

# Conception et réalisation d'un amplificateur radio-fréquence 30/90 MHz - 100 W - 28 V avec des Mosfets de puissance

par C. ALEMANY (\*)

*Le but premier de cette réalisation n'est pas d'introduire tout simplement des VMOS dans un amplificateur HF, mais de trouver une équation de base pour le calcul des systèmes les incluant. L'autre but est de présenter un amplificateur à gain constant, forte puissance et faible taux d'ondes stationnaires à l'entrée, et ce, dans toute la bande des communications militaires 30-88 MHz. Le VMOS RF Siliconix DV 2880 présente un gm basse fréquence constant, une forte impédance d'entrée et une faible contre-réaction.*

*En raison de ces traits particuliers, l'expression bien connue du gain en puissance peut être simplifiée, afin de devenir une véritable « recette de cuisine » applicable à tout amplificateur HF à VMOS.*

## Conception et réalisation

### Les formules

Le gain en puissance de tout ampli linéaire peut s'exprimer par :

$$G_p = \frac{|y_{21}|^2 \operatorname{Re}(Y_L)}{|Y_L + Y_{22}|^2 \operatorname{Re}(Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_L})} \quad (1)$$

Pour commencer la simplification, on peut écrire  $Y_{12}$  égal à 0 tout comme les termes admittances imaginaires ( $b_{11}$ ,  $b_{21}$ ,  $b_{22}$ ).

L'admittance d'entrée de l'amplificateur est donnée par la relation :

$$Y_{in} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_L} \quad (2)$$

puisque  $Y_{12} = 0$ , elle devient  $Y_{in} = Y_{11}$ .

Si on désire un faible taux d'ondes stationnaires d'entrée, ce qui s'exprime par une adaptation en puissance, il faut :

$Y_m = Y_s$  (admittance de source)

Si  $Y_{12}$  est nulle, l'admittance d'entrée n'est, par définition, pas affectée

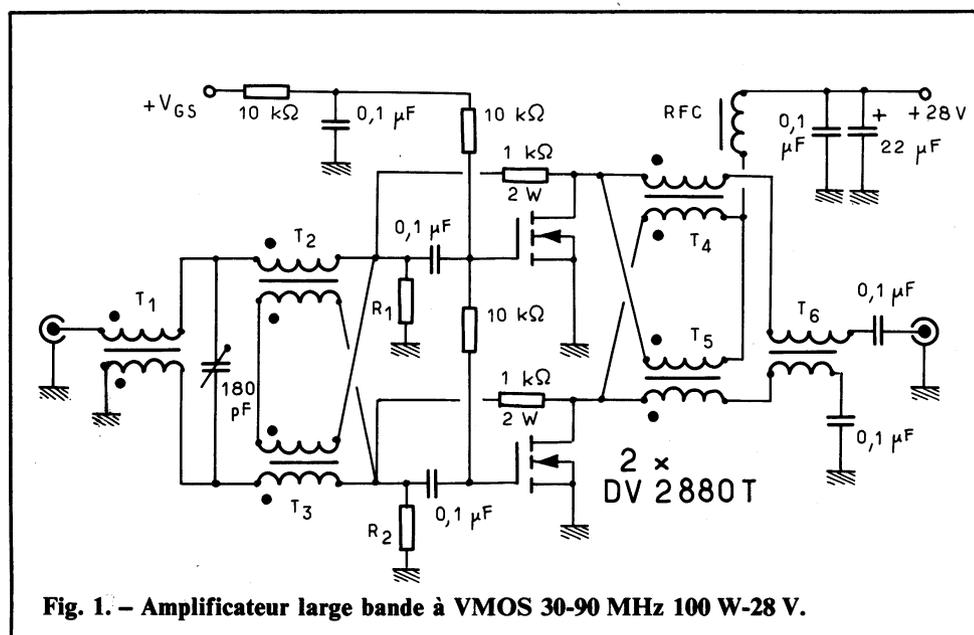


Fig. 1. - Amplificateur large bande à VMOS 30-90 MHz 100 W-28 V.

