

Blöckschema des digitalen Transceivers

Erfolg im Bau von Satelliten hat sogar in professionellen Kreisen mancherorts Erstaunen ausgelöst. Nur unser eigentliches Werkzeug, den Transceiver, haben wir völlig aus der Hand gegeben und sind damit zu Konsumenten geworden. Dadurch ist das Interesse an der Technologie verblasst und wurde zunehmend von der Betriebstechnik verdrängt. So haben wir uns auf Kurzwelle in den letzten 30 Jahren vorwiegend mit CW und SSB abgemüht. Die einzige Möglichkeit, besser gehört zu werden, liegt bei vielen in der Erhöhung der Sendeleistung. Dass dies der falsche Weg ist, zeigt die erst am Anfang stehende Diskussion über die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) mit aller Deutlichkeit.

Damit unser Hobby in Zukunft attraktiv bleibt, muss der Amateur wieder aktiv am Design seiner Geräte mitbestimmen können. Der eigentliche Selbstbau von Geräten ist aber praktisch ausgeschlossen. Als Vision kann ich mir vorstellen, dass die Industrie als Ergänzung zur heutigen Gerätepalette dazu übergeht, eine offene Hardware-Plattform in der Technologie von Software Radio anzubieten. Diese Plattform ist vergleichbar mit der PC-Hardware: sie bestimmt den Anwendungsbe-

reich; die eigentlichen Funktionen werden aber erst durch die Software-Programme definiert. Dieses Vorgehen hat das Potential, den Amateurfunk zu revolutionieren! Die eigentlichen Applikationen, oder in unserem Falle die Funktionsblöcke, werden als Software in die Plattform geladen. Dadurch kann praktisch die gesamte Funktionalität eines Transceivers durch Software bestimmt werden. Falls wir es schaffen, den Code dieser Software offen zu legen und damit frei zugänglich zu machen, so haben wir unser «Linux» gefunden. Das Linux Betriebssystem ist auch von einigen Enthusiasten entwickelt worden und hat heute dank seiner Offenheit und der weltweiten Mitarbeit von Universitäten und der Industrie eine grosse Verbreitung erfahren.

Ich hoffe, dass es mir gelungen ist, mit diesem Beitrag einen Denkanstoss für die mögliche Neugestaltung von unserem Hobby im 21. Jahrhundert zu vermitteln. Ihre Meinung zu diesem Thema würde mich freuen (hb9cbu@hb9pd-8 oder hans.zahnd@bluewin.ch)!

[1] A High Performance, Single-Signal, Direct Conversion Receiver with DSP Filtering, KL7NA, QST, April 1998

Etage amplificateur linéaire HF de faible puissance (3 Watts) à transistor mosfet

Werner Tobler (HB9AKN), Chemin de Palud 4, 1800 Vevey

1. Introduction

Les étages amplificateurs de puissance utilisant des transistors bipolaires sont utilisés depuis de nombreuses années déjà, et nous avons déjà décrit une réalisation amateur utilisant deux MRF 454 de la firme Motorola.

Cette réalisation (voir old man n° 10/1987), tout à fait à la portée de l'amateur soigneux, délivrait une puissance de sortie de 140 Watts pointe, avec une tension d'alimentation de 13,5 V. Cette réalisation était donc utilisable comme étage final de puissance.

Le montage proposé ici, sera utilisable en QRP (voir les spécifications) ou comme pré-amplificateur pour exciter un PA plus puissant. Il a été développé afin d'équiper une malette transceiver portable de petite puissance. Sa réalisation ne demande que des connaissances élémentaires et est destinée à un débutant constructeur voulant commencer par une réalisation simple. De plus, le matériel utilisé est très courant et facilement disponible.

