

**premier
maillon de
la chaîne XL:**

(harmoniques ou non) qui pourraient naître; ces distorsions peuvent être combattues à condition de concevoir un amplificateur parfaitement symétrique. Pourquoi? Parce qu'il naît de part et d'autre de la ligne de symétrie un certain nombre (pair) de composantes harmoniques de distorsion qui, en final, s'auto-éliminent (tension alternative sur impédance de charge). Cela permet de minimiser la dose de cosmétiques à administrer au montage, sous la forme de contre-réactions et autres couplages, lorsque l'on veut que le résultat final corresponde au cahier de charges relativement sévère. Lorsque l'on sait d'autre part que toute contre-réaction peut entraîner des problèmes, on risque de se trouver en face d'un remède pire que le mal (instabilité, distorsion harmonique telle que distorsion d'intermodulation transitoire: TIM). D'où l'accent que nous mettons sur l'idée directrice: moins l'on administre de médicaments, meilleure risque d'en être la santé du cobaye. Reprenons nos ciseaux (au figuré cette fois-ci!!!) et attaquons-nous soit à la figure 1 qui montre le schéma synoptique, soit à la figure 2 qui propose le schéma de principe. Traçons une droite horizontale passant par le milieu. Si l'on joue au jeu des différences, on est surpris de n'en trouver pratiquement aucune, puisque chaque sous-ensemble

crescendo

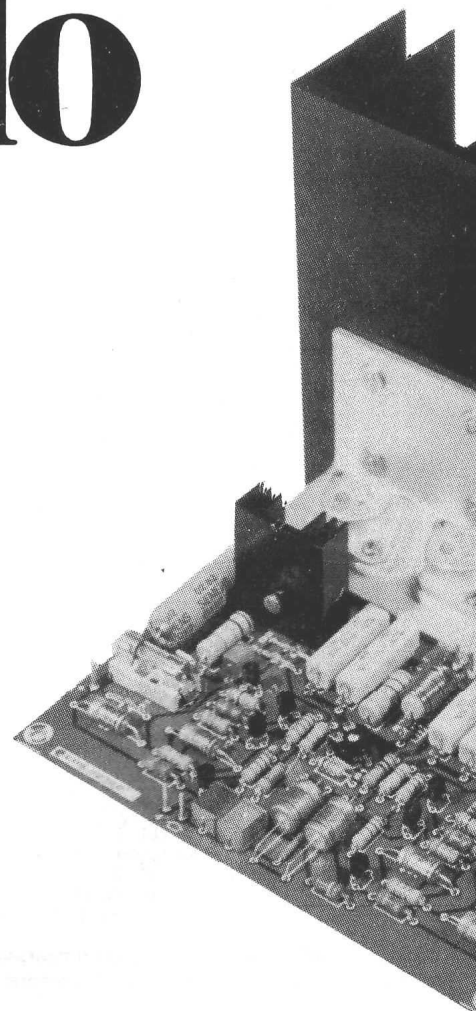
amplificateur hifi 2 x 140 W

C'est avec Crescendo que démarre la publication d'une série d'articles concernant la chaîne audio XL. Cet amplificateur stéréo à FET-MOS symétrique/complémentaire peut se targuer d'être puissant, puisqu'il fournit 2 x 140 watts sous 8 Ω. La plage de fréquences est large, la distorsion ramenée à des valeurs extrêmement faibles. Si le cœur vous en dit, vous pourrez agrémenter votre amplificateur de divers accessoires, tels que sécurité de courant continu, dispositif de temporisation de la mise en fonction des haut-parleurs, thermomètre de radiateur ou indicateurs de surmodulation.

Les FET-MOS de puissance existent en deux versions: soit à canal-P, soit à canal-N. Cette dualité permet de faire travailler ces deux types de transistor "à mi-temps" pour obtenir un amplificateur de classe B. Un FET-MOS n'est pas indestructible; c'est pour cette raison que nous avons décidé de partager la puissance à fournir entre deux paires de FET-MOS: l'étage de puissance comporte deux FET-MOS à canal-N et deux autres à canal-P. Cette disposition permet l'obtention d'un étage d'amplification de forte puissance et ayant une distorsion de transmission extrêmement faible, au point que l'on peut allègrement la qualifier de négligeable.

Les morceaux du puzzle

Prenez au hasard une (vienne) photographie d'identité, prenez une paire de ciseaux et découpez la photographie. Le résultat de cette opération est l'obtention de deux moitiés qui ne se ressemblent pas du tout. Très souvent, les projets d'amplificateurs souffrent d'un défaut de ce genre. Nous n'allons pas nous intéresser ici aux différences visibles, mais plutôt aux distorsions

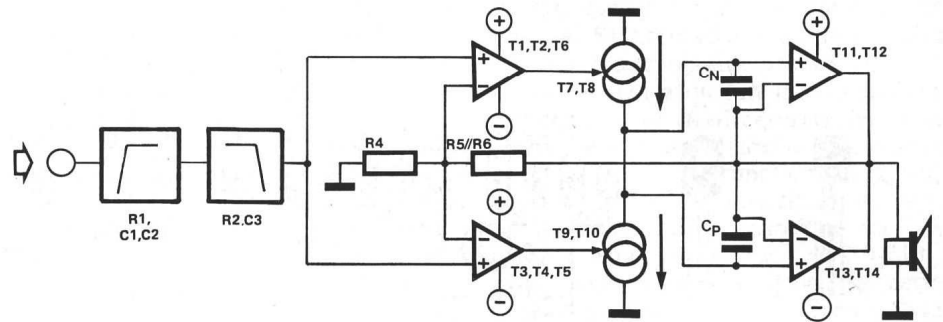


du dessus retrouve son homologue dans la partie du dessous. Les seuls éléments solitaires concernent les parties communes d'entrée et de sortie (contre-réaction comprise). Il n'y a qu'une exception: il nous a paru "gamin" de remplacer le potentiomètre de commande de courant de repos, P1, par un système de 2 petits potentiomètres.

Il est temps maintenant de nous pencher quelques instants sur les deux figures que nous venons de mentionner. Prenons les choses par le début: nous trouvons un filtre passe-haut constitué des composants C1/C2/R1. Ce filtre a deux raisons d'être: il doit tout d'abord interdire l'accès des haut-parleurs des basses aux signaux audio ultra-bas; il doit d'autre part bloquer la composante continue éventuellement présente dans le signal d'entrée (car celle-ci se retrouverait directement à la sortie, avec des conséquences dont on pourrait fort bien se passer sur l'équilibre du courant de repos de l'amplificateur). Le filtre passe-bas constitué de R2 et C3 est calculé de manière à laisser passer sans atténuation les signaux ayant une fréquence inférieure à 160 kHz.

Le double étage de différentiation T1...T4 du schéma 1 se retrouve dans le schéma 2 sous la forme de 2 amplificateurs opérationnels. Les signaux disponibles en sortie des étages

1



82180 - 1

Figure 1. La raie au milieu: on voit sur le schéma synoptique que l'amplificateur crescendo possède une conception symétrique évidente.

de différentiation (tensions sur les résistances R11 et R13 respectivement) sont le résultat amplifié de la comparaison entre le signal appliqué à l'entrée et le signal disponible à la sortie après atténuation par l'action de R4, R5 et de R6. On peut dire, en d'autres termes, que l'effet de contre-réaction est déjà assimilé dans les tensions existant sur R11 et R13. Le gain pour les tensions alternatives peut se calculer à l'aide de la

$$\text{formule suivante: } A = 1 + \frac{R5 // R6}{R4} = 32.$$

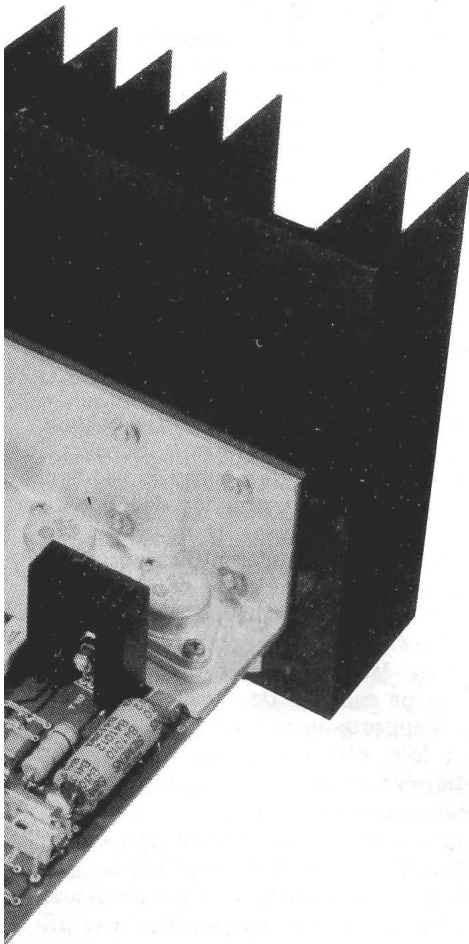
Le gain est unitaire pour les tensions continues, les condensateurs C4 et C5 étant responsables de ce résultat. En leur absence, la tension de décalage du double étage de différentiation se retrouverait amplifiée 32 fois à la sortie, résultat dont nous n'avons que faire.

