

Les transistors à effet de champ, et en particulier les transistors de technologie MOS (Métal - Oxyde - Semi-conducteurs) sont utilisés depuis quelques années dans de nombreux appareils, étages haute fréquence de récepteurs, circuits intégrés C - MOS par exemple.

La principale limitation à l'extension de cette technologie était la faible puissance admissible par ces structures. Aujourd'hui, les fabricants de semi-conducteurs sont parvenus à produire des composants utilisables pour des applications de puissance moyenne (V. MOS).

Nous présenterons d'abord ces nouvelles structures et, après un rappel des problèmes de l'amplification basse fréquence, nous montrerons comment les MOS peuvent apporter des solutions. Nous décrirons enfin un amplificateur d'une puissance de 40 W utilisant des transistors MOS en étage final et dont le taux de contre-réaction est de seulement 20 décibels.

Amplificateur basse fréquence à transistors M.O.S. de puissance

Transistors MOS de puissance

Ces composants fonctionnent suivant le principe des transistors Métal-Oxyde-Semi-conducteurs. Pour obtenir des puissances commandées suffisamment élevées, on a fait appel à une structure verticale (fig. 1) appelée V. MOS.

Le silicium utilisé est constitué par un substrat de type N+ épitaxié en surface par une couche N; dans cette couche, on réalise par diffusion un îlot P, puis dans celui-ci un îlot de type N+. Par attaque anisotrope, c'est-à-dire suivant l'angle du cristal de sili-

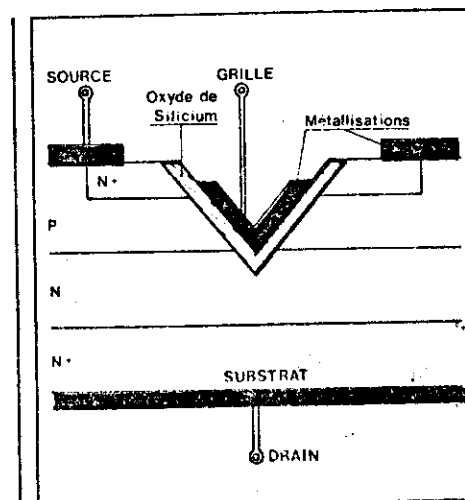


Fig. 1. - Structure des V.MOS

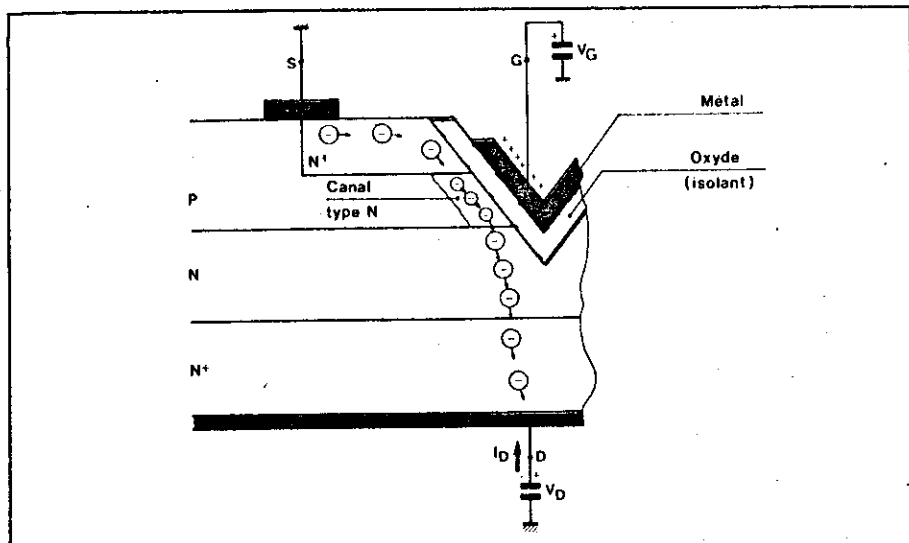


Fig. 2. - Fonctionnement des V.MOS

cium (57%), on taille un « V » au milieu de l'îlot N+. La pointe du V atteint la couche N épitaxiée. On oxyde le silicium sur toute la surface du V puis on le métallise pour former l'électrode de « grille ». On obtient l'électrode de « drain » en métallisant le substrat N+ et l'électrode de « source » en métallisant la partie restante de l'îlot N+ en empiétant sur la zone P.

En fonctionnement, la grille est polarisée positivement par rapport à la source (fig. 2). Le champ électrique résultant induit un canal de type N, dans le volume de la couche P faisant face à la grille. Un courant d'électrons peut circuler de la source vers le drain en passant par le canal. Les électrons, qui sont ici les porteurs majoritaires, sont seuls en jeu dans le phénomène, ce qui assure une grande rapidité.

L'avantage de cette structure est d'accepter des courants drain-source relativement importants grâce à la largeur du canal. De plus, on peut facilement placer plusieurs V en parallèle sur le même cristal.

Actuellement les transistors MOS de puissance disponibles en France sont fournis par Siliconix. La gamme comprend sept modèles donnés dans le tableau 1.

Les réseaux de caractéristiques statiques sont semblables pour tous ces transistors. Nous avons représenté celles du VMP 1 aux figures 3, 4, 5. La figure 3 montre la bonne linéarité de la caractéristique de transfert pour des courants de drain supérieurs à 200 mA. La transconductance g_m est donc constante pour ces courants et vaut approximativement 0,3 mhos.

Le transistor peut donc être considéré comme un simple générateur de courant proportionnel à la tension entre grille et source, ceci à condition que la tension drain-source reste supérieure à quelques volts (fig. 5). Pour le fonctionnement en basse fréquence, le transistor peut donc être représenté par le schéma équivalent simple de la figure 6 : une entrée à haute impédance G et un générateur de courant entre Drain et Source asservi à la tension d'entrée entre Grille et Source. Le coefficient qui lie les deux valeurs est la transconductance g_m .

En haute fréquence, il convient d'ajouter à cette représentation un certain nombre de capacités « parasites » ainsi qu'un déphasage entre I_D et V_{GS} en fonction de la fréquence. Des études ont permis de mesurer ces différents éléments et nous nous sommes

permis de pratiquement négliger ces facteurs qui n'interviennent pas dans le domaine des basses fréquences (de 0 à 1 MHz). Signalons cependant que ces structures sont utilisables à des fréquences de plus de 500 MHz, le boîtier du VMP 4 sera alors le plus adapté à ce travail.

Une caractéristique importante de ces composants est que le courant de drain tend à diminuer quand la température augmente. Cet effet est dû principalement à la diminution de la mobilité des électrons lors de l'élévation de température. Il en résulte un effet régulateur qui rend impossible l'emballement thermique qui apparaît avec les transistors bipolaires classiques. On pourra omettre les résistances de stabilisation dans l'étage de puissance et on pourra également coupler plusieurs transistors en parallèle sans résistances de ballast.

Ces caractéristiques ont été mises à profit dans la conception d'un amplificateur BF performant.

L'amplification basse fréquence

Les problèmes posés par la restitution des signaux audio-fréquence sont très nombreux et peuvent relever de la mécanique ou de l'acoustique autant que de l'électronique. Nous ne nous intéresserons ici qu'au problème de l'amplification de puissance.

Les caractéristiques les plus utilisées pour juger de la qualité d'un amplificateur sont la bande passante et la distorsion. La bande passante doit couvrir la gamme des sons audibles (20 Hz à 20 kHz) plus une marge vers le haut du spectre pour une bonne restitution des signaux de type transitoire, c'est-à-dire à variation très rapide. La distorsion harmonique (génération de signaux parasites à des fréquences multiples de celle du signal d'origine) est peu audible tant qu'elle n'atteint pas des valeurs trop élevées supérieures à deux ou trois pour cent. Cela est dû au fait que la majorité des sons de la nature comportent déjà une certaine proportion d'harmoniques.

La distorsion d'intermodulation apparaît lorsqu'on amplifie simultanément deux signaux parasites à des fréquences qui n'existent pas dans le signal original. L'expérience montre que l'auditeur perçoit assez rapidement ce type de distorsion.

O'autres caractéristiques sont également significatives comme le temps de montée pour la restitution des transitoires, le facteur d'amortissement représentant la résistance de sortie, et la stabilité sur une charge capacitive.

Type	Tension drain/source maxi	Courant drain maxi	Puissance dissipée $T_a = 25^\circ C$	Boîtier	Utilisation
VMP 11	35 V	2 A	25 W	TO 3	Amplification forte puissance
VMP 1	60 V	2 A	25 W	TO 3	
VMP 12	90 V	2 A	25 W	TO 3	
VMP 21	35 V	1,5 A	4 W	TO 39	Amplification moyenne puissance
VMP 2	60 V	1,5 A	4 W	TO 39	
VMP 22	90 V	1,5 A	4 W	TO 39	
VMP 4	60 V	1,6 A	35 W	VHF	Amplification HF

Tableau 1 : Caractéristiques des transistors MOS

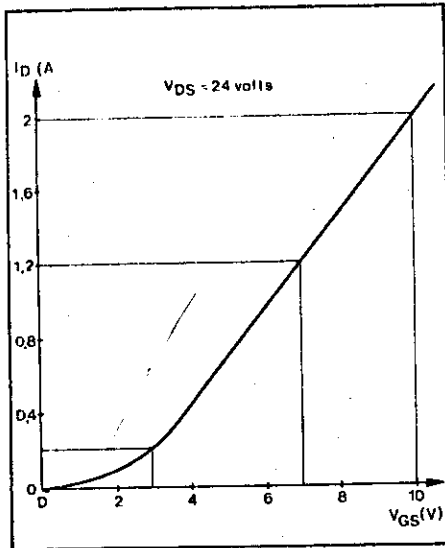


Fig. 3. - Caractéristique de transfert $I_D = f(V_{GS})$

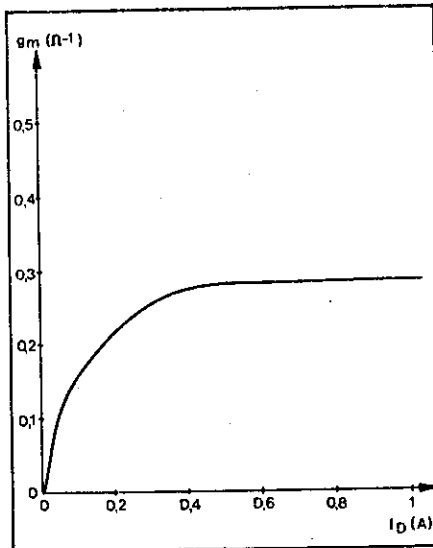


Fig. 4. - Transconductance $g_m = f(I_D)$

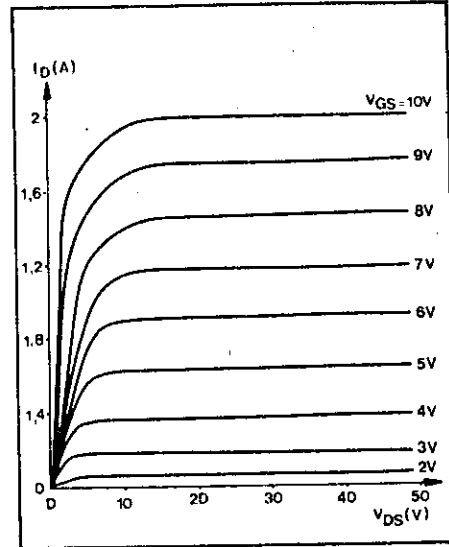


Fig. 5. - Caractéristiques de sortie

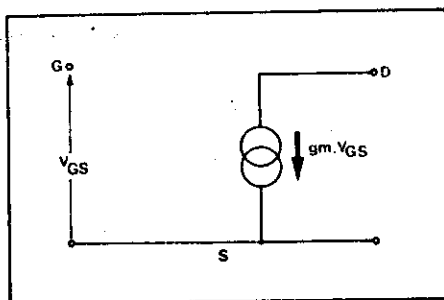


Fig. 6. - Schéma équivalent en BF

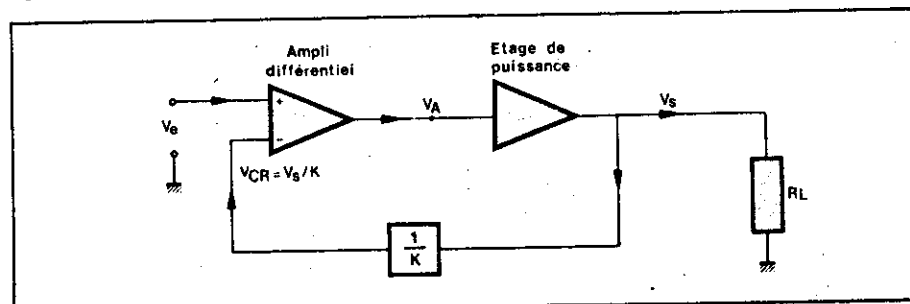


Fig. 7. - Schéma bloc d'un amplificateur

Les amplificateurs modernes atteignent des résultats honorables pour toutes ces caractéristiques en employant le même principe. C'est la contre-réaction globale énergétique qui, partant d'un circuit de qualité moyenne mais possédant un gain élevé, augmente la bande passante, réduit la distorsion et la résistance de sortie. Cette façon de procéder est obligatoire quand on sait que les transistors de puissance classiques ont une fréquence de transition relativement basse et une mauvaise linéarité en larges signaux. On rencontre généralement sur les amplificateurs de puissance des taux de contre-réaction de 40 à 80 dB, ce qui signifie que le gain en boucle ouverte est 100 à 10 000 fois plus élevé que le gain de l'appareil avec sa contre-réaction (l'appareil est dit « en boucle fermée »).

Distorsion d'intermodulation en transitoires

Nous allons montrer que cette forte contre-réaction pose de nouveaux problèmes en régime transitoire.

En utilisant des notions simples de la théorie des systèmes asservis, nous pouvons décomposer un amplificateur en trois parties (fig. 7) :

- Un amplificateur différentiel d'entrée, de gain élevé, qui travaille en classe A, et qui génère la tension d'attaque de l'étage de puissance.
- Un étage de puissance, dont le gain

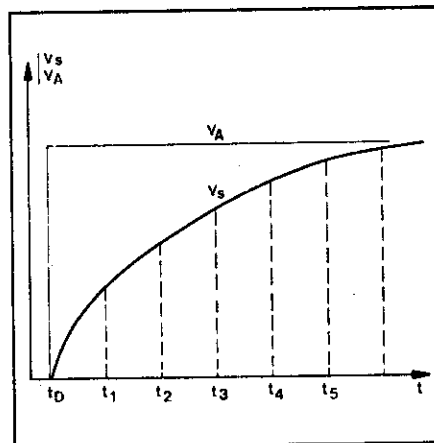


Fig. 8. - Réponse de l'étage de puissance à un échelon de tension

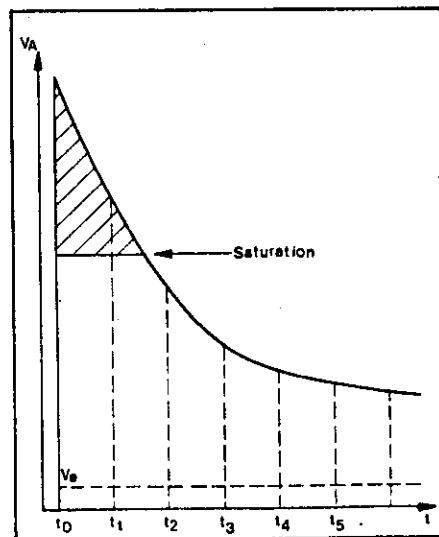


Fig. 9. - Évolution de la tension V_A (ampli en boucle fermée ; entrée = échelon de tension)

est beaucoup plus faible, et qui a surtout une bande passante très limitée.

- Un circuit de contre-réaction.

C'est donc l'étage de puissance qui est pratiquement chargé de tous les défauts : mauvaise linéarité et fréquence de coupure trop basse. Par exemple, si la tension V_A est un échelon de tension (fig. 8), la réponse V_S de cet étage est déformée, en particulier le temps de montée est élevé.

La contre-réaction globale consiste à ramener sur l'entrée V_{CR} une fraction de la tension de sortie V_S , et le gain en boucle fermée vaut K et est très inférieur au gain en boucle ouverte.

On applique à l'entrée V_e un échelon de tension à l'instant t_0 . Étant donné la réponse de l'étage de puissance, la sortie V_s sera « en retard » sur V_e . La tension différentielle d'entrée est grande, V_{CR} restant comme V_e près de zéro. La tension V_A va donc augmenter fortement de façon à compenser le manque de gain de l'étage de puissance (fig. 9). La contre-réaction remplit donc bien son rôle : si l'amplificateur différentiel d'entrée était parfait, c'est-à-dire de gain très élevé et linéaire jusqu'à des tensions de sortie presque infinies, il rattraperait le défaut de l'étage de puissance et le signal de sortie V_s serait presque parfait.

Mais en réalité, tout amplificateur dit « linéaire » n'a cette propriété que pour un domaine limité, et on obtient en fait rapidement la saturation, comme indi-

qué sur la **figure 9**. Le signal transitoire se trouve donc déformé mais, fait plus grave, les signaux périodiques qui sont superposés au signal transitoire sont complètement interrompus pendant la durée de la saturation. Ce phénomène, difficile à quantifier car très fugitif, n'apparaît qu'en présence de signaux transitoires. Or, un signal musical est toujours la superposition de composantes périodiques et de signaux transitoires donnés par les instruments à percussion comme le piano, ou par certaines syllabes dures de la voix... La distorsion d'intermodulation en transitoires (ou D.I.T.) se manifeste donc très souvent avec tous les types de sons.

Cette étude, bien que seulement qualitative permet de tirer certaines conclusions. La D.I.T. est d'autant plus importante que le taux de contre-réaction est grand. Par exemple, elle ne devrait pas apparaître (sous cette forme) en boucle ouverte. Ensuite, la D.I.T. augmente avec la vitesse de montée des signaux transitoires d'entrée.

On doit donc chercher à limiter à un strict minimum (compatible avec la bande passante nécessaire) la raideur des transitoires à l'entrée, en plaçant par exemple avant l'amplificateur un filtre passe-bas. On doit ensuite diminuer le taux de contre-réaction. Cela signifie qu'il faut créer un appareil ayant des caractéristiques en boucle ouverte les meilleures possible, de façon à se contenter d'un taux de contre-réaction faible.

Une telle réalisation est possible en multipliant dans la partie amplificateur d'entrée les contre-réactions locales qui linéarisent la fonction de transfert et réduisent le gain. Le problème le plus ardu est de disposer de transistors de puissance suffisamment rapides et linéaires.

C'est pour cette raison que l'apparition des transistors de puissance MOS, qui allient une fréquence de transition élevée et une bonne linéarité, apporte une solution intéressante.

Amplificateur de puissance à transistors MOS

Cet amplificateur a été décrit succinctement par une note d'application Siliconix (voir bibliographie) qui passe sous silence des points très intéressants. Nous avons donc repris cette étude plus en détails et réalisé une maquette utilisant des composants disponibles en France.

L'étage le plus intéressant est bien entendu l'étage de puissance à transistors MOS à structure verticale, appelés V. MOS par leur constructeur. Cet étage sera décrit en détails.

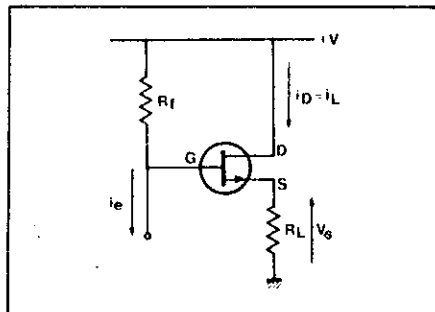


Fig. 10. - Montage « drain commun »

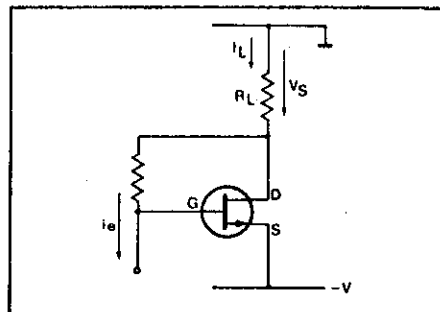


Fig. 11. - Montage « source commune »

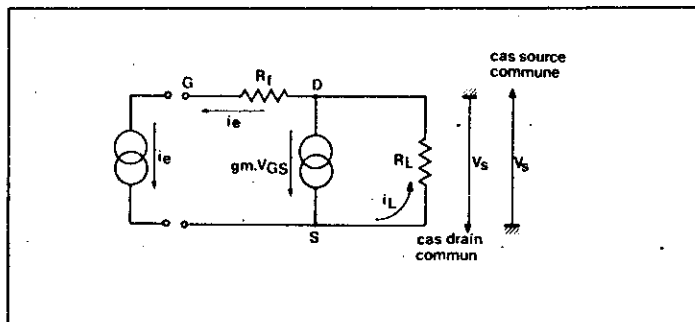


Fig. 12. - Schéma équivalent des deux montages

La configuration classique « push-pull » a été choisie, elle permet en BF de travailler en classe B ou AB, la classe A étant éliminée à cause de la très grande dissipation de puissance qu'elle entraîne. L'alimentation sera double (+ et -V).

On ne dispose que d'un seul type de transistor, on est donc conduit à utiliser un montage drain commun et un montage source commune. Ces deux montages ont des caractéristiques très différentes et on doit les équilibrer par une contre-réaction locale R_f (fig. 10 et 11). Nous allons montrer que le gain et la résistance de sortie des deux montages ont alors la même valeur. On remarque que la grandeur de sortie est la tension V_s et la grandeur d'entrée est le courant dans la résistance R_f . En supposant que le transistor travaille avec une tension de polarisation V_{DS}

suffisamment élevée, on peut utiliser le schéma équivalent de la **figure 6**.

On voit alors (fig. 12) que les deux montages donnent le même schéma équivalent en alternatif, seul change le sens de référence de la tension de sortie V_s .

Calculons le gain V_s/i_e dans le cas du montage drain commun :

$$V_s = R_L i_L$$

Comme R_f est très supérieur à R_L , on a pratiquement :

$$i_L = g_m V_{GS}$$

$$V_s = R_L g_m V_{GS}$$

En exprimant la tension V_{GS} sous la forme $(-R_f i_e - V_s)$:

$$V_s = R_L g_m (-R_f i_e - V_s)$$

On obtient :

$$\frac{V_s}{i_e} = \frac{R_f g_m R_L}{1 + g_m R_L}$$

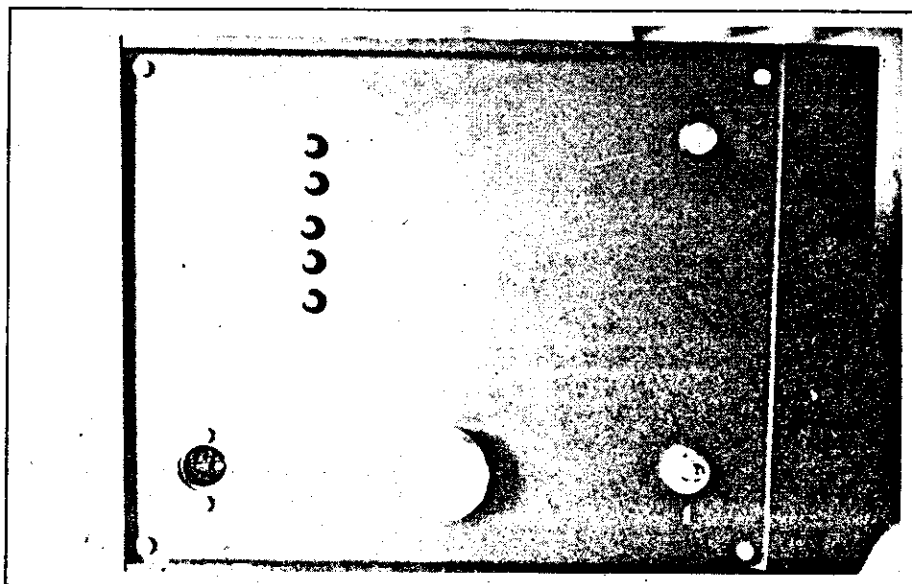


Photo A. - La face avant de l'amplificateur équipée d'un indicateur à LED.

Pour le montage source commune, le sens de référence est inversé :

$$V_s = - R_L i_L$$

$$i_L = gm V_{GS}$$

$$V_s = - R_L gm V_{GS}$$

$$\text{Comme } V_{GS} = - R_f i_e + V_s$$

$$V_s = - R_L gm (- R_f i_e + V_s)$$

Soit :

$$\frac{V_s}{i_e} = + \frac{R_f gm R_L}{1 + gm R_L}$$

Le gain est donc bien le même, seul le signe diffère comme l'on s'y attendait.

La valeur de la résistance de sortie est calculée pour une entrée nulle, soit $i_e = 0$. La grille se trouve alors à un potentiel de plus ou moins V_s par rapport à la source.

$$V_{GS} = \pm V_s$$

On suppose qu'un générateur extérieur applique une tension V_s (fig. 13). La résistance de sortie est alors donnée par le rapport V_s/i_s .

Pour le montage source commune :

$$gm V_{GS} = i_L + i_s$$

$$\frac{V_s}{i_s} = \frac{V_s}{gm V_{GS} - i_L}$$

$$\text{Comme } V_{GS} = V_s \text{ et } i_L = -V_s/R_L$$

$$\frac{V_s}{i_s} = \frac{V_s}{gm V_s + V_s/R_L}$$

$$= \frac{1}{gm + 1/R_L}$$

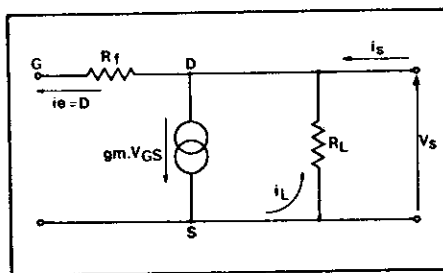


Fig. 13. - Détermination de la résistance de sortie (cas de la source commune)

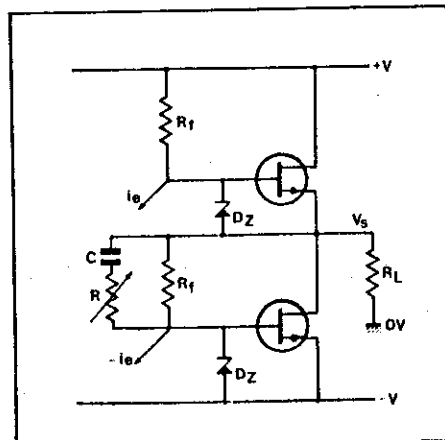


Fig. 14. - Étage de sortie

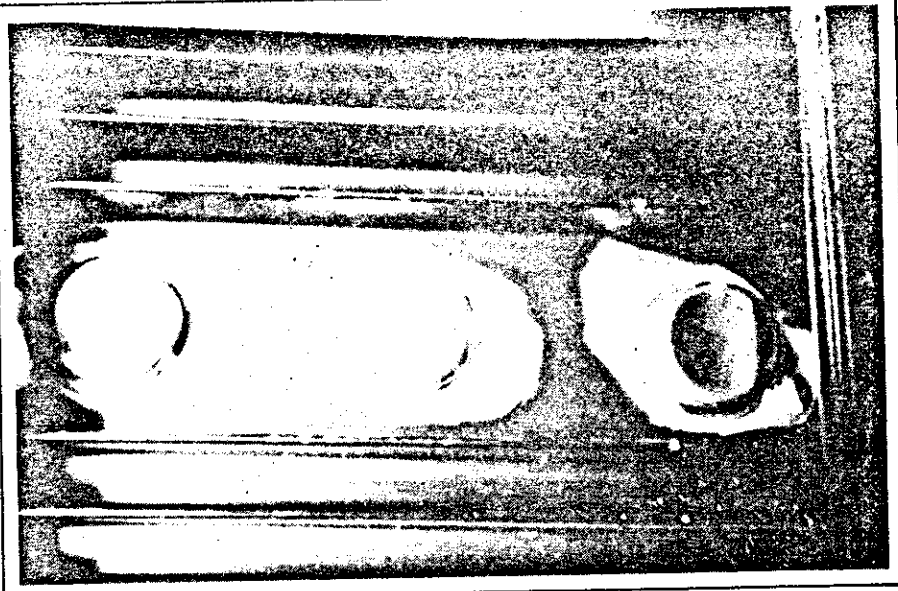


Photo B. - Les V.MOS sur leur refroidisseur.

Soit :

$$\frac{V_s}{i_s} = \frac{R_L \cdot 1/gm}{R_L + 1/gm}$$

Le résultat est exactement le même pour le montage drain commun. On reconnaît l'expression de deux impédances en parallèle, la résistance de charge R_L d'une part, une résistance $1/gm$ d'autre part. Vue de la charge R_L , la résistance de sortie est donc l'inverse de la transconductance gm .

Nous avons donc équilibré les deux branches du « push-pull » ; il suffira d'attaquer celui-ci par deux courants en opposition de phase i_e et $-i_e$ (fig. 14). L'une des résistances R_f est ajustable en alternatif par un réseau C - R réglable. Les deux diodes zeners réalisent la protection des transistors de sortie. En effet, la caractéristique statique $i_D(V_{GS})$ montre qu'une façon simple de limiter le courant dans le transistor est de limiter la tension V_{GS} .

Nous pouvons déjà calculer la tension d'alimentation nécessaire. La puissance de sortie est de 40 W sur 8 Ω .

La tension de sortie est tirée de l'équation :

$$P = V_s^2 / R_L \text{ soit } V_s^2 = 40 \times 8 = 320$$

$$V_s = 17,8 \text{ V efficaces, soit } 25 \text{ V crête.}$$

Il faut tenir compte de la tension de commande V_{GS} du V. MOS de la branche supérieure, qui va de 0 à 9 V environ, soit $V = 36 \text{ V}$; la tension 2 V = 72 V est compatible avec la tension maximale admissible du VMP 12 (90 V).

Le courant crête dans la charge est de 3,16 A. Le VMP 12 supportant au maximum 2 A, on a placé trois transistors en parallèle dans chacune des branches ; le courant crête admissible

est théoriquement de 6 A, les dissymétries inévitables réduisent un peu cette valeur.

La résistance de sortie vue de la charge est de $1/gm$ pour un seul transistor, soit 3 Ω . Avec trois transistors, la résistance de sortie est de 1 Ω en boucle ouverte, la contre-réaction globale de l'amplificateur améliorera cette valeur.

La valeur des diodes zeners doit être choisie avec soin pour ne pas écrêter le signal avant 40 W ; mais de façon à ce qu'en cas de court-circuit, la dissipation dans les transistors ne dépasse pas une quinzaine de watts. Les valeurs optimales se situent entre 7,5 et 9,1 V. De toute façon la protection est efficace pour un signal d'entrée trop élevé, mais pas contre un court circuit de longue durée sur la sortie.

Le schéma complet donné figure 15 montre six résistances placées en série avec les grilles des V. MOS. Ces résistances qui seront soudées directement sur la patte du transistor, réalisent un filtre H.F. avec la capacité d'entrée du transistor et évitent les oscillations spontanées. Sur la sortie haut-parleur, une cellule R-C stabilise le fonctionnement en haute fréquence, et une inductance de faible valeur améliore la stabilité sur charge capacitive.

Notre but est de réaliser un amplificateur très performant en boucle ouverte et d'appliquer un taux de contre-réaction faible. C'est pour cette raison que le courant de repos est choisi assez élevé de façon à réduire au maximum la distorsion de l'étage de sortie. Avec 100 mA par transistor, soit 300 mA, on entre déjà dans la zone linéaire de fonctionnement des V. MOS. La distorsion en boucle ouverte est voisine de 1 %.

Autres étages (voir schéma complet figure 15)

La conception des autres étages est également dictée par la nécessité d'avoir une bonne bande passante et une faible distorsion en boucle ouverte.

Les deux courants i_e et $-i_e$ sont donnés par deux transistors montés en émetteur commun Q_7 et Q_8 . On sait que la bande passante d'un tel étage est principalement limitée par la capacité parasite collecteur-base du transistor. Pour diminuer l'influence de cette capacité, on doit choisir une impédance de charge la plus faible possible. On a donc intercalé un étage base commune (Q_{10} et Q_{11}) qui a la particularité d'offrir un gain en courant proche de l'unité, et surtout une résistance d'entrée très faible.

On a également amélioré la linéarité de l'étage émetteur commun en plaçant en parallèle sur la charge R_f deux générateurs de courant constant qui augmentent le courant au repos de ces étages. Comme le gain en alternatif reste le même, l'amplitude relative des variations autour du point de repos est plus faible et le fonctionnement est plus linéaire. Dans la branche supérieure, on a dû rajouter un montage dit « bootstrap » composé de R_{19} et C_7

pour polariser le générateur pendant l'alternance positive.

