

mise au point sur les — TRANSISTORS

LES TRANSISTORS à effet de champ

3.4.3. LES CONDUCTANCES

3.4.3.1. GENERALITES

BIEN que les ouvrages de librairie utilisent la notation g pour indiquer les conductances, nous réserverons cette **lettre aux valeurs mesurées en alternatif**, prenant ici la capitale G , en attirant l'attention sur le fait qu'il ne faudra pas la confondre avec un gain (parfois, d'ailleurs, symbolisé A , initiale d'amplification).

Nous opérerons d'abord en courant continu pour un montage quadripolaire du T.E.C. en source commune (donc à la masse).

Les conductances, ainsi déterminées ont des valeurs différentes de celles des inverses des résistances (tableau VII 342-I) car les entrées et les sorties ne sont plus, présentement, en « circuits-ouverts », mais, au contraire, en « circuits-fermés » afin d'obtenir des courants maximaux. Les relations courants-tensions de définitions des conductances G sont reportées tableau VIII (343-I).

Pour les faibles signaux alternatifs, les quantités g ne se distinguent guère de leurs pendantes G , introduites dans

TABLEAU VIII (343-I) - Relations courants - tensions et conductances

T.E.C. en source commune considéré comme un **quadripôle**, alimenté en **courant continu** :

$$\Delta I_G = G_{11s} \cdot \Delta V_{GS} + G_{12s} \cdot \Delta V_{DS}$$

$$\Delta I_D = G_{21s} \cdot \Delta V_{GS} + G_{22s} \cdot \Delta V_{DS}$$

$$G_{11s} = \frac{\Delta I_G}{\Delta V_{GS}} = G_{GS} + G_{GD}, \text{ à } V_{DS} = \text{Cste}$$

donc G_{11s} est un peu différent de $1/R_{11s}$, R_{11s} défini à $I_D = 0$ (circuit ouvert).

$$G_{12s} = \frac{\Delta I_G}{\Delta V_{DS}} = G_{GD}, \text{ à } V_{GS} = \text{Cste}, \text{ donc différent de}$$

$$1/R_{12s}, R_{12s} = f(V_{GS})_{I_G = 0}$$

$$G_{21s} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = G_M - G_{GD} \approx G_M, \text{ à } V_{DS} = \text{Cste},$$

donc G_{21s} différent de $1/R_{21s} \approx 1/R_M = f(V_{DS})_{I_D = 0}$

$$G_{22s} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}} = G_{DS} + G_{GD} \approx G_{DS}, \text{ à } V_{GS} = \text{Cste}$$

G_{22s} est différent (légèrement) de $\frac{1}{r_{DS}}$

car $r_{DS} = f(V_{DS})$ pour $I_G = 0$.

N.B. : Les entrées et les sorties sont court-circuitées au lieu d'être en circuits ouverts comme dans les mesures sur les résistances, d'où les changements de valeurs des grandeurs inverses.

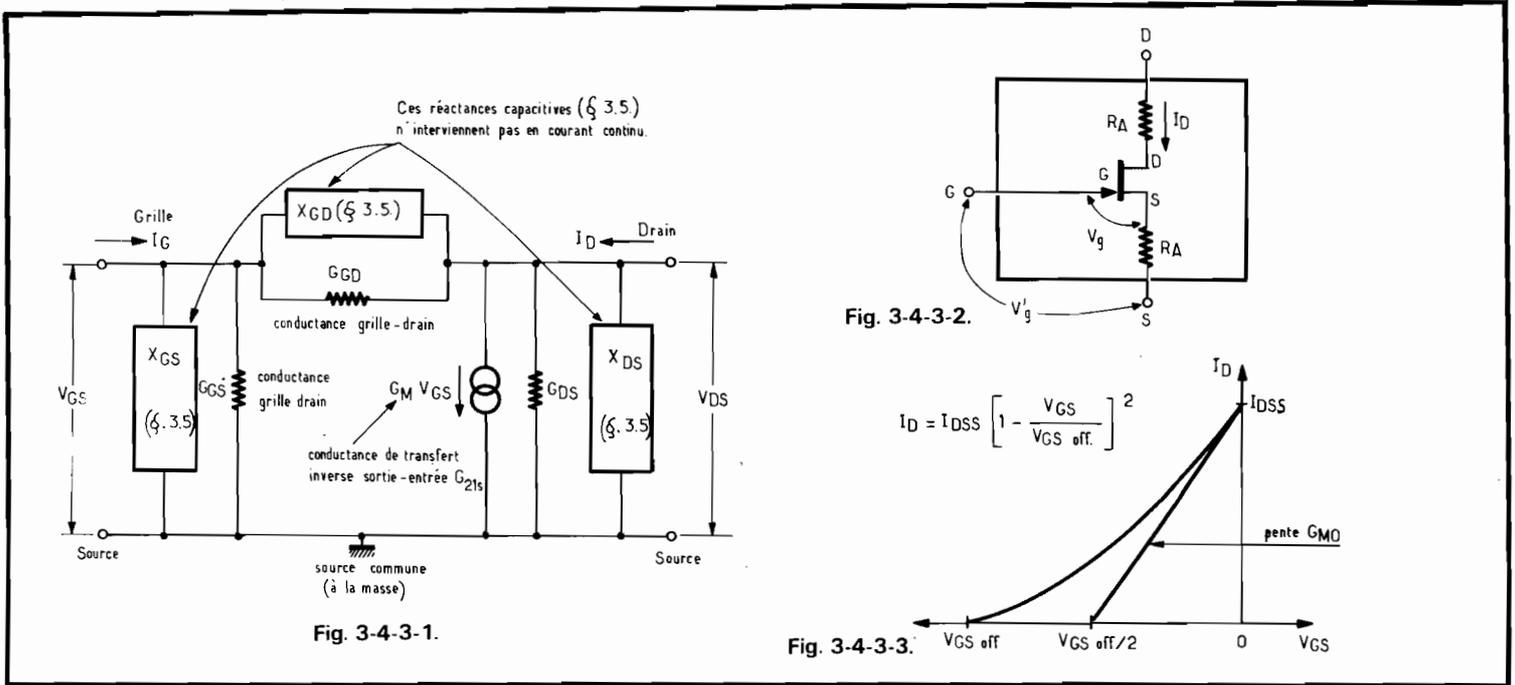


Fig. 3-4-3-1.

ce paragraphe, ce qui prévient toute équivoque à propos du chapitre 3.6 ultérieur traitant des paramètres « admittances » y.

L'unité métrologique est le mho (ou siemens) inverse de l'ohm (unité de résistance).

Le schéma de la figure 343-1 dispose les conductances G dans le réseau équivalent du T.E.C. retenu pour notre propos. Les réactances capacitives X seront étudiées au chapitre 3.5 aussi ne les retiendrons-nous ici qu'au titre de complément de l'illustration.

3.4.3.2. LA CONDUCTANCE D'ENTREE G11s

Suivant les terminologies (personnelles) des spécialistes on la trouve écrite G_E , G_I (I, de « input »), voire G_{GS} , ce qui n'est pas exact car compte n'est pas alors tenu de la conductance grille-drain G_{GD} qui injecte une fraction du courant de drain dans l'entrée, tout en dérivant une portion de l'intensité de grille vers la sortie (ce qui provoque maintes fois leur annulation, sans que cela soit toujours vérifié).

3.4.3.2. LA TRANSCONDUCTANCE DIRECTE G12s

Parfois, pour les amateurs anglophiles, on la découvre notée G_r (r de « reverse »). Elle marque l'influence de l'entrée sur la sortie et correspond à la conductance grille-drain, qui est, en fait, un phénomène parasite, imputable à des courants de fuite inter-électrodes.

3.4.3.3. LA TRANSCONDUCTANCE INVERSE G21s

Elle mérite une attention particulière puisqu'elle joue un rôle primordial dans les T.E.C. et les M.O.S.T.

La transconductance des tubes électroniques à vide était habituellement notée « s » (de « slope », pente), ou parfois g. Comme les T.E.C. rappellent maintes caractéristiques de ces « vieux » composants actifs (triode et pentode), les auteurs, sous le prétexte que les anciennes notations étaient plus familières aux techniciens, n'hésitent pas à substituer ce symbole g ou

G, affecté de divers indices, au seul admissible en théorie des quadripôles G_{21} , transconductance directe (forward) de la sortie (22) sur l'entrée (11), ainsi que nous l'avons noté dans le n° 1486. Dès lors, ce pauvre G se trouve affublé de multiples parures G_M , G_m , G_f , G_{SE} , si bien que les débutants et les... chevronnés y perdent leur latin (ce qui n'a aucune importance, les racines grecques étant de loin plus usitées en langue scientifique !).

Pour rester cohérent, il convient de s'en tenir à la définition, à condition de la préciser avant tout emploi.

Dans le cas du T.E.C. réel où la résistance de canal R_A fait son apparition, il est utile de reprendre la définition antérieure de R_o . La figure 343-2 montre la modification qui se glisse au niveau du drain et de la source, bien qu'en vérité R_A n'intervient pas fortement sur le côté drain D, puisqu'elle se révèle négligeable comparativement à la résistance de charge R_{CD} , généralement utilisée dans les amplificateurs (ainsi que nous le remarquerons plus tard).

Nous poserons alors :

$$G_{MO} = \frac{I_D}{V_{GS}} = \frac{I_D}{V_{GS} + R_A - I_D} = \frac{1}{R_A + 1/G_O}$$

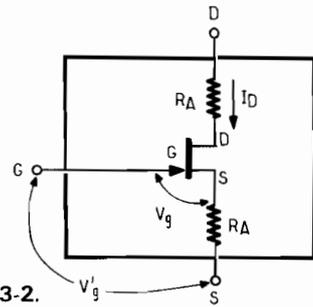


Fig. 3-4-3-2.

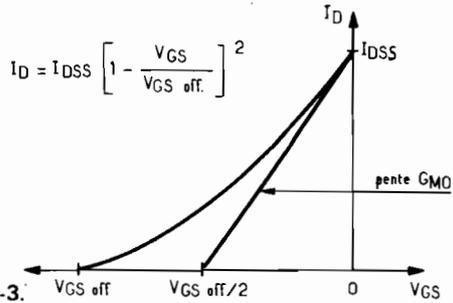


Fig. 3-4-3-3.

car $I_D = G_o \cdot V_{GS}$.
Nous en tirons :
 $G_{MO} = \frac{G_o}{1 + G_o \cdot R_A}$
C'est cette quantité que l'expérience mesure (voir plus bas).

Reprenons la figure 342-3 (e) pour en préciser la partie gauche relative à la courbe quasi-parabolique $I_D = f(V_{GS})$. La figure 343-3 élargit la précédente afin de faciliter le repérage des données métriques.

Pour accéder à la valeur du courant I_D , lorsque l'électrode de commande est polarisée à une tension V_{GS} donnée négative et que $V_{DS} \geq |V_{GS}(\text{off})|$, il est préférable d'utiliser la formule empirique suivante :

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS \text{ off}}} \right]^2$$

Cette relation est satisfaisante aux limites puisque :

- $V_{GS} = 0, \quad I_D = I_{DSS}$
- $V_{GS} = V_{GS \text{ off}} \quad I_D = 0$

d'où la caractéristique de transfert : tension d'entrée (grille de commande) courant de sortie I_D , figure 3.4.3-2.

Grâce à cette approximation, la pente G_M , ou G_m se détermine aisément en se souvenant que les paramètres varient peu si la source alternative ne travaille pas en haute fréquence. Donc :

La pente G_m peut être déduite de la relation (1.16) :

$$G_m = \frac{d I_D}{d V_{GS}} = - \frac{2 I_{DSS}}{V_{GS \text{ off}}} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS \text{ off}}} \right]$$

qui, avec $V_{GS} = 0$, devient : $G_{mo} = - \frac{2 I_{DSS}}{V_{GS \text{ off}}}$ où $V_{GS \text{ off}} < 0$

En portant G_{mo} dans l'équation (1.17), on a :

$$G_m = G_{mo} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS \text{ off}}} \right]$$

Dans la littérature technique récente on trouve plusieurs expressions de G_m , chacune valable pour des procédés de fabrication différents. I. Richer et R.D. Middlebrook ont déduit des expressions approximatives de la caractéristique de drain $I_D = f(V_{DS})$, pour un fonctionnement en striction (depletion), sans référence à la structure du dispositif. Pour un transistor à effet de champ à canal N on a :

a) pour la région ohmique :

$$0 \leq V_{DS} \leq V_P$$

et $-V_P \leq V_{GS} \leq 0$

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \left\{ 1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right\}^n$$

$$- \left\{ 1 + \frac{V_{GS} - V_{DS}}{V_P} \right\}^n$$

b) pour la région de pincement :

$V_{DS} \geq V_P$ et $-V_P \leq V_{GS} \leq 0$

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \left\{ 1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right\}^n$$

L'expérience montre que la valeur de « n » est légèrement différente selon les procédés de fabrication. Pour une analyse approximative, on peut considérer que $n = 2$.

Par différenciation de l'expression ci-dessus on obtient la transconductance G_m (pour petits signaux) :

$$G_m = \frac{d I_D}{d V_{GS}} = n \frac{I_{DSS}}{V_P} \left\{ 1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right\}^{n-1}$$

Par division de la fonction primitive par sa dérivée, on obtient :

$$\frac{I_D}{G_m} = \frac{1}{n} (V_P + V_{GS})$$

qui se traduit par une droite (fig. 343-4); quand I_D/G_m s'annule, V_{GS} atteint la tension de pincement V_P .

Les formules précédentes introduisent la résistance d'accès au canal sous une autre forme que R_A . Ici, lorsque $V_{GS} = 0$, la transconductance correspondante G_{mo} découle de :

$$G_{mo} = \frac{n \cdot I_{DSS}}{V_P}$$

= conductance réelle du canal.

Lorsque le paramètre technologique n vaut 2, il est établi que :

$$G_m = g_m = g_{mo} \left\{ 1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right\}$$

et :

$$G_m = g_{mo} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

On voit que G_m est proportionnelle à I_D et V_{GS} . En raison de la variation de G_m avec V_{GS} , aux fonctionnements à bas niveau, on bénéficiera d'un G_m maximal. On a avantage à placer le point de fonctionnement au voisinage de la polarisation effective nulle ($V_{GS} = 0$).

3.4.3.3.2. MESURE DE G_m

Selon le montage de la figure 343-5, il apparaît que le courant I_D en continu, ou i_D en faibles signaux prend la valeur indiquée sous le circuit ci-joint, d'où la grandeur consécutive de G_m ou de g_m , respectivement. Là encore, certaines conditions doivent être respectées pour pallier la destruction du T.E.C. en essai :

- L est une inductance de blocage pour la fréquence de mesure. L doit être beaucoup plus grande que l'impédance de sortie du transistor.

- Voltmètres V_{DS} et v_{ds} avec une impédance d'entrée beaucoup plus grande que l'impédance de sortie du transistor.

- La source V_{GG} est choisie selon le type de transistor A, B ou C et le courant I_D spécifié - voir polarisation.

Le processus de mesure est classique. Il faut opérer, soigneusement, dans l'ordre mentionné ci-dessous :

- Régler les tensions des sources V_{DD} , V_{GG} et du générateur G au minimum.

- Placer le transistor dans le circuit de mesure.

- Régler V_{GG} à une tension de blocage V_{GS} .

- Ajuster V_{DD} pour obtenir la tension V_{DS} spécifiée.

- Régler V_{GG} pour obtenir le courant I_D spécifié ou la tension V_{GS} spécifiée.

- Ajuster la tension du générateur sinusoïdal à la fréquence spécifiée, afin d'appliquer aux bornes du transistor un signal de faible amplitude.

- On mesure les tensions v_g , v_{ds} . Résultat :

$$G_m = g_m = \frac{V_G - V_{DS}}{R_D \cdot V_{GS}}$$

ainsi que cela a été établi ci-dessus.

Plusieurs jointés permettent de tracer les courbes générales de la figure 3.4.3-6, où les conductances sont exprimées en microsiemens. manuels sont plus complets qui procurent les variations de G_m , en fonction de :

- V_{GS} (fig. 343-7 [a]).

- I_D (fig. 343-7 [b]).

pour le continu, ou les petits signaux alternatifs (à faible fréquence, par exemple, 1 [kHz]).

Lorsque les grilles G_1 et G_2 interviennent, les constructeurs fournissent des réseaux de caractéristiques plus détaillées que reprend la figure 343-8, à propos de $G_m = f(V_{G1})$, (courbe a), de $G_m = f(V_{G2})$, (courbe b). Parfois, des abaques réunissent les variations de G_m , g_m relativement au courant de drain I_D et la ten-

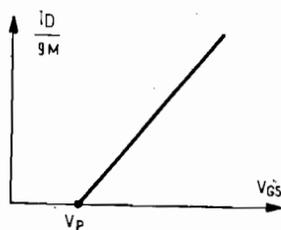
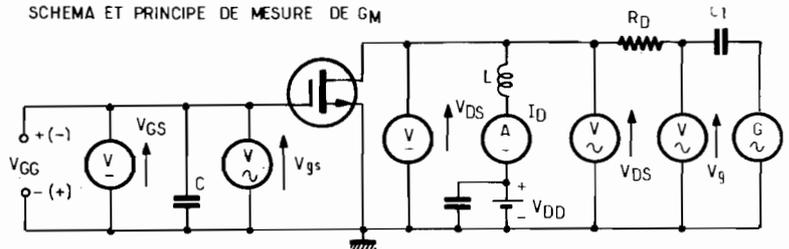


Fig. 3-4-3-4.

SCHEMA ET PRINCIPE DE MESURE DE G_M



$$I_D = \frac{V_G - V_{DS}}{R_D}$$

$$I_D \approx i_D = \frac{v_g - v_{ds}}{R_D}$$

$$G_m \approx g_m = \frac{I_D}{V_{GS}} = \frac{i_d}{v_{gs}} = \frac{V_G - V_{DS}}{V_{GS} \cdot R_D} = \frac{v_g - v_{ds}}{v_{gs} \cdot R_D}$$

Fig. 3-4-3-5.

sion grille source 2, V_{G2} (fig. 343-7 [c]).

Il est à remarquer que G_m (ou g_m) dans la région de saturation (zone pentodique fig. 342-3 [II]) est proportionnelle à :

$$G_m \approx g_m = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{t_{ox}}$$

$$\mu_{moy} \cdot W/L (V_{GS} - V_{th})$$

avec : t_{ox} , épaisseur de l'oxyde (oxyde thickness); V_{th} , tension de seuil, à la limite du pincement V_p ; ϵ_0 et ϵ_r étant les permittivités du vide (indice 0) et relative du matériau semi-conducteur; μ_{moy} est la mobilité statistique moyenne des porteurs libres de charge. Pour les résisteurs M.O.S. le rapport W/L , de la largeur de jonction à sa longueur, est inférieur à l'unité; pour les transistors M.O.S., c'est l'inverse qui se produit.

**3.4.3.2.3.
NECESSITE
D'UNE MESURE
EN CONTINU**

Lorsque G_M diffère fortement de la transconductance aux petits signaux g_m , il convient d'introduire réellement sa mesure en continu pour obtenir sa valeur précise G_M (ou g_M , selon les écritures).

Nous définirons donc, une fois encore :

$$G_M = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

à V_{DS} constante puisque l'on opère en continu.

Varions V_{GS} de ΔV_{GS} et mesurons le changement consécutif du courant de drain par l'intermédiaire du dispositif représenté figure 343-8 (a) qui permet de relever les courbes de la figure 343-8 (b).

Nous trouverons encore que :

— R_1 est une résistance de protection.

— La source en continu V_{GG} est choisie selon le type de

transistor A, B ou C, et le courant I_D spécifié.

Il sera, de plus, nécessaire d'observer la procédure décrite ci-après :

— Régler les tensions des sources V_{DD} et V_{GG} au minimum.

— Placer le transistor dans le circuit de mesure.

— Régler V_{GG} à une tension de blocage V_{GS} .

— Ajuster V_{DD} pour obtenir la tension V_{DS} spécifiée.

— Régler V_{GG} pour obtenir la tension grille-source V_{GS1} spécifiée et noter le courant drain correspondant I_{D1} .

— Modifier légèrement la tension V_{GS} pour obtenir V_{GS2}

$= V_{GS1} + \Delta V_{GS}$ et noter le courant drain I_{D2} .