La tension de décalage (offset) du double étage de différentiation est déterminée par les différences entre les tensions base-émetteur à des courants de collecteur déterminés, ainsi que par une différence éventuelle entre les chutes de tension sur R1 + R2 et R5//R6, différence qui pourrait résulter d'un déséquilibre possible entre les courants de base des couples T1/T3 et T2/T4. L'apport à la tension de décalage dû à cette dernière variable (la différence que nous venons de mentionner) est nul à condition que le montage en série de R1 et de R2 ait une résistance identique à celle du montage en parallèle de R5 et de R6. C'est ici qu'il faut chercher la raison de ce qui pourrait sembler du pinaillage, à savoir l'utilisation d'un montage parallèle d'une 39 k et d'une 150 k, en lieu et place d'une 33 k par exemple (dans le cas idéal, il sort la même quantité de courant de la base de T3/T4 que celle qui entre sur la base de T1/T2. Les chutes de tension que nous avons évoquées précédemment sont alors nulles). On trouve ailleurs dans le paragraphe "construction" comment, sans investir un centime, diminuer encore la tension de décalage de sortie qui est déjà très faible, puisqu'elle ne dépasse pas les ± 20 mV.

L'alimentation fournie par les sources de courant (T5, T6) produit de bons étages de différentiation et des étages sommateurs moins bons (pour ne pas dire mauvais): le gain et la non-linéarité (qui n'est pas prise en compte par le mécanisme de contre-réaction) sont très faibles pour les signaux communs. L'influence de variations lentes ou rapides des tensions d'alimentation (ondulation résiduelle de 100 Hz à laquelle s'ajoute la moitié des sinus à la fréquence du signal) est quasiment nulle sur le signal choisi, dans le quadrant considéré. Il reste un mot à ajouter en ce qui concerne les étages de différentiation. Il s'agit à nouveau de chercher la petite bête: R12 et R14 sont chargés de faire en sorte que les tensions collecteur-émetteur de T1 et de T2 soient assez proches l'une de l'autre et qu'il en soit de même pour celles de T3 et de T4. On assure de cette façon un meilleur équilibre thermique entre les deux étages différentiateurs, ce qui ne peut qu'être bénéfique pour la tension de compensation.

Les étages de différentiation fournissent la tension de commande pour une paire de sources de courant, par l'intermédiaire de R11 et de R13; ces sources fournissent le courant de commande pour les étages finaux T11...

Chaque source de courant est formée par deux transistors montés en cascade: T7 et T8 pour la partie supérieure du schéma, T9 et T10 dans la moitié inférieure du schéma. L'utilisation de transistors doubles peut paraître inutile, mais elle comporte à l'usage un certain nombre d'avantages. Chaque cascode forme un super-transistor dont le facteur d'amplification en courant est de 400 au moins, super-transistor doté d'une courbe I_C (U_{CE}) parfaitement droite et quasiment horizontale (courbe caractéristique qui admet de grimper allègrement jusqu'à une tension collecteur de 250 V) et d'une capacité collecteur-base également pratiquement linéaire (indépendante de la fréquence et de la tension) de quelques dixièmes de picofarad que l'on peut choisir aussi faible que le permet la conception du circuit imprimé.



et la masse; elle est parfaitement inoffensive. Le choix de la méthode en cascode n'est cependant pas totalement gratuit: la facilité de réglage de la tension continue de cette option se paie en contrepartie par une légère limitation de la plage de commande de modulation de l'étage terminal. Il ne faut pas dramatiser cependant, car la modulation maximale de l'étage de sortie est alors limitée par la cascode et non pas par des phénomènes de saturation qui pourraient y apparaître. On trouve là encore une des circonstances qui favorisent le comportement de l'ensemble lors de la récupération d'une surcharge (recovery).

La polarisation en courant des cascades et des étages de différentiation est assurée par les diodes zener D1 et D2, qui sont elles alimentées en courant par l'intermédiaire des résistances R17 et R18. La coopération intime des diodes zener, des condensateurs C8 . . . C11 et des résistances R19 et R20 a pour conséquence une insensibilité totale de la polarisation en courant continu de T1 . . . T14 aux variations de la tension d'alimentation.

Passons maintenant à l'étage de sortie. Il est capable de supporter sans broncher un courant de crête de 14A et peut dégager une puissance de 320 watts (à une température ambiante de 50°C et lorsque l'on prend la précaution de le garder bien au frais, comme le vin d'Alsace). Les diodes D3/D5 et D4/D6 ont l'importante mission d'assurer la limitation en courant à court terme; si la situation se maintient, les fusibles F1 et F2 prennent la relève en se faisant sauter la cervelle.

L'étage de puissance est réglé à un courant de repos de 2 x 100 mA. Ce courant est largement suffisant pour permettre la commande simultanée des deux moitiés de l'amplificateur de puissance, cette superposition annulant la distorsion de transfert (qui naît lorsque le courant de repos est soit trop faible, soit inexistant). Lorsque le courant de grille (gate) dépasse 100 mA environ, la tension grille-source restant la même, ce courant de grille a tendance à diminuer lors d'une augmentation de la température. Ce coefficient de température négatif empêche l'amplificateur d'entrer en cycle d'auto-échauffement. Les étages de puissance à NPN/PNP doivent comporter les garde-fous permettant d'éviter l'apparition de ce genre de phénomène. Ces précautions sont parfaitement inutiles ici. Toute votre tâche consiste à régler le courant de repos par action sur le potentiomètre P1. Il n'est pas nécessaire de fixer des limitations à l'aide de diodes ou de transistors.

Un amplificateur à FET-MOS possède une courbe caractéristique de courant de sortie/tension d'entrée bien plus plate (moins pentue) que celle qui caractérise un amplificateur conventionnel. Cet état de fait comporte bien évidemment des avantages et des incon-

véniants. Commençons par mentionner un inconvénient important. L'étage de puissance est monté en drain commun complémentaire. La modulation maximale dépend de ce fait de la tension d'alimentation à laquelle il faut soustraire la tension de commande de l'étage amplificateur. Sachant que pour un même courant alternatif de sortie, la tension de commande d'un FET-MOS est plus élevée que dans le cas "habituel", cela a bien évidemment pour conséquence une diminution de la largeur de la plage de modulation à une tension d'alimentation donnée (la chute de tension due à la résistance de saturation d'un FET-MOS est une limitation supplémentaire de cette plage de modulation).

Penchons-nous un instant sur les avantages maintenant. La courbe tension d'entrée/courant de sortie plus plate a l'avantage de réduire le risque de naissance potentiel de distorsions de transmission, qu'elles soient dynamiques ou statiques. Le potentiomètre P1 permet d'autre part de régler très précisément le courant de repos. Une rotation d'un 36ème de tour n'aura pas pour effet de faire passer ce courant de 0 à 1A (par exemple).

L'étage de puissance à FET-MOS construit à l'aide des transistors T11 . . . T14 fonctionne parfaitement non seulement pour des puissances élevées, mais également à haute fréquence. Le rapport entre le courant de sortie (courant de drain) et la tension d'entrée (entre la grille et la source), ce que l'on appelle la pente, reste insensible à la fréquence jusque dans les Megahertz. Il y a là un risque de mise en oscillation qui est efficacement éliminé par un ensemble de mesures, parmi lesquelles la réduction au minimum du câblage de connexion, le découplage (C6, C7, C14 et C15), les résistances d'arrêt (R23 . . . R26) et dans une mesure moindre R27 . . . R30, ont une action particulièrement sensible. Parlons maintenant de deux condensateurs que l'on découvre bien sur le schéma de la figure 1 et qui ont disparu de celui de la figure 2; il s'agit en l'occurrence de C_N et de C_p. Ces "condensateurs" sont en fait les capacités d'entrée des FET-MOS. Nous venons tout juste de préciser que la tension régnant aux bornes de C_N et de C_p ne dépend pas de la fréquence (du moins en ce qui concerne le domaine de fréquences couvert par l'amplificateur) et qu'elle est proportionnelle au courant de sortie. Cette dépendance de la fréquence prend source dans le courant de commande que doivent fournir les étages de commande T7 . . . T10; ce courant de commande augmente en fonction de l'augmentation de la fréquence du signal et/ou du courant de sortie. Ce courant de commande n'est autre que la charge et la décharge de C_N et de C_p. Puisque nous nageons en plein dans les courants, il doit paraître évident qu'il est préférable

d'opter pour une commande en courant de l'étage d'amplification de puissance, plutôt que pour une commande en tension. Et nous voici revenus au point de départ, à savoir aux cascades.

La conséquence du fait que le courant augmente avec la fréquence est une augmentation de la tension aux bornes de R15 (R16) en fonction de la fréquence. On trouve une situation identique en ce qui concerne la tension régnant aux bornes de R11 (R13). Quel peut être l'avantage de cette situation? Nous allons y venir. Chez tous les amplificateurs pourvus d'une contre-réaction, le gain en boucle ouverte, doit à partir d'un point donné, chuter lorsque la fréquence augmente et d'une façon telle que la pente de chute n'atteigne pas tout à fait 12 dB par octave à la fréquence à laquelle le gain en boucle ouverte est unitaire (ce qui revient à dire qu'elle n'entraîne pas tout à fait une rotation de phase de 180°). Il ne s'agit pas là d'une de nos découvertes, mais d'une des nombreuses constatations fournies par Mrs Bode et Nyquist.

Cette situation-limite de un peu moins de 12 dB ou de 180° est une exigence minimale pour obtenir une stabilité. Si l'on veut se donner une marge de 6 dB par octave ou de rotation de phase de 90° de manière à pouvoir supporter une charge capacitive ou des composants ayant une charge (électrostatiques, filtres de séparation!), il faut qu'à partir d'une fréquence donnée (nettement plus faible alors) le gain en boucle ouverte chute à une pente de 6 dB par octave, jusqu'à la fréquence à laquelle le gain en boucle ouverte est de un au moins et si possible, un peu au-delà même. Le déphasage maximal en boucle ouverte hors charge est alors de 90° et le système possède la stabilité du roc. Pour atteindre ce résultat, il faut s'attaquer au gain en boucle ouverte, action que l'on qualifie de compensation. Pour ce faire, on suit la plupart du temps le chemin tracé par Mr Miller et l'on utilise un Cé de compensation (par analogie au Té du dessinateur).

A nouveau, on peut fort bien s'en passer ici. Comme le gain en boucle ouverte diminue de 6 dB par octave à partir d'une certaine fréquence, on peut trouver un point pour cet amplificateur où la tension ou le courant de commande, à une modulation déterminée, augmente de 6 dB par octave jusqu'à ce que la tension ou le courant vienne à manquer et c'est là qu'apparaît le spectre terrible de TIM (le monstre des distorsions d'intermodulation transitoires).

Nous avons eu une situation identique 3 alinéas plus haut: le courant traversant C_N et C_p ou, ce qui revient au même, la tension de commande sur R11 et R13. Nous n'allons pas nous éterniser sur ce problème et concevoir une solution utilisant la caractéristique de dépendance de la fréquence de l'entrée de l'étage de puissance à FET-MOS

T11...T14; cette caractéristique existant quoi que l'on fasse, autant s'en servir pour la compensation en fréquence. Le succès de cette procédure est dû à l'impédance de collecteur commun très élevée qui caractérise les cascades T7...T10. L'utilité de cet état de faits ne doit pas paraître évidente à tout le monde à première vue.

L'inertie de C_N et de C_p existe quoi que l'on fasse, qu'on l'utilise partiellement ou pas du tout pour la compensation. La seule alternative possible est alors de prévoir ailleurs dans l'amplificateur une compensation partielle ou complète et la seule voie pratiquement possible est, dans le cas du schéma de la figure 2, l'adjonction d'un Cé de Miller. Cela ne fait qu'augmenter l'inertie et le risque potentiel de voir TIM pointer sa truffe. Imaginons la mise en place d'un tel Cé entre la base de T7 (T9) et le collecteur de T8 (T10). Le courant de charge ou de décharge maximal dont on puisse disposer est de $300\mu\text{A}$ environ; il s'agit en effet du courant de collecteur de T1 (T3). Un petit calcul mental vous confirme qu'il s'agira bien d'une fréquence audible qui produira une jolie sinusoïde à l'entrée et un beau signal triangulaire à la sortie. Heureusement qu'il ne s'agissait là que d'une hypothèse de travail.

Que les adeptes du temps de montée (slew-rate) et autres maniaques de la vitesse se rassurent, il faut effectuer des manœuvres extrêmement bizarres à des fréquences très élevées et sous charge capacitive si l'on veut pousser cet amplificateur au-delà de ses limites. Parce qu'il n'y a plus de courant ou de tension. A 180 watts/10 kHz sous 4 ohms, la valeur maximale du courant alternatif de l'étage de commande (driver) n'est que de 0,6 mA. Lorsque l'on sait que l'on dispose de 14 mA (plus que cela même en principe, mais dans ce cas, l'étage de commande se met à "pédaler" en mode AB). A des fréquences plus élevées, le courant alternatif augmente proportionnellement et aurait dû atteindre les 14 mA à une fréquence donnée si le filtre d'entrée R2/C3 n'avait, bien avant cette extrémité, "pris les choses en mains".

Mettons l'accent sur un certain nombre d'autres composants standards qui servent à garantir la stabilité du montage. Commençons par R32 et C16 dont il faut choisir les valeurs avec soin, de manière à ce que R32 ne parte pas en fumée lors des essais de l'amplificateur à pleine puissance à des fréquences de 100 ou 200 kHz (il ne faut pas utiliser de résistance bobinée pour R32, bien que ce type de résistance supporte des puissances plus élevées, ceci parce que ce type de résistance produit une self-induction). La connexion en parallèle de L1 et de R31, en raison de son fonctionnement inductif, est destinée à contrer, pour l'annuler en partie ou en totalité, le déphasage dû à la charge capacitive connectée à la sortie de l'am-

3

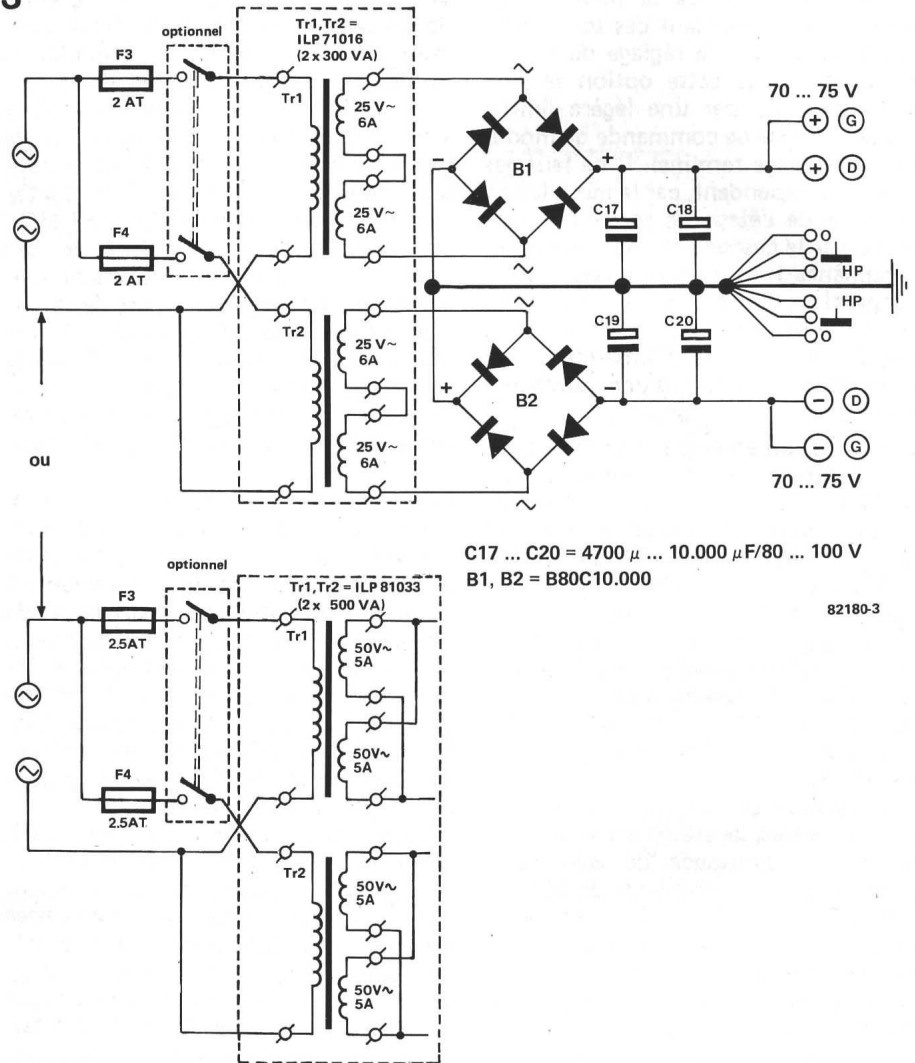


Figure 3. L'alimentation que vous choisissez pour l'amplificateur, quelle que soit sa taille, représente un poids non négligeable pour le fond du boîtier de l'ampli.

plificateur; R31 est destinée à amortir le circuit LC ainsi créé, de manière à ce que la reproduction des signaux rectangulaires se fasse également correctement dans ce cas-là.

Nous voici arrivés à la fin de la description de notre amplificateur. Mais notre amplificateur n'est rien, sans l'énergie que lui fournit une alimentation connectée au secteur. La figure 3 montre le schéma de principe de cette alimentation. Elle est prévue pour alimenter un amplificateur double, en version stéréo. Il faut un transformateur plus un pont redresseur par tension d'alimentation. Les deux voies disposent ainsi d'une ligne "plus" commune et d'une ligne "moins" du même genre. Il n'y a aucune raison de vous faire du mauvais sang en pensant à un risque éventuel d'auto-interférence entre les deux canaux et encore moins avec l'alimentation car, comme nous l'écrivions, les parasites naissant dans les lignes d'alimentation ne peuvent pas atteindre le cœur de l'amplificateur. Notre préférence va bien évidemment aux transformateurs toriques. Nous vous laissons le choix entre une alimentation allégée (légère façon de parler, puisqu'elle fait

quelques 600 VA!) et une alimentation lourde (2 x 500 VA). Votre choix dépend bien évidemment du budget que vous pouvez consacrer à ce maillon de la chaîne et de la question de savoir si vous voulez, en chargeant votre amplificateur à 4 ohms, tirer le maximum sans prendre de risque. Ce type de questions se pose à nouveau lorsqu'il s'agit du filtrage. Chaque voie et chaque ligne d'alimentation doit comporter une capacité de $4700\mu\text{F}$ au minimum et de $10\,000\mu\text{F}$ au maximum. Cette dernière valeur pour C17...C20 n'est pas uniquement limitée par les fonds que l'on peut y consacrer, mais aussi par des causes techniques. Quoiqu'il en soit, plus les condensateurs sont puissants, moins il reste d'ondulations résiduelles en 100 Hz et mieux seront supportées les crêtes de courant.

N.B. Les spécifications données dans le tableau 1 sont celles obtenues avec l'alimentation "légère" et le filtrage minimum.

Lorsque l'on met l'amplificateur sous tension, il y a toutes les chances du monde pour que la tension de sortie soit momentanément relativement éloignée

82180-3

de 0 volt CC. Ceci est dû au fait que le mécanisme de contre-réaction, chargé de faire en sorte que la tension de sortie soit nulle, n'entre pas instantanément en fonction. La raison principale de ce retard est le temps que mettent les condensateurs C8 et C9 à se charger avant d'atteindre la tension zener de D1 (D2). Il existe d'autres circonstances au cours desquelles une tension continue peut se trouver présente à la sortie. Cela peut être le cas lorsque l'étage final est en surcharge longue durée, car il est fort peu probable que les deux fusibles F1 et F2 claquent simultanément. Cette tension-ci, ainsi que celle naissant lors de la mise sous tension, sont "impropres à la consommation" pour vos enceintes onéreuses. C'est la raison qui nous fait vous conseiller la mise en place de la sécurité courant continu associée éventuellement à un dispositif de temporisation de la mise en fonction des haut-parleurs, systèmes que nous nous proposons de décrire le mois prochain. Ces systèmes de protection peuvent très bien convenir à d'autres amplificateurs!!!

Assemblage du puzzle

Qui a dit "L'homme n'est pas fait pour travailler et la preuve c'est que cela le fatigue"?; quoiqu'il puisse en penser, l'électronique est une passion et il est préférable maintenant de passer à la pratique. Cette maxime vaut également dans le cas de notre amplificateur. Il pourrait arriver par exemple que le câblage ne soit pas effectué correctement et que dans ce cas, la distorsion soit le centuple de la valeur maximale de 0,01 % que nous donnons dans le tableau 1. Nous espérons que le texte à suivre, illustré par les diverses photographies, vous permettra de mener à

bien la construction de votre amplificateur et de le faire fonctionner à votre totale satisfaction.

(Réponse: Oscar Wilde).

Nous nous sommes attachés à vous simplifier le travail autant que nous pouvions le faire, en étudiant un circuit imprimé pour cet amplificateur. La figure 4 le représente dans toute sa splendeur. Le prix de revient d'un tel circuit imprimé ne dépasse guère la valeur d'un Maurice Quentin de la Tour et nous vous prions instamment de ne pas faire de fausses économies car, si l'on pense pouvoir s'asseoir au premier rang au théâtre pour 2 fois rien, on peut très bien avoir la surprise de voir le rideau vous tomber sur les genoux. Ce circuit comporte deux chausse-trappes pour le bricoleur-amateur. La première est la réaction **extrêmement faible** entre la sortie et les entrées de la cascode, la seconde est le "câblage" des FET-MOS sur le circuit!. Ces deux éléments sont critiques. La méthode de construction particulière que nous avons choisie pour mettre les FET-MOS sur le circuit imprimé et en assurer le couplage thermique par l'intermédiaire d'un profil en aluminium en équerre n'est sans doute pas celle de la voie de la résistance moindre, mais c'est le seul chemin permettant de travailler à une résistance acceptable. Il est impossible de ne pas faire de trous (bien disposés!!!), dans le circuit imprimé pour T11...T14. Il est inutile de vous casser la tête en vous demandant s'il n'est pas possible de positionner les FET-MOS directement sur le radiateur et d'effectuer leur câblage vers le circuit imprimé ensuite, car cette façon de procéder entraîne la mise en oscillation immédiate de l'ensemble (une des lois

de Murphy dit que les amplificateurs oscillent toujours et que les oscillateurs décrochent toujours ou ne démarrent jamais). Vous ne pourrez pas dire que vous n'avez pas été prévenus.

La mise en place des composants sur le circuit imprimé est sans doute la partie du montage la plus évidente, nous allons donc commencer par elle. Ne mettez pas encore T11...T14 et R23...R26 en place; nous allons y revenir. Laisser un espace entre le circuit imprimé et les résistances R27...R30, de manière à leur assurer un meilleur refroidissement par circulation d'air. Faites en sorte qu'il y ait un contact électrique parfait entre les extrémités de L1 et les pattes de R31 (bien décaper le fil émaillé aux endroits où se font les soudures). Cette précaution permet de faire en sorte que le facteur d'atténuation ne se détériore pas inutilement; positionner P1 dès son montage à sa résistance nulle en tournant dans le sens anti-horaire, cela évitera l'apparition ultérieure de problèmes. Si vous avez l'intention de régler l'amplificateur à la tension continue de compensation de sortie minimale (quelques précisions à ce sujet un peu plus tard), il est préférable de mettre momentanément en place des supports pour transistors aux endroits marqués T1...T4, supports dans lesquels prennent place les transistors T1...T4.

Les radiateurs de T8 et de T10 sont positionnés verticalement. Il faut veiller impérativement à ce que le radiateur de T10 n'entre pas en contact avec la patte (métallique) de C7 toute proche. Il n'est pas stupide de vérifier cela avant de percer le radiateur du trou de 3 mm destiné à permettre la fixation de T10. Ne pas oublier de mettre en place le pontage (masse d'entrée). Les connexions (lors de la mise en place définitive) des transistors T1...T7 et T9 doivent être raccourcies au maximum; il est possible d'arriver à 4 mm seulement avec un petit peu de souplesse. La figure 2 vous donne tous les "antécédents" des différents transistors. Passons maintenant au montage des transistors T11...T14, des résistances R23...R26 et à la fixation au véritable radiateur. On commence par découper le profil d'aluminium à la longueur désirée; on procède ensuite au perçage des trous. On peut mettre momentanément le profil en place sur le circuit imprimé et marquer alors sur le profil les 4 séries de trous TO-3 correspondant à ceux du circuit imprimé. Ne vous hâtez pas, il s'agit de travailler avec la précision d'un horloger d'avant les montres à quartz.

Cette recommandation ultime parce qu'il est important que T11...T14 soient montés sans être en contact électrique avec le métal. Si l'un des trous n'est pas exactement à l'endroit prévu, il se pourrait qu'au montage l'un des boulons soit incliné et touche l'aluminium (ce qu'il faut éviter à tout prix).

Tableau 1. Spécifications

Résumé des caractéristiques: amplificateur Hi-Fi à FET-MOS parfaitement symétrique et complémentaire, dispose d'une puissance de sortie importante, possède de remarquables qualités dynamiques parce que l'inertie intrinsèque de l'entrée de l'étage d'amplification est utilisée en totalité pour la compensation en fréquence et l'obtention d'une stabilité inconditionnelle.

Puissance de sortie:	140 watts dans 8 ohms les deux canaux étant simultanément à pleine puissance, la distorsion harmonique ne dépassant pas 0,01% (-80 dB) dans la gamme de fréquences 20...20 000 Hz (soit un total de 280 watts) 180 watts dans 4 ohms les deux canaux étant simultanément à pleine puissance, la distorsion harmonique ne dépassant pas 0,01% dans la gamme de fréquences donnée plus haut (soit au total 360 watts) 180 watts au maximum par canal dans 8 ohms 250 watts au maximum par canal dans 4 ohms
Sensibilité de d'entrée:	1 V efficace pour 130 watts dans 8 ohms
Impédance d'entrée:	25 kΩ
Largeur de la bande de puissance:	4...160 000 Hz $\left\{ \begin{array}{l} +0 \\ -3 \end{array} \right.$ dB (pour une résistance de source de 600 ohms)
Facteur d'atténuation:	100
Tension de décalage continue en sortie:	inférieure à ± 20 mV
Accessoires:	<ul style="list-style-type: none"> • sécurité de courant continu en sortie combinée avec un retard de mise en fonction des enceintes • thermomètre de radiateur • indicateur(s) de puissance... etc

4

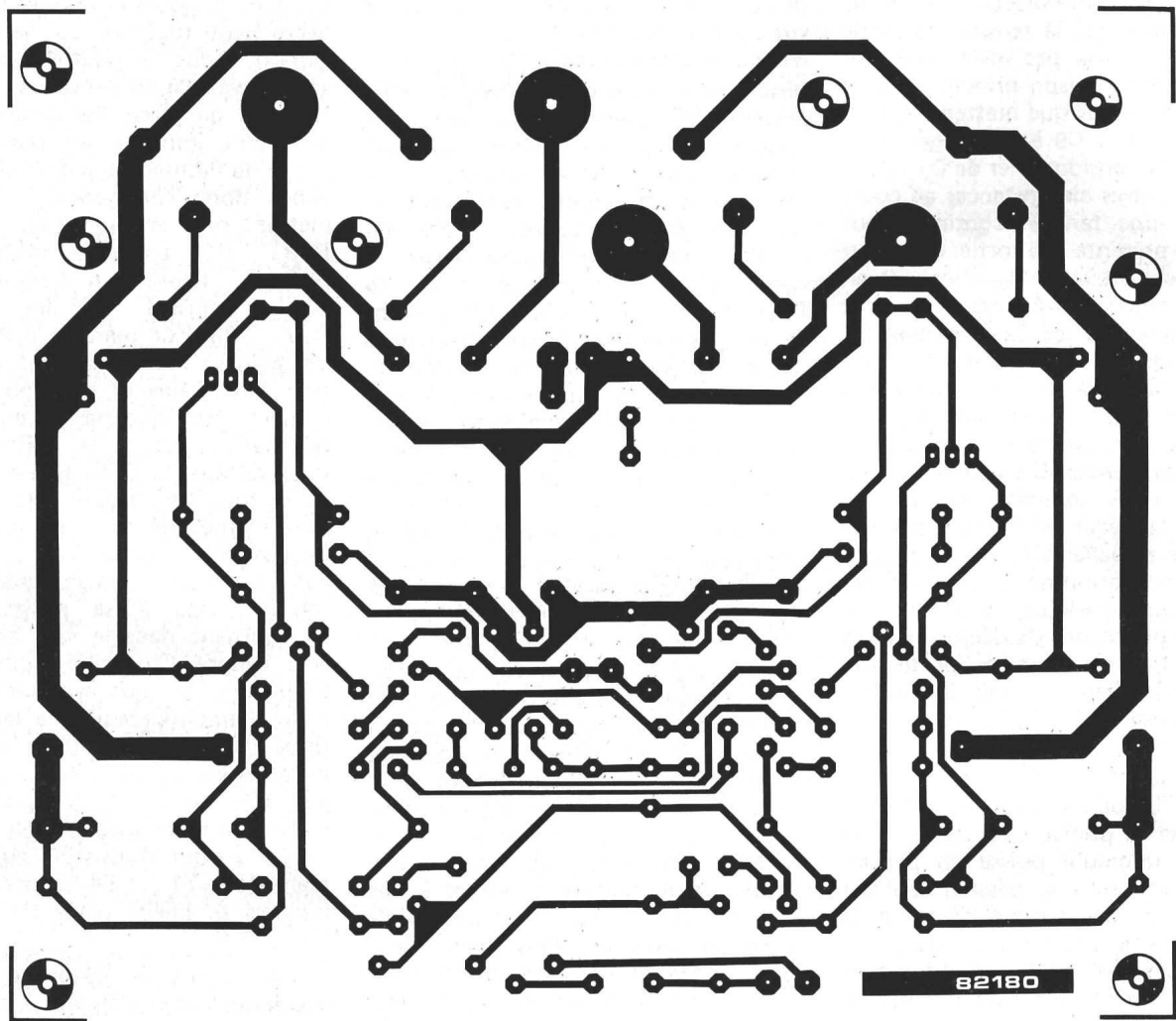


Figure 4. Le circuit imprimé de l'amplificateur reçoit également les quatre FET-MOS de l'étage de puissance. Ce n'est pas le procédé le plus aisé,

Liste des composants

Résistances:

R1 = 27 k
 R2 = 3k9
 R3 = 10 Ω
 R4 = 1 k
 R5 = 150 k
 R6 = 39 k
 R7,R8,R9,R10 = 150 Ω
 R11,R12,R13,R14 = 6k8
 R15,R16 = 82 Ω
 R17,R18 = 10 k/1 W
 R19,R20 = 2k2
 R21,R22 = 5k6
 R23,R24,R25,R26 = 220 Ω
 R27,R28,R29,R30 = 0,22 Ω /5 W
 R31 = 1 Ω /1 W, film carbone
 R32 = 10 Ω /1 W, film carbone
 P1 = 250 Ω /ou 220 Ω

Condensateurs:

C1,C2 = 820 n MKH
 C3 = 220 p céramique
 C4,C5 = 220 μ /10 V
 C6,C7 = 220 n MKH
 C8,C9,C10,C11 = 100 μ /10 V
 C12,C13 = 330 n
 C14,C15 = 100 μ /100 V
 C16 = 22 n MKH

Semiconducteurs:

D1,D2 = diode zener
 3V9/400 mW, 5 %
 D3,D4 = diode zener
 12 V/400 mW, 5 %
 D5,D6 = 1N4148
 T1,T2,T6 = BC 546A
 T3,T4,T5 = BC 556A
 T7 = BC 560 C
 T8 = BF 470 (Philips)
 T9 = BC 550 C
 T10 = BF 469 (Philips)
 T11,T12 = 2 SK 135 (Hitachi)
 T13,T14 = 2 SJ 50 (Hitachi)

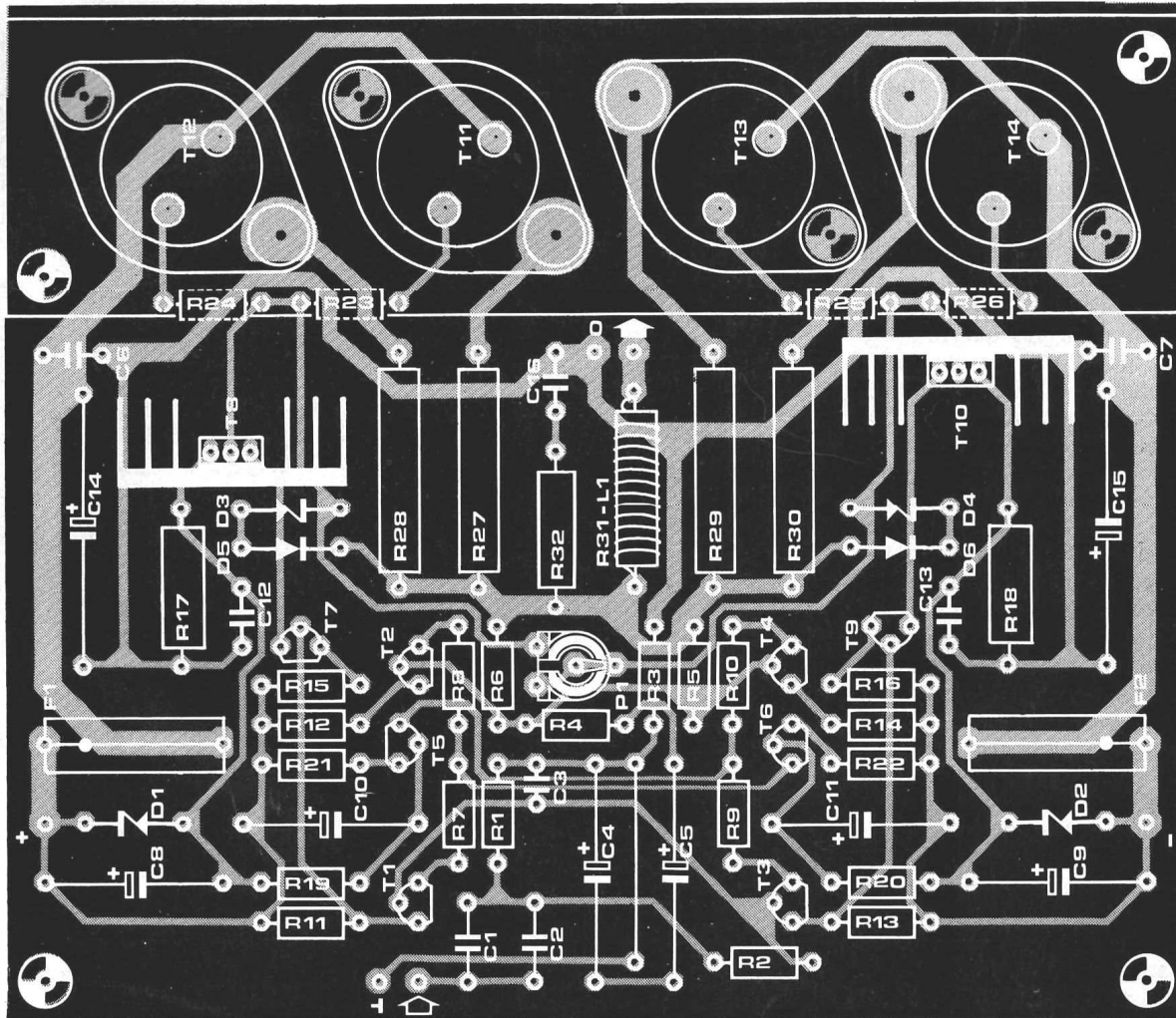
Divers:

L1 = 2 μ H environ: 2 x 10 spires de \varnothing 1 mm sur R31
 F1,F2 = fusible 3,15 A (lent - 5 x 20 mm) avec porte-fusible pour circuit imprimé
 Deux radiateurs pour T8 et T10 (Fisher SK 09/37,5 mm, 8,5 $^{\circ}$ C/W environ)
 Un radiateur pour chacun des T11 ... T14: Fisher SK 53 de 150 mm au moins (\leq 0,5 $^{\circ}$ C/W) noir, non percé
 Un profil en équerre en aluminium 40 x 40 mm, 150 mm de long
 Petit matériel de montage et d'isolation pour T11 ... T14

Chaque FET-MOS prend place sur une rondelle d'isolation de mica, TO-3, rondelle qu'il faudra pourvoir largement en pâte thermoconductrice. La fixation de chacun des transistors concernés se fait à l'aide de 2 boulons M3 x 15 mm, des écrous, de 2 x 2 rondelles et de rondelles-éventail (à même la surface cuivrée). On entoure chaque boulon d'un morceau d'isolant plastique (\varnothing = 4 mm); la longueur de ce morceau d'isolant est égale à celle de la somme des épaisseurs conjuguées de la semelle de montage TO-3, du profil en équerre et du circuit imprimé. On peut maintenant fixer le profil en équerre sur le circuit imprimé et monter l'un après l'autre, dans l'ordre, T12, T11, T13 et T14.

