Dès lors que la stabilité thermique de l'amplificateur se comporte comme elle le doit, le courant de repos grimpe, au bout d'une demi-heure de fonctionnement environ, à une valeur approximativement double de celle qu'il présente « à froid ». On pourra, si nécessaire, ajuster la position de P2 de manière à avoir un courant de repos « à chaud » de l'ordre de 200 mA. Une remarque finale en ce qui concerne la stabilité thermique. En raison du coefficient de température positif que présentent les IGBT, le courant de repos n'augmente pas en cas de dissipation croissante, au contraire il diminue.

Et vous voilà maintenant le fier possesseur de l'un des amplificateurs audio de puissance les plus modernes et les plus performants qui soient. Vous nous en direz de vos nouvelles. ■

#### Bibliographie

- [1] HEXFET<sub>60</sub>: Elektor n°186, décembre 1993, page 58 et suivantes;  
[2] temporisateur de mise sous tension secteur: Elektor n°169/170, juillet/août 1992, page 23 et suivante.



930102 - 13

Plan de câblage de « Nonante ». Il ne varie en rien de celui de HEXFET<sub>60</sub>.