Signalons que ces petits générateurs, dénommés « diodes régulatrices de courant » sont en réalité des transistors FET dont on a réunis les électrodes de grille et de source. Le transistor FET se comporte alors en générateur de courant constant qu'il suffit de mesurer avant de marquer le composant suivant I_{oss} obtenu.

Le courant de base des deux étages émetteur commun est fourni par le deuxième étage différentiel qui sera décrit plus loin. On sait que la limitation en fréquence est ici aussi inversement proportionnelle à l'impédance de charge. La charge, qui est ici l'impédance d'entrée de l'étage émetteur commun, a été réduite en plaçant un second transistor monté en diode et parfaitement appairé avec le précédent (Q_6 et Q_8).

A l'entrée, deux étages différentiels en cascade sont utilisés. Le premier étage (Q_1 et Q_2) reçoit d'une part le signal d'entrée, d'autre part le signal de contre-réaction. Le deuxième étage fournit deux courants en opposition de phase. Le transistor Q_5 est monté en générateur de courant ajustable; il permet de régler le point de repos de tout l'amplificateur, en particulier le courant dans l'étage final. Des résis-

tances d'émetteur de faible valeur appliquent des contre-réactions locales qui diminuent le gain et améliorent la bande passante et la linéarité.

Taux de contre-réaction

Rappelons que le taux de contre-réaction est en gros le rapport entre les gains en boucle ouverte et en boucle fermée.

Le gain en boucle ouverte de l'amplificateur a été calculé avec les valeurs du schéma complet de la figure 15. En faisant quelques approximations sur les paramètres des transistors, le gain calculé est d'environ 180. La valeur mesurée sur la maquette est très proche de ce nombre (160), mais elle est variable suivant les transistors utilisés.

Le gain en boucle fermée est contrôlé très précisément par le circuit de contre-réaction. On désire une sensibilité de 1 V efficaces, pour une sortie de 40 W, soit 17,6 V efficaces. Le gain a été choisi égal à 19. Il est obtenu par le réseau de résistances R_7 et R_8 . Le gain en boucle fermée est donné par le rapport $(R_7 + R_8) / R_8$. Grâce à la capacité C_3 , le gain en continu est égal à 1. On est ainsi assuré que la sortie est au potentiel de la masse, ce qui permet de sauvegarder la vie du haut-parleur. La capacité C_4 , de faible valeur, stabilise le système en limitant la bande pas-

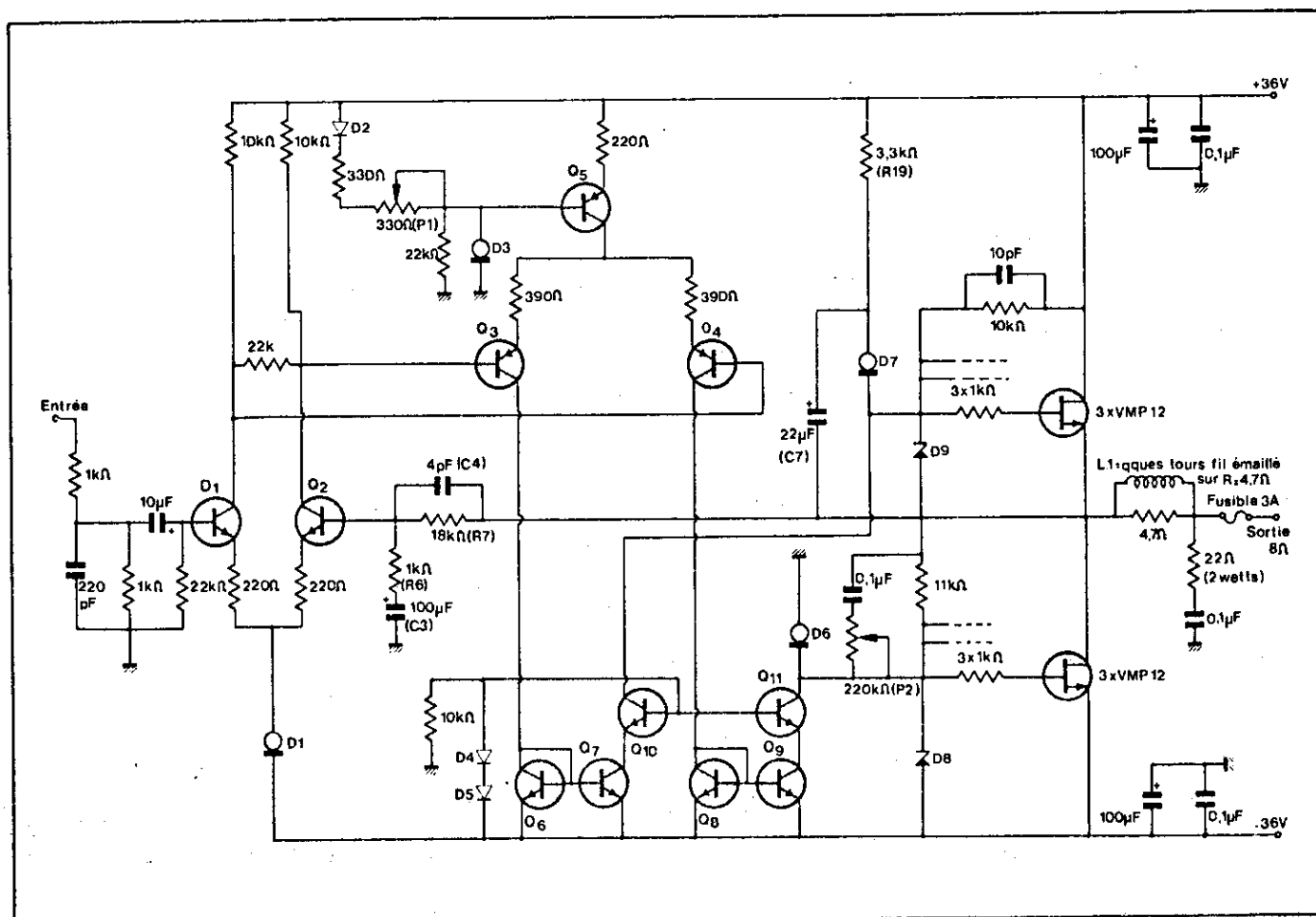


Fig. 15. - Schéma de principe

sante et empêche l'entrée en oscillations.

Le gain en boucle ouverte est d'environ 10 fois supérieur au gain en boucle fermée, ce qui donne un taux de contre-réaction de seulement 20 dB.

Filtre d'entrée

Le filtre d'entrée est chargé de limiter la bande passante des signaux issus du préamplificateur. Il est donc placé avant l'amplificateur, et ne fait pas partie du système soumis à la contre-réaction. C'est un simple filtre passe-bas ayant une pente d'atténuation de 6 dB par octave. Etant donné la très grande bande passante de l'amplificateur, c'est ce filtre qui fixera la fréquence de coupure haute. On a vu que cette disposition est favorable du point de vue des distorsions d'intermodulation en transitoires.

