

Un amplificateur HF 30/90 MHz - 100 W - 28 V.

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.

C'est le VMOS RF Siliconix DV 2880 qui a été utilisé pour cette réalisation. Il présente un g_m basse fréquence constant, une forte impédance d'entrée et une faible contre-réaction.

Les formules

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

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

Pour commencer la simplification, on peut écrire Y_{12} égal à 0 tout comme les termes admittances imaginaire (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 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 :

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

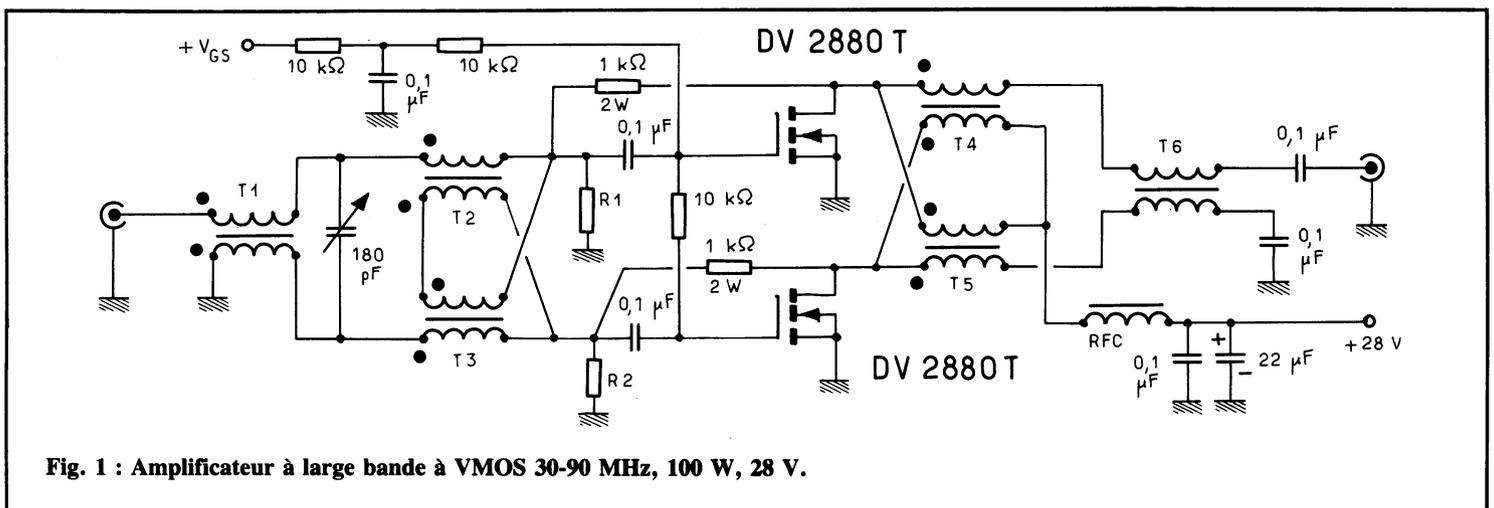
On peut écrire l'expression :

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

dans laquelle :

R_1 est la résistance de charge
 R_s est la résistance de source
 G_m est la pente du transistor.

d'où l'on tire :



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

avec $R_{out} = 1/Re \text{ (y22)}$

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.

Quels intérêts offre la technologie MOS dans le design ?

1. 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.

2. Admittance d'entrée

Un courant de drain de repos stable (I_D), indépendamment du signal de commande ou de la température de fonctionnement (TA) 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 réfléchi.

3. 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.

4. Puissance de sortie

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

5. 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 une 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, γ_{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 Fig. 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 Ω typique. Les transformateurs supports 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 :

$$V_{DS \text{ ON}} = R_{DS \text{ ON}} \cdot I_D \\ = 0,5 \cdot 3,6 = 1,8 \text{ v}$$

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

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

Le moyen le plus facile de la réaliser est d'utiliser un transformateur à ferrite. Cette ligne de 6 Ω est facilement obtenue par combinaison d'un couplage dissymétrique-

