

# mise au point sur les — TRANSISTORS

## PARAMÈTRES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES DES T.E.C. ET DES M.O.S.

(Suite voir N° 1507)

### 3.5 EXAMEN DES CAPACITÉS

**3.5-1 Cas des transistors à effet de champ (T.E.C., ou F(ield) E(ffect) T(ransistor) de la terminologie anglaise).**

#### 3.5-1-1 Définitions.

Les manuels d'utilisation définissent trois capacités, mesurées dans le montage source commune (qui correspond aux cathode et émetteur communs des tubes et des transistors). Nous appellerons de manière classique :

—  $C_{11ss}$ , la capacité d'entrée du T.E.C., dont la sortie est court-circuitée ;

—  $C_{12ss}$ , la capacité de transfert inverse, le court-circuit étant,

cette fois-ci, établi sur l'entrée (source-grille) ;

—  $C_{22ss}$ , la capacité de sortie, l'entrée étant encore court-circuitée.

Le double indice ss signifie « short-circuit » et a été conservé à cause de l'universalité de son emploi.

Les mesures de ces trois grandeurs découlent de celles relevant des admittances correspondantes que nous étudierons au paragraphe 3.6. Toutefois, nous pouvons les distinguer dès à présent de manière à établir leurs courbes respectives de variations. La fréquence est introduite ici sous la forme de la pulsation  $\omega = 2\pi f$  [radians/s].

#### 3.5-1-2 $C_{11ss}$ .

$C_{11ss}$  est la capacité d'entrée, en source commune, avec sortie en court-circuit pour petits signaux.

Elle découle de :

$$y_{11s} = \frac{i_g}{V_{gs}} \quad \text{avec } v_{ds} = 0$$

avec :

$$y_{11s} = \sqrt{g_{11s}^2 + C_{11s}^2 \cdot \omega^2} = \sqrt{g^2 + b^2}$$

sous la condition :  $C_{11s} = C_{11ss}$ .

Donc :

$$C_{11ss} = \frac{b}{\omega}$$

#### 3.5-1-3 $C_{12ss}$ .

$C_{12ss}$  est la capacité de transfert inverse, en source commune, avec l'entrée en court-circuit pour petits signaux.

Elle dépend de :

$$y_{12s} = \frac{i_g}{V_{ds}} \quad \text{avec } v_{gs} = 0$$

avec :

$$y_{12s} = \sqrt{g_{12s}^2 + C_{12s}^2 \omega^2} = \sqrt{g^2 + b^2}$$

étant entendu, là encore, que  $C_{12s}$

$$C_{12ss} = \frac{b}{\omega}$$

#### 3.5-1-4 $C_{22ss}$ .

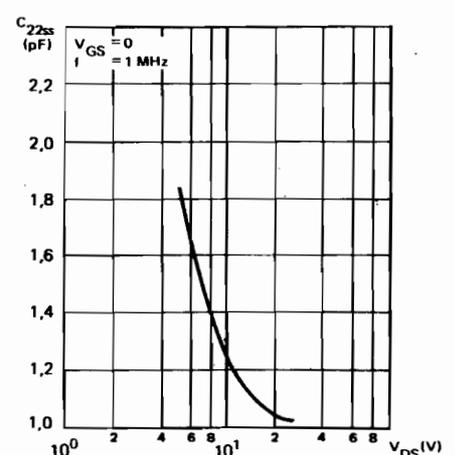
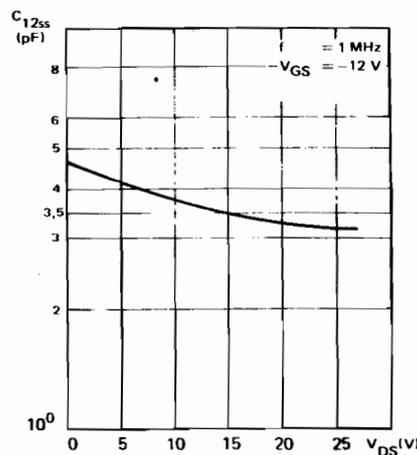
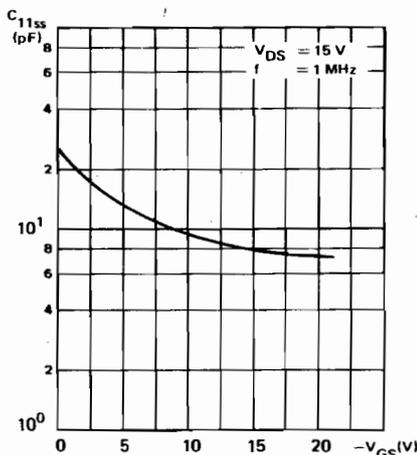


Fig. 35-1

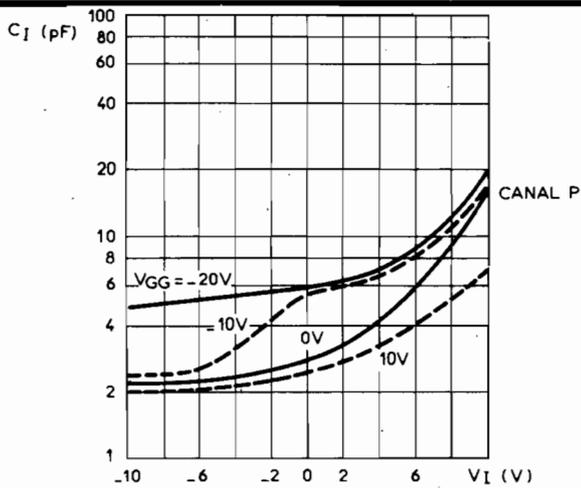


Fig. 35-2. - Variation de la capacité d'entrée d'un TEC pour diverses valeurs de la tension d'entrée, paramétrées par la grandeur de la tension d'alimentation de grille (ici négative); le substrat est alors positif.

$C_{22ss}$  est la capacité de sortie, en source commune, avec l'entrée en court-circuit pour petits signaux.

Par suite :

$$y_{22s} = \frac{i_d}{V_{ds}} \quad \text{avec } v_{gs} = 0$$

Ce qui entraîne :

$$y_{22s} = \sqrt{g_{22s}^2 + C_{22ss}^2 \omega^2} \\ = \sqrt{g''^2 + b''^2}$$

soit :

$$C_{22ss} = C_{22s} = \frac{b''}{\omega}$$

La figure 35-1 a, b, c, reproduit des courbes  $C = f(-V_{gs})$  et  $C = f(V_{ds})$  classiques afin de montrer comment ces capacités varient.

### 3.5-1-2 Autres capacités.

La technologie de fabrication mentionne aussi la capacité  $C_{ox}$  qu'introduisent les couches d'oxyde sous métal, par unité de surface, pour un canal de longueur  $l$ . On peut en déduire la valeur grâce au courant de saturation  $I_{sat}$ , à la tension appliquée sur la grille  $V_g$ , à la tension de pincement  $V_p$ , mesurées en alternatif, à la fréquence  $f$  :

$$C_{ox} = \frac{2l \cdot I_{sat}}{\mu (V_g - V_p)^2}$$

où  $\mu$  symbolise la mobilité des porteurs.

La capacité drain-substrat  $C_{DB}$  se rattache à la jonction PN drain-substrat en polarisation inverse. Elle est une fonction du potentiel du drain et de sa jonction périphérique (lorsqu'on lui applique une tension brutale)  $C_{min}$  :

$$C_{DB} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r (V_{DB} + \Phi)^{1/2}}{d_j} + C_{min}$$

avec  $d_j$ , largeur de la jonction,  $\Phi$ , grandeur du potentiel interne de contact au niveau de la transition PN ; ( $\epsilon_0 \epsilon_r$ ), permittivité du matériau semi-conducteur intrinsèque (non dopé).

Une forte impédance d'entrée, accompagnée d'un bruit réduit, ne peut être obtenue que si la capacité d'entrée  $C_1$  du T.E.C. est ramenée à sa valeur minimale. Un montage à contre-réaction permettra d'atteindre 0,4 pF même si la capacité propre du T.E.C. voisine 30pF, au niveau de la grille. Ceci est avantageux

aux fréquences élevées puisqu'à cette condition la réponse en fréquence sera étalée. Si la charge est résistive, la capacité réelle d'entrée, alors réduite par la contre-réaction en tension sera :

$$C_1 = C_{gd} + (1 - A) C_{gs}$$

avec :

$$0 < A = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s} < 1$$

où :

$g_m$  est la transconductance grille-drain et  $R_s$ , la résistance de la source ; en général,  $C_{gd} \approx 0,3$  pF,  $C_{gs} \approx 5$  pF, et avec  $A \approx 0,5$ , nous aurons  $C_1$  réduite à 2,8 pF

La figure 35-2 reproduit l'allure globale de la courbe  $C_1 = f(V_1)$ , où  $V_1$  est la tension appliquée sur l'entrée (I = in put et non pas... intensité !). Cette variation est exprimée en valeurs typiques par les constructeurs, c'est-à-dire qu'il s'agit là d'une représentation formelle qu'un acquéreur éventuel ne saurait exiger reproductible à travers les séries fabriquées pour un même type de composant, sans accord préalable à la commande.

