

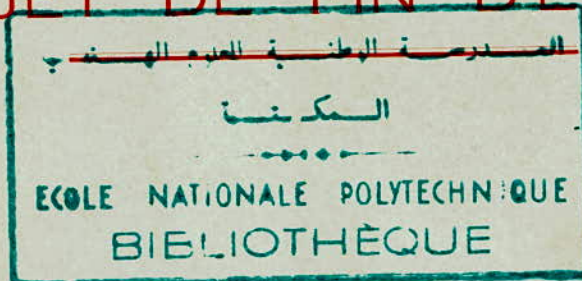
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ÉLECTRICITÉ

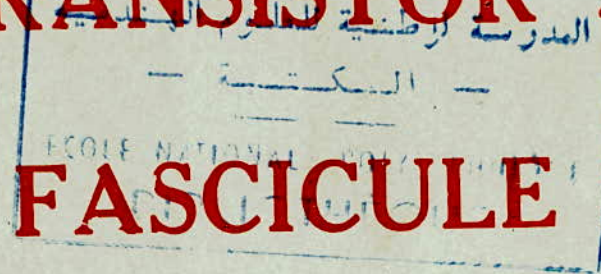
ELECTRONIQUE

3 ex

PROJET DE FIN D'ÉTUDES



LE TRANSISTOR M.O.S.



FASCICULE 2

AMPLIFICATION



ETUDIE PAR :  
BRAHAMI Mohamed-Mostafa

PROPOSE PAR :  
A. ZERGUERRAS



**LE TRANSISTOR M.O.S.**

**FASCICULE 2**

**AMPLIFICATION**

ETUDIE PAR

ABAHAMI MOHAMMED

MOSTAFA

PROPOSE PAR

A. ZERGUERRAS.

- 1975 -

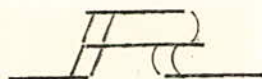
بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَمَا أَرْسَلْنَاكَ إِلَّا رَحْمَةً لِّلْعَالَمِينَ  
وَإِن كُنْتُمْ تُحِبُّونَ اللَّهَ فَاتَّبِعُونِي يُحْبِبْكُمُ اللَّهُ وَيَغْفِرْ لَكُمْ ذُنُوبَكُمْ  
اللَّهُ غَفُورٌ رَّحِيمٌ

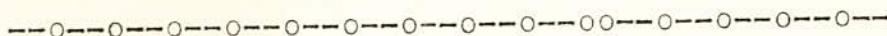
فَاذْكُرُونِي أَذْكُرْكُمْ وَآتُوا لِي مِمَّا رَزَقْتُكُمْ لَعَلَّكُمْ تَتَّقُونَ

اللَّهُمَّ صَلِّ عَلَى مُحَمَّدٍ وَعَلَى آلِ مُحَمَّدٍ  
وَالصَّلَاةُ وَالسَّلَامُ





EMERCIEMENTS



\*\*\* à M. A. ZERGUERRAS ,qui a eu l'aimable  
solicitude de nous diriger dans ce  
travail.

\*\* à M. le Directeur de l'ENPA, ainsi  
qu'à MM. les Enseignants qui ont  
contribué à notre formation.

---o---o---ooo---o---o---ooo---o---o---



E D I C A C E

---o---o---o---ooo---o---o---ooo---o---o---ooo---o---o---

\*\* A mon père et ma mère, les deux  
êtres qui m'ont offert au berceau  
le don le plus précieux :  
celui de la F O I .

\*\* A ma soeur N. , en témoignage de mon  
amour fraternel.

\*\* A ma femme C. , expression de ma  
plus tendre affection.

\*\* A ma grande Famille de la MOSQUEE des ETUDIANTS  
au contact de laquelle se sont renforcées ma  
foi et ma conviction, et que j'ai trouvée  
si près de moi , à tout instant et en  
tout lieu.

---o---o---ooo---o---o---ooo---o---o---ooo---o---o---

# // O M M A I R E .

=====

## CHAPITRE I : LE TRANSISTOR M.O.S.

1.1.	Terminologie	1
1.2.	Fonctionnement du transistor MOS	2
1.3.	Caractéristiques du TMOS et équation de base	6
1.3.1.	Entrées et sortie.	6
1.3.2.	Courant drain.	8
1.3.3.	Résistance de conduction.	10
1.3.4.	Transconductance.	11
1.3.5.	Résistances d'entrée et de canal.	12
1.3.6.	Le TMOS en résistance de charge.	12
1.3.7.	Le TMOS en commutation.	13
1.3.8.	Capacités dans le TMOS.	15
1.3.9.	Limites des dimensions géométriques.	16
1.3.10.	Surcharges .Protection des entrées.	16
1.3.11.	Coefficient de qualité.Effet de température.	17
1.4.	Conclusions.	18
	Annexe I :Fonctionnement d'un TMOS, Canal N à enrichissement.	21
	Annexe II :Remarques sur $V_{th}$	22