Les transistors bipolaires ont, dans la fonction amplificatrice de puissance, certains inconvénients qui les font parfois regretter les tubes électroniques. Parmi ces inconvénients nous citerons:

- A) Nécessité de posséder une alimentation capable de délivrer un fort courant de pointe sans ondulation excessive, qui serait d'ailleurs immédiatement audible. Chacun sait qu'il n'est pas aisé de réaliser une telle alimentation, surtout si l'on veut éviter un volume trop grand. Réaliser une alimentation à découpage, est certes facilité actuellement par l'utilisation de circuits englobant plusieurs fonctions, actuellement disponibles sur le marché, mais ceux-ci sont assez onéreux et peuvent facilement être grillés si l'on ne prends pas certaines précautions. En particulier, le secteur de distribution électrique doit être au dessus de tous soupçons. On sait que ce n'est pas toujours le cas, loin de là. Combien d'alimentations à découpage ont fini prématurément leur carrière au fond d'une benne?
- B) Nécessité d'exciter l'amplificateur à l'aide d'une certaine puissance d'entrée ce qui peut être un inconvénient si l'on ne dispose que de volts, mais pratiquement d'aucune puissance.
- C) Faible rendement de collecteur. Celui-ci est voisin de 50%

Il faut donc pratiquement doubler la puissance continue d'alimentation par rapport à la puissance HF désirée.

Rappelons que le rendement plaque d'un étage à tube électronique s'approche de 70% voir plus.

Pour toutes ces raisons, passée l'euphorie de l'arrivée des transistors bipolaires, les chercheurs ont immédiatement pensé à un dispositif réunissant si possible les avantages des tubes électroniques sans leurs inconvénients, et l'aboutissement fût le développement des transistors mosfet de puissance à section V.

2. Bref rappel théorique du fonctionnement du transistor power mosfet

Le transistor V mosfet est la version de puissance du transistor mosfet, qui est lui même issu du transistor FET à effet de champ électrique. La disposition en V a été rendue nécessaire du fait de l'utilisation de gros courants (voir Fig.1a). Comme pour les transistors bipolaires, on distingue deux exécutions possibles. La version à canal N, et celle à canal P. Il faudra, comme pour les transistors bipolaires, appliquer les tensions d'alimentation en conséquence avec les bonnes polarités. Au point de vue de la terminologie, ce qui était le collecteur avec le transistor classique devient le drain, la base devient la gate, la source remplace l'émetteur. Le symbole utilisé dans les schémas électriques changera selon le type. Dans les deux cas, le sens de la flèche appliquée contre la gate indiquera le type. Si celle-ci va dans le sens de la gate nous avons un transistor à canal N, la flèche tournée dans l'autre sens indiquera un transistor à canal P. Les transistors de puissance sont actuellement toujours disposés en V (voir Fig. 1a) pour des raisons de densité de courant nécessaire. Les transistors mosfet à simple ou double gate de faible puissance auront la disposition de la figure 1c. Nous ne ferons pas ici la théorie complète des transistors Vmos, celle-ci se trouve exposée dans beaucoup d'ouvrages (voir bibliographie). Nous relèverons simplement ici les points essentiels du point de vue de l'utilisateur, en faisons certaines comparaisons utiles avec les tubes électroniques que l'on essaie précisément d'améliorer avec ces dispositifs.

Il est important de constater premièrement que, si l'on exclut la tension de chauffage, le Vmos ressemble étrangement à une triode amplificatrice. Voilà une bonne nouvelle pour les anciens qui ont quelquefois eu des réticences à l'égard des transistors bipolaires. Ainsi, on reparlera de la pente, de la résistance interne et du coefficient d'amplification, invoquant au passage de bons souvenirs. Rappelons que la pente s'exprimera alors en mA drain par volt de tension gate. C'est le juste retour du pendule. Donc très grande impédance d'entrée, ce qui fait retrouver tous les avantages de l'excitation en tension, mais faible impédance de drain, ce qui n'est pas gênant, puisque l'on pourra mettre en place un dispositif d'adaptation.