### 3.5-2 Cas des M.O.S. T.E.C. (ou M.O.S.-F.E.T. pour les respectueux de l'ordre français par trop bien établi).

### 3.5-2-1 Existence physique des capacités.

Nous rencontrerons, ici, diverses capacités (d'ailleurs également identifiables pour maintes d'entre elles dans les T.E.C.) que nous devons, au prime abord, définir, à l'aide des notations reportées fig. 3.5(a, b, c) et des remarques ci-après :

$C_{GS}, C_{gs}$  : capacité grille source en continu (GS) et en alternatif (gs) ; dans le premier cas ce ne peut être qu'une capacité de fuite ;

$C_{DS}, C_{ds}$  : capacité drain-source ;

$C_{GD}, C_{gd}$  : capacité grille-drain ;  $C_{SB}, C_{sb}$  : capacité source-substrat ;

$C_{GB}, C_{gb}$  : capacité grille-substrat ;

$C_{DB}, C_{db}$  : capacité drain-substrat ;

$C_{SC}, C_{sc}$  : capacité source-canal ;

$C_{GC}, C_{gc}$  : capacité grille-canal ;  $C_{DC}, C_{dc}$  : capacité drain-canal ;

$C_{SBB}, C_{sbb}$  : capacité source-boîtier (BB) ;

$C_{GBB}, C_{gbb}$  : capacité grille-boîtier ;

$C_{DBB}, C_{dbb}$  : capacité drain-boîtier ;

$C\phi$  : capacité de l'entrée d'horloge.

L'horloge délivre un train d'impulsions en créneaux rectan-

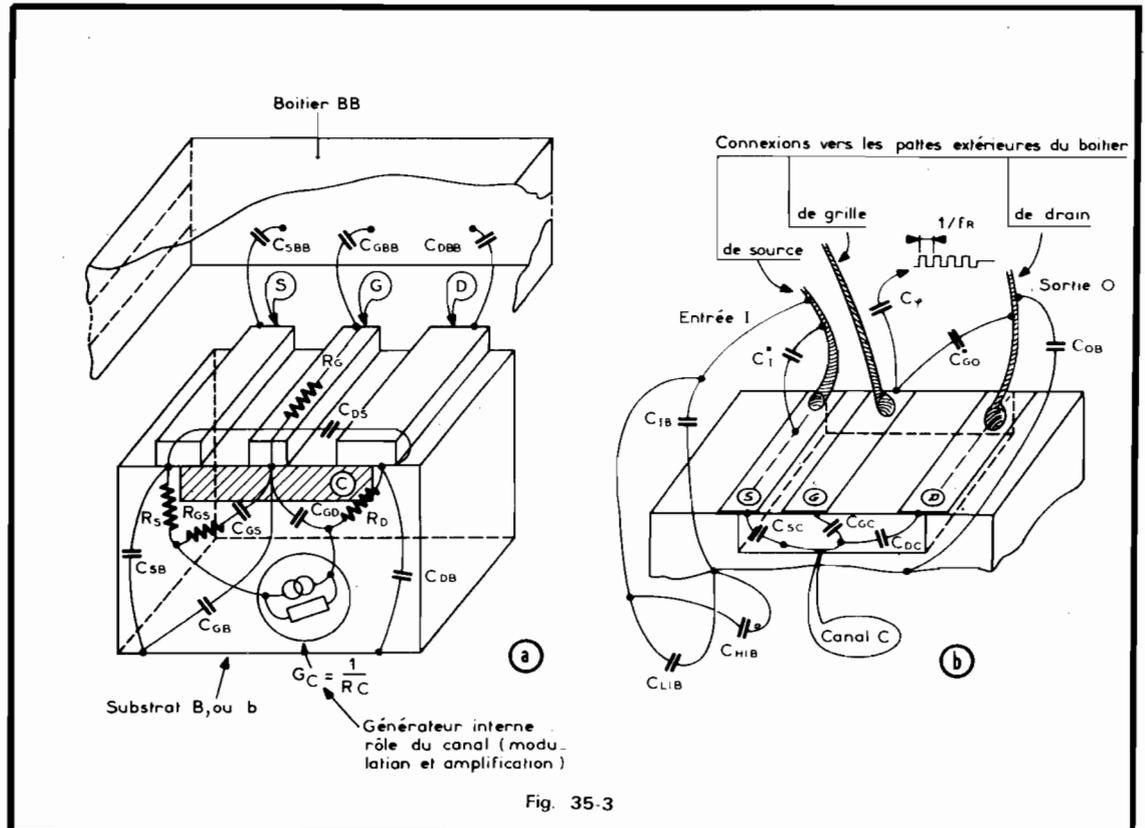


Fig. 35-3

gulaires parfaits de fréquence de récurrence  $f_r$ .

A cette liste de capacités, il faut ajouter la suivante, dite de « capacités composées » car elles dépendent de combinaisons des précédentes mais aussi de conditions d'insertion des M.O.S.T. dans les circuits d'utilisation :

$C_i, C_o$  : capacité d'entrée (input) ;

$C_{IB}, C_{ib}$  : capacité d'entrée-substrat ;

$C_{GO}, C_{go}$  : capacité grille-sortie (output) ;

$C_L$  : capacité de charge (load) ;

$C_{LIB}$  : capacité d'entrée substrat en logique bas niveau positive ou négative ;

$C_{HIB}$  : capacité d'entrée substrat en logique haut niveau positive ou négative.

Le tableau 35-1 procure quelques ordres de grandeurs à propos des capacités ci-dessus définies.

Examinons, maintenant, ces capacités afin de bien les situer lors de l'étude des paramètres admittances qui suivra dans cet exposé.

La capacité  $C_{GS}$  grille-source est en fait une portion inactive de

la capacité de grille, puisqu'elle n'affecte pas directement la conductivité du canal. Elle représente la portion de l'électrode métallique de grille recouvrant la région fortement dopée constituant la zone source du M.O.S.T.

La capacité  $C_{DS}$ , drain-source, joue un rôle rétro-actif de la sortie sur l'entrée.

La capacité  $C_{GD}$  est de même la capacité inter-électrode prise sur la grille et le drain. Mais ici, elle est amplifiée par l'effet Miller, aussi la technologie propose-t-elle, pour en réduire la nuisance, d'utiliser une électrode de grille asymétrique par rapport à la source.

La capacité  $C_{SB}$  source-substrat dépend de la présence d'une jonction entre la source et le substrat semi-conducteur. Elle se relie donc au potentiel interne de cette barrière.

La capacité  $C_{GB}$  résulte des fuites causées par le recouvrement du corps semi-conducteur dû à l'électrode métallique de grille. Pour la minimiser, il convient de séparer la grille en petits plots répartis sur une couche épaisse d'oxyde étalée sur toute la surface supérieure du semi-conducteur, sauf au-dessus de la zone prise sur le canal. Grâce à cette méthode on diminue aussi  $C_{GS}$  et  $C_{GD}$ .

$C_{DB}$  relève de l'existence de la jonction drain-substrat et dépend en conséquence de son potentiel de contact.

$C_{SC}$ , capacité source-canal est négligeable. On l'introduit dans la grandeur de  $C_{SB}$  pour dresser le circuit équivalent de la figure 38-3(c).

La capacité  $C_{GC}$  est active pour sa part. Il s'agit de la capacité dynamique (c'est-à-dire fonction de la charge électrique qui lui est appliquée) distribuée entre la grille et le canal (fig. 35-9). Sa valeur est calculée par :

$$C_{GC} = \frac{\Delta Q_{\text{canal}}}{\Delta V_G}$$

$$= \frac{f(\text{charge du canal } Q_c)}{\text{variation de la tension de grille}}$$

La charge du canal est fonction de la tension de drain donc  $C_{GC}$  en dépend consécutivement. A la saturation en intensité :

$$C_{GC} = 2/3 A_{GC} C_{ox}$$

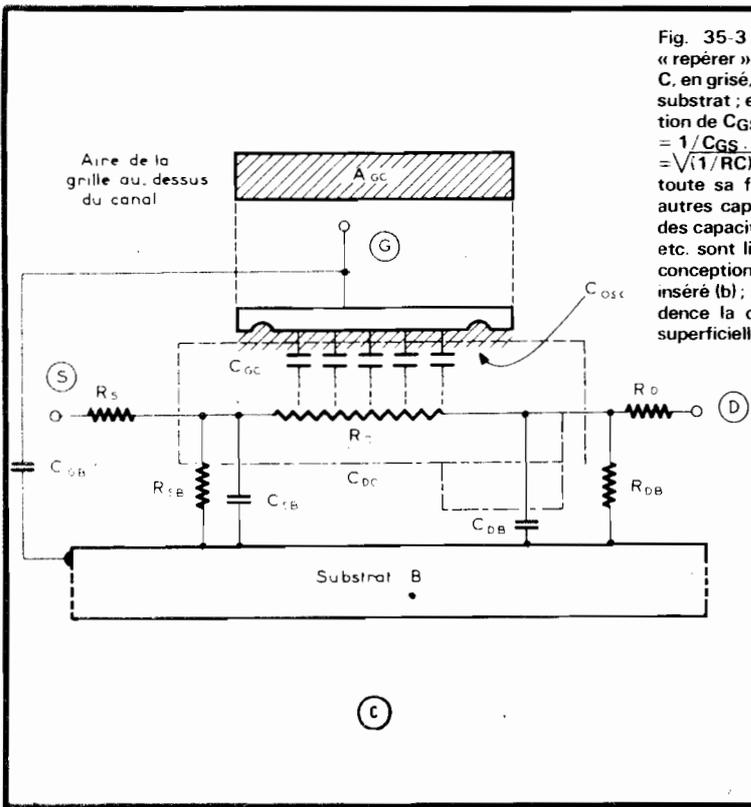
où  $A_{GC}$  est l'aire de la grille au-dessus du canal.