## CHAPITRE II : AMPLIFICATION DES SIGNAUX FAIBLES.

2.1.	Introduction.	23
2.2.	Amplification linéaire.	24
2.2.1.	Circuit équivalent:description.	24
2.2.2.	Gain et stabilité.	28
2.2.3.	Les éléments parasites.	33
2.3.	Paramètres admittance.	39
2.3.1.	Utilisation des paramètres admittance.	39
2.3.2.	Expression du gain en fonction des paramètres	41
	Conclusion.	47
	Annexe I:Circuit équivalent à saturation.	48

## CHAPITRE III : LE BRUIT DANS LE TRANSISTOR MOS.

3.1.	Introduction.	51
3.2.	Bruit thermique.	51
3.3.	Resistance de bruit équivalente et facteur de bruit.	55
3.4.	Le bruit en Basse Fréquence.	59
	Conclusion.	61
	Annexe I :Rappel sur le bruit.	63

## CHAPITRE IV : AMPLIFICATION DE PUISSANCE DANS LA BANDE RF (3 à 30 MHz.) PAR LE TMOS.

4.1.	Introduction.	64
------	---------------	----

4.2.	Puissance de sortie.	65
4.3.	Limitations de tensions sur le TMOS	66
4.3.1.	Claquage destructif de l'oxyde de porte	66
4.3.2.	Claquage en avalanche de la jonction drain	69
4.3.3.	Percement entre source et drain.	70
4.4.	Courant et facteur de gain.	73
4.5.	Influence de la fréquence sur les variations de rendement.	79
4.6.	Comportement thermique.	81
4.7.	Résultats expérimentaux.	82
	Conclusion.	86
	Annexe I : Intermodulation.	88
	Annexe II : Compléments de calculs.	89

### APPLICATIONS PRATIQUES.

#### CHAPITRE V : AMPLIFICATEUR AUDIO FREQUENCES , avec haute impédance d'entrée et faible bruit.

5.1.	Introduction.	92
5.2.	Circuits amplificateurs utilisant des TMOS et des transistors bipolaires.	92
5.3.	Distorsion.	95
5.4.	$Z_{in}$ et $Z_{out}$ .	97

5.5.	Le bruit.	98
5.6.	Application pratique: Amplificateur d'électrophone.	98
	Conclusion.	100

CHAPITRE VI : TETRODE MOS POUR BANDE UHF (Hyperfréquences  
 -----  
 300 à 3000 MHz.), avec Canal de 1,5 um. de long  
 -----

	Introduction.	101
6.1.	Caractéristiques de la Tétrode MOS.	101
6.2.	Hyperfréquences : Canal court.	107
6.3.	Comparaison entre deux Tétrodes MOS	110
	Conclusion.	115

Listes de TMOS.



## INTRODUCTION

Le travail que nous présentons dans le cadre , de cette modeste étude, est d'abord et avant tout, un travail de synthèse et un travail de groupements de différents articles ou études ayant parus, sur un sujet bien précis, mais assez vaste, à savoir l'étude du comportement du Transistor MOS en tant qu'amplificateur.

Le Transistor MOS fait partie de la grande famille des transistors à effet de champ (FET). Cet effet de champ avait été découvert déjà en 1928 par LILIENTHAL qui étudiait le comportement d'une plaquette de Semi Conducteur soumise à un champ électrique. Il avait trouvé notamment que le champ électrique modifiait la répartition des porteurs de charges dans le semi conducteur, et par suite sa résistance.

Ainsi apparût la possibilité de commander le passage du courant par un champ électrique.

Le premier transistor à effet de champ, qui avait été alors appelé "Fieldistor " était réalisé au moyen d'un cristal de Germanium. Ensuite le Français TEZNER conçut le Technetron, qui est un transistor à effet de champ mais il ne connût pas de succès, à cause de sa faible pente. Dans tous ces cas, la porte de commande ou la grille n'était pas isolée du substrat.

Et c'est un fait nouveau qui est venu bouleverser totalement la technologie des TEC, et qui a relancé complètement l'intérêt sur les dispositifs à effet de champ.

Ce fait nouveau est l'utilisation de la technique Planar, inventée par la Société FAIRCHILD. Grâce à cette technique, il s'ensuivit un développement rapide du FET, et l'on peut dire que la grande année de sa parution

est 1965.

En même temps que se perfectionnait les dispositifs à effet de champ possédant une jonction; une autre technique apparaissait, s'inspirant des réalisations du TEC, mais utilisant une grille (ou porte) totalement isolée du canal: il s'agit alors du Transistor MOS., appelé aussi Transistor à grille isolée.

L'un des avantages du TMOS par rapport au TEC, outre sa pente plus élevée, est son impédance d'entrée très élevée de même :  $10^{14}$  au lieu de  $10^9$ .

Nous avons essayé, dans cette étude, d'analyser le fonctionnement du TMOS, en donnant ses différentes caractéristiques. Certaines de ces caractéristiques n'ont pas été très développées, vu qu'elles sont traitées avec plus de détail, soit dans le Fascicule I, soit dans le Fascicule III.

Après le fonctionnement, c'est au tour de l'amplification faible niveau par le TMOS, son circuit équivalent, et le comportement de son gain en fonction de la fréquence. Le bruit dