

Détermination expérimentale d'un schéma équivalent non linéaire simple représentatif du TEC AsGa

par R.A. PERICHON, P. GOUZIE, E. CAMARGO

RÉSUMÉ

Une technique expérimentale permettant d'accéder à un schéma équivalent simple représentatif du TEC AsGa pour toute la gamme des tensions de polarisation possibles est présentée. Les paramètres du TEC AsGa sont mesurés en bande basse à l'aide d'un analyseur de réseaux automatique. Les tensions de polarisation sont commandées automatiquement. Les paramètres intrinsèques du schéma équivalent sont déduits de ces mesures. Différentes utilisations des résultats sont proposées.

ABSTRACT

An experimental technique which permits access to most of the elements of the GaAs MESFET equivalent circuit by measurement of the scattering parameters at low frequencies is presented. The results are valid over the entire range of bias voltages. Different uses of the results are proposed.

INTRODUCTION.

La méthode habituelle permettant d'accéder à un schéma équivalent petit signal représentatif du TEC dans une large gamme de fréquence consiste le plus souvent [1]:

- à mesurer les paramètres de répartition s_{ij} du transistor dans la gamme de fréquence 2-12 GHz;
- à optimiser au sens des moindres carrés les paramètres s_{ij} mesurés, aux paramètres s_{ij} calculés à partir du modèle choisi (fig. 1.a) en ajustant les valeurs de chaque élément constitutif.

L'opération étant répétée pour une large gamme de tensions de polarisation, il est alors possible de caractériser les éléments non linéaires [2, 3] et de définir ainsi un schéma équivalent non linéaire. Cette technique nécessite un nombre de mesures important et une utilisation extensive d'un programme d'optimisation. Il est souhaitable de réduire le nombre de paramètres à optimiser (13 paramètres pour la représentation de la fig. 1.a) soit donc de disposer au préalable d'une méthode de détermination d'un maximum d'éléments, suffisamment simple.

Minasian [4] a proposé une telle méthode fondée sur la dualité des schémas équivalents représentés fig. 1.a et fig. 1.b. La démarche suivie peut être résumée de la manière suivante:

- les paramètres s_{ij} mesurés sont d'abord transformés en paramètres y_{ij} ;

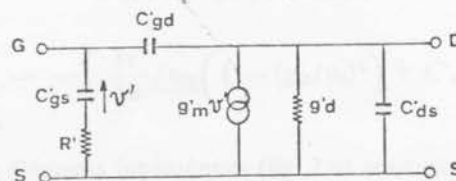


Fig. 1.a - Schéma équivalent représentatif du TEC en puce;
 $g_m = g_{m0} \exp(-j\omega\tau)$

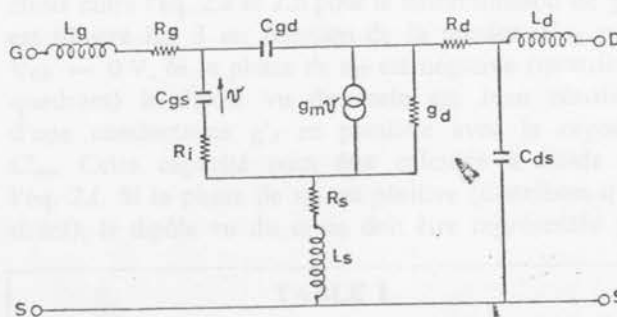


Fig. 1.b - Schéma équivalent simplifié utilisé par Minasian [4]
 $g'_m = g'_{m0} \exp(-j\omega\tau')$

- la partie réelle ou imaginaire d'un paramètre y_{ij} est reliée simplement à un élément du schéma équivalent simplifié de la fig. 1.b qui compte sept éléments (τ inclus);

- les paramètres intrinsèques du schéma équivalent de la fig. 1.a peuvent être déterminés à partir des précédents éléments moyennant quelques approximations.

Cependant, l'utilisation de cette technique n'est pas généralisable pour tous les points de polarisation. Les approximations utilisées ne sont pas vérifiées dans la zone linéaire du transistor. En outre, le choix de la gamme de fréquence de mesure est délicat.

Une variante de cette méthode est présentée ici. Les améliorations suivantes sont apportées :

- la technique développée s'applique quel que soit le point de polarisation ;
- la gamme de fréquence de mesure est fixée à une octave dans la bande 0.1 - 2 GHz ;
- chaque élément du schéma équivalent simplifié (fig. 2.b) s'exprime directement à partir du module ou de la phase d'un paramètre s_{ij} (et non plus d'un paramètre admittance y_{ij}) ce qui permet d'évaluer simplement l'erreur commise lors de la détermination de chaque élément.