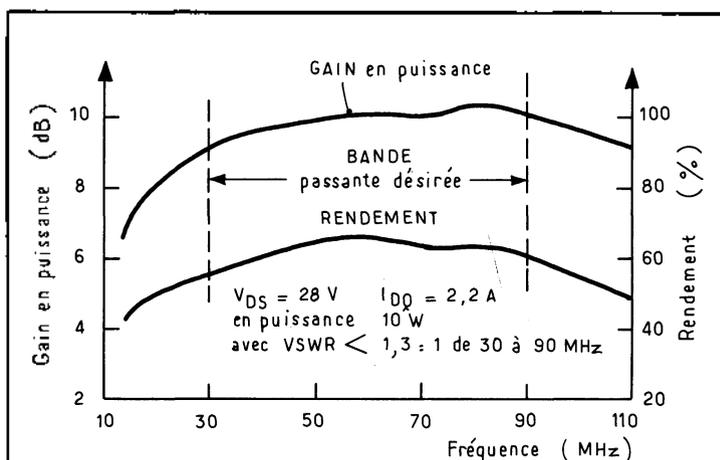


Fig. 2 : Gain en puissance et rendement en fonction de la fréquence.

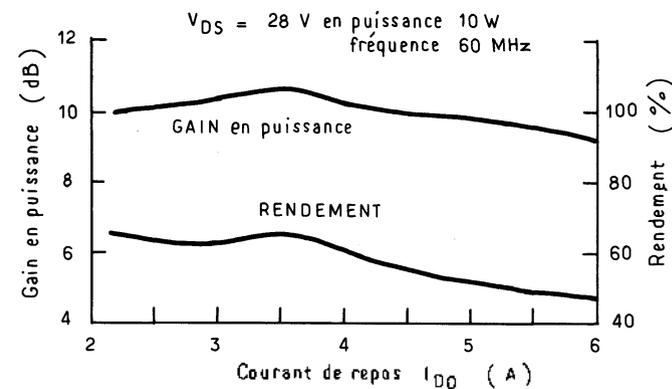
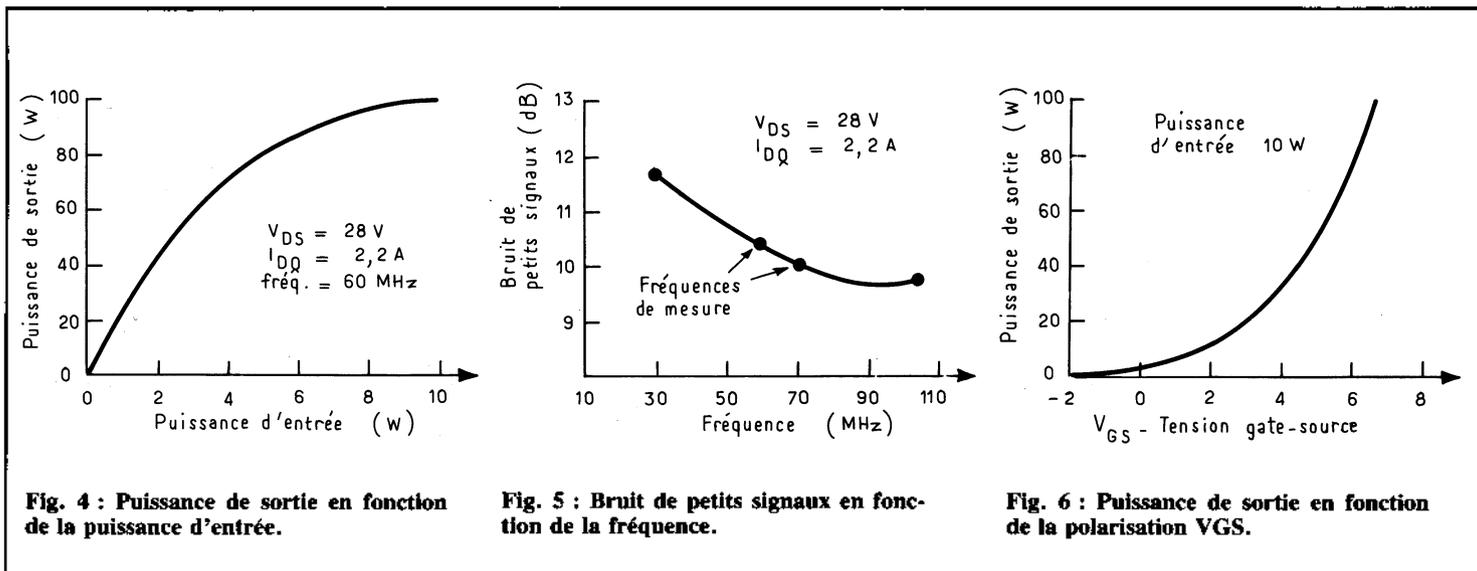


Fig. 3 : Rendement fonction de I_{DQ} .



symétrique et d'un transformateur symétrique-symétrique. Ce système donne une charge de 6,25-0,6-6,25 Ω sur les drains du push-pull.