La capacité drain-canal est une grandeur composée découlant de contre-réactions. Elle s'exprime

Tableau 35-1 : Grandeurs typiques des capacités.

Désignation	Ordres de grandeurs	Désignation	Ordres de grandeurs
$C_{I1ss}$	4,0 [pF] à 20 [pF]	$C_{SBB}$	0,1 [pF] à 5,0 [pF]
$C_{I2ss}$	3,0 [pF] à 10 [pF]	$C_{GBB}$	0,1 [pF] à 5,0 [pF]
$C_{2ss}$	2,0 [pF] à 10 [pF]	$C_{DDB}$	0,1 [pF] à 5,0 [pF]
$C_{GS}$	1,0 [pF] à 5 [pF]	$C_{\phi}$	0,07 [pF] à 0,50 [pF]
$C_{DS}$	0,20 [pF] à 0,40 [pF]	$C_i$	2,0 [pF] à 15 [pF]
$C_{GD}$	0,10 [pF] à 0,90 [pF]	$C_{IB}$	5,0 [pF] à 20 [pF]
$C_{SB}$	2,0 [pF] à 5,0 [pF]	$C_{GO}$	2,0 [pF] à 15 [pF]
$C_{GB}$	4,0 [pF] à 6,0 [pF]	$G_{ox}$	$\approx 10^{-2} \mu F/cm^2$
$C_{DB}$	0,6 [pF] à 7,0 [pF]	Observation importante	Les valeurs relevées dans ces colonnes ne sont communiquées qu'à titre approximatif. Les grandeurs réelles dépendent des technologies retenues et doivent être vérifiées sur les catalogues.
$C_{SC}$	2,0 [pF] à 8,0 [pF]		
$C_{GC}$	2,0 [pF] à 8,0 [pF]		
$C_{DC}$	2,0 [pF] à 8,0 [pF]		

Fig. 35-3 : Illustration schématique permettant de « repérer » les diverses capacités d'un M.O.S.T., le canal C, en grisé, est induit par les polarisations de grille et de substrat ; en continu et aux basses fréquences, la réaction de  $C_{GS}$  (qui vaut environ 5 pF) est très grande ( $X_{GS} = 1/C_{GS} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$ ), le générateur interne  $g_m \cdot Y_m$  (avec  $Y_m = \sqrt{1/RC^2 + (C_c \omega)^2}$ ) ne débite aucun courant donc, toute sa f.é.m. se trouve appliquée au M.O.S.T. (a) ; autres capacités placées in situ, observer la présence des capacités qu'entraîne le canal induit,  $C_i, C_{GD}, C_{DB}$ , etc. sont liées aux effets d'électrodes mais aussi à la conception externe du circuit dans lequel le M.O.S.T. est inséré (b) ; schéma équivalent simplifié mettant en évidence la capacité engendrée par la couche d'oxyde superficielle (c).



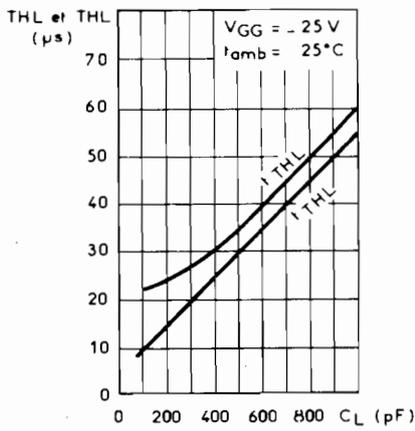


Fig. 35-4 : Influence de la capacité de charge (extérieure au M.O.S.T.) sur les temps de commutation en régime logique (impulsionnel) : bien noter que :

TLH	Temps de transition à la croissance	Charge en sortie : 20 pF	1 µs
		Charge en sortie : 200 pF	15 µs
THL	Temps de transition à la décroissance	Charge en sortie : 20 pF	15 µs
		Charge en sortie : 200 pF	25 µs