En contrepartie, la résistance de charge de C_{gs} , R_i et le temps de transit des électrons dans le canal, τ ne sont pas accessibles.

ANALYSE.

Vu la gamme de fréquence de mesure choisie (< 2 GHz), les selfs d'accès (L_s , L_g et L_d), la résistance R_i et le temps de transit τ peuvent être négligés. Les schémas équivalents représentés fig. 1 peuvent être alors assimilés à ceux représentés fig. 2. Les éléments intrinsèques (fig. 2.a) sont accessibles à partir de la connaissance des éléments du schéma équivalent simplifié (fig. 2.b) et des résistances parasites d'accès (R_s , R_g et R_d). Les formules de passage sont données Table I.

Un développement limité au premier ordre en $j\omega$ pour le calcul des paramètres S_{ij} du schéma équivalent représenté fig. 2.b donne le système suivant :

$$\begin{aligned} 1.a) \quad s_{11} &\# 1 - 2 \frac{j\omega}{y_0} \Sigma_1 \\ 1.b) \quad s_{12} &\# 2 \frac{j\omega C'_{gd} y_0}{1 + g'_d/y_0} \\ 1.c) \quad s_{21} &\# -2 \frac{g'_m/y_0}{1 + g'_d/y_0} \\ 1.d) \quad s_{22} &\# \frac{1 - g'_d/y_0}{1 + g'_d/y_0} (1 - 2 \frac{j\omega}{y_0} \Sigma_2) \end{aligned}$$

Σ_1 et Σ_2 sont des fonctions linéaires des capacités C'_{gs} , C'_{gd} et C'_{ds} ; y_0 est l'admittance caractéristique ($y_0 = 20$ mS). L'examen de l'Eq(1) montre que les modules de s_{22} , s_{21} et s_{12} permettent de déterminer respectivement g'_d , g'_m et C'_{gd} , les phases de s_{11} et s_{22} , C'_{gs} et C'_{ds} à l'aide des relations suivantes :

$$\begin{aligned} 2.a) \quad g'_d &= y_0 \frac{1 - |s_{22}|}{1 + |s_{22}|} \quad \text{si } \angle s_{22} \# 0^\circ \quad (g'_d < y_0) \\ 2.b) \quad g'_d &= y_0 \frac{1 + |s_{22}|}{1 - |s_{22}|} \quad \text{si } \angle s_{22} \# 180^\circ \quad (g'_d > y_0) \\ 2.c) \quad g'_m &= \frac{y_0}{2} |s_{21}| (1 + g'_d/y_0) \end{aligned}$$

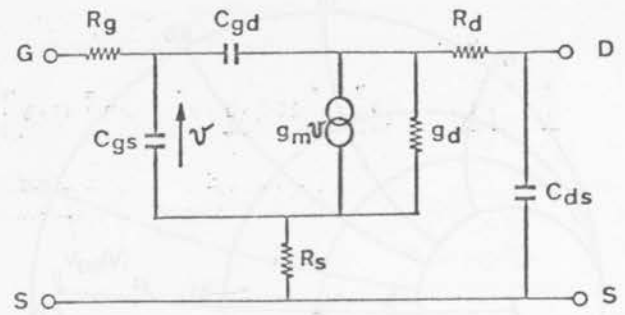


Fig. 2.a - Schéma équivalent intrinsèque pour la gamme de fréquence de mesure choisie (< 2 GHz) ; $g_m = g_{m0}$.

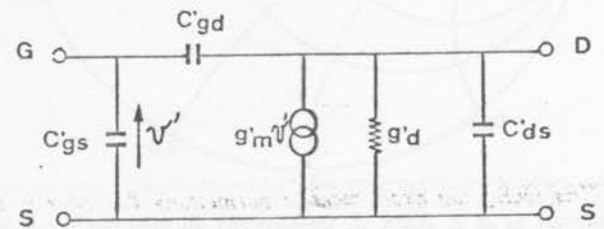


Fig. 2.b - Schéma équivalent simplifié utilisé ici.

$$2.d) \quad C'_{gd} = \frac{y_0}{2\omega} |s_{12}| (1 + g'_d/y_0)$$

$$2.e) \quad C'_{gs} = - \left[\frac{y_0}{2\omega} \angle s_{11} + C'_{gd} (1 + g'_d/y_0 + g'_m/y_0) / (1 + g'_d/y_0) \right]$$

$$2.f) \quad C'_{ds} = - \left[\frac{y_0}{2\omega} \angle s_{22} (1 - (g'_d/y_0)^2) + C'_{gd} (1 + g'_m/y_0) \right]$$

Les éléments intrinsèques (fig. 2.a) sont ensuite obtenus en utilisant les relations de la Table I.

Une remarque doit être effectuée à propos de l'éq. 1.d. Le changement de phase de s_{22} , conditionnant le choix entre l'éq. 2.a et 2.b pour la détermination de g'_d , est illustré fig. 3 en fonction de la tension V_{DS} pour $V_{GS} = 0$ V. Si la phase de s_{22} est négative (quatrième quadrant) le dipôle vu du drain est bien constitué d'une conductance g'_d en parallèle avec la capacité C'_{ds} . Cette capacité peut être calculée à l'aide de l'éq. 2.f. Si la phase de s_{22} est positive (deuxième quadrant), le dipôle vu du drain doit être représentée par

TABLE I

Formules de passage donnant les éléments de 2.a en fonction des éléments 2.b

$$\begin{aligned} g_m &= g'_m / (1 - D'_0) \\ g_d &= g'_d / (1 - D'_0) \\ C_{gs} &= C'_{gs} + (g'_m + g'_d) (R_s C'_{gs} - R_d C'_{gd}) / (1 - D'_0) \\ C_{gd} &= C'_{gd} - g'_d (R_s C'_{gs} - R_d C'_{gd}) / (1 - D'_0) \\ C_{ds} &= C'_{ds} - R_g [C'_{gd} (g'_m + g'_d) + C'_{gs} g'_d] \\ D'_0 &= R_s (g'_m + g'_d) + R_d g'_d \end{aligned}$$

une inductance L' en série avec la conductance g'_d . Un calcul plus complet, prenant en compte les inductances d'accès, montre que seules les inductances L_s et L_g interviennent dans l'expression de L' . Ces éléments parasites pourront ainsi être estimés à partir des variations de s_{22} dans la zone de polarisation correspondant à un fonctionnement en zone de mobilité.

DISCUSSION ET VALIDITE.

Afin de valider les hypothèses effectuées lors de l'analyse théorique, les variations expérimentales des modules et phases des paramètres s_{ij} utilisés sont représentées fig. 4 dans la bande 0.1 - 2 GHz pour le point de polarisation $V_{gs} = -1.5$ V et $V_{ds} = 4$ V. On observe que les modules de s_{21} et de s_{22} sont indépendants de la fréquence dans la bande 100 - 600 MHz. La variation crête à crête dans cette bande est de l'ordre de 0.1 dB par rapport à la valeur moyenne. Le module de s_{12} suit une pente de 6 dB par octave dans la bande 250 - 800 MHz, à ± 0.1 dB près. Les phases de s_{11} et s_{22} sont bien linéaires avec la fréquence dans la bande 100 - 800 MHz à $\pm 1^\circ$ près. On peut remarquer que la droite moyenne obtenue sur la bande 0.1 - 2 GHz passe par l'origine des phases comme il est prévu théoriquement.

L'utilisation directe des paramètres s_{ij} mesurés permet d'évaluer l'ordre de grandeur des erreurs sur chaque paramètre. Les erreurs observées ci-dessus sont d'ailleurs en accord avec les résultats donnés par Hand [5]. La précision estimée pour g'_d , g'_m et C'_{gd} (éléments déterminés à partir d'un module) est de 3 % alors que celle estimée pour C'_{gs} et C'_{ds} (éléments déterminés à partir d'une phase) est de 10 %.

PROCÉDURE EXPERIMENTALE.

La mesure des paramètres s_{ij} est effectuée à l'aide de l'analyseur de réseaux automatique HP 8409 B. La commande automatique des tensions de polarisation V_{gs} et V_{ds} nécessite l'utilisation de deux alimentations programmables. Le schéma synoptique indiquant le matériel utilisé est représenté fig. 5. Les paramètres s_{ij} doivent être mesurés dans les plans de référence du transistor. Il est donc nécessaire au préalable de connaître la longueur électrique de la monture de test utilisée. De même, les résistances parasites d'accès du transistor sous test doivent être déterminées à partir de mesures statiques [6] afin d'accéder aux grandeurs intrinsèques. Les erreurs dues à l'analyseur de réseaux sont corrigées classiquement [5] en utilisant les références court-circuit, circuit ouvert et charge adaptée. Avant d'effectuer les mesures automatiques, il est nécessaire de fixer la puissance et la bande de fréquence de mesure. Ces deux paramètres sont choisis en effectuant quelques mesures manuelles à $V_{gs} = 0$ V, en fonction de la tension V_{ds} . La puissance de mesure

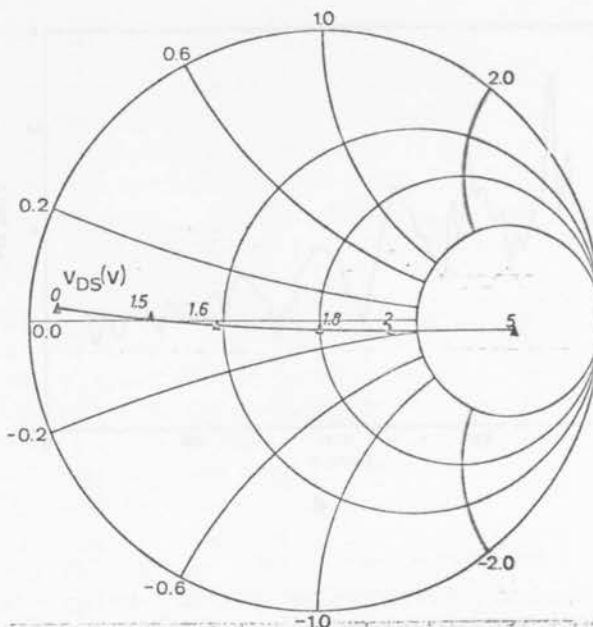


Fig. 3 - Illustration du changement de phase de s_{22} en fonction de V_{ds} : CFX 31, $V_{gs} = 0$ V, $f = 300$ MHz.

doit être suffisamment faible pour que les mesures soient effectuées en régime linéaire. Le choix de cette puissance est faite en visualisant le paramètre le plus sensible i.e s_{21} . La bande de fréquence de mesure est choisie principalement en visualisant la constance des modules de s_{21} et s_{22} . Une dizaine de fréquences de mesure sont choisies dans une bande de une octave (300 - 600 MHz pour le transistor présenté ici). En effectuant la moyenne des mesures, les variations erratiques peuvent être minimisées. L'allure des variations des autres paramètres s_{ij} utilisés dans le modèle théorique est alors contrôlée dans la bande choisie. La mesure automatique est ensuite effectuée. La tension V_{ds} est utilisée comme variable alors que la tension V_{gs} est prise en paramètre. Les paramètres du schéma simplifié et les paramètres intrinsèques sont mis en mémoire. Le temps nécessaire par point de polarisation pour dix fréquences de mesures est de 1 mm 30 s. A la fin des mesures, les résultats sont enregistrés sur cassette et toutes les grandeurs peuvent être représentées graphiquement en fonction de l'une ou l'autre des tensions de polarisation, la seconde tension étant prise comme paramètre.

RESULTATS.

Les paramètres intrinsèques (cf. fig. 2.a) obtenus pour un transistor moyenne puissance en puce (CFX 31 $L = 1 \mu\text{m}$, $Z = 6 \times 100 \mu\text{m}$) sont présentés fig. 6 en fonction de la tension V_{ds} , V_{gs} étant choisi en paramètre. La fig. 7 donne les variations du courant drain et des paramètres g_m , C_{gs} et C_{gd} en fonction de la tension V_{gs} pour une tension $V_{ds} = 4$ V. On remarque tout d'abord l'excellent alignement des points expérimentaux pour les paramètres déterminés à partir des

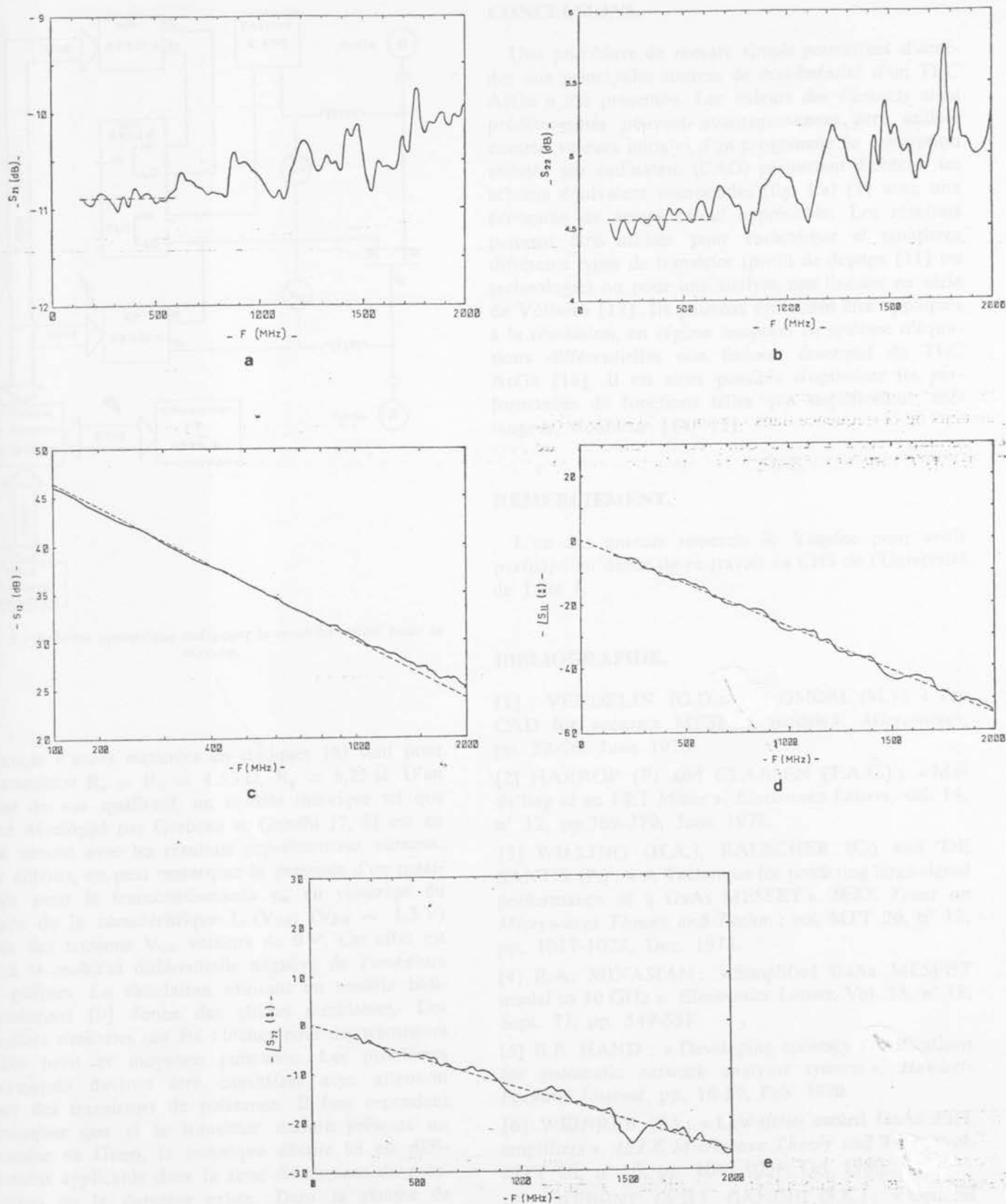


Fig. 4 - Allure de variation des paramètres S en fonction de la fréquence de mesure : CFX 31, $V_{GS} = -1.5$ V, $V_{DS} = 4$ V.
a) $|S_{11}|$, b) $|S_{22}|$, c) $|S_{12}|$, d) $|S_{11}|$, e) $|S_{22}|$.

modules des paramètres s ainsi que l'ordre de grandeur de la dispersion pour les paramètres déterminés à partir de la phase. La capacité C_{ds} ne dépend pas de la tension V_{DS} aux erreurs de mesure près et est esti-

mée à 0,09 pF. Par ailleurs, le changement de phase de S_{22} obtenu pour $V_{DS} < 2$ V, permet d'estimer les inductances L_s et L_g . Les valeurs estimées sont respectivement de 0.15 et 0.35 nH. Les valeurs des ré-

CONCLUSIONS.

Une procédure de mesure simple permettant d'accéder aux principales sources de non-linéarité d'un TEC AsGa a été présentée. Les valeurs des éléments ainsi prédéterminés peuvent avantageusement être utilisés comme valeurs initiales d'un programme de conception assistée par ordinateur (CAO) permettant d'obtenir un schéma équivalent microondes (fig. 1.a) [1] avec une économie de temps calcul appréciable. Les résultats peuvent être utilisés pour caractériser et comparer différents types de transistor (profil de dopage [11] ou technologie) ou pour une analyse non linéaire en série de Volterra [12]. Ils peuvent également être appliqués à la résolution, en régime temporel du système d'équations différentielles non linéaire descriptif du TEC AsGa [13]. Il est alors possible d'optimiser les performances de fonctions telles que amplificateur, mélangeur, doubleur [14, 15].

REMERCIEMENT.

L'un des auteurs remercie R. Yaquine pour avoir participé au début de ce travail au CHS de l'Université de Lille I.

BIBLIOGRAPHIE.

- [1] VENDELIN (G.D.) and OMORI (M.); « Try CAD for accurate MESFET models ». *Microwaves*, pp. 58-70, June 1975.
- [2] HARROP (P) and CLAASEN (T.A.C.); « Modelling of an FET Mixer ». *Electronics Letters*, vol. 14, n° 12, pp.369-370, June 1978.
- [3] WILLING (H.A.), RAUSCHER (C.) and DE SANTIS (P.); « A Technique for predicting large-signal performance of a GaAs MESFET ». *IEEE Trans on Microwaves Theory and Techn.*; vol. MTT 26, n° 12, pp. 1017-1023, Dec. 1978.
- [4] R.A. MINASIAN : « Simplified GaAs MESFET model to 10 GHz ». *Electronics Letters*, Vol. 13, n° 18, Sept. 77, pp. 549-551.
- [5] B.P. HAND : « Developing accuracy specifications for automatic network analyzer systems ». *Hewlett-Packard Journal*, pp. 16-19, Feb. 1970.
- [6] WEINREB (S.); « Low-noise cooled GaAs FET amplifiers ». *IEEE Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT 28, n° 10, pp. 1041-1054, Oct. 1980.
- [7] GREBENE (A.B.), GANDHI (S.K.); « General theory for pinched operation of the junction gate FET ». *Solid State Elect.*, vol. 12, pp. 573-589, July 1969.
- [8] PUCCEL (R.A.), HAUS (H.A.), STATZ (H.); « Signal and noise properties of GaAs microwave FET ». *Advances in Electronics and Electron Physics*, vol. 38, New York, Academic Press, pp. 195-265, 1975.
- [9] YAMAGUCHI (K.), ASAI (S.), KODERA (H.); « Two dimensional numerical analysis of stability criteria

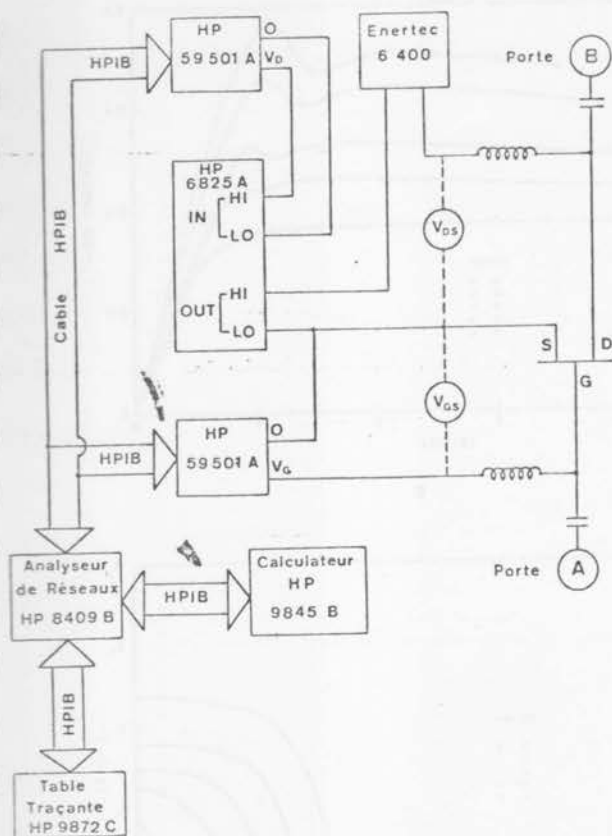
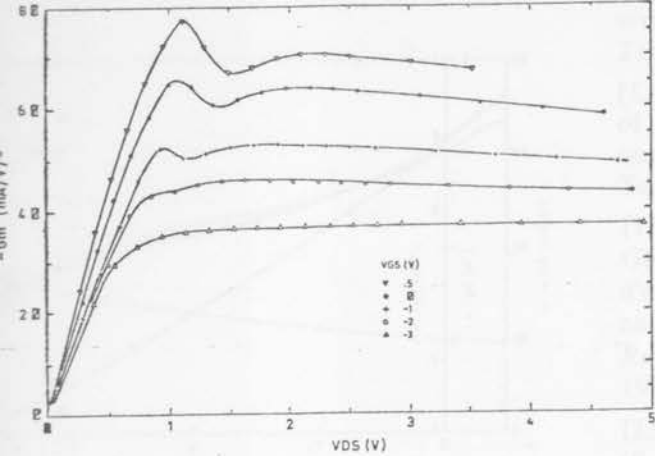
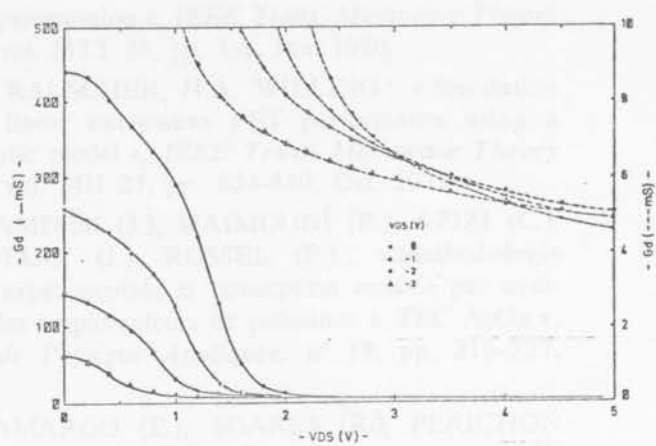


Fig. 5 - Schéma synoptique indiquant le matériel utilisé pour la mesure.

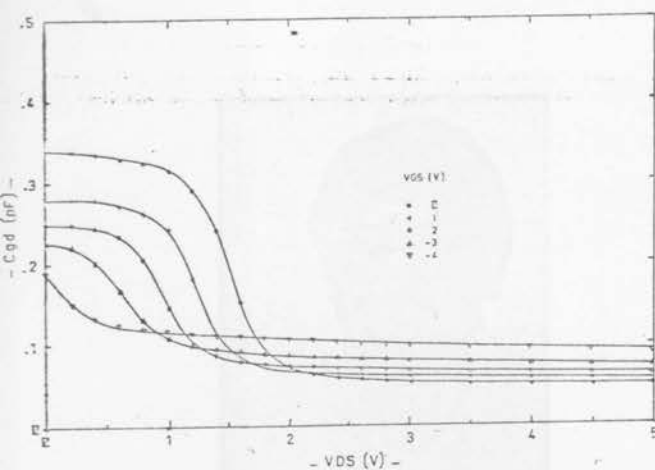
sistances d'accès mesurées en statiques [6] sont pour ce transistor $R_s = R_d = 1.55 \Omega$, $R_g = 6.25 \Omega$. D'un point de vue qualitatif, un modèle théorique tel que celui développé par Grebene et Gandhi [7, 8] est en bon accord avec les résultats expérimentaux obtenus. Par ailleurs, on peut remarquer la présence d'un maximum pour la transconductance g_m au voisinage du coude de la caractéristique $I_D(V_{DS})$ ($V_{DS} \sim 1.3 V$) pour des tensions V_{GS} voisines de 0 V. Cet effet est lié à la mobilité différentielle négative de l'arséniure de gallium. La simulation utilisant un modèle bidimensionnel [9] donne des allures semblables. Des résultats similaires ont été obtenus pour des transistors faible bruit et moyenne puissance. Les problèmes thermiques devront être considérés avec attention pour des transistors de puissance. Il faut cependant remarquer que si le transistor mesuré présente un domaine de Gunn, la technique décrite ici est difficilement applicable dans la zone de tensions de polarisation où le domaine existe. Dans la gamme de fréquence utilisée, les paramètres ne suivent plus les lois données fig. 4. Pour ces fréquences, la résistance négative et la capacité qui permettent de modéliser ce domaine [10] apparaissent fig. 2.a en parallèle sur g_d . L'ordre de grandeur des constantes de temps introduites explique alors qualitativement les allures des paramètres s . En particulier le module de s_{22} dépend largement de la fréquence de mesure et peut devenir supérieur à un.