Compte tenu de ce qui suit, il est alors possible de déterminer le gain avec une impédance RS résistive. Pour assurer un gain constant sur toute la bande, il faut prendre la plus mauvaise valeur de Re (γ_{22}), valeur que l'on trouve égale à 0,026 Ω à 90 MHz, soit Rout = 38 Ω (d'après le tableau donnant les valeurs des admittances).

L'équation 5 donne alors :

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

Idéalement, nous aurions besoin d'une adaptation 50 Ω /7 Ω 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 Ω non équilibrée à 6,25-0,6,25 Ω , équilibrée.

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

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

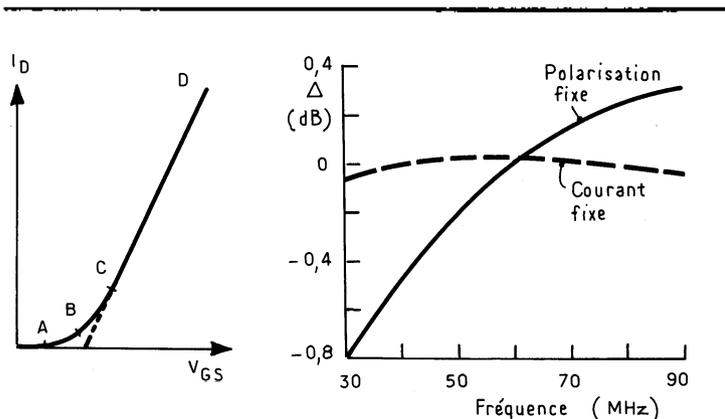


Fig. 7 : Courbe de transfert d'un VMOS (théorique et mesurée). Fig. 8 : Puissance de sortie en fonction de la fréquence polarisation fixe et courant fixe.

3 x 2N4400

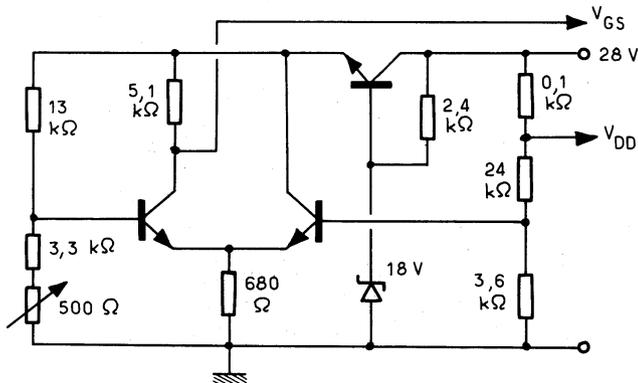


Fig. 9 : Circuit de CAG.

Contrôle automatique du gain

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. 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 ID est lié à la tension d'enrichissement Vgs par la relation de transfert. Pour les MOS de puissance, cette équation est finement approximée par :

$$ID = K5 (Vgs - Vgsth)$$

ou Vgs, Vgsth et K5 = cste.

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

$$(JFET) ID = K3 \left(1 - \frac{Vgs}{VP}\right)^2$$

$$(BJT) IC = K4 (e^{Vbe} - 1)$$

Tableau 1 : Matrice de paramètres Y en millimhos du quadripôle utilisant le DV2880T à 28 V 1,6 A.

Freq.	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	708,4	— 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 2 : Puissance de sortie et courant de drain en fonction de la fréquence

Freq. (MHz)	ID (A)	POUT (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

Une courbe tracée à partir de valeurs mesurées (figure 1) 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 pouvons espérer une dynamique relativement élevée.

La figure 7 représente la courbe de transfert statique du MOS de puissance. La courbe dynamique montrerait une saturation pour de fortes tensions 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 IDQ de l'amplificateur de la fig. 1 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 W au centre de la bande (60 MHz).