Autre point important, la polarisation de la gate. Avec les tubes électroniques, on fixe toujours la polarisation grille à une valeur négative par rapport à la cathode. La classe

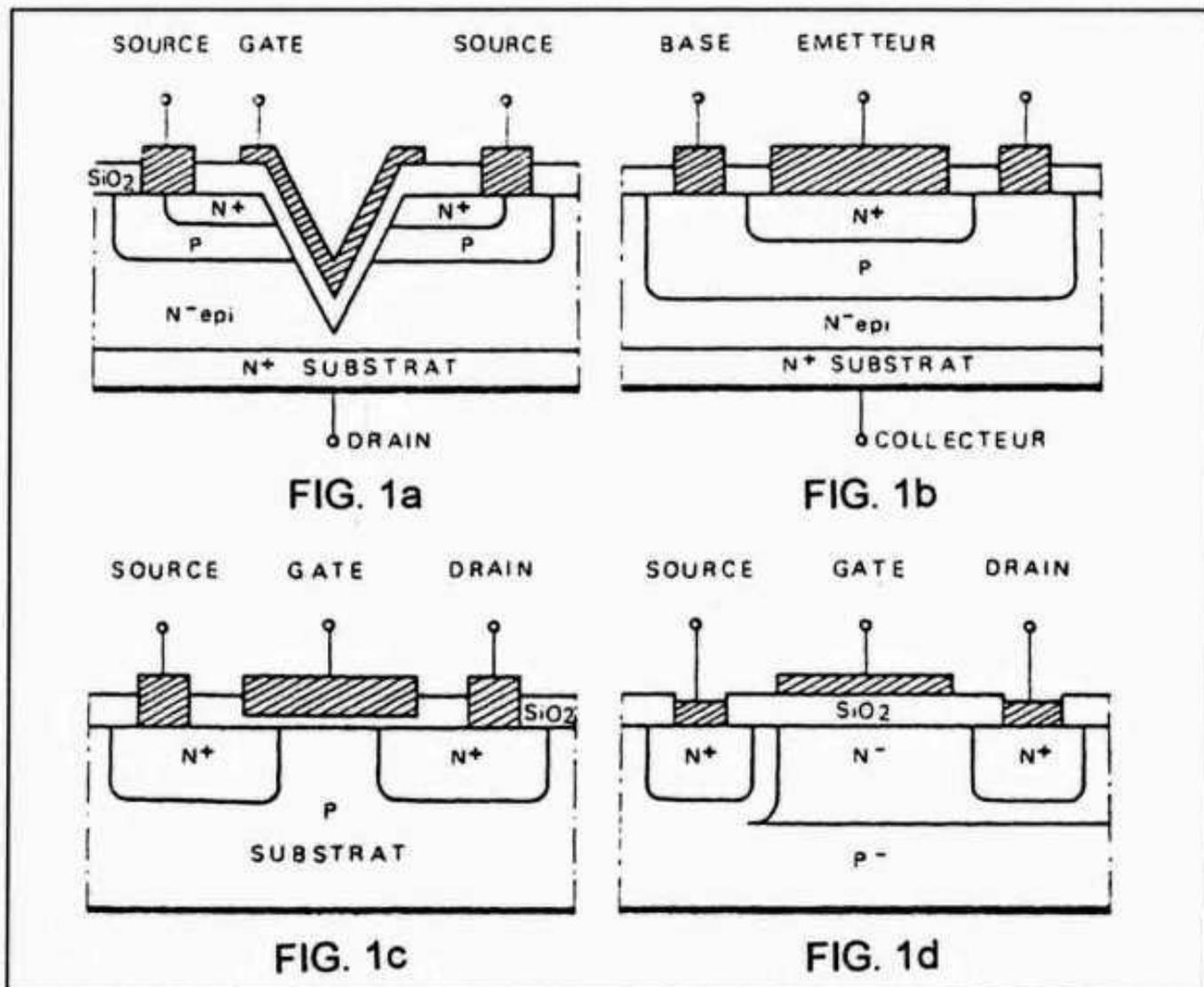


Fig. 1: Coupes verticales des différents transistors; a: Coupe verticale d'un canal VMOS; b: Coupe verticale d'un transistor planar épitaxial double diffusion; c: Coupe verticale d'un MOSFET conventionnel; d: Coupe verticale d'un D-MOS

