

# mise au point sur les — TRANSISTORS

## LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

### 3.6. Examen des paramètres « admittances »

#### 3.6.1. DEFINITION

Une **admittance**  $Y$ , (souvent symbolisée par  $A$ , surtout dans les ouvrages d'électricité), est l'inverse d'une impédance  $Z$ . Le produit  $Z \cdot Y$  est donc égal à l'unité. En électronique  $A$  est plutôt réservé au gain.

Cette grandeur  $Y$ , mesurée en **mhos** [ $\Omega^{-1}$ ] (inverse de l'ohm [ $\Omega$ ]) ou en **siemens** [ $S$ ], est l'analogue, en courant alternatif, de la conductance  $G$  (inverse de la résistance) déterminée en courant continu. Lorsqu'on utilise une source d'énergie périodique, on écrit, parfois, l'admittance  $y$  et la conductance  $g$  (qui est alors incluse dans la première), c'est-à-dire avec des minuscules au lieu des capitales, et l'on a :

$$y = \sqrt{g^2 + \dots}$$

L'admittance (comme l'impédance) explique les propriétés des puissances wattées et déwattées auxquelles l'électro-technique se réfère pour traiter de la « qualité » d'un circuit (par le «  $\cos \varphi$  » du réseau).

Nous trouverons dans la

suite (tableau 36-1 - I) des expressions telles que :

$$Y = \sqrt{G^2 + B^2}$$

$$\text{tg } \varphi = \frac{B}{G}$$

ou :

$$y = \sqrt{g^2 + b^2}$$

$$\text{tg } \varphi = \frac{b}{g}$$

étant entendu que  $G$  (ou  $g$ ) est la conductance  $1/R$  (ou  $1/r$ ) et que  $B$  (ou  $b$ ) est la susceptance (inverse de la réactance). La **réactance inductive**  $X_L$  est le terme en  $L\omega$ , si connu de tous, qui a nom **inductance**. La **réactance capacitive**  $X_C$ , représentant  $1/C \cdot \omega$  devrait être appelée **capacitance**. L'inverse de la **réactance inductive** (inductance) est la **susceptance inductive**, ou **perméance**  $1/L\omega$ . L'inverse de la **réactance capacitive** (ou capacitance) est la **susceptance capacitive**, ou **élastance**  $S = C\omega$ .

Ce « jargon » n'en déplaie à Molière est un mal nécessaire pour se comprendre entre spécialistes qui connaissent le prix de la terminologie : permettre des classements, donc une systématique.

L'étude de ces données devient **infinitement plus simple** si l'on accepte de consacrer **une heure** (une « petite

heure ») à se familiariser avec l'usage des **nombre complexes** (1). Voir, dans ce cas, la bibliographie.

Les quantités complexes ont été mal nommées. Elles sont **bien plus faciles à employer** que les inextricables racines carrées dès que l'on désire comprendre **physiquement** ce qui se passe. Il s'agit d'un langage condensé dont la règle de grammaire la plus utile à retenir est la suivante ; si on écrit :

$$\bar{y} = g + j.b$$

cela n'a pas d'autre but que de signaler que :

$$\left\{ \begin{array}{l} y = \sqrt{g^2 + b^2} \\ \text{tg } \varphi = \frac{b}{g} \end{array} \right.$$

en une seule formule. Il n'y a vraiment pas de quoi s'en offusquer (fig. 36.1.1).

### 3.6.2. POURQUOI RAISONNER SUR LES ADMITTANCES ?

Au sujet des T.E.C., ce sont des groupements d'impédances en parallèle qui seront le plus souvent rencontrés. Dans ce cas, leurs admittances

s'additionnent, d'où une facilité de calcul. Les expressions complexes :

$$\bar{y}_1 = g_1 + j.b_1$$

$$\bar{y}_2 = g_2 + j.b_2$$

relatives à deux admittances différentes en constituent une troisième, si on les associe en dérivation, dont l'admittance ainsi créée vaut :

$$\bar{y}_3 = (g_1 + g_2) + j (b_1 + b_2)$$

Essayez donc d'additionner aussi vite des racines carrées !

La règle à retenir consiste à ne sommer que les conductances entre elles et les susceptances entre elles, le total de celles-ci formant alors un terme, facteur de  $j$ . Ceci traduit, répétons-le, l'expression de  $y$  en racine carrée et, simultanément, celle de la tangente de l'arc  $\varphi$  décrit par un angle (décalage, ou argument) de  $\varphi$  radians.

De surcroît, à propos des semi-conducteurs, en général, et des T.E.C., en particulier, on trouvera, principalement, des circuits RC (non inductifs, en première analyse) tel celui de la figure 36-2-1 (a) dont le diagramme vectoriel, ou diagramme de Fresnel, est connu de tous (fig. 36-2-1, b).

Nous remémorons, ici, pour être complets que :

1) Le courant, dans la

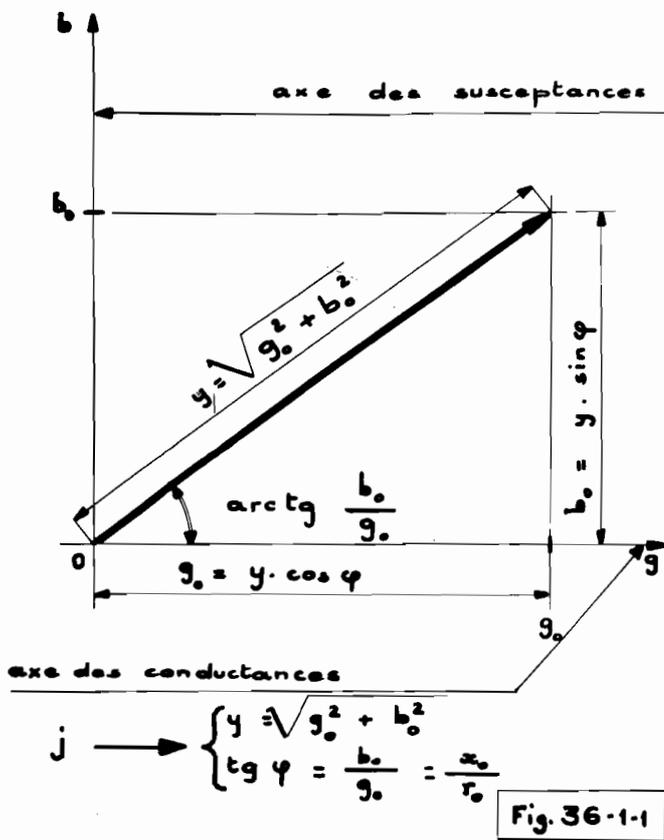


Fig. 3.6.1-1 : Le vecteur de Fresnel et ses relations trigonométriques.

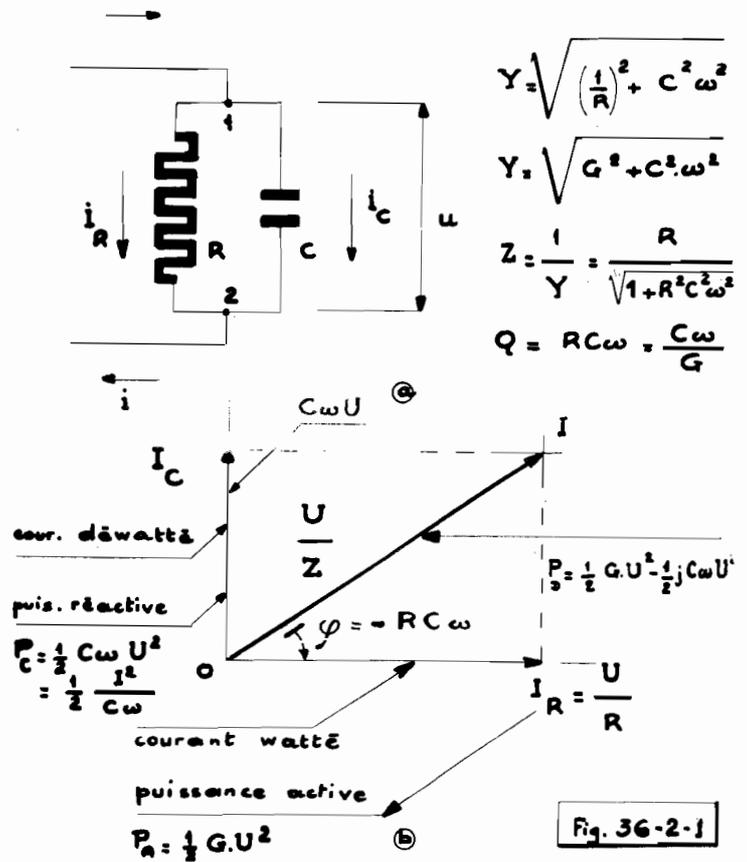


Fig. 3.6.2-1 : Représentation de Fresnel et calculs correspondant au circuit RC monté en dérivation.

capacité, est déphasé de  $\pi/2$  par rapport au courant dans la résistance.

2) Le déphasage, dû à l'admittance, est compris entre  $9$  et  $-\pi/2$  et la tangente correspondante prend la forme  $-RC\omega$ , ou  $-\omega T$ , avec  $T$ , constante de temps, en seconde, du réseau (fig. 3.6-2-1, c), variable avec la pulsation  $\omega$  ( $= 2\pi f$ ).

Pourquoi ?

Précisément, parce que, dans le cas présent, nous devons poser, en éliminant l'inductance (+  $L\omega$ ) de la réactance ( $X_t = X_L + X_C = L\omega - 1/c\omega$ ), que :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{b}{g} = \frac{-C\omega}{1/R} = -RC\omega$$

La puissance wattée, ou active, est dissipée dans la résistance, elle se perd par effet Joule. La puissance déwattée, ou réactive, est fournie par le condensateur.

La puissance totale, dissipée dans le réseau RC, ainsi constitué prend la forme connue de tous les électriciens :

$$P_D = \frac{1}{2} U^2 \cdot \sqrt{G^2 + C^2 \omega^2} = \frac{U^2}{2} \cdot Y$$

puisque à propos des impédances il fallait écrire :

$$P_D = \frac{1}{2} \frac{U^2}{Z} = \frac{1}{2} \cdot U^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \omega^2}}}$$

comme l'impose la loi d'Ohm en alternatif.

Dans les formules du tableau 3.6-1 que nous allons examiner, nous noterons conductances et capacités avec des indices  $ii, ij, ji, jj$  qui ne peuvent représenter que

quatre désignations :  $ii = 11, ij = 12, ji = 21$  et  $jj = 22$ . Donc :

Les  $g_{ij}$  sont les conductances (§ 34) et les  $C_{ij}$ , les capacités (§ 35) ;  $\omega$  est la pulsation à la fréquence  $f$  du signal injecté, multipliée par  $2\pi$ . Les produits  $C_{ij} \cdot \omega$  sont les susceptances  $b_{ij}$  (inverses des réactances) ici, capacitives ou élastances  $s_{ij}$ .

Dans le tableau 3.6-1-I, nous avons reporté :

Formule (a) :

L'admittance d'entrée, pour la sortie en court-circuit, dans le montage d'un T.E.C. en source commune, qui s'écrit  $y_{11s}$ .

Formule (b) :

L'admittance de transfert directe, pour la sortie en court-circuit, comme dans le premier cas qui s'énonce  $y_{12s}$ .

Formule (c) :

L'admittance de transfert inverse, dans les mêmes conditions de mesure, à l'exception de l'entrée, prise en court-circuit, qui est donnée par  $y_{21s}$ .

Formule (d) :

L'admittance de sortie, l'entrée étant de nouveau court-circuitée, se traduit par  $y_{22s}$ .

3.6.2.  
CORRESPONDANCES  
ENTRE LES  
NOTATIONS  
FRANÇAISES  
ET ANGLAISES  
(Tableau 3.6.1-I)

Les Français conservent toujours les paramètres avec les indices propres aux quadri-

pôles (1, 2, 3, 4) formés sur la grille, le drain et la source, commun aux mesures sur ces deux électrodes :

$$y_{11s} = \frac{\Delta i_g}{\Delta v_{gs}}$$

= admittance d'entrée à tension de drain nulle ;

$$y_{12s} = \frac{\Delta i_s}{\Delta v_{ds}}$$

= transadmittance inverse à tension de grille nulle ;

$$y_{21s} = \frac{\Delta i_d}{\Delta v_{gs}}$$

= transadmittance directe, ou pente, à tension drain-source nulle ;

$$y_{22s} = \frac{\Delta i_d}{\Delta v_{ds}}$$

= admittance de sortie à tension de grille nulle.

Les Anglo-saxons préfèrent indiquer, clairement, l'entrée par la lettre i (de « input »), la sortie, repérée par o (de « output », qu'il ne faut pas confondre avec un zéro) tout en rap-

pelant par f et par r, les sens direct (« forward ») et indirect (« reverse », quelquefois noté « backward ») b). Les correspondances sont immédiates :

$$y_{11s} = y_{is} ; y_{12s} = y_{rs} ;$$

$$y_{21s} = y_{fs} ; y_{22s} = y_{os}.$$

avec les mêmes définitions.

Nous aurons donc :

$y_{11s} = y_{is}$  = admittance d'entrée ;

$y_{12s} = y_{rs}$  = transadmittance inverse, ou admittance de réaction de la sortie (2) sur l'entrée (1) ;

$y_{21s} = y_{fs}$  = transadmittance directe, ou admittance de transfert de l'entrée (1) sur la sortie (2) ;

$y_{22s} = y_{os}$  = admittance de sortie.

Ces sont les notations en paramètres actifs petits signaux périodiques des manuels (d'où le suffixe s, en minuscule, pour indiquer le montage source commune).

Quelquefois, lorsque le T.E.C., ou le M.O.S.T., possède deux grilles 1, 2 ( $g_1, g_2$  ou  $G_1, G_2$ ), à ne pas confondre avec le symbole des conductances), il faut repérer convenablement la « porte » (gate) qui opère, aussi ajoute-t-on un nouveau suffixe 1, ou 2, à la suite de s. Par exemple  $y_{21s1}$  se rapporte à la transadmittance directe de la sortie (drain) sur l'entrée (grille 1) avec source s à la masse ; ou encore,  $y_{12s2}$ , sera-t-elle la transadmittance inverse de la sortie (drain) sur l'autre entrée (la grille 2) ; etc.

Les mesures industrielles sont souvent effectuées sur un pont d'immittance (du type General Radio).

possible de caractériser les transistors à effet de champ par leurs paramètres admittances, ou « y », généralement établis à partir du montage source commune.

Dans ce cas, la grille est l'électrode d'entrée tandis que de drain est l'électrode de sortie. Le courant (périodique) de grille  $i_g$  s'écrit en fonction des deux tensions  $v_{gs}$  et  $v_{ds}$ , mesurées respectivement entre la source s et la grille g, entre la source s et le drain d ainsi que le montre la figure 3.6.3-1 (a), où l'on a rappelé l'expression mathématique de cette intensité (formule 1).

Le drain débite, dans ces conditions, un courant variable (de pulsation  $\omega$ , identique à celle de la tension d'entrée) qui dépend lui aussi des valeurs de  $v_{gs}$  et de  $v_{ds}$  (formule 2 - fig. 3.6.3.-1[a]).

Deux générateurs de courants découlent des réactions de transfert (de la sortie (2) sur l'entrée (1) et de l'entrée (1) sur

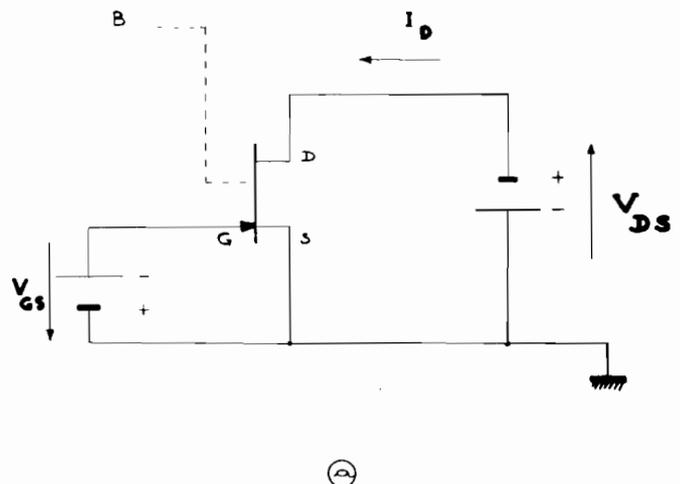
### 3.6.3. SCHEMA EQUIVALENT

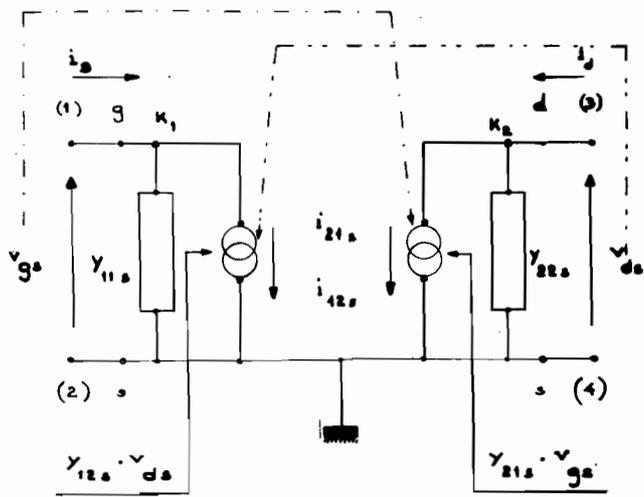
Pour de faibles signaux alternatifs (jusqu'à quelques dizaines de mégahertz), il est

TABLEAU 3.6.1 - I  
EXPRESSIONS DES ADMITTANCES DES T.E.C.

Formules énoncées dans le texte	Terminologie française	Equivalence anglo-saxonne	VALEURS
(a)	$y_{11s}$	$y_{is}$	$\sqrt{g_{11s}^2 + C_{11s}^2 \omega^2}$ $\text{tg } \varphi_{11s} = -\frac{C_{11s} \omega}{g_{11s}}$
(b)	$y_{12s}$	$y_{rs}$	$\sqrt{g_{12s}^2 + C_{12s}^2 \omega^2}$ $\text{tg } \varphi_{12s} = -\frac{C_{12s} \omega}{g_{12s}}$
(c)	$y_{21s}$	$y_{fs}$	$\sqrt{g_{21s}^2 + C_{21s}^2 \omega^2}$ $\text{tg } \varphi_{21s} = -\frac{C_{21s} \omega}{g_{21s}}$
(d)	$y_{22s}$	$y_{os}$	$\sqrt{g_{22s}^2 + C_{22s}^2 \omega^2}$ $\text{tg } \varphi_{22s} = -\frac{C_{22s} \omega}{g_{22s}}$

Fig. 3.6.3.-1 : Schéma d'un transistor à effet de champ (a) ; circuit équivalent du précédent mettant en évidence les caractéristiques physiques du composant, ainsi que les équations des nœuds (Kirchhoff) au sujet des courants qui le traversent (b) ; identification d'un T.E.C. à un montage tripolaire, selon la méthode de B. Grabowski (c) ; équivalences des paramètres réels du T.E.C. et des expressions quadripolaires classiques (d) ; le T.E.C. aux moyennes fréquences, la résistance d'accès au canal RA, située en x, n'intervient pas encore totalement, le temps de transit des porteurs libres de charges électriques élémentaires étant supérieure à l'inverse des fréquences considérées (e) ; position exacte de RA lorsque sa présence s'avère indispensable dans les déterminations de réseaux (f) ; passage d'un R.C. série (g) à un R.C. parallèle (h), à suivre en consultant les tableaux 3.6.3-1 (I) et 3.6.3-1 (II).

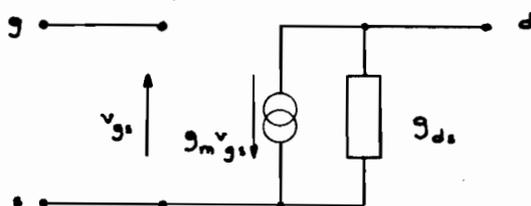




$$i_g = i_{11s} + i_{12s} = y_{11s} \cdot v_{gs} + y_{12s} \cdot v_{ds} \quad (1)$$

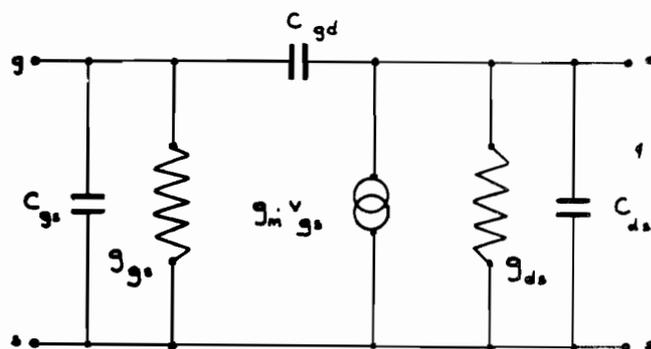
$$i_d = i_{21s} + i_{22s} = y_{21s} \cdot v_{gs} + y_{22s} \cdot v_{ds} \quad (2)$$

Fig. 3.6.3-1



Identification tripolaire d'un transistor à effet de champ

Fig. 3.6.3-1



$$C_{gs} = C_{11ss} - C_{12ss} \quad C_{gd} = C_{12ss}$$

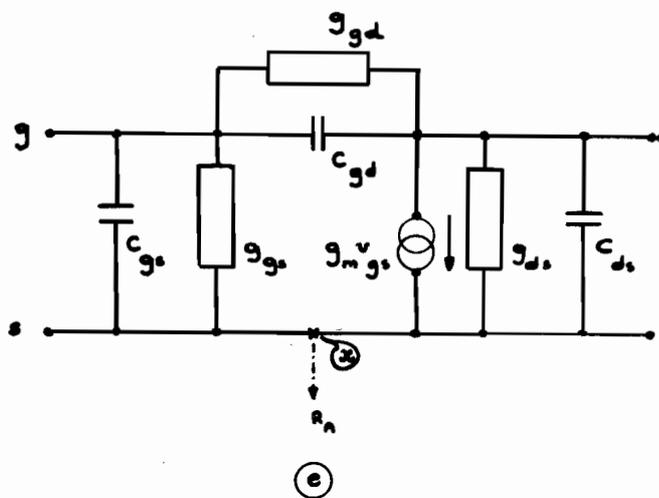
$$C_{ds} = C_{22ss} - C_{12ss}$$

$$g_{22ss} = g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}}$$

$$g_{11s} = g_{gs} = \frac{1}{r_{gs}}$$

$$F_M = \frac{g_m}{2\pi C_{11ss}} \quad ; \quad F'_M = \frac{g_m}{2\pi C_{gd}}$$

Fig. 3.6.3-1



la sortie 2), lesquelles se traduisent, physiquement, par la transadmittance inverse  $y_{12s}$  et la **transadmittance directe**  $y_{21s}$ . Celles-ci, respectivement, multipliées par la tension de drain  $v_{ds}$  et par la tension de grille  $v_{gs}$ , induisent deux courants réactifs internes  $i_{12s}$  et  $i_{21s}$ .

L'application de la loi des nœuds de Kirchhoff aux points  $K_1$  et  $K_2$  du réseau équivalent de la figure 3.6.3-1 (b) entraîne la validité des équations (1) et (2) accompagnant cette illustration.

Les bornes d'entrée (1)-(2) et celles de sorties (3)-(4) du schéma considéré portent en parallèle les deux admittances d'entrée  $y_{11s}$  et de sortie  $y_{22s}$ .

Les **valeurs typiques**, c'est-à-dire, représentatives, moyennes, le plus souvent rencontrées, mais jamais spécifiques d'un élément, ou d'un lot de fabrication, donné diffèrent peu entre les M.O.S. T.E.C. et les T.E.C. à jonction.

Nous avons, grosso modo :

- Pour les M.O.S. T.E.C.,
  - $\{ g_{ds} = 1,0 \text{ [m } \Omega, \text{ mS]}$
  - $\{ C_{ds} = 1,4 \text{ [pF]}$
  - $\{ g_m = 10,0 \text{ [m } \Omega, \text{ mS]}$
  - $\{ C_{gs} = 5,5 \text{ [pF]}$
  - $\{ C_{gd} = 0,12 \text{ [pF]}$
- Pour les T.E.C.,
  - $\{ g_{ds} = 3,0 \text{ [m } \Omega, \text{ mS]}$
  - $\{ C_{ds} = 1,5 \text{ [pF]}$
  - $\{ g_m = 4,0 \text{ [m } \Omega, \text{ mS]}$
  - $\{ C_{gs} = 11,0 \text{ [pF]}$
  - $\{ C_{gd} = 5,0 \text{ [pF]}$

avec de surcroît, dans les deux cas :

$$g_{ss} = \frac{1}{r_{ss}} \approx g_{dd} = \frac{1}{r_{dd}} \approx \frac{1}{50} [\Omega]$$

Parfois, les auteurs, à propos des petits signaux basse-fréquence, retiennent le montage tripolaire de la figure 3.6.3-1 (c) au lieu de celui représenté 3.6.3-1 (b); les valeurs des éléments sont données ci-dessus.

Le modèle, ainsi établi, sera progressivement affiné par

l'insertion d'éléments supplémentaires qui inscrivent, au fur et à mesure de leur apparition, les nouveaux phénomènes observés lorsque T.E.C. est activé. Cependant, on finit par atteindre une complexité telle qu'à la longue l'utilité du schéma équivalent devient caduque.

Sans atteindre les complications des laboratoires, il n'est pas interdit de développer la figure 3.6.3-1 (b) en ses composantes primordiales afin d'arriver au montage plus explicite de la figure 3.6.3-1 (d) où les admittances se placent sous leurs formes capacitances-conductances, dont les interrelations sont reportées sur le circuit ainsi décomposé ont été ignorées, dans cette structure simplifiée, les six capacités, énoncées ci-après :

- capacité d'entrée grille/substrat :  $C_{GB}$
  - capacité grille/sortie :  $C_{GO}$
  - capacité d'entrée/substrat :  $C_{IB}$
  - capacité de charge :  $C_L$
  - capacité de sortie/substrat :  $C_{OB}$
  - capacité de l'entrée d'horloge :  $C_{\phi B}$
- d'importance moindre quant à l'étude du comportement élémentaire des T.E.C.

Les capacités grille-source (capacité d'entrée), ou grille-drain (capacité de transfert inverse), sont régies par la formule classique :

$$C = \frac{\epsilon}{W} A_j$$

**Tableau 3.6.3.-1-I : Passage de "Z<sub>s</sub>" à "Y<sub>p</sub>".**

La transformation  $Y_p \cdot Z_s = 1$  (Fig. 3.6.3.-1, g-h) est immédiate. Il vient, tous calculs menés à terme :

$$\frac{1}{R_p} = \frac{\omega^2 C_s^2 R_s}{1 + \omega^2 C_s^2 R_s^2} ; C_p = \frac{C_s}{1 + \omega^2 C_s^2 R_s^2}$$

mais :  $1 \gg \omega^2 C_s^2 R_s^2$ , donc :

$$Y_p \approx \omega^2 C_s^2 R_s + j \cdot \omega C_s$$

partie "réelle" de l'admittance parallèle  $\text{Re}[Y_p]$

partie "imaginaire" de l'admittance parallèle  $\text{Im}[Y_p]$

$$j \rightarrow \begin{cases} Y_p = \sqrt{(\omega^2 C_s^2 R_s)^2 + \omega^4 C_s^2} \\ \text{tg } \varphi = \frac{\omega \cdot C_s}{\omega^2 C_s^2 R_s} = \frac{1}{\omega \cdot C_s \cdot R_s} \\ \omega \cdot C_s \cdot R_s = \omega \cdot T_s \end{cases}$$

Tableau associé aux Fig. g et h de la planche 3.6.3-1

où  $A_j$  représente l'aire de jonction et  $\epsilon$  la constante diélectrique du silicium  $12 \times 8,86 \cdot 10^{-14}$  F/cm.

La variation de C suivant la polarisation aux bornes de la jonction considérée est donc en  $V^{-1/2}$ , dans le cas dit de la jonction abrupte, c'est-à-dire,

celle dont le profil tension-épaisseur est raide, quasi vertical, grâce à des précautions d'insertion des ions dopeurs, en fabrication.

D'après la figure 3.6.3-1 (d), l'impédance d'entrée décroît quand la fréquence augmente, lorsque la valeur de la réac-

tance capacitive ( $1/C_{gs} \cdot \omega$ ) s'avère comparable à celle de la résistance d'entrée  $R_{gs}$ . La haute impédance d'entrée (qui rend les T.E.C. aptes à la capture de micro-intensités) disparaît aux fréquences élevées. Les transistors bipolaires sont beaucoup plus intéressants dans ce cas (bien qu'aux dernières nouvelles hors U.S.A., il semble qu'un T.E.C. hyper soit en cours de commercialisation, ainsi qu'un M.O.S.T. pour la V.H.F. - U.H.F.).

Les performances en haute fréquence sont caractérisées par les facteurs de mérite exprimés figure 3.6.3-1 (d).

Lorsqu'on traite des moyennes fréquences, on constate une variation de conductance et de susceptance de la région grille-drain, donc du canal. Il faut en tenir compte dans le schéma équivalent et rajouter alors au montage de la figure 3.6.3-1 (b), une admittance  $y_{GD}$ , entre les points  $K_1$  et  $K_2$  pour aboutir à la représentation de la figure 3.6.3-1 (e).

Enfin lorsqu'on aborde les V.H.F. (aux environs de 400 MHz), il n'est plus possible de négliger la résistance  $R_A$  (§ 3.5), dite **d'accès au canal**. Conséquemment, le nouveau schéma proposé prend l'aspect de celui reproduit par la figure 3.6.3-1 (f).

Du point de vue théorique, l'addition de cette résistance nécessite d'opérer des substitutions série (fig. 3.6.3-1 [g])

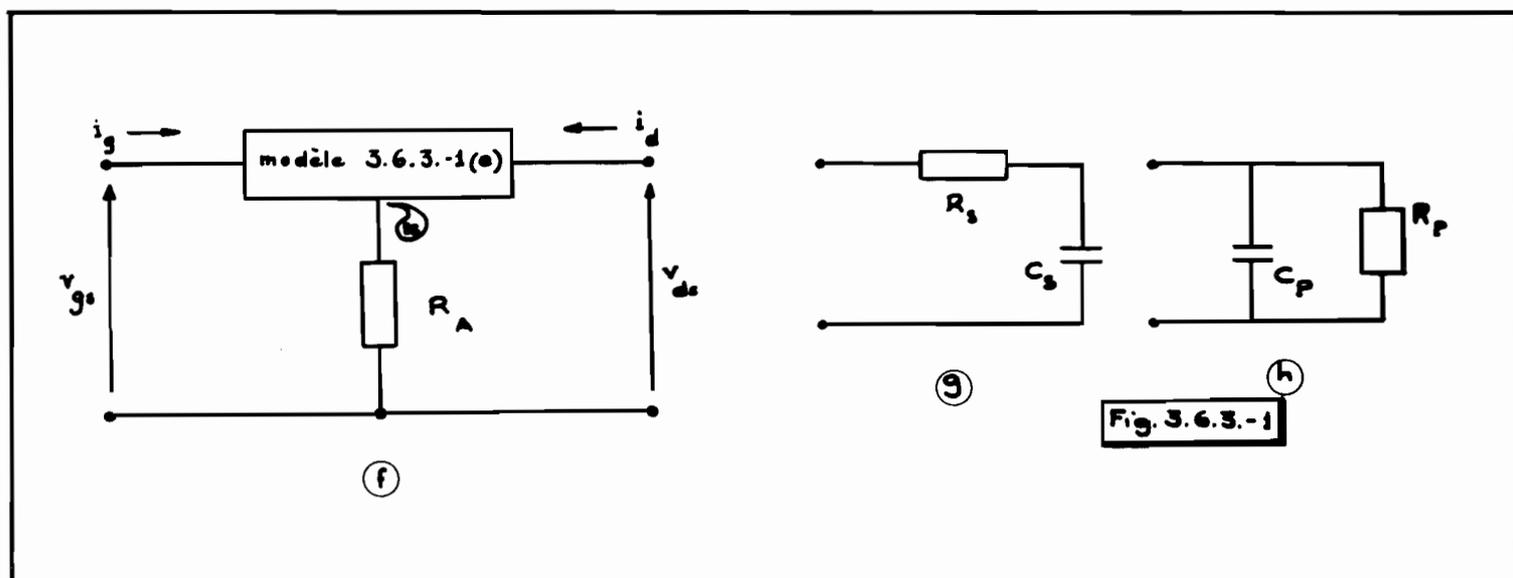


Tableau 3.6.3.-1-II

Les valeurs physiques (voir § 3.6.4.) des éléments de la Fig. 3.6.1-(f), associés aux composantes du schéma équivalent initial (Fig. 3.6.3-1(e)), permettent de poser (après simplification, notamment pour  $g_{gd}$  et  $C_{ds}$ ), les relations ci-après :

1.  $Y_{11s} = [g_{gs} + R_A \omega^2 (C_{gs}^2 + C_{gd}^2)] + j \cdot \omega (C_{gs} + C_{gd})$
2.  $Y_{21s} = [g_m - R_A \omega^2 C_{gd}^2] - j \cdot \omega C_{gd}$
3.  $Y_{12s} = [-g_{gd} - R_A \omega^2 C_{gd}^2] - j \cdot \omega C_{gd}$
4.  $Y_{22s} = [g_{ds} + R_A \omega^2 C_{gd}^2] + j \cdot \omega C_{gd}$

Exercice. Réécrire ces formules sous la forme classique  $Y = \sqrt{G^2 + B^2}$  associée à l'arc dont la tangente  $\varphi$  s'exprime par le rapport  $(B/G)$

parallèle (fig. 3.6.3-1 [b]). Les détails sont liés aux illustrations. On voit, surtout, que le terme en  $Y_p$ , admittance parallèle, inverse de l'impédance série  $Z_s$ , est tel que sa valeur en phase  $\omega^2 C_s^2 R_s$  (nommée « partie réelle ») varie avec le carré de la fré-

quence ( $\omega^2 = 4 \pi^2 f^2$ ) tandis que sa partie réactive  $\omega C_s$  demeure proportionnelle à celle-ci (tableau 3.6.3-1).

Si l'on étudie le circuit électrique de la figure 3.6.3-1 (f, g, h), on aboutit, alors, aux relations du tableau 3.6.3-1-II. Ici,  $g_m$  est la vraie valeur, effecti-

vement mesurée, de la pente (transconductance) considérée en très basse fréquence, mais où l'on tient compte de l'insertion de  $R_A$ .

### 3.6.4. COMPARAISON ENTRE LES « ADMITTANCES », |Y| ET LES MODÈLES PHYSIQUES PROPOSÉS

Les transistors à effet de champ possèdent des admittances d'entrée qui sont, typiquement, deux fois moins importantes que celles des transistors bipolaires.

Cette caractéristique est intéressante pour les pré-amplificateurs travaillant sur des sources bas niveau et à haute impédance (microphones, hydrophones, accéléromètres, cellules de mesure des pressions, ponts à thermistances, bolomètres, photodiodes, phototubes et toutes sortes de détecteurs à l'arséniure de gallium, comme on en trouve en optronique).

Le calcul des mélangeurs est facilité, par le fait que l'entrée résonne à la fréquence

du signal injecté, tandis que la sortie peut être rendue sélective par rapport à une autre fréquence.

Le schéma de la figure 3.6.3-1 (e) est acceptable jusqu'aux fréquences moyennes (de l'ordre de quelques mégahertz). L'emploi des indices en lettres minuscules y est recommandé.

Ecrire, par exemple,  $C_{GS}$  signifie que l'on mesure cette capacité en courant continu, ce qui n'a rien d'absurde, bien entendu, mais encore faut-il s'en souvenir. Les fabricants ajoutent un autre indice s, g ou d selon que le T.E.C. est monté en source, ou en grille, ou en drain commun.

La conductance d'entrée  $g_{11s}$ , mesurée entre la grille et la source, vaut approximativement la somme de  $g_{gs}$  et de  $g_{gd}$ , conductances prises entre la grille et la source et entre la grille et le drain ; celui-ci doit être court-circuité à la masse (en alternatif) pour assurer un débit maximal. La capacité  $C_{11s}$  est égale à la somme des capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$ , considérées entre grille source et drain, comme pour les précédentes grandeurs ; là encore  $v_{ds}$  doit être nulle.

Dans ces conditions, on

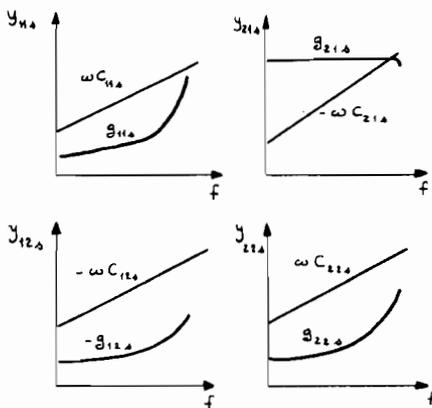


Fig. 3.6.3 - 2

$$Y_{11s} = \omega^2 (C_{gd}^2 \cdot r_{dd'} + C_{gs}^2 \cdot r_{ss'}) + j \omega (C_{gd} + C_{gs})$$

$$Y_{12s} = -\omega^2 C_{gd}^2 \cdot r_{dd'} - j \omega C_{gd}$$

$$Y_{21s} = \frac{g_m}{(1 + g_m r_{ss'})} - j \omega C_{gd}$$

$$Y_{22s} = g_{ds} + \omega^2 C_{gd}^2 \cdot r_{dd'} + j \omega (C_{gd} + C_{gs})$$

Fig. 3.6.3.-2 : Equations du montage de la figure 3.6.3-1 (e) et relevés des mesures sur les conductances et sur les élastances (inverses des capacités) du quadripôle équivalent du point de vue de l'admittance d'entrée  $y_{11s}$ , de l'admittance de transfert direct  $y_{21s}$ , de l'admittance de réaction inverse  $y_{12s}$  et de l'admittance de sortie  $y_{22s}$ .

arrive à la formule a' du tableau 3.6.4-I, expression physique de la formule a du tableau 3.6.1-I précédent.

Pour la **sortie**, les conductances  $g_{ds}$  et  $g_{gd}$  sont encore en parallèle, au même titre que les capacités  $C_{gd}$  et  $C_{ds}$ , mais cette fois-ci, il faut que la tension  $v_{gs}$  soit nulle (voir les formules accompagnant la figure 3.6.3-1 b). Les grandeurs correspondantes sont rappelées par la formule b' du tableau 3.6.4-I (formule d antérieure).

Nous trouverons, également, dans ce récapitulatif les formules (c') et (d') relatives

aux expressions physiques de  $y_{21s}$  et de  $y_{21s}$  (formules b et c du départ).

Pour des fréquences telles que leurs pulsations soient très inférieures à l'inverse des produits  $C_{gd} \cdot r_{dd}$  et  $C_{gs} r_{ss'}$ , en supposant, de surcroît, que l'inverse de  $g_m$  soit beaucoup plus petit que  $r_{ss'}$  et que  $r_{dd'}$ , nous obtenons les relations consignées figure 3.6.3-2. Elles y sont reprises pour un T.E.C. donné, groupant ainsi les quatre conductances prévues (parties « réelles » des admittances correspondantes) et les quatre élastances (par-

ties « imaginaires » des admittances en question).

Nous avons bien :

$C_{gs}$  : capacité d'entrée grille-source ;

$g_{gs}$  : conductance d'entrée grille-source ;

$C_{gd}$  : capacité grille-drain ;

$g_{gd}$  : conductance grille-drain ;

$g_m v_{gs}$  : produit de la conductance (partie réelle de  $y_{21s}$ ) par la tension grille-source modulant le courant de drain ;

$g_{ds}$  : conductance drain-source ;

$C_{ds}$  : capacité drain-source.

Il nous reste à examiner le

problème des mesures de ces paramètres, puis leur comportement aux fréquences élevées, d'autant plus intéressant que la technologie s'organise de mieux en mieux pour adapter les structures M.O.S. aux besoins des V.H.F., des U.H.F., voire à propos de l'effet de champ pur, aux S.H.F.

**B. MARIN**

(à suivre)

Note

(1) **Complexe** ne signifie pas, n'est, aucunement, synonyme de **compliqué**, qui veut dire ardu parce que mélangé, peu distinct, etc. Complexe se rapporte plutôt à une forme synthétique et fonctionnelle.

**TABLEAU 3.6.4 - I**  
**COMPOSITION PHYSIQUE DES PARAMÈTRES y**

Formules du tableau 3.6.1.1	Repères du paragraphe 3.6.4.	Paramètre	Formules physiques des paramètres admittances (§ 3.6.4.)	Observations
(a)	(a')	$y_{11s}$	$g_{11s} = g_{gs} + g_{gd} \approx g_{gd}$ $C_{11} = C_{gs} + C_{gd}$ $\sqrt{(g_{gs} + g_{gd})^2 + [(C_{gs} + C_{gd}) \omega]^2}$ $\text{tg } \varphi_{11s} = \frac{(C_{gs} + C_{gd}) \omega}{g_{gs} + g_{gd}}$	(schéma fig. 3.6.4.2) (dito) Le terme $g_{gd}$ est faible devant $g_{gs}$ , $g_m$ et $g_{ds}$ , d'où sa suppression pratique possible. La mesure s'opère à $v_{ds}$ nulle : sortie court-circuitée.
(d)	(b')	$y_{22s}$	$\sqrt{(g_{ds} + g_{gd})^2 + [(C_{gd} + C_{ds}) \omega]^2}$ $\text{tg } \varphi_{22s} = \frac{(C_{gd} + C_{ds}) \omega}{g_{ds} + g_{gd}}$	Pour $v_{gs} = 0$ : entrée en court-circuit. $g_{22s} \approx g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}}$ $C_{22s} = C_{gd} + C_{ds}$
(b)	(c')	$y_{12s}$	$\sqrt{(-g_{gd})^2 + (-C_{gd} \cdot \omega)^2}$ $\text{tg } \varphi_{12s} = \frac{C_{gd} \omega}{g_{gd}}$	$g_{gd} = -g_{12s}$ $C_{ds} \leq C_{gd}$ $C_{gd} = -C_{12s}$ Mesure à $v_{gs} = 0$
(c)	(d')	$y_{21s}$	$\sqrt{(g_m - g_{gd})^2 + [(-C_{gd}) \cdot \omega]^2}$ $\text{tg } \varphi_{21s} = -\frac{C_{gd}}{(g_m - g_{gd})}$	$g_m \approx g_{21s}$ $g_{gd} \leq g_m$