Réalisation

Tous les composants sont montés sur un circuit imprimé visible sur les photos. Seuls, les transistors de puissance sont montés sur des refroidisseurs largement dimensionnés. En effet, la puissance à dissiper est de 20 watts au repos, auxquels il faut ajouter au maximum 20 watts suivant le régime de fonctionnement. Chaque groupe de trois VMP 12 est monté sur un refroidisseur de 1,5 °C/watt, ce qui assure une température de jonction inférieure à 80 °C.

L'alimentation doit également être généreuse pour ne pas gâcher les performances de l'appareil. En monophonie, on a utilisé un transformateur de deux fois 25 volts, 3 ampères, suivi d'un pont de diodes et de deux condensateurs de 9 000 µF/63 volts.

A la première mise sous tension, il est préférable d'utiliser une alimentation limitée en courant, ou bien d'insérer des résistances de limitation en série avec V+ et V-. Le haut-parleur est également remplacé par une résistance pure de 8 ohms, 40 watts. On règle alors l'ajustable P₁ de façon à avoir un courant de repos dans les transistors de 300 mA au total. On peut alors enlever les résistances de limitation, et régler l'ajustable P₂ pour un minimum de distorsion. Si l'on n'a pas l'équipement nécessaire, on laissera le curseur de P₂ au milieu de la piste.

Performances

Les résultats des mesures sont groupés dans le tableau II et sur la figure 16.

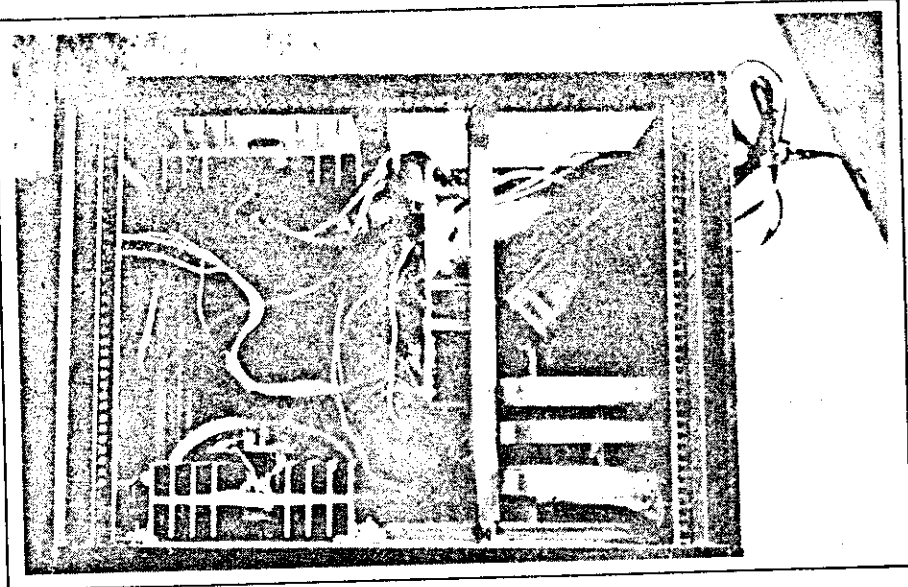


Photo C. - Vue de dessus de l'amplificateur.

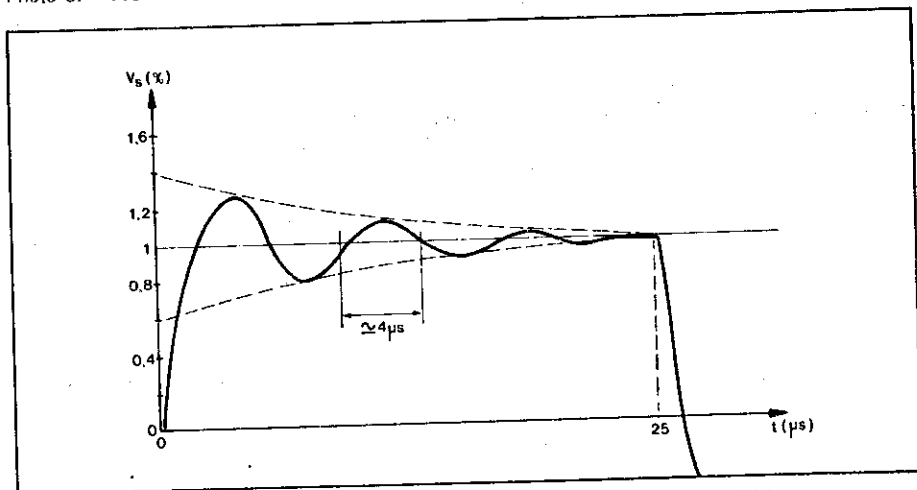


Fig. 16. - Réponse surcharge capacitive (charge 8 Ω / 1 µF ; signaux carrés à 20 kHz).

Puissance nominale sur 8 ohms	40 W
Puissance à l'écrêtage	50 W
Sensibilité pour 40 watts	< 1 V
Taux de contre-réaction	20 dB
Bande passante (0 à - 3 dB) à 40 W	7 Hz à 80 kHz
Bande passante sans filtre d'entrée	7 Hz à 500 kHz
Temps de montée	4 µs
Rapport signal sur bruit	74 dB
Distorsion harmonique 20 Hz à 20 kHz de 1 à 40 W	< 0,1 %
Distorsion par intermodulation 60 Hz et 7 kHz, rap. 4/1	≤ 0,08 % de 0 à 40 W
Facteur d'amortissement sur 8 ohms	50

Tableau II : Caractéristiques de l'amplificateur.

Les taux de distorsion par harmoniques et par inter-modulation sont très faibles. Quand à la distorsion d'inter-modulation en transitoires, il n'existe pas de méthode de mesure qui permettrait de faire des comparaisons.

La fréquence de coupure haute de l'amplificateur seul est très élevée, le filtre d'entrée remplit donc bien son rôle.

Le facteur d'amortissement est bon, cette valeur assure un bon fonctionne-

ment avec tous les types d'enceintes acoustiques. Sur les amplificateurs du marché, cette valeur va de 20 à plus de 100.

La stabilité sur charge capacitive est très bonne (fig. 16). D'après les bancs d'essais dont nous disposons, peu d'amplificateurs atteignent de meilleurs résultats.

Le rapport signal sur bruit, par contre, est un peu faible. On trouve couramment des valeurs de plus de

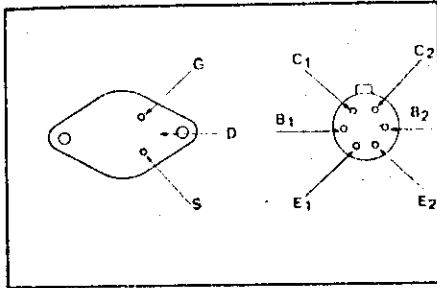


Fig. 17. - Brochages en vue de dessous d'un transistor VMP 12 (à gauche) et d'une paire différentielle 2N2223 (à droite).