d'amplification (A, AB1, AB2, B, C) dépend précisément de l'emplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique grille $I_g = f(V_g)$, pour une tension anodique fixe. Pour rappel, la classe A correspond au point de fonctionnement situé au milieu de la caractéristique grille, la classe B au point d'annulation du courant anodique point appelé aussi cutoff ou recul de grille. La classe C s'obtient par une polarisation négative de deux fois, voir plus de la valeur du recul de grille. Dans tous les cas, il n'y a jamais une tension positive de polarisation sur la grille G1. La grille peut certes devenir momentanément positive au cours du cycle d'attaque, en particulier en classe C, et, dans ce cas, le courant grille en résultant, peut être mesuré par un galvanomètre, mais ce mode de fonctionnement est uniquement réservé, à notre connaissance, à la fonction amplificatrice non linéaire classe C. Toutes ces considérations con-

cernent le montage classique cathode à la masse.

Avec les transistors bipolaires de puissance, la tension de polarisation émetteur-base est extrêmement critique et de l'ordre de 300 à 400 mV, chaque dizaine de mV agissant fortement sur le courant de base, donc sur le point de fonctionnement de l'étage. C'est pourquoi il est nécessaire de développer une alimentation en courant de base ajustable (voir old man n° 9/1989).

Avec les Vmos à canal N, le choix du point de fonctionnement est beaucoup plus restreint. La gate, à l'inverse de notre bonne vieille triode, exige une tension positive par rapport à la source. Elle ne tolère que 300mV au plus de tension négative faute de quoi le transistor est irrémédiablement perdu. De plus, comme l'impédance d'entrée est très élevée, on fera

bien de se décharger statiquement avant de toucher la gate. La conséquence immédiate de ces 0,3 volts maximum négatifs possibles, sera que l'on devra surveiller de très près l'amplitude de la tension d'excitation HF, car le moindre dépassement rendant la gate négative par instants, fera courir de grands dangers au transistor. Alors vous voilà prévenu! Finis donc les réglages d'excitation approximatifs! Le mieux est de faire débiter votre source HF sur 47 Ohms, et de mesurer la tension apparaissant aux bornes des 47 Ohms. On évitera ainsi bien des surprises.

Pour ce qui est de la tension anodique, ou de la tension drain, les deux sont positives par rapport à la masse, donc à la cathode ou à la source respectivement. Au sujet de la tension drain, le type de transistor que nous avons utilisé (2N6657) autorise une tension de 60 volts maximum. Dans notre réalisation, nous nous sommes limités à une tension drain de 35 volts correspondant à nos possibilités d'alimentation DC. Cette tension drain relativement élevée par rapport à la tension collecteur usuelle, nous permet de diminuer d'autant le courant nécessaire pour l'obtention d'une puissance donnée. Peut être retrouverons nous un jour les fameux 250 volts utilisés jadis pendant de nombreuses années sur quasiment tous les récepteurs à lampes.

3. Spécifications

Bande de fréquence: 1,8 – 12 MHz
 Puissance de sortie: 3 Watts
 Puissance d'entrée: 14 mW
 Impédance de sortie: 50 Ohms
 Impédance d'entrée: 50 Ohms
 Tension de drain: 35 Volts
 Courant de drain au repos: 280 mA
 Tension maximale d'entrée sur 50 Ohms: 1,17 Volts pointe soit 0,8 Volts efficace.
NE PAS DEPASSER CETTE TENSION SOUS PEINE DE DETERIORER LE TRANSISTOR.

4. Examen du schéma électrique

Examinons le schéma électrique (voir Fig. 2). La première chose frappante est l'extrême simplicité de l'étage. Assurément, pour obtenir 3 Watts de sortie à partir de 14 mW d'entrée, à l'aide de transistors bipolaires, il faudrait beaucoup plus de composants, précisément à cause de la puissance nécessaire à l'entrée de chaque étage. On distingue facilement le circuit de polarisation qui fixe la tension gate à +3,9 volts. Le circuit de drain constitué par un tore sur lequel est bobiné un transformateur HF. A remarquer que ce dernier travaille en élévateur d'impédance alors que, dans le cas d'étage à tube électronique, l'adaptation se fait en ab-