(\*) Siliconix. Adaptation des notes d'application de L. Leighton et E. Oxner.

tée par la charge, ce qui permet de réécrire l'équation (1) :

$$\frac{|y_{21}|^2 \operatorname{Re}(Y_L)}{|Y_L + y_{22}|^2 \operatorname{Re}(Y_S)} \quad (3)$$

En remarquant que :

$$\begin{aligned} (y_{21})^2 &= (gm)^2 \\ \operatorname{Re}(Y_L) &= 1/R_L \\ \operatorname{Re}(y_{22}) &= 1/R_{out} \\ \operatorname{Re}(Y_S) &= 1/R_S \end{aligned}$$

On peut écrire l'expression :

$$G_p = 10 \log \left[ \frac{gm^2 R_S}{R_L \left( \frac{1}{R_{out}} + \frac{1}{R_L} \right)^2} \right] \quad (4)$$

dans laquelle :

$R_L$  est la résistance de charge  
 $R_S$  est la résistance de source  
 $gm$  est la pente du transistor.  
d'où l'on tire :

$$R_S = \frac{10 \left( \frac{dB}{10} \right) \left[ R_L \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{out}} \right)^2 \right]}{gm^2} \quad (5)$$

avec  $R_{out} = 1/\operatorname{Re}(y_{22})$

En fixant maintenant une résistance  $R_S$  entre la gate et la source, le gain et l'impédance d'entrée (qui est par ailleurs l'impédance de source) sont rendus indépendants de la fréquence de fonctionnement dans toute la bande passante de l'amplificateur HF.

### Intérêt de cette technologie

#### La stabilité

Dans la bande VHF, l'impédance d'entrée shunt est constante du fait de la variation faible de la transconductance en fréquence. Une très faible contre-réaction est requise pour assurer une stabilité totale. De ce fait, le rendement global et la stabilité hors bande sont améliorés. En raison du peu de dépendance des paramètres admittance envers la valeur du courant de drain, les paramètres  $Y$  de petits signaux deviennent très utiles dans l'établissement des critères de stabilité à haut niveau de puissance.

#### Admittance d'entrée

Un courant de drain de repos stable ( $I_{DQ}$ ), indépendamment du signal de commande ou de la température de fonctionnement ( $T_A$ ), offre une impédance d'entrée pratiquement constante dépendant principalement de l'impédance d'entrée du circuit d'adaptation et non pas de l'impédance de charge réfléchie.

#### Gain

Sans contre-réaction et avec une charge fixe, l'amplificateur offre un

gain plat dans la bande de 30 à 90 MHz. Le gain inverse excède -35 dB.

#### Puissance de sortie

Les MOS de puissance ayant une  $R_{ON}$  constante ( $V_{DS(ON)} = R_{ON} \times I_D$ ) indépendante de la fréquence présentent des pertes de saturation constantes ; plus important encore, ils supportent des TOS 20 : 1 à toute phase.

#### Bruit

Parce que le MOS est un barreau de semi-conducteur sans diode base-émetteur comme les bipolaires, il apparaît que le bruit en petits signaux représente le niveau le plus bas que l'on puisse espérer dans un amplificateur de puissance.

Enfin, signalons pour clore cette énumération d'avantages l'absence de second claquage et d'emballement thermique.

### Contraintes en fréquence

Les MOS possèdent capacité d'entrée finie et invariable avec la fréquence. Il existe donc une fréquence limite à partir de laquelle la réactance de la capacitance devient appréciable vis-à-vis de  $R_S$ , résultant en pertes de désadaptation.

En conséquence, tout accroissement en gain qui accroît donc  $R_S$  affecte inversement le Q d'entrée limitant ainsi la réponse en fréquence.

En conséquence, d'après l'équation 5, on voit que toute augmentation de gain entraîne une valeur de  $R_S$  plus élevée, donc un Q d'entrée plus grand et une réponse en fréquence plus étroite.

En outre, quand la fréquence augmente,  $y_{12}$  ne peut plus être considérée comme nulle. D'après l'équation 2, ce paramètre affecte  $Y_{in}$  donc  $R_S$ , provoquant ainsi une perte d'adaptation. La fréquence haute limite est déterminée par le T.O.S. maximum admis à l'entrée.

### Réalisation

L'amplificateur présenté figure 1 a une configuration « push-pull » délivrant 100 W sous 28 V, pour un gain en puissance de 12 dB dans la bande 30-88 MHz. Le taux d'ondes stationnaires à l'entrée n'excède pas 1 : 5.