80 dB pour la partie amplificateur. Cependant, nous pouvons affirmer que cette valeur de 74 dB est suffisante, le bruit est parfaitement indécélable quand l'amplificateur est relié à un haut-parleur. Les transistors MOS sont bruyants, on ne pourra améliorer ce chiffre que faiblement, si l'on veut maintenir un taux de contre-réaction faible.

Car la caractéristique la plus intéressante est bien sûr le taux de contre-réaction de 20 dB. Rappelons que sur les amplificateurs à transistors bipolaires classiques, les valeurs vont de 40 à 80 dB !

Conclusion

Cette étude a montré les avantages des transistors MOS de puissance qui pourront supplanter les bipolaires dans un grand nombre d'applications. Par exemple, la possibilité de commutation extrêmement rapide permet d'envisager la mise au point d'amplificateurs travaillant en classe D, c'est-à-dire en commutation pure, sans dissipation de puissance inutile.

La conception d'amplificateurs de forte puissance sera possible quand apparaîtront des structures plus performantes, en particulier pour la tenue en courant et en puissance, qui sont à l'étude chez plusieurs constructeurs.

B. Audisio
F. Macias

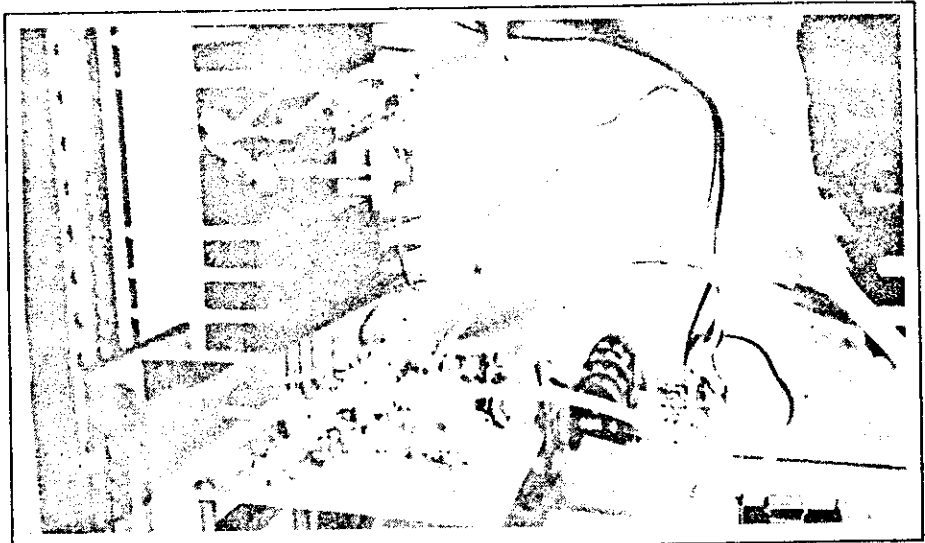


Photo D. - Le circuit imprimé. A côté se trouve le module indicateur de puissance.

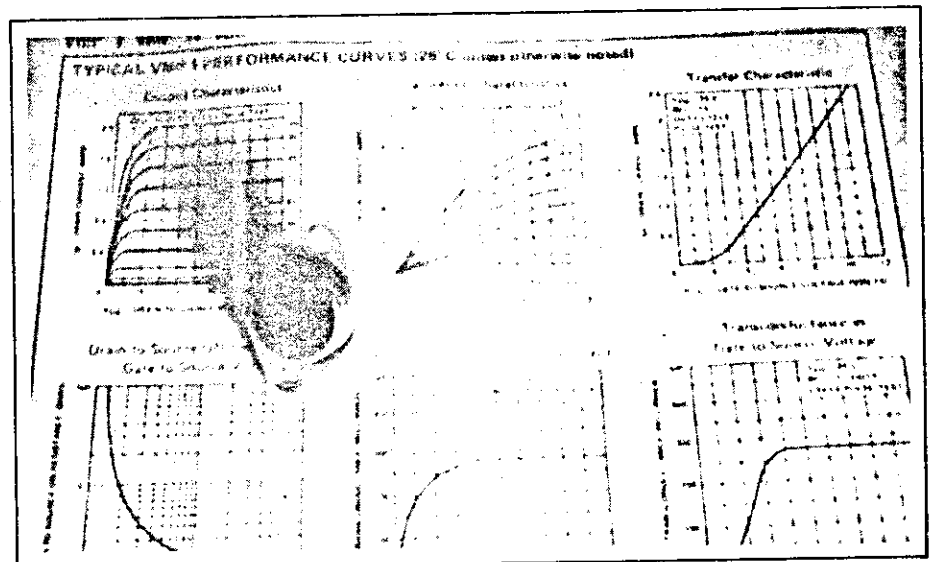


Photo E. Les V.MOS.

Liste des semi-conducteurs

Transistors

- Q₁ : 2N 2222
- Q₂ : 2N 2222
- Q₃ : 2N 6107 ou équivalent
- Q₄ : 2N 6107 ou équivalent
- Q₅ : 2N 2904
- Q₆ et Q₇ : double transistor 2N2223 ou MD 8001
- Q₈ et Q₉ : double transistor 2N2223 ou MD 8001
- Q₁₀ : BF 259
- Q₁₁ : 2N2222
- 6 transistors VMP 12

Diodes

- D₁ : CR200 (2 mA) Siliconix ou 1N5305 Motorola
- D₂ : 1N 914
- D₃ : CR 470 (4,7 mA) Siliconix ou 1N5314 Motorola
- D₄ : 1N 914
- D₅ : 1N 914
- D₆ : CR470 (4,7 mA)
- D₇ : CR470 (4,7 mA)
- D₈ : zener 0,5 W/8,2 V
- D₉ : zener 0,5 W/8,2 V

Bibliographie

- LEE SHAEFFER : V.MOS. A breakthrough in power MOSFET technology. Note d'application Siliconix AN-76-3. Mai 1976.
- LEE SHAEFFER : The Mospower FET audio amplifier. Publication Siliconix. Mai 1976.
- M. VANDER KOOI and L. RAGLE : MOS moves into higher-power applications. Revue Electronics, 24 juin 1976.
- FARZAN and SALAMA : Depletion V-Groove MOS (V-MOS) power transistor. Solid state electronics, 1976, Vol. 19.
- P. ROSSEL, H. MARTINOT et M. ZAMORANO : Propriétés statiques des transistors MOS de puissance à canal vertical. Cas du régime de non pincement. A paraître dans la Revue de Physique Appliquée.