— Résultat :

$$g_M = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{I_{D1} - I_{D2}}{V_{GS2} - V_{GS1}}$$

(où $\Delta V_{GS} = 0,2 \text{ V}$)

d'où nous tirons point par point l'allure générale de la courbe $g_M = f(V_{DS})$, étant évi-

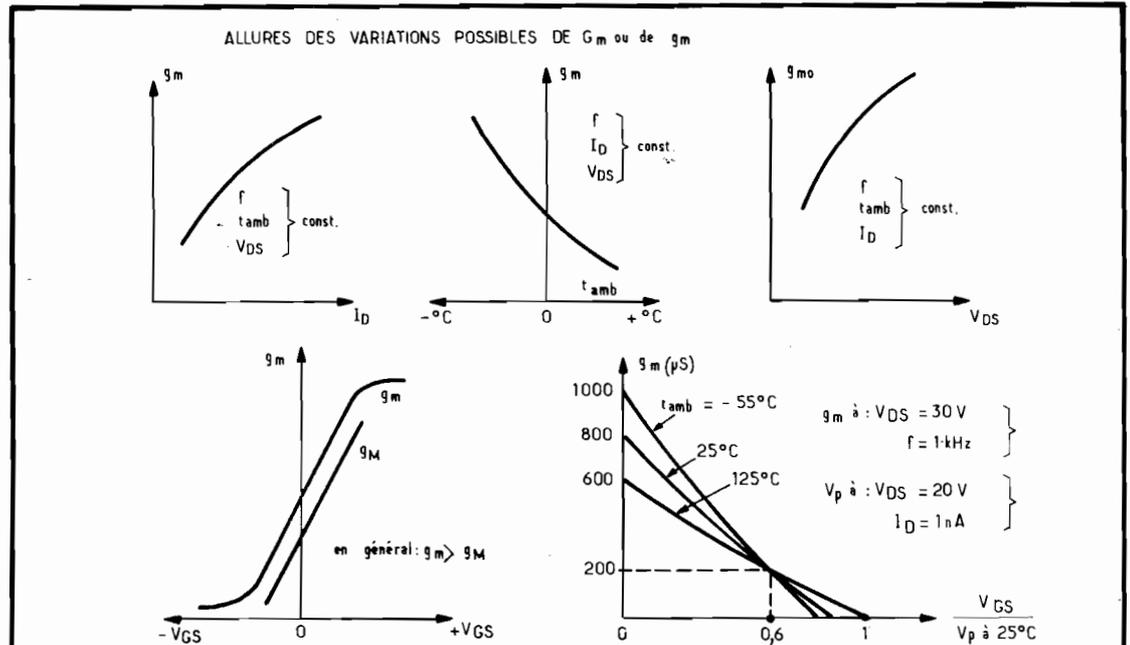


Fig. 3-4-3-6.