A mesure que le potentiel de gate a été réduit, la puissance de sortie RF a décliné selon la courbe présentée figure 6.

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 MOSFET's sont des transistors à enrichissement dont le blocage est obtenu lorsque le potentiel de gate atteint le seul V_{th} .

Durant les mesures qui aboutissent à la courbe de la figure 3, le courant de drain varia de 5,4 A pour une puissance de sortie de 100 W à moins de 0,32 A pour 0,5 W et finalement zéro 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 ID

L'amplificateur large bande de la figure 1 donne 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 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 MOSFET'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 régulation de ce même courant stabilisera la puissance.

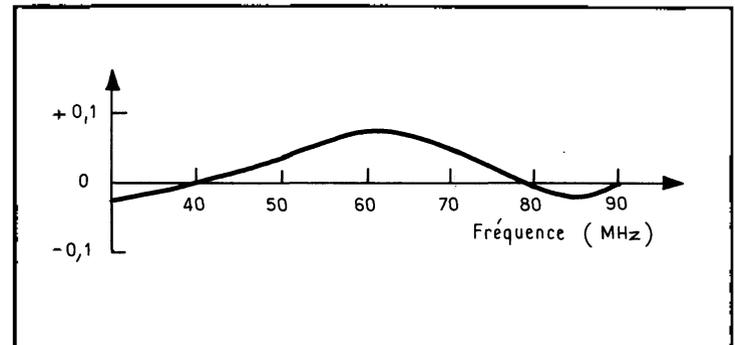


Fig. 10 : Puissance de sortie contrôlée par la CAG en fonction de la fréquence.

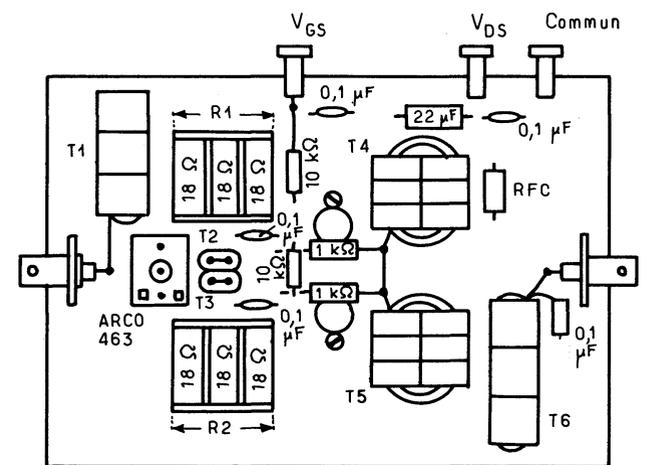


Fig. 11 : Implantation des composants de l'amplificateur.

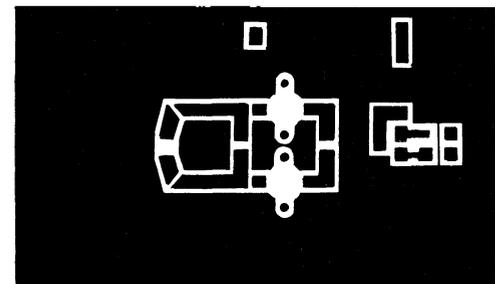


Fig. 12 : Cuivre de l'amplificateur large bande.

Technique appliquée

Le courant de drain a donc été fixé à 5,46 A et les résultats ont été consignés dans la figure 8 en comparaison avec le contrôle précédent de la polarisation de gate qui autorisait un flottement du courant.

CAG par contrôle de ID

La puissance de sortie pouvant être réglée par la 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 9 a été construit autour de l'amplificateur de la figure 1. Le circuit lit les variations du courant de drain et ajuste Vgs en conséquence dans toute la bande 30-90 MHz. Les résultats ont montré que la puissance était contenue dans des limites de $\pm 0,2$ dB comme le résume la figure 10.

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.

Construction

Pour la fabrication des transformateurs, les références des noyaux et des fils de bobinage sont données avec la figure 1. Le laboratoire d'applications HF a réalisé une maquette à partir de composants américains et dont le schéma est celui de la Fig. 1. Le montage s'avère simple. Toutefois deux problèmes sont apparus avec les résistances R1 et R2 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 requière un trimmer capacitif de compensation C1.