Le DV 2880 se prête tout particulièrement à cette réalisation. Ayant une puissance de sortie de 80 W min, pour un gain de 10 dB à 175 MHz, il allie à ces performances une résistance ON de 0,5  $\Omega$  typique. Les transformateurs supposés sans pertes équilibrent la puissance dissipée par VMOS à 50 W.

Pour une alimentation de 28 V et un

courant drain de 3,6 A en crête par VMOS, la tension de déchet est :

$$\begin{aligned} V_{DS(ON)} &= R_{DS(ON)} \cdot I_D \\ &= 0,5 \cdot 3,6 = 1,8 \text{ V} \end{aligned}$$

La première étape est de calculer la ligne de charge en utilisant la formule classique :

$$R_L = \frac{[V_{DD} - V_{DS(ON)}]^2}{2P} \quad (6)$$

Le moyen le plus facile de la réaliser est d'utiliser un transformateur à ferrite. Cette ligne de 6  $\Omega$  est facile-

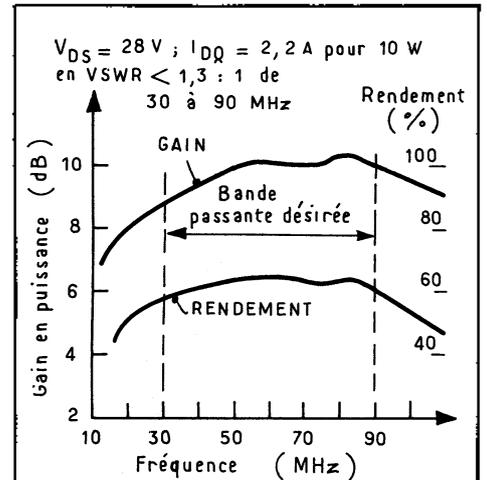


Fig. 2. - Gain en puissance et rendement en fonction de la fréquence.

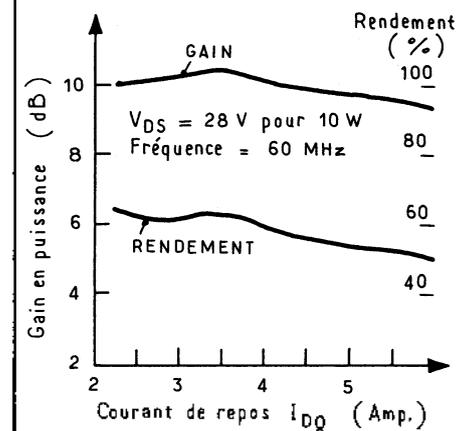


Fig. 3. - Gain en puissance et rendement en fonction de  $I_{DQ}$ .

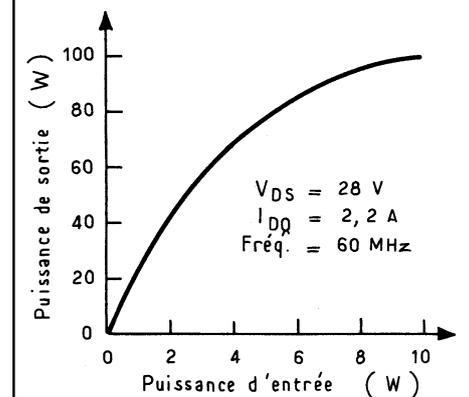


Fig. 4. - Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

ment obtenue par combinaison d'un couplage dissymétrique-symétrique et d'un transformateur symétrique-symétrique. Ce système donne une charge de  $6,25-0,6-6,25 \Omega$  sur les drains du push-pull.

Compte tenu de ce qui suit, il est alors possible de déterminer le gain avec une impédance  $R_S$  résistive.

Pour assurer un gain constant sur toute la bande, il faut prendre la plus mauvaise valeur de  $Re(y_{22})$ , valeur que l'on trouve égale à  $0,026 \Omega$  à 90 MHz, soit  $R_{out} = 38 \Omega$  (d'après tableau donnant les valeurs des admittances).

L'équation 5 donne alors :

$$R_S = \frac{10 \left( \frac{12}{10} \right) \left[ 6,25 \left( \frac{1}{6,25} + \frac{1}{38} \right)^2 \right]}{(0,7)^2} = 7 \Omega$$

Idealement, nous aurions besoin d'une adaptation  $50 \Omega/7 \Omega$  à l'entrée, laquelle serait, pour la réalisation de cet amplificateur, à la fois coûteuse et lourde. Plutôt que de compliquer le projet, nous avons de nouveau opté pour une approche utilisant une transformation 1 : 1/4 :  $1 \ 50 \Omega$  non équilibrée à  $6,25-0,6-6,25 \Omega$  équilibrée.

Du fait de la légère différence entre la valeur idéale ( $7 \Omega$ ) et la valeur obtenue ( $6,25 \Omega$ ), le gain s'établit à :

$$G_p = 10 \log \left[ \frac{(0,7)^2 6,25}{6,25 \left( \frac{1}{38} + \frac{1}{6,25} \right)^2} \right] = 11,5 \text{ dB.}$$

**Construction**

Pour la fabrication des transformateurs, les références des noyaux et des fils de bobinage sont données à la fin de cette note. Le laboratoire d'applications HF a réalisé une maquette à partir de composants américains et dont le schéma est celui de la figure 1. Le montage s'avère simple. Toutefois deux problèmes sont apparus avec les résistances  $R_1$  et  $R_2$  obtenues par la mise en parallèle de 3 résistances bobinées de 2 W. Celles-ci sont inductives et entraînent une compensation capacitive pour passer la partie haute de la bande. Deuxièmement, l'accord du transformateur d'entrée requiert un trimmer capacitif de compensation  $C_1$ .

**Conclusion**

Les performances obtenues confirment l'utilité et la justesse de l'équation 5 liant le gain et le taux d'ondes stationnaires. Les pertes dans les différents transformateurs s'élèvent à 1dB.

Fréq.	Y11		Y21		Y12		Y22	
10,0	0,2	10,1	697,2 - 16,0		0,0 - 1,2		14,9	8,2
20,0	0,7	20,1	697,7 - 32,1		0,0 - 2,3		15,3	16,3
30,0	1,6	30,2	698,5 - 48,4		0,1 - 3,5		16,0	24,5
40,0	2,8	40,3	699,5 - 64,8		0,1 - 4,6		17,0	32,6
50,0	4,4	50,3	700,8 - 81,5		0,2 - 5,6		18,3	40,7
60,0	6,3	60,4	702,4 - 98,5		0,4 - 6,7		19,8	48,8
70,0	8,6	70,5	704,2 - 116,0		0,5 - 7,7		21,7	56,7
80,0	11,4	80,5	706,2 - 133,9		0,7 - 8,6		23,9	64,7
90,0	14,5	90,5	780,4 - 152,3		0,9 - 9,5		26,4	72,5
100,0	18,1	100,4	710,6 - 171,4		1,3 - 10,2		29,3	80,2

Tableau 1. - Matrice de paramètre Y en millimètres du quadripôle utilisant le DV 2880 T à 28 V 1,6 A.

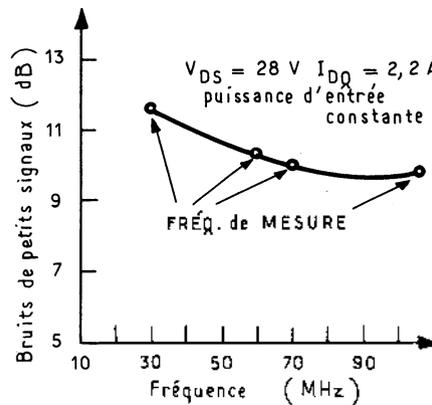


Fig. 5. - Bruit en petits signaux en fonction de la fréquence.

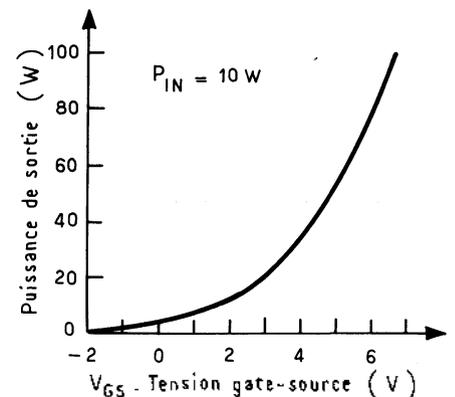


Fig. 6. - Puissance de sortie fonction de la polarisation gate-source.

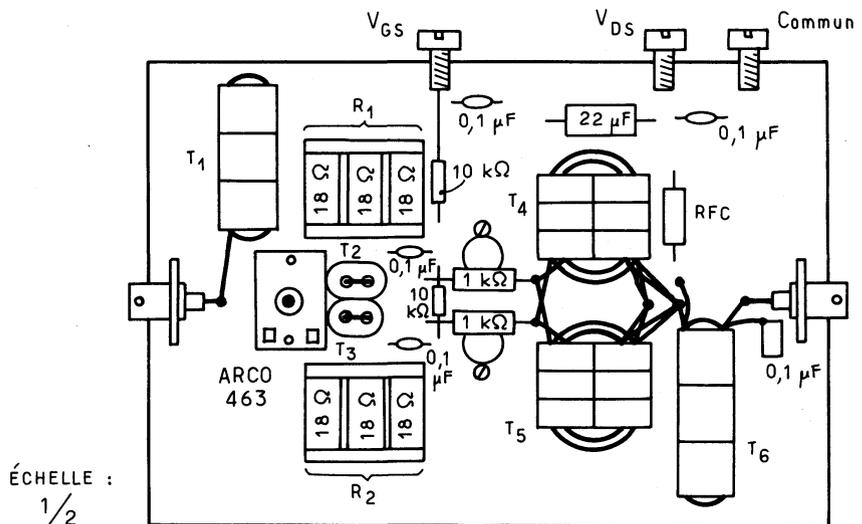


Fig. 7. - Implantation des composants de l'amplificateur.

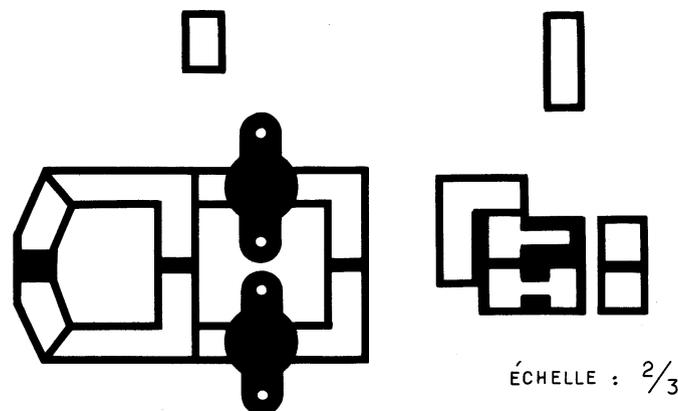


Fig. 8. - Cuivre de l'amplificateur large bande.

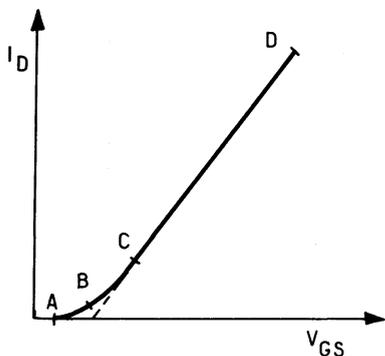


Fig. 9. - Courbe de transfert d'un VMOS (théorique et mesurée).

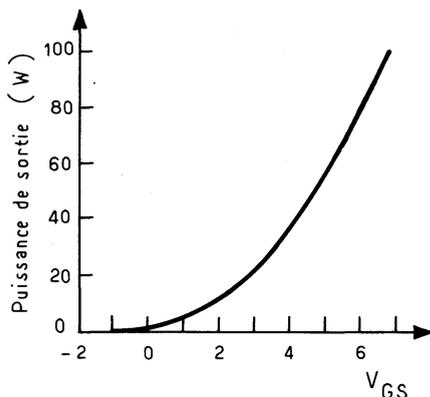


Fig. 10. - Puissance de sortie en fonction de la polarisation gate-source.

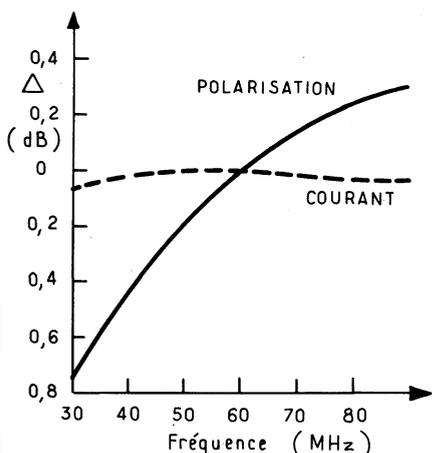


Fig. 11. - Puissance de sortie fonction de la fréquence. Polarisation fixe et courant fixe.

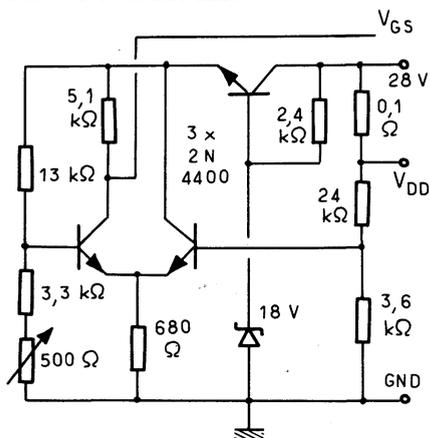


Fig. 12. - Circuit de CAG.

Pendant l'étude, il a été observé des oscillations à bas niveau qui ont été très simplement éliminées en plaçant des résistances de contre-réaction de 1 kΩ (2 W). Il est à noter que ces dernières n'affectent en rien ni le gain ni sa constance dans la bande, ni le taux d'ondes stationnaires à l'entrée.

### Contrôle automatique de gain pour l'amplificateur radiofréquence 100 W - 28 V

Le MOS de puissance est un semi-conducteur dont les porteurs majoritaires sont contrôlés par un potentiel de gate. Il n'est pas le siège de l'effet de diode caractéristique des bipolaires entre la gate et la source. Le MOS n'est donc pas limité par des tensions directes ou inverses faibles ; en conséquence de quoi, il peut présenter une dynamique considérable en connectant un réseau correcteur de gain sur sa gate.

On propose donc ici des données chiffrées ayant trait à l'amplificateur radiofréquence 30-90 MHz sous 28 V utilisant des MOS référencés DV 2880 et dont l'étude est présentée dans l'AN 80-4. Les possibilités offertes de grande dynamique sont un trait unique de la technologie RF impossible à obtenir avec des bipolaires. L'utilisation de techniques spéciales de contre-réaction facilite la réalisation de modulation d'amplitude bas niveau à haut rendement.

#### Principe de la CAG

Le courant de drain  $I_D$  est lié à la tension d'enrichissement  $V_{gs}$  par la relation de transfert. Pour les MOS de puissance, cette équation est finement approximée par :

$$I_D = K_5 (V_{gs} - V_{gsth})$$

en  $V_{gs} > V_{gsth}$  et  $K_5 = cste.$

Ceci est en contraste évident avec les relations de transfert d'un fet ou d'un bipolaire.

$$(JFET) I_D = K_3 \left[ 1 - \left( \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \right]$$

$$(BJT) I_c = K_4 (e^{V_{be}} - 1)$$

Une courbe tracée à partir de valeurs mesurées (figure 9) montre la linéarité et la dynamique de la technologie MOS de puissance. La courbe peut être décomposée en trois régions distinctes : premièrement une portion AB de blocage, suivie d'une zone quadratique BC, puis d'une région linéaire CD. Du fait que nous ne sommes pas limités par des valeurs faibles de claquage, on en déduit aisément qu'en modulant la polarisation de gate,  $V_{gs}$ , nous pou-

vons espérer une dynamique relativement élevée.

La figure 9 représente la courbe de transfert statique du MOS de puissance. La courbe dynamique montrerait une saturation pour de forte tension gate-source. En basant les performances de la CAG sur la polarisation de gate, nous devrions voir une courbe de puissance de même allure.

#### Puissance de sortie fonction de $V_{gs}$

Le courant de repos de drain  $I_{D0}$  d'un amplificateur push-pull (fig. 11) a été fixé à 2,2 A pour une alimentation 28 V. Le potentiel de gate était de 6,81 V. Pour 8,5 W de niveau d'entrée, la puissance mesurée a été de 100 watts au centre de la bande (60 MHz).