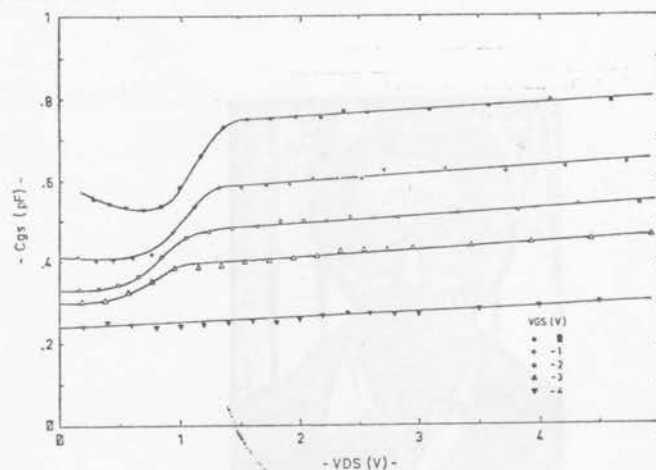
a



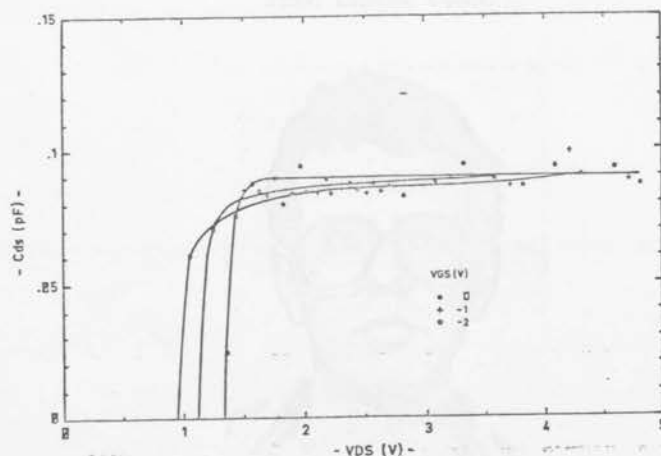
b



c



d



e

Fig. 6 - Paramètres intrinsèques (fig. 2.a): Transconductance g_m (a), conductance de sortie g_d (b), capacité grille-drain C_{GD} (c), capacité grille-source C_{GS} (d), capacité drain-source C_{DS} (e) en fonction de la tension V_{DS} avec V_{GS} en paramètre; puce CFX 31: $L = 1 \mu m$, $Z = 6 \times 100 \mu m$.

of GaAs Fet's ». *IEEE Trans. El. Dev.*, vol. ED 23, pp. 1283-1290, Dec. 1976.

[10] WILLING (H.A.) and DE SANTIS (P.); « Modelling of Gunn-domain effects in GaAs MESFETs ». *Electronics Letters*, vol. 13, n° 18, pp. 537-539, Sept. 1977.

[11] HIGGINS (J.A.), KUVAS (R.L.), EISEN (F.), CHEN (D.R.); « Low noise GaAs FET's prepared by ion implantation ». *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. MTT 25, pp. 587-596, June 1978.

[12] MINASIAN (R.A.); « Intermodulation distortion analysis of MESFET amplifiers using the Volterra

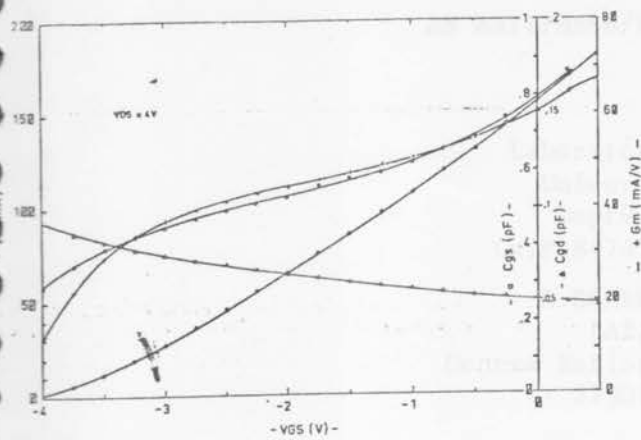


Fig. 7 - Paramètres intrinsèques g_m , C_{gs} et C_{gd} , courant drain I_d en fonction de la tension V_{GS} pour $V_{DS} = 4V$.

series representation ». *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. MTT 28, pp. 1-8, Jan. 1980.

[13] C. RAUSCHER, H.A. WILLING : « Simulation of non linear microwave FET performance using a quasi static model », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. MTT 27, pp. 834-840, Oct. 1979.

[15] KAMDEM (J.), MAIMOUNI (R.), AZIZI (C.), GRAFFEUIL (J.), ROSSEL (P.) : « Methodologie d'étude expérimentale et conception assistée par ordinateur des amplificateurs de puissance à TEC AsGa », *Revue de Physique Appliquée*, n° 18, pp. 213-227, 1983.

[15] CAMARGO (E.), SOARES (R.), PERICHON (R.A.), GOLOUBKOFF (M.) : « Sources of non linearit in GaAs MESFET frequency multipliers ». *MTT Symp.*, June 1983.



R.A. PERICHON

Ingénieur CNET LAB/MER/MLS. Route de Trégastel, BP 40, 22301 Lannion Cedex.



P. GOUZIEN

Inspecteur PTT CNET/MER/MLS. Route de Trégastel. BP 40, 22301 Lannion Cedex.



E. CAMARGO

Ingénieur Laboratorio de Microelectronica Universidade de Sao Paulo. Caixa Postal 8174, Sao Paulo Brasil.