Nomenclature des composants

- RFC : Ferro cube P/NVK 200 09/3B.
- T₁, T₂ : 2 tours de coaxe RG-196 A/U50 Ω enroulé sur trois noyaux « balun » placés bout à bout. Les noyaux sont de type stackpole P/N 57.0973, $\mu_0 = 35$.
- T₂, T₃ = 2 tours fils torsadé à 2 brins # 22, 4 tours par pouce, enroulé sur 2 noyaux « balun ». Les noyaux sont de type stackpole PN/57.0973 $\mu_0 = 35$.
- T₄, T₅ = trois tours de coaxe 25 Ω enroulés sur 6 noyaux toroidaux. Les noyaux sont assemblés de façon identique au noyau de style « balun ». Trois noyaux de chaque côté, 2 coaxes RG 196A/V de 50 Ω sont placés en parallèle pour remplacer le coaxe de 25 Ω . Les noyaux sont des « Indiana General » PN F627-8-02.
- R₁, R₂ : 3 résistances carbone en // 18 Ω , 2 W.

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 1 dB.

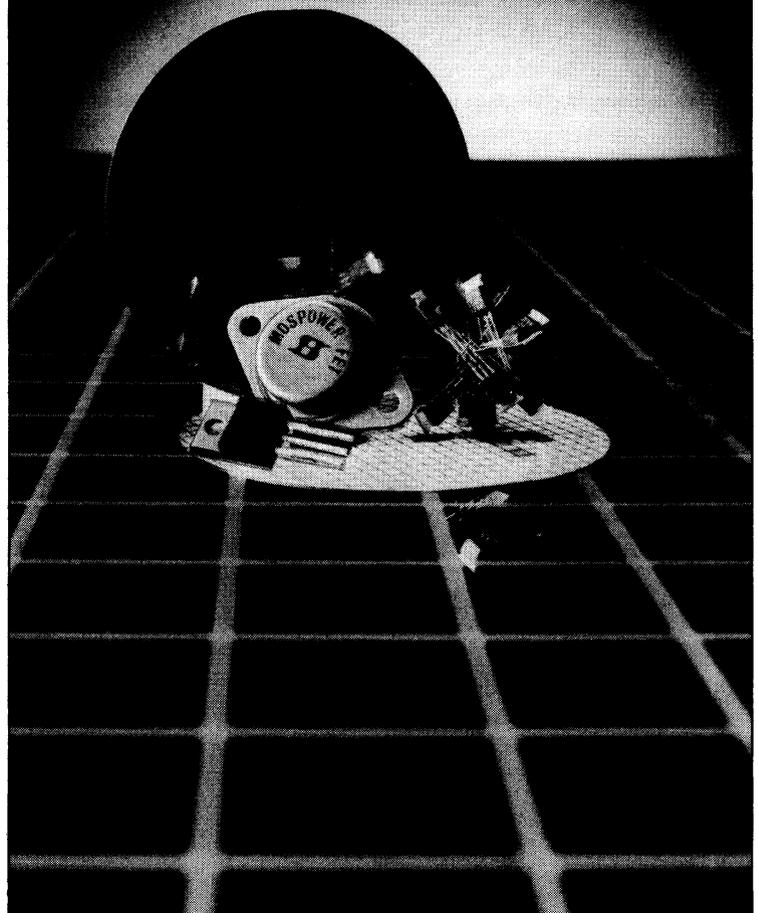
Pendant l'étude, il a été observé des oscillations à bas niveau qui ont été très simplement éliminées en plaçant des résistances de contre-réaction de 1 Ω (2 W). Il est à noter que ces dernières n'affectent en rien ni le gain ni sa constance dans la bande, ni le taux d'ondes stationnaires à l'entrée.

Les MOSPOWER de Siliconix

Plus de 250 transistors différents

8 boîtiers disponibles :
du DIL 14 broches... au TO3

- Faible RDSON jusqu'à 35 m Ω
- De 30 V à 650 V
- De 0,3 A à 60 A
- De 400 mW à 250 W
- Tension gate source ± 40 V
- Fiabilité avec passivation au nitrure de silicium - Si³ N⁴
- Série à 200 °C haute tension



almex

48, rue de l'Aubépine - Zone Industrielle
92160 Antony

Tél. : (1) 666.21.12 - Téléx : 250 067 F
ALMEX : Lyon - Tél. : (7) 866.00.66