A mesure que le potentiel de gate a été réduit, la puissance de sortie RF a déchu selon la courbe présentée figure 10.

On peut tirer de celle-ci que la puissance de sortie peut être réduite à zéro par l'application d'une polarisation assez négative pour compenser l'autopolarisation engendrée par le signal RF de commande. Les MOS-FET's sont des transistors à l'enrichissement dont le blocage est obtenu lorsque le potentiel de gate atteint le seuil  $V_{th}$ .

Durant les mesures qui aboutirent à la courbe de la figure 10, le courant de drain varie de 5,4 A pour une puissance de sortie de 100 W à moins de 0,32 A pour 0 W de sortie. A travers toute la plage de contrôle de la CAG, le TOS d'entrée est resté inchangé.

#### Puissance de sortie fonction de $I_D$

L'amplificateur large bande de la figure 11 donna sur une bande de 1,5 octave un gain raisonnablement constant. Du fait des imperfections inévitables de la fabrication des transformateurs d'adaptation, les performances obtenues par l'amplificateur présentèrent une pente

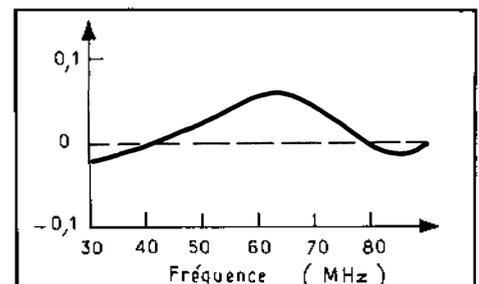


Fig. 13. - Puissance de sortie contrôlée par la CAG en fonction de la fréquence.

## == Technique de base ==

Freq. (MHz)	$I_D$ (A)	$P_{OUT}$ (W)
30	4,99	84
40	5,13	89
50	5,25	95
60	5,43	100
70	5,58	102,5
80	5,83	105
90	6,00	107,5

Tableau 2. — Puissance de sortie et courant de drain en fonction de la fréquence.

positive de gain à fréquence croissante.

En fixant le courant de drain de repos à 2,2 A (polarisation de gate à 6,81 V) et en attaquant avec une puissance RF de 8,5 W, les performances de l'amplificateur ont permis de dresser le tableau 2.

Notons dans ce dernier, qu'à mesure que le courant de drain croît avec des fréquences croissantes, la puissance de sortie suit la même variation. Cette relation courant-puissance est caractéristique des MOS-FET's de puissance du fait de leur caractéristique de transfert linéaire.

Puisque la puissance de sortie suit les variations du courant de drain, la fixation et la régularisation de ce même courant stabiliseront la puissance.

Le courant de drain a donc été fixé à 5,46 A et les résultats ont été consignés dans la figure 11 en comparaison avec le contrôle précédent de la polarisation de gate qui autorisait un flottement du courant.

### CAG par contrôle de $I_D$

La puissance de sortie pouvant être régulée par le courant de drain, lui-même contrôlé par la polarisation de gate, un mécanisme de contre-réaction travaillant uniquement sur la partie continue peut agir comme une CAG.

Le circuit proposé figure 5 a été construit autour de l'amplificateur de la figure 1. Le circuit lit les variations du courant de drain et ajuste  $V_{gs}$  en conséquence dans toute la bande 30-90 MHz. Les résultats ont montré que la puissance était contenue dans des limites de  $\pm 0,1$  dB comme le résume la figure 13.

Une des précautions à prendre lorsqu'on développe ce circuit en laboratoire est de garder des fils d'alimentation aussi courts et peu résistifs que possible. En effet, cette CAG mesure la tension développée par le courant de drain aux bornes d'une résistance de 0,1  $\Omega$ . Toute perte dans les câbles entraînerait un mauvais contrôle car la CAG tendrait à compenser ces pertes.

# AMP a choisi



## Supports de C.I. "DIPLOMATE" à souder



## Connecteurs auto-dénudants MTA

Pas de 2,54 et 3,96

**Nouveaux  
Super économiques  
Performants**



Distributeur officiel : **S.C.A.I.B. S.A.**

80, rue d'Arcueil, Silic 137 94523 Rungis Cedex Telex : 204674