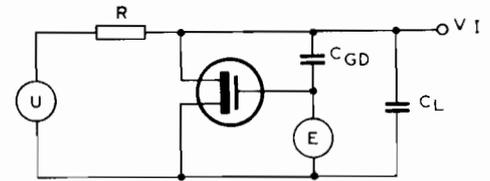


Fig. 35-5 : Schéma établissant le rôle de  $C_{GD}$ , capacité grille-drain et de  $C_L$ , capacité de charge dans un montage commutateur ;  $C_{GD}$  est assimilée à la capacité de sortie du M.O.S.T.

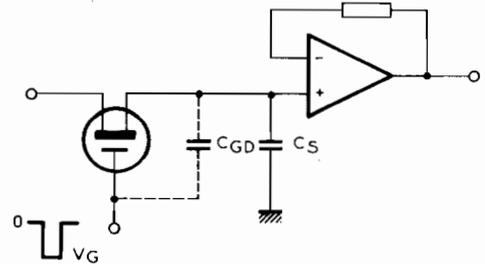


Fig. 35-6 : Schéma d'un échantillonneur-bloqueur, illustrant l'existence d'une tension de départ liée au diviseur capacitif  $C_{GD}/C_L$ .

par :

$$C_{DC} = \frac{\Delta Q_c}{\Delta V_D}$$

et détermine, en fait, le degré atteint par le courant de drain à saturation.

Nous n'insisterons pas sur les capacités de boîtiers (indice DBB, GBB, SBB) qui se comprennent bien sans discours superflus, tout comme la capacité  $C$  liée à l'électrode de l'horloge quand elle existe et à son contact ohmique sur la surface du matériau.

La figure 38-3 b explicite par elle-même les autres capacités parasites.

En revanche, il nous semble opportun de dire quelques mots à propos de la capacité d'entrée  $C_i$ , ou  $C_i$ , la lettre minuscule étant réservée aux fréquences élevées de pulsation  $\omega$ . Pour celles-ci, la réactance  $X_{GS}$  (ou mieux  $X_{gs}$  valant  $1/C_{gs} \cdot \omega$ ) augmente parce que l'effet Miller (transfert de capacité sortie-entrée) ajoute à l'entrée une capacité telle que :

$$C_{GD} (1 - A_v)$$

$$= C_{GD} (1 - \frac{\Delta V_s}{\Delta V_i})$$

soit :

$$C_i = C_{gs} + C_{gd} (1 - A_v)$$

Comme  $A_v = -\Delta V_s/\Delta V_g$  est négatif (et supposé ici réel) alors la capacité d'entrée s'accroît. On ne

la réduit qu'à l'aide de circuits de contre-réaction externes.

Notons, dès à présent, que la capacité de charge  $C_L$  introduit, en régime impulsionnel, des transitions temporelles tant à la croissance ( $t_{TLH}$ ) qu'à la décroissance ( $t_{THL}$ ) des fronts et des chutes de l'impulsion. Ces variations sont tracées sur la figure 35-1 ; TLH signifie transition du niveau logique bas (O) au niveau logique haut (1) ; THL, transition du niveau logique haut (1) au niveau logique bas (O) ; on ne se préoccupe pas là de savoir si l'on travaille en logique positive ou négative.

De plus, il nous faut insister sur le fait que dans les dispositifs à large échelle d'intégration (LSI : large scale of integration) des capacités parasites d'interconnexion et des capacités de fuite excédentaires interviennent sur les « pattes » de sortie des boîtiers, qui distribuent les informations préalablement traitées (fan out », ou « sortance »). S'il y a N portes, en sortie, on dénombrera  $C_{PN}$  capacités perturbatrices. Si la charge est capacitive  $C_L$ , la dégradation des temps de propagation élémentaire (de chacune des N portes individuelles)  $\tau_{PN}$ , amènera un retard  $\tau_p$  global qui s'énonce :

$$\tau_p = \tau_{p1} (1 + \frac{C_{p1}}{C_L}) + \tau_{p2} (1 + \frac{C_{p2}}{C_L}) + \dots + \tau_{pN} (1 + \frac{C_{pN}}{C_L})$$

$$+ \dots + \tau_{pN} (1 + \frac{C_{pN}}{C_L})$$

Il ne paraît donc pas astucieux de négliger les phénomènes capacitifs, en logique, d'autant plus que l'on travaille avec des impulsions quasi-carrées donc riches en basses et hautes fréquences, ce qui dégrade leur forme et contraint à les restructurer de temps en temps grâce à une horloge alimentant un circuit ET (AND) de régénération.

La vitesse de commutation des circuits intégrés MOS est limitée par des constantes RC. Dans le cas particulier de la commutation analogique, il existe un compromis entre la précision et la vitesse.

En continu la précision dépend du rapport entre la résistance de charge et  $R_{on}$ , mais pendant la commutation, la capacité de couplage grille-entrée ou grille-sortie doit être prise en compte. L'effet des transitions doit être examiné dans chaque cas et peut souvent être réduit au moyen de techniques simples.

Considérons par exemple un amplificateur bas niveau possédant en entrée un découpeur parallèle. Soit R la résistance de la source et E l'amplitude du signal de commande.

A chaque commutation apparaît une pointe de tension dont la valeur est donnée par :

$$u \approx E \cdot \frac{C_{GD}}{C_L}$$

La valeur moyenne (tension de départ) est donnée par :  $\bar{u} \approx E \cdot C_{GD} \cdot R \cdot f$ .

où f est la fréquence de répétition du signal de commande.

Le schéma de principe est rappelé figure 35-5.

Par ailleurs, dans le cas bien connu des techniciens de l'échantillonneur-bloqueur (sample and hold) dans lequel la tension mémorisée  $V_o$  apparaît aux bornes d'une capacité mémoire  $C_L$ , la commande de grille introduit une erreur dite « tension de départ » sur  $V_o$ . Cette tension d'erreur est déterminée par le diviseur capacitif que constituent  $C_{GD}$  et  $C_L$ . Elle est donc inversement proportionnelle à la valeur de la capacité mémoire (fig. 35-6).

Le départ imputable à la commutation est de la forme :

$$u = V_G \times \frac{C_{GD}}{C_s}$$

Nous allons encore voir l'importance de  $C_{GD}$  à propos d'un circuit multiplexeur en tension (fig. 35-7) pour lequel la distorsion est minimale puisque l'impédance d'entrée  $Z_E$  sur l'entrée + de l'amplificateur opérationnel est très élevée. En effet, si  $Z_i$  est l'impédance d'entrée en mode différentiel de l'amplificateur opérationnel et  $A_v$  son gain en boucle ouverte à la fréquence de fonctionnement, il vient :

$$Z_E = A_v Z_i \frac{R_1}{R_1 + R_2} \gg R_{on}$$

La rapidité à la commutation de  $V_G$  sera par contre assez

# CIRATEL-COGEKIT,

**UN MIRAGE... NON !  
UNE REALITE !!!  
EN EXCLUSIVITE ET VENTE DIRECTE  
LA CHAINE **GRUNDIG**  
« Studio 1500 » Stéréo intégral**



### PUISSANCE 20 W

- Ensemble intégré, ligne ultra-plate • 4 gammes d'ondes : PO-GO-OC et FM • Décodeur automatique incorporé comportant un indicateur lumineux d'émission • Réglages précis et souples par curseurs linéaires : volume-balance stéréo graves-aigus • Vu-mètre d'accord • Filtre spécial réglé à 5 kHz éliminant automatiquement les sifflements d'interférences entre émetteurs • Touches de commutation avec compensation auto-

- matique et contacts de silence • Platine automatique équipée d'une cellule céramique à pointe diamant • Couvercle de protection en plexiglas • Sorties pour magnétophone et enceintes • Dimensions 54 x 18 x 37 cm. Pour compléter cette chaîne, il est prévu 2 ENCEINTES de classe professionnelle, de grande qualité, A VOTRE CHOIX : 2 enceintes Grundig BOX 203 de 33 x 23 x 8 cm ou 2 enceintes de la célèbre marque anglaise « KF-MP 92 » 50 x 28 x 24 cm.

EN VENTE PROMOTIONNELLE  
jusqu'à EPUISEMENT DU STOCK (limité)

**L'ENSEMBLE : CHAINE + 2 ENCEINTES  
GARANTIE 1 AN 1790 F  
LA CHAINE SEULE SANS LES ENCEINTES  
1440 F (frais d'envoi 40 F)**

**TOUS LES ARTICLES  
PRESENTES DANS LA PUBLICITE  
DU HAUT-PARLEUR DE  
JUN RESTENT VALABLES**

**COGEKIT** se réserve le droit de modifier sans préavis  
**PRIX - CONCEPTION - ÉQUIPEMENT**

AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT Paiement à la commande par mandat ou chèque rédigé à l'ordre de

**CIRATEL-COGEKIT - C.C.P. 5719-06 PARIS**

JOINRE LE MONTANT DU PORT QUI FIGURE SUR CHAQUE ARTICLE

AUCUNE VENTE A CREDIT

Aucun envoi en dessous de 50 F • Nous n'avons pas de catalogue.

**ATTENTION ! ATTENTION !  
pour la VENTE PAR CORRESPONDANCE**

adressez vos commandes à **CIRATEL - COGEKIT**

Boîte Postale n° 133 75-PARIS (15°) Cette adresse suffit  
VENTE SUR PLACE de 9 h 30 à 13 heures et de 14 h 30 à 19 heures

**49, RUE DE LA CONVENTION - PARIS-15°**  
Métro : JAVEL, CHARLES-MICHEL, BOUCICAUT

FERMETURE DIMANCHE ET LUNDI

**CONGES** FERMETURE LE 3 AOUT  
**ANNUELS** REOUVERTURE LE 4 SEPTEMBRE

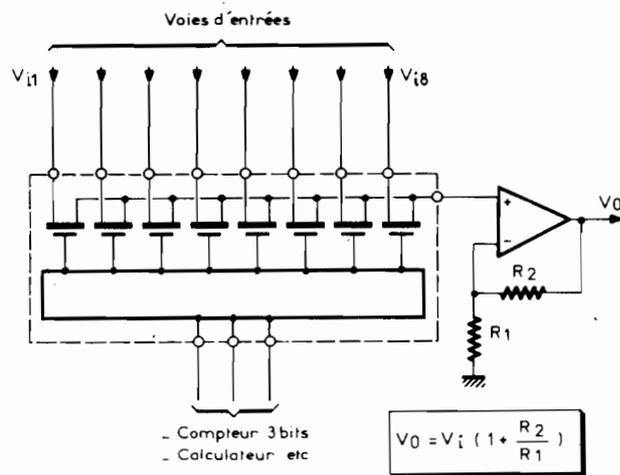


Fig. 35-7 : La présence de  $C_{GD}$  réduit la rapidité de commutation de la tension  $V_G$  dans ce montage multiplexeur en tension.

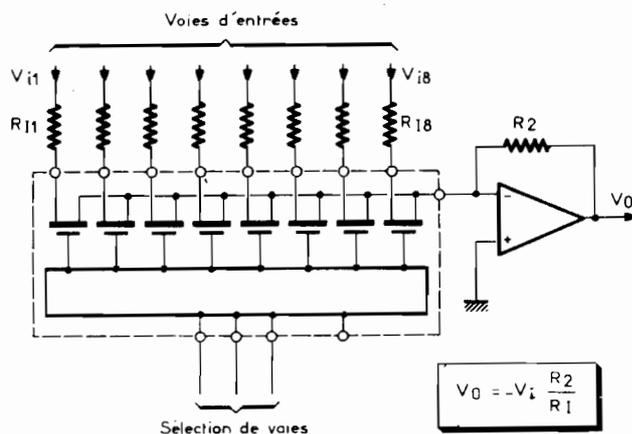


Fig. 35-8 : Dans le cas d'un multiplexeur en courant, la rapidité de commutation de  $V_G$  s'améliore grandement car seule la constante de temps  $R_G C_{GD}$  intervient ici.

réduite. La constante de temps :

$$A_v C_{GD} Z_i \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

sera en effet nettement supérieure à la constante de temps propre au décodeur ( $R_G C_{GB}$ ). Une résistance d'une dizaine de kilohms disposée entre l'entrée + et la masse permettra éventuellement de trouver un bon compromis entre la rapidité et le taux de distorsion.

Nous retrouverons cette question d'altération de forme des signaux dans d'autres réalisations, ainsi pour un multiplexeur en courant, cette fois-ci, dans lequel, il convient de rechercher un compromis distorsion-rapidité. Le circuit de la figure 35-8 correspond bien au but cherché. La vitesse à la commutation de  $V_G$  est excellente.

La seule constante de temps propre  $R_G C_{GD}$  intervient puis-

que  $R_L$  équivalent est très faible :

$$R_L \text{ équi.} = \frac{R_2 Z_i}{R_2 + Z_i (1 + A_v)}$$

le problème est différent sur la source puisque la constante de temps  $t_f$  à l'établissement de  $V_i$  vérifie la relation :

$$\theta_1 = R_i (C_{GS} + C_{GB})$$

$R_i$  devant être de valeur suffisante pour que le  $\Delta R_{ON}$  du canal conducteur reste faible devant cette valeur.

Ce montage est en pratique, plus rapide que le précédent, les taux de distorsions restant très acceptables ( $< 0,3\%$ , 1000 Hz,  $\pm 4V$ ) pour  $R_1$  supérieur à une dizaine de kilohms.