Lorsqu'un FET-MOS a été mis en place, il est recommandé de vérifier à l'aide d'un ohmmètre qu'il n'y a pas de contact électrique entre l'aluminium et le boîtier TO-3 (la source). Cette mesure faite après la mise en place de chacun des quatre FET-MOS permet de localiser rapidement un éventuel court-circuit, car il ne peut s'agir que du dernier FET-MOS mis en place.

Les résistances R23 ... R26 sont indiquées en pointillés sur l'implantation des composants de la figure 4. C'est parce qu'il va falloir les positionner sur la face cuivre du circuit imprimé,



mais sans aucun doute le plus fonctionnel.

de manière à ce qu'elles soient aussi près que possible des connexions des grilles. Vous rechercherez en vain sur la face cuivrée les orifices devant recevoir les pattes des résistances R23... R26. Elles n'existent tout simplement pas, ceci pour éviter de provoquer un court-circuit en les enfonçant trop profondément et en entrant de ce fait en contact avec le profil d'aluminium. Montez les résistances en raccourcissant leurs connexions le plus possible (1 cm maximum) en laissant cependant un espace de quelques mm entre le corps de la résistance et le circuit imprimé. Méthode de mise en place: couper les pattes des résistances à 1 cm du corps, les plier, souder provisoirement la première extrémité, souder la seconde fermement, puis souder la première extrémité de manière définitive.

Passons maintenant au montage du circuit imprimé et du profil en équerre sur le gros radiateur. La position relative des deux éléments dépend en grande partie de la construction et de la forme du boîtier destiné à recevoir l'ampli. Il est conseillé de faire en sorte que le côté cuivre du circuit imprimé se trouve à quelques mm du fond du boîtier. Il ne faut pas perdre de vue non plus le fait que pratiquement toute la puissance dis-

sipée par les transistors T11... T14 doit passer vers le grand radiateur en cheminant par la moitié verticale du profil en équerre et qu'il faut de ce fait que la résistance thermique de transfert entre les deux masses métalliques soit aussi faible que possible. Pour obtenir cela, on mettra autant de points de fixation en appliquant les deux surfaces l'une sur l'autre. Dans tous les cas de figures, ce procédé élimine tout risque de naissance d'une couche d'air (mauvaise conductrice de la chaleur, comme tout le monde le sait). Six fixations à l'aide de boulons est un strict minimum; utiliser des petits boulons M4 x 15 avec rondelle ressort. La seconde partie du processus d'amélioration du transfert de la chaleur est l'application de pâte thermoconductrice sur les deux surfaces métalliques qui seront ultérieurement mises en contact.

En voici assez en ce qui concerne le couple circuit imprimé/radiateur. Si vous décidez de construire un amplificateur stéréo, il vous faudra reprendre l'ensemble du paragraphe et construire une deuxième voie identique à celle que nous venons de décrire.

Nous allons maintenant nous intéresser au plus gros morceau de l'(ou des) amplificateur(s), à savoir l'alimentation et le boîtier. La figure 5 est tout à la

fois un point de départ et un panorama. Elle n'a pas la prétention d'être exhaustive, puisqu'il vous est laissée la possibilité d'ajouter toutes sortes de "quolifichets".

Nous consacrons un article à leur sujet dans notre prochain numéro. Il est à noter cependant que le câblage décrit par la figure 5 ne subira pratiquement pas de modification lors de l'adjonction ultérieure d'accessoires. Ce câblage, comme nous l'avons déjà signalé, doit être fait suivant les règles de l'art. La qualité de l'amplificateur peut facilement être réduite par accouplement galvanique (conduction) et couplage inductif ou capacitif (rayonnement). Il s'agit dans ce dernier cas tout particulièrement d'éviter que les lignes d'alimentation ne puissent rayonner sur l'entrée (si l'on fournit à l'amplificateur un signal sinusoïdal puissant, on constate que les deux courants de l'alimentation ont la forme d'une sinusoïde redressée en mono-alternance, doublée de très nombreuses harmoniques; plus l'harmonique est élevée, plus la voie capacitive vers l'entrée est aisément franchissable).

On supprime facilement tout couplage galvanique indésirable en donnant une terre aux condensateurs électrochimiques. L'amplificateur possède une masse

à l'entrée et une masse à la sortie, les deux reliées de façon interne par l'intermédiaire de R3 et reliées au point de masse central.

Il reste un ensemble relativement conséquent à étudier: l'alimentation. Une alimentation à la pointe du progrès, puisqu'elle vous donne la possibilité de choisir vous-même quel sera son "embonpoint" (choix de Tr1 et de Tr2, taille de la capacité de filtrage). Ces éléments dépendent de la taille de votre porte-monnaie et de votre fringale de puissance. Il n'est pas question, de toutes façons, de lésiner sur la qualité des condensateurs de filtrage en tentant de faire des économies mal placées. Il est préférable de choisir un modèle à fixation par vis de 4700 μF mais de très bonne qualité, de préférence à un 10 000 μF de derrière les fagots. Le modèle à vis possède un avantage supplémentaire, celui de ne pas comporter de liaison entre le boîtier et l'une des polarités (dans la majorité des cas, il s'agit du "moins"), ce qui permet au boîtier d'être bien isolé. Si le pôle négatif n'existe pas sans connexion au boîtier, on marche les yeux ouverts droit sur des problèmes lors du montage; il faudra en effet veiller à ce que la tension d'alimentation négative ne se retrouve pas tout le temps à zéro volts. Il existe dans le commerce des pinces de montage fort pratiques pour les condensateurs de forte capacité.

Les liaisons arrivant aux et partant des condensateurs se feront à l'aide de fil de câblage très épais et robuste. Vous pouvez dès maintenant procéder au câblage tel que le montre la figure 5, mais sans mettre en place deux des quatre connexions de l'alimentation.

Construction

Il n'existe pas de bon amplificateur avec une mauvaise alimentation. Il est de ce fait préférable de commencer par tester l'alimentation à vide. La première chose à faire est de vérifier soigneusement que l'on n'a pas fait d'erreur lors du montage. Ne perdez pas de vue qu'une inversion de polarité de l'un des condensateurs peut très bien se traduire par l'explosion de ce dernier.

Après l'ultime vérification, on prend son courage à deux mains et l'on enfonce la prise dans la fiche secteur. Les valeurs des tensions négatives et positives à mesurer doivent se situer entre 70 et 75 V. Lorsque la tension est coupée, on peut aider les condensateurs de filtrage à se décharger en connectant momentanément entre leurs connexions une résistance de quelques k.

N.B. Ne jamais utiliser un métal nu pour décharger les condensateurs (court-circuit à l'aide d'un tournevis par exemple!!!).

On peut s'attaquer maintenant au test de l'amplificateur lui-même, avant de pouvoir le déclarer "bon pour le service". Si vous l'avez construit en version stéréo, il vous faudra répéter par deux fois les manœuvres décrites dans le

5

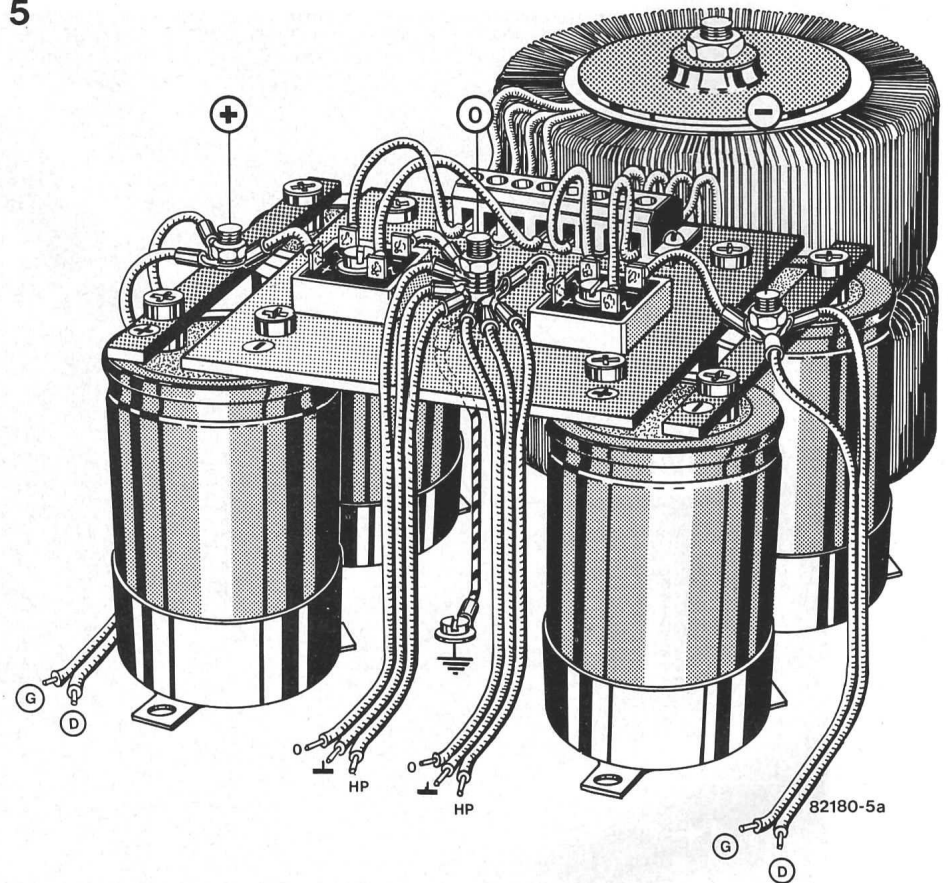


Figure 5. Panorama des activités constructives qui vous attendent.

paragraphe ci-dessous.