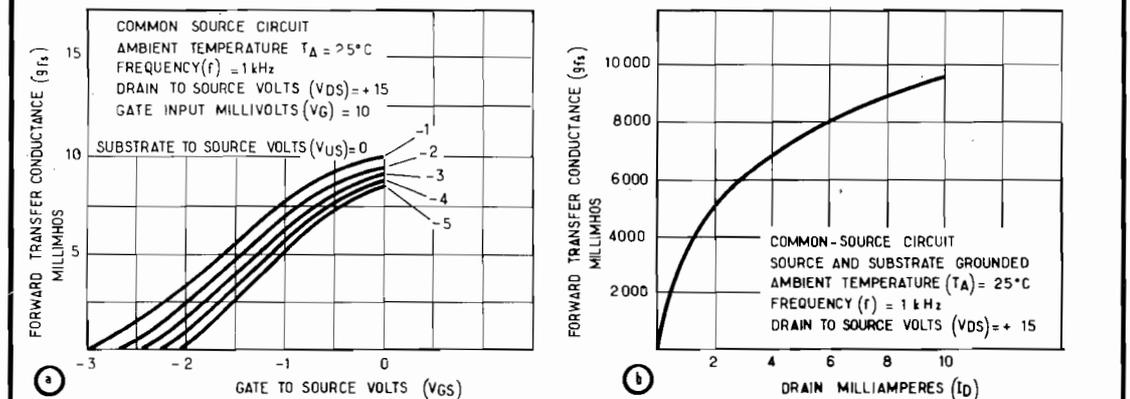


Fig. 3-4-3-7

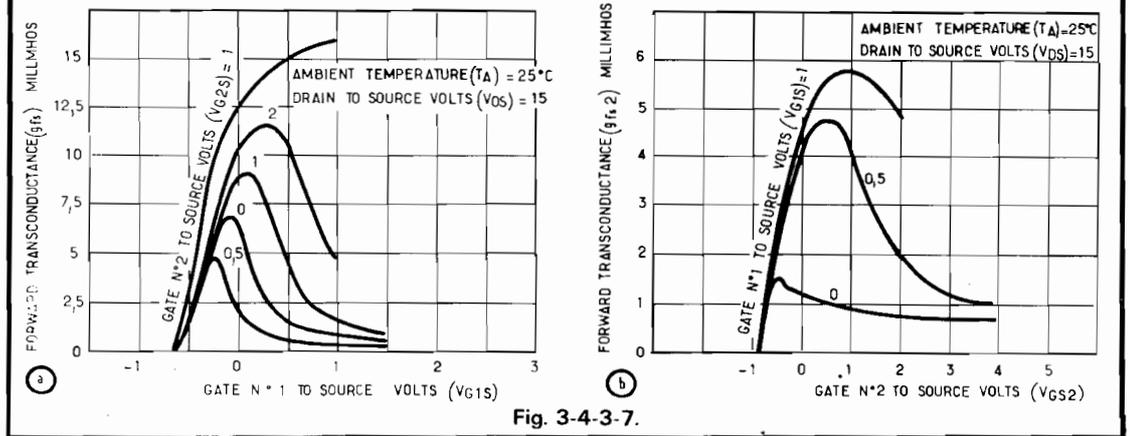


Fig. 3-4-3-7.

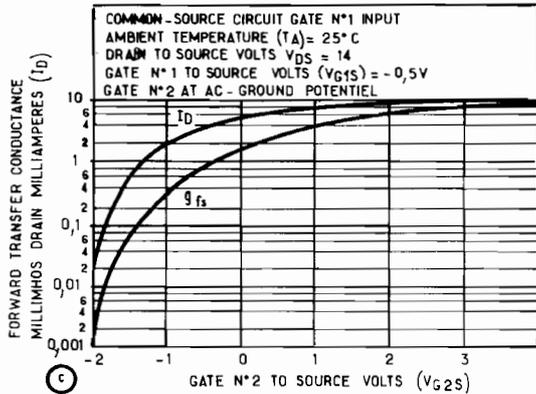


Fig. 3-4-3-7.

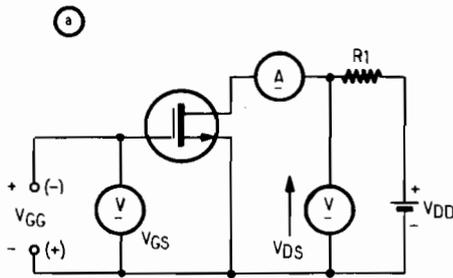


Fig. 3-4-3-8.

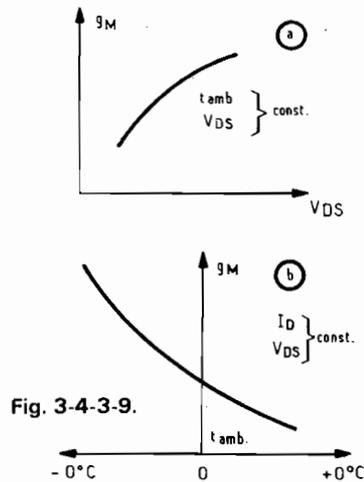
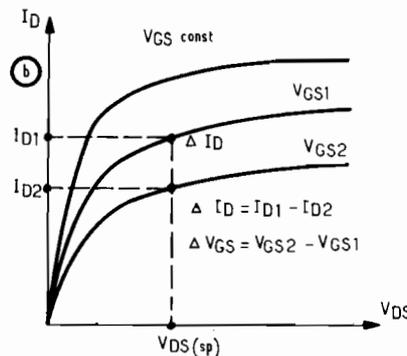


Fig. 3-4-3-9.



dent que g_m varie avec la température, ainsi que nous le verrons plus tard. Les courbes (a) et (b) de la figure 343-9 traduisent ces variations.

3.4.3.4. LA CONDUCTANCE DE DRAIN G_{D2}

La grandeur de la densité de courant j dans le canal se calcule à partir des considérations énoncées dans le n° 1507 (§ 3.3.1) et dans les rappels formulés au début du chapitre 3.4 en cours. Pour des porteurs minoritaires, seuls actifs dans une zone d'inversion de population, en polarisation inverse, nous aurons :

$$j = n_1 \cdot q \cdot \mu_p \cdot \frac{V_{DS}}{l}$$

où l est toujours la longueur disponible du canal, μ_p la mobilité des trous (minoritaires en milieu N) et n_1 , la densité de charge des porteurs (ici des trous) dans la zone d'inversions (à ne pas confon-

dre avec la concentration p des trous majoritaires dans P^+ , entre autres). Si A est l'aire de passage autorisé au flux de charges mobiles, il s'ensuit que :

$$I_D = A \cdot j$$

tous les courants injectés étant supposés pénétrer à l'intérieur de la structure. Nous savons alors que :

$$I_D = \frac{q \cdot A \cdot \mu_p \cdot V_{DS}}{l}$$

x fonction $(V_{GS} - V_p)$

La charge Q_1 (dite d'état) est induite dans le canal au niveau sous-grille à travers la capacité d'oxyde C_{ox} :

$$Q_1 = -C_{Dx} (V_{GS} - V_p) = n_1 \cdot q \cdot A \cdot l$$

charge totale des porteurs en quantité n_1 dans un volume $A \cdot l$. Ceci s'introduit dans la valeur donnée de I_D :

$$I_D = -\mu_p C_{ox} (V_{GS} - V_p) \cdot \frac{V_{DS}}{l^2}$$

D'où l'évaluation de la conductance de drain G_D en courant continu :

$$G_D = \frac{I_D}{V_{DS}} = -\mu_p \cdot C_{ox} (V_{GS} - V_p) \frac{1}{l^2}$$

Comme $(V_{GS} - V_p)$ est négatif, G_D est positive. Il s'agit d'une conductance linéaire (aux faibles signaux alternatifs aussi) dont la valeur varie avec V_{GS} . Autrement dit, le T.E.C. se comporte comme un dispositif à résistance contrôlée par une tension.

CONCLUSION

Cet examen, rapide, des résistances et des conductances, qui n'entre pas dans le détail des processus physiques (notamment à propos des vitesses limites des porteurs de charge, des champs électriques critiques de seuil et de forte intensité) se justifiera

pleinement après l'étude des capacités, lorsqu'il sera question des paramètres admittances dont, d'ailleurs, les mesures mettent en évidence les données G et $C\omega$ mieux que par une approche directe de ces paramètres très souvent inaccessibles.

De plus les valeurs des conductances, surtout la grandeur g_m , changent en haute fréquence. Il nous appartient de fixer les idées à ce propos quand nous décrirons les données relatives aux paramètres y .

Nous demandons, ici, de ne retenir que trois points essentiels, à savoir :

— La tension de drain induit une injection de courant qui cause une légère élévation de la conductance de ce pôle.

De petites fluctuations de la tension drain-source susciteront des perturbations dans le flot de particules instillées sans que le modèle linéaire préconisé dans ces lignes en soit défavorablement affecté, bien que le bruit s'en ressente (voir § 3.7 le rapport signal au bruit).

— Le courant de grille traversant cette électrode est négligeable pour un M.O.S.T.E.C. En conséquence la résistance d'apport (incrémentale) entre la grille et la source se révélera grande. Dans le cas d'un T.E.C. à jonction, la résistance demeurera encore importante, bien que de plusieurs ordres de grandeur inférieurs à celle d'un M.O.S.T.

— Le flux de trous (canal N) à la limite canal-source vers la source et entre la limite canal-drain est responsable de résistances parasites, $R_A = r_{SS}$ et $r_A = r_{DD}$, lorsqu'il y a adaptation énergétique entre les résistances.

(à suivre)

B. MARIN