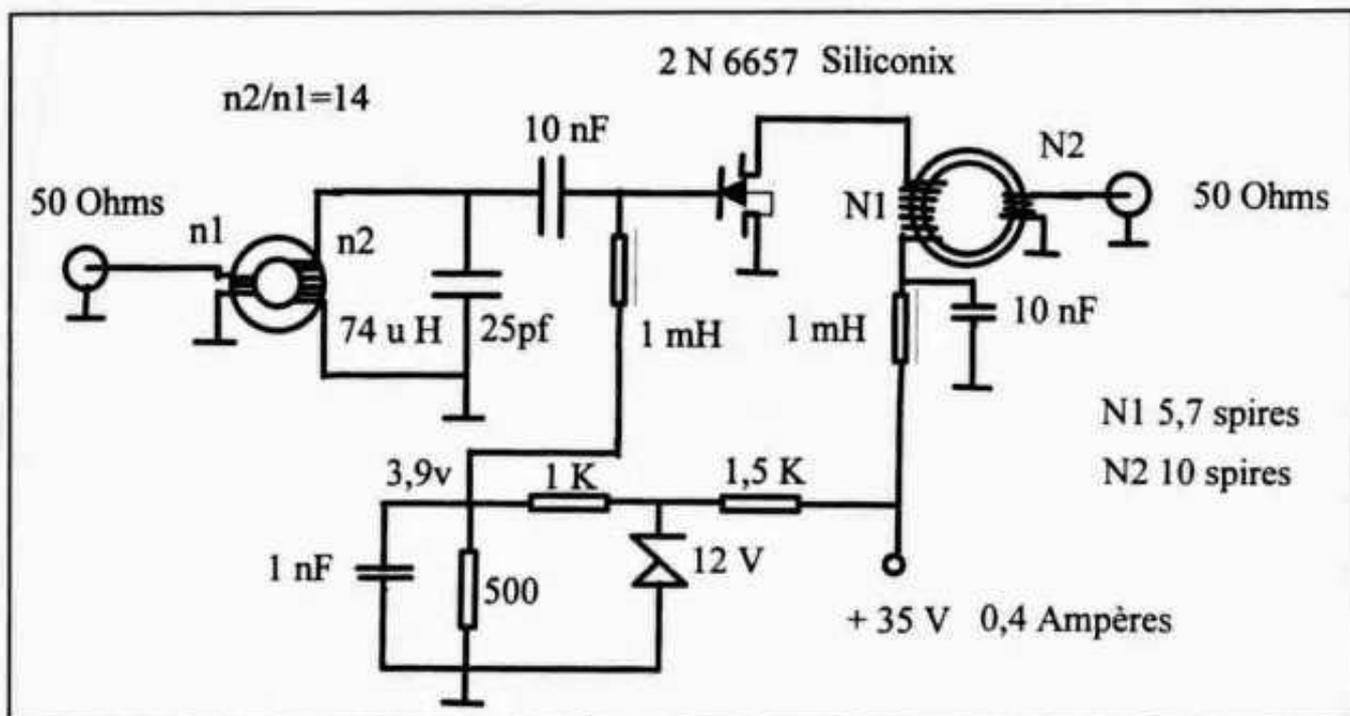


Fig. 2: Schéma électrique de l'étage linéaire 3 Watts 1,8 à 12 MHz Caractéristiques:
 I_{drain} : 280 mA DC au repos
 Tension d'entrée: 1,17 V pointe; Tension de sortie: 17,5 V pointe
 P_{in} : 14 mW; P_{out} : 3 Watts efficaces; Gain en puissance: 214
 Tension maximale d'entrée sur 50 Ω : 1,17 V pointe soit 0,8 V efficace

aisseur d'impédance pour arriver aux fameux 50 Ohms. Le circuit d'entrée à large bande utilise également un transformateur HF aussi dans le sens élévateur d'impédance.