Commencez par connecter les liaisons plus et moins de l'alimentation sur l'amplificateur (les masses l'ont été auparavant). Extraire les fusibles F1 et F2 de leur logement et les remplacer par deux résistances de 10 ohms/1/4 watt. Positionner le potentiomètre de réglage du courant de repos à sa résistance minimale (le tourner à fond vers la gauche). Ne pas connecter les fiches destinées à recevoir les enceintes. En supposant que vous ayez effectué toutes les vérifications habituelles et nécessaires dans ce domaine permettant la découverte de mauvaises connexions ou de courts-circuits (positionnement des composants corrects aux endroits qui sont prévus), vous pouvez mettre l'alimentation sous tension.

Si, en dépit de toutes vos précautions, il restait un court-circuit dans l'étage d'amplificateur, celui-ci ne vous coûtera que quelques dizaines de centimes de résistances de 10 ohms laquées en noir (couleur de circonstance!!!). A la moindre odeur suspecte, il est préférable de débrancher immédiatement l'amplificateur!!! Avant de ré-investir quelques dizaines de centimes pour remplacer les résistances qui sont parties en fumée, il est fortement recommandé de rechercher tout d'abord où se trouve l'erreur et de procéder à sa suppression.

Si les deux petites résistances ne montrent pas de tendance à un échauffement suspect, vous pouvez brancher aux bornes de l'une d'entre elles (peu importe laquelle) un multimètre (calibre 3

Liste des composants pour les figures 3 et 5a (alimentation de l'ampli)

Tr1, Tr2 = transfo 2 x 25 V/6 A ILP type 71016 (300 VA) par exemple ou transfo 2 x 50 V/5 A ILP type 81033 (500 VA) par exemple

F3, F4 = fusible 2 A ou 2,5 A lent

B1, B2 = pont redresseur BC80C10000 métal carré, voir figure 5

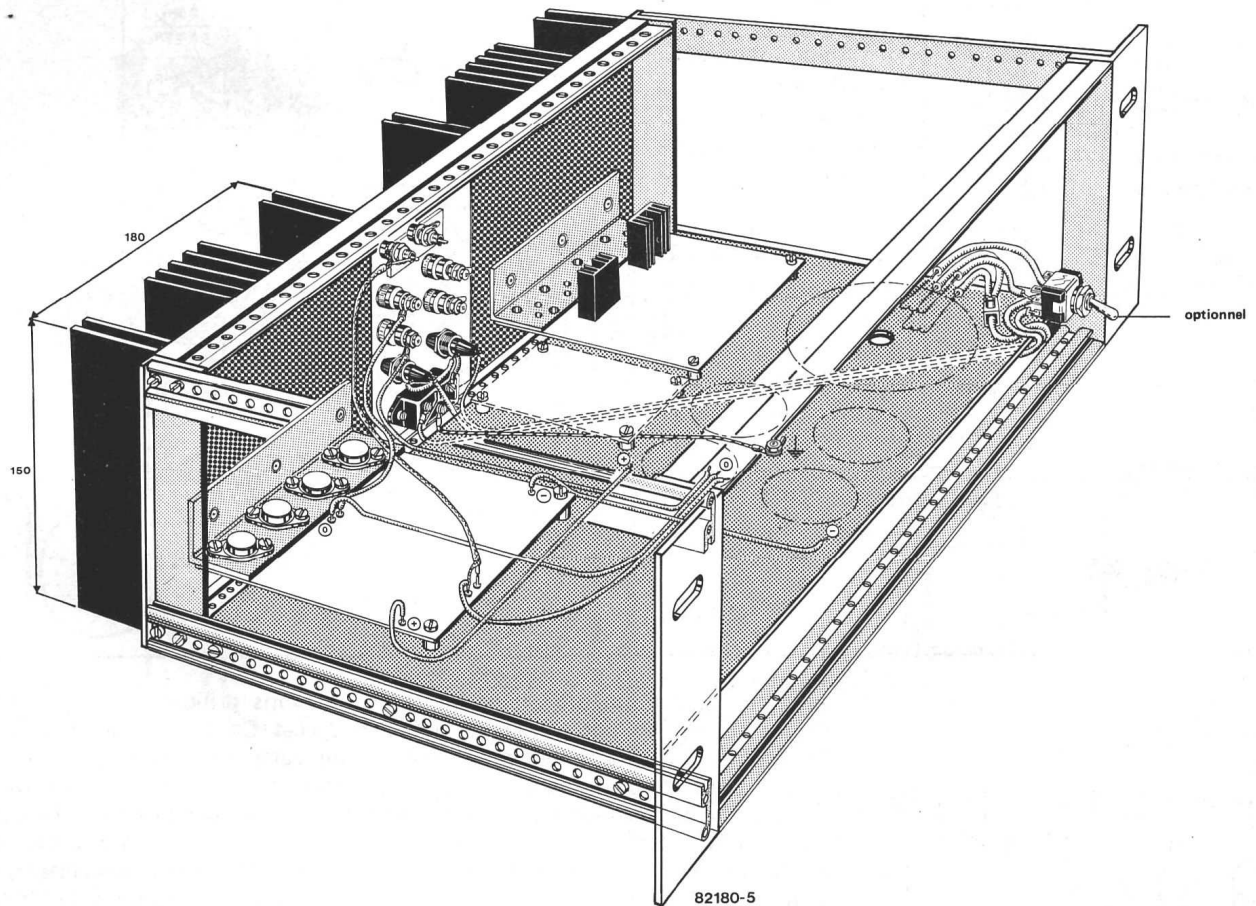
C17, C18, C19, C20 = condensateur électrochimique 4700 ... 10 000 $\mu\text{F}/80 \dots 100 \text{ V}$ (ou C17, C19 à 10 000 $\mu\text{F}/80 \dots 100 \text{ V}$, C18 et C20 sont alors supprimés - condensateurs fixables de préférence).

Eventuellement: interrupteur secteur

ou 6 V continu; voir à ce sujet le dessin de la figure 2, aux alentours des fusibles F1 et F2).

Lorsque P1 est positionné à fond vers la gauche, la tension mesurée doit être de zéro volt. La valeur indiquée doit changer lorsque l'on agit sur P1 (pour l'ouvrir) par rotation vers la droite. La chute de tension doit augmenter progressivement au fur et à mesure que l'on poursuit la rotation de P1 vers la droite. Lorsque la chute de tension atteint 2 volts, c'est parfait; en effet, à cette valeur, le courant de repos est égal à $2 \text{ V}/10 = 200 \text{ mA}$, c'est-à-dire 100 mA par FET-MOS.

Mettre l'amplificateur hors tension, enlever les deux résistances et remettre en place les fusibles F1 et F2 dans les porte-fusibles prévus à cet effet. Remettre l'amplificateur sous tension. Mesurer la tension régnant à la sortie, par rapport à la masse. Si tout se passe



comme prévu, cette tension ne devrait pas dépasser 20 mV (en positif ou en négatif).

Vous possédez théoriquement, à partir de cet instant, un amplificateur en état de marche. Pour vous convaincre, offrez-vous le luxe d'un jeu de piste en suivant et vérifiant les tensions indiquées aux divers points de contrôle indiqués sur le schéma de la figure 2, de l'entrée à la sortie.

Vous pouvez tenter d'être plus perfec-

tionniste encore, en essayant de diminuer la valeur de la tension continue existant à la sortie de l'amplificateur. Voici comment vous y prendre: supposons que T5 et T6 aient été mis en place, il nous reste à positionner deux BC 546A et deux BC 556A (T1 et T2, T3 et T4).

Pour T1 et T3, vous avez le choix entre deux transistors (lorsque le choix est fait, il ne reste plus qu'à mettre T2 et T4 en place; ce sont d'ailleurs les seuls

transistors qui nous restent). Il existe 4 combinaisons possibles pour T1... T4. Choisissez la combinaison fournissant le courant continu de sortie le plus faible.

Littérature

"la contre-réaction",
Elektor novembre 1979, page 11-24 et suivantes,
"transformateurs toriques",
Elektor mai 1982, page 5-03 et suivantes.

FET-MOS Spécial

(condensé!!!)

Loin de nous le désir d'entrer dans les détails. Voici quelques informations que l'on ne trouve pas, ou qui font l'objet d'une évocation furtive dans la "note d'application pour les FET-MOS de puissance" d'Hitachi (remarquable au demeurant). Lorsque l'on s'intéresse à l'utilisation de FET-MOS dans un projet d'amplificateur, la connaissance de la disposition des couches P et N est moins importante que celle concernant la poignée de résistances, de condensateurs et autres sources de tension ou de courant qui ont pour mission de reproduire autant que possible cette succession de couches. Il est plus intéressant de savoir comment l'ensemble se comporte en présence de signaux de forte puissance, c'est à dire à très forte modulation.

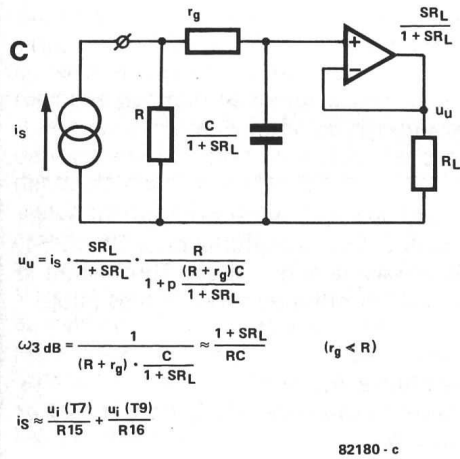
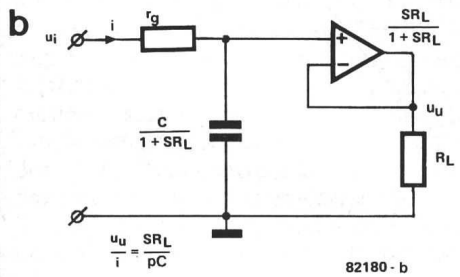
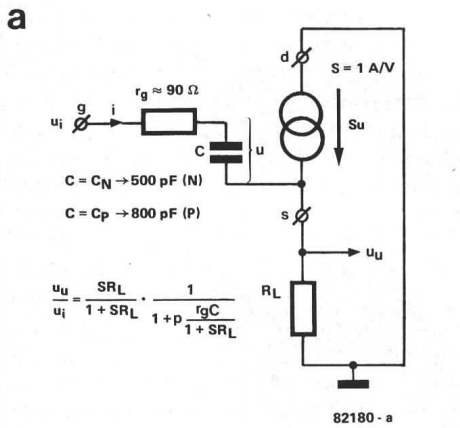
Nous sommes à la recherche d'un schéma de remplacement. La figure a reproduit le schéma de remplacement d'un

FET-MOS monté en source-suiweuse. La résistance r_g est la résistance-série interne de grille: elle possède un prolongement externe sous la forme des résistances R23... R26 de la figure 2. La capacité C représente la capacité d'entrée. La tension de commande lui est appliquée; c'est elle qui détermine, suivant la pente S le courant alternatif de sortie traversant la résistance de charge R_L . Dans la gamme de fréquences qui nous intéresse, S (aussi appelée y_{fs}), est indépendante de la fréquence. Lorsque le drain commun est commandé en tension, c'est la formule indiquée au bas de la figure a qui s'applique (l'apport du courant de grille au courant de sortie peut être négligé).

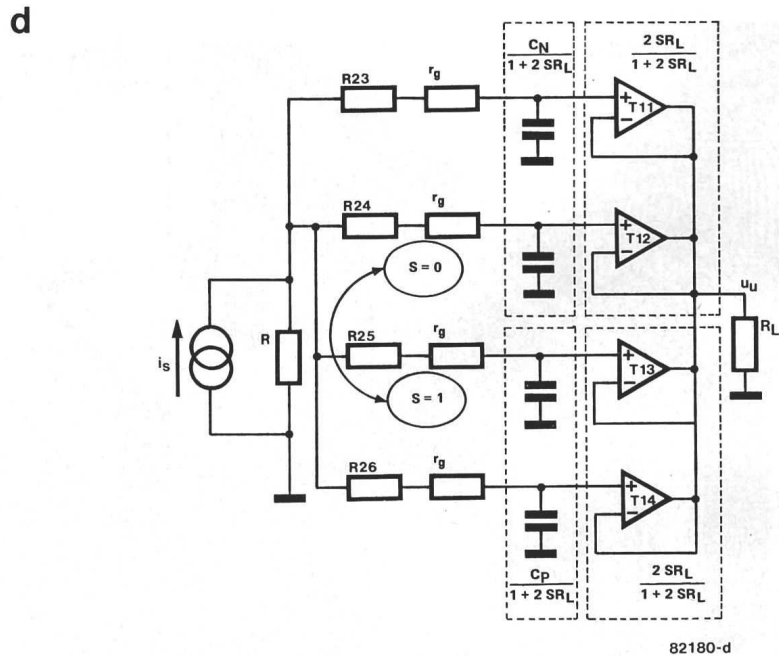
La figure b est identique à la figure a. La notion d'impédance d'entrée y est plus nette. La formule donnée sous la figure b montre quelle est la situation en cas d'application d'un courant de commande bien "net", bien "propre" (le courant i dans ce cas). On voit immédiatement

que r_g n'a pas la moindre influence, contrairement à ce qui se passe en cas de commande en tension. De par sa nature, r_g (ainsi que son prolongement externe), joue bien un rôle lorsque l'on atteint la modulation maximale, car i entraîne une chute de tension sur r_g .

Si la figure b concernait une commande en courant bien "propre", la figure c se rapproche beaucoup plus de la réalité pratique. Le fonctionnement combiné et équilibré la réalité pratique. Le fonctionnement combiné et équilibré des deux cascodes T7... T10 de la figure 2 est résumé dans la source de courant i_s et dans la résistance R; R représente l'impédance commune des collecteurs de T8 et de T10. Les formules données au bas de la figure c montrent qu'il existe une certaine dépendance de la fréquence; cette dernière condition fournit le point de départ du processus de compensation automatique en fréquence évoqué dans le texte; cette compensation automatique prend place dans



l'amplificateur et permet l'obtention d'une stabilité inébranlable. On retrouve l'atténuation de 6 dB par octave indispensable pour l'obtenir, dans le rapport entre la tension de sortie et la somme des tensions d'entrée des cascades. A tout gain établi correspond une fréquence de coupure bien déterminée ω_{3dB} ; si l'une des grandeurs augmente, l'autre diminue concurremment. Le fait que la compensation en fréquence de l'amplificateur ait lieu uniquement par couplage (réaction) étage de commande/étage d'amplification (ce qui permet d'éviter l'adjonction à l'amplificateur de condensateurs, avec tous les inconvénients que cela comporte), est dû à l'approche de conception choisie, à savoir le montage en cascade; cette technique donne une valeur importante à R et entraîne une capacité quasi-inexistante, on peut aisément le dire, entre la sortie et les entrées. D'autre part, puisque nous parlons de commande en courant "nette" (figure b), le fonctionnement combiné de l'étage de commande et de celui d'amplification devrait constituer un intégrateur. On aurait



dans ce cas obtenu un ω_{3dB} de zéro Hertz, ce qui ne nous intéresse guère. Quoiqu'il en soit, la réduction de la distorsion et des tensions parasites obtenue grâce à la contre-réaction doit autant que possible être indépendante de la fréquence, et ce sur la gamme de fréquences la plus large.

Nous n'avons jusqu'à présent travaillé qu'avec un seul drain commun (figures a... c), mais dans la réalité, nous nous trouvons en présence de 4 "engins" de ce type (T11... T14, figure 2). Passons maintenant à la figure d. Lorsque le niveau de modulation reste faible, les quatre FET-MOS sont conducteurs; lorsque la modulation devient plus importante, ils travaillent par paires, soit T11 et T12, soit T13 et T14.

Dans la figure d, la constante de temps $1 : \omega_{3dB}$ est déterminée par le produit de R et du montage en parallèle (addition) des quatre condensateurs de la figure d. Il ne faut pas perdre de vue d'une part que lorsque deux FET-MOS bloquent et que les deux autres sont passants, on se trouve en présence de deux petites capacités (en l'occurrence celles des condensateurs passants, état qui rend S différent de zéro) et de deux grandes capacités qui correspondent, elles, aux FET-MOS conducteurs à cet instant.

Ne pas oublier d'autre part que la capacité C_N n'est pas égale à C_p ; ce qui fait que l'étage d'amplification n'est pas totalement symétrique. Tenter ainsi de compenser de façon externe la différence entre C_N et C_p en ajoutant des composants entre les portes et les sources, comme cela se voit pour d'autres conceptions à base de FET-MOS, n'a ainsi aucun sens sachant que, de toutes façons, il vous est impossible d'amener à l'extérieur la résistance r_g .

Les capacités C_N et C_p ont une caractéristique remarquable: pour des valeurs de

tensions grille-source U_{GS} peu élevées, C_N et C_p sont fortement dépendantes de cette tension U_{GS} . Si l'on trace la courbe représentant les valeurs de C_N et de C_p en fonction de celle de U_{GS} , on voit que la courbe reste quasiment horizontale pour les valeurs très positives ou très négatives de U_{GS} . Lorsque l'on approche du point où U_{GS} tend vers 0, on observe un "creux"; C_N perd quelques 270 pF et C_p 160 pF environ (par rapport aux valeurs qu'elles avaient pour une U_{GS} fortement positive ou négative). Un déplacement simultané des deux graphiques, dû au courant de repos, donne naissance à un "trou de capacité" plus profond et plus large, trou dont le fond est plus ou moins horizontal. Cette observation indique qu'à partir d'un certain niveau de modulation, l'étage de commande doit non seulement fournir ou accepter le courant normal $i = C \text{ dV/dt}$, mais également un courant $V \text{ dC/dT}$. L'amatour curieux pourra vérifier la véracité de ces remarques en branchant un oscilloscope sur R15 ou R16 (la masse de l'oscilloscope ne doit pas être connectée à la masse du secteur, sous peine d'accident), en surmodulant fortement pour agir ensuite sur le "robinet" de courant de repos, P1. Les suites négatives quant à la linéarité sont quasiment nulles en cas de forte modulation et en présence d'un signal de fréquence élevée, mais nous ne pouvons passer sous silence le fait que l'utilisation de trois FET-MOS par demi-canal d'amplificateur résoudrait tout problème éventuel. Les variations de U_{GS} (lire des six tensions alternatives u de la figure a) restent limitées au plancher du "trou de capacité".

En voici assez quant au schéma de remplacement, qui ne fournit pas un seul milliwatt à vos enceintes, mais qui vous rappellera en tous cas combien vous avez toujours détesté l'algèbre et ses formules. ■