4.1 Matériel pouvant troubler le débutant

Nous avons dit dans l'introduction que le matériel utilisé était courant et facilement disponible. Toutefois, nous savons que parmi les lecteurs certains hésitent et peuvent être perplexes devant la représentation d'un torse. Le torse utilisé dans le circuit de drain, a un diamètre extérieur de 24,5 mm et un diamètre intérieur de 10 mm. L'épaisseur est de 12 mm. Il est donc suffisant pour transmettre la puissance nécessaire. Nous l'avons récupéré sur un vieux PC et avons testé sa gamme de fréquence d'utilisation qui va jusqu'à 30 MHz. Toutefois, attention! Tous les gros torses noirs trouvés ou récupérés ne fonctionnent pas forcément jusqu'à 30 MHz. Comment dès lors tester un torse récupéré? Bobinez sur celui-ci deux enroulements séparés de par exemple 5 spires chacun, connectez le premier à un générateur HF, connectez une résistance de 47 Ohms au deuxième, et branchez un oscilloscope aux bornes de cette dernière résistance. Vous pourrez parfaitement observer jusqu'à quelle fréquence votre torse fonctionne. On notera que le torse du circuit gate peut être de petite dimension puisqu'il n'y a que peu de puissance à cet endroit. Les selfs de choc de 1 mH, peuvent être du type aggloméré pour le circuit gate et du type nid d'abeille (genre National R100) pour le circuit drain. La seule restriction pour cette dernière étant la possibilité de supporter le courant de drain.

5. Dimensionnement de l'étage

Nous fournissons ici la méthode de calculs utilisée pour les amateurs ne possédant pas le type 2N 6657 mais désirant utiliser un autre type à canal N (voir Fig. 3). La première chose à faire est de tracer la droite de charge en se servant des caractéristiques $I_d = f(U_{\text{drain-source}})$. On fait partir cette droite de la tension drain appliquée et on l'oriente de façon à utiliser le mieux possible les caractéristiques. On lit sur l'axe vertical le courant à l'intersection soit: 1,8 A

On calcule $R_1 = 35/1,8 = 19,4$ Ohms

On exploite l'expression $n_1/n_2 = \sqrt{Z_1/Z_2}$ d'où l'on sort $n_1 = 5,7$ spires $n_2 = 10$ spires pour réaliser l'adaptation 19 Ohm à 50 Ohm. Ce rapport n_1/n_2 ne dépend pas du coefficient A_I du torse.

On consulte ensuite la caractéristique de transfert soit $I_d = f(U_{\text{gate-source}})$ pour choisir une zone linéaire compatible avec nos petits signaux. Chez nous 4 volts conviennent bien.

Il ne sert à rien en effet de mieux centrer le point de fonctionnement pour amplifier de petits signaux. On aurait un courant drain de repos trop important pour rien.

Le circuit de polarisation n'est qu'un calcul élémentaire de circuit

Pour le circuit de grille, on utilisera l'expression bien connue de Thompson:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \text{ d'ou } L = \frac{1}{\omega^2 \cdot C} \text{ et } \omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

On fixe $C = 25$ pF arbitrairement. Connaissant A_I du torse, il est facile de calculer le nombre de tours nécessaires pour obtenir L soit n_2 . En exploitant à nouveau $n_1/n_2 = \sqrt{Z_1/Z_2}$ on trouvera le nombre de spires n_1 à l'entrée, avec $Z_1 = 50 \Omega$ et $Z_2 = 10000 \Omega$ soit:

$$(n_1)^2 = \frac{Z_1 \cdot (n_2)^2}{Z_2} \text{ d'ou } n_1 = \sqrt{\frac{Z_1 \cdot (n_2)^2}{Z_2}}$$

Le gros avantage des torses provient du fait que l'on peut utiliser les mêmes expressions algébriques qu'avec les transformateurs industriels ou basse fréquence, les pertes de flux étant minimales en HF avec les matériaux modernes.

6. Construction

Nous avons réalisé l'amplificateur sur une carte de 180/120 munie de trous facilitant le câblage. Nous n'avons donc pas réalisé de circuit imprimé, rendant du même coup possible la réalisation de ce montage par un débutant même peu outillé. Il suffit d'être soigneux.

Nous avons utilisé des prises coaxiales BNC soudables pour l'entrée et la sortie de l'amplificateur. Le transistor en boîtier TO-3 est monté directement sur un radiateur de 15 cm x 7 cm lui-même fixé à l'aide d'entretoises isolantes à la carte.

7. Conclusion

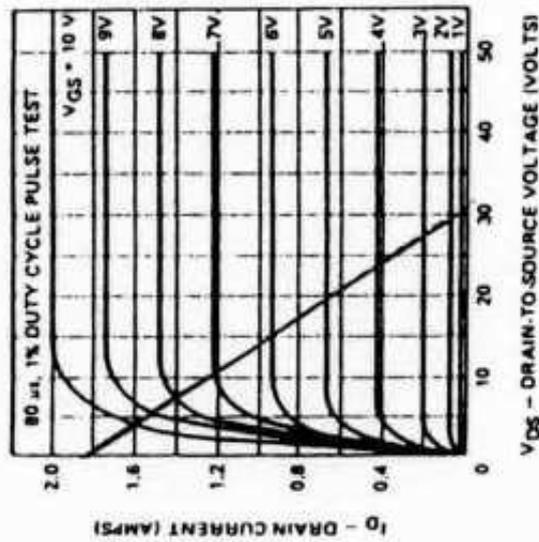
Nous espérons avoir intéressé le lecteur par cette description tout à fait à la portée d'un constructeur débutant même peu outillé. La simplicité du circuit est tout à fait étonnante, et nous pensons que les V mos power fet's méritent d'être plus connus et utilisés, car ils apportent une simplification certaine par rapport aux transistors bipolaires.

Bibliographie (chez Siliconix)
VMOS Power FETs, Design Catalog

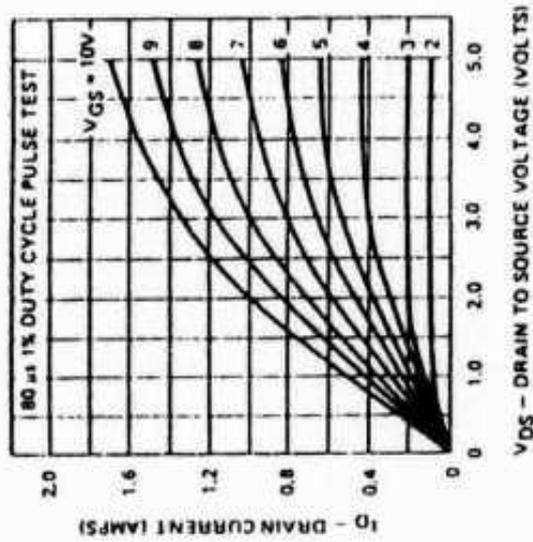
Siliconix
Spoerle Electronic Distribution
International GmbH, Opfikon-Glattbrugg

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (25°C unless otherwise noted)

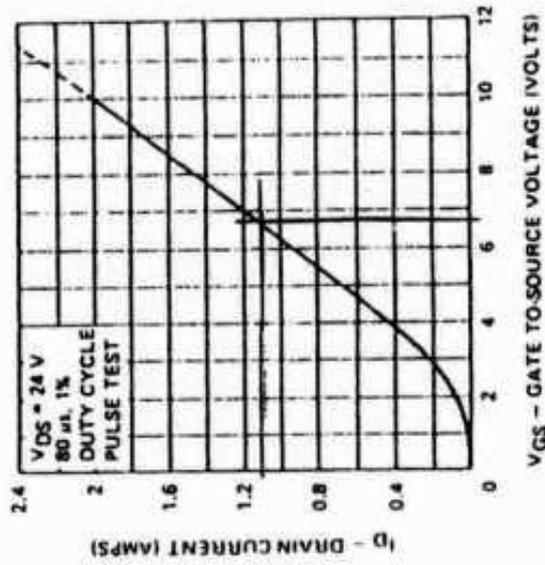
Output Characteristics



Saturation Characteristics



Transfer Characteristic



Classe A: $V_{GS} = 6.9V$ } 14V
 $I_D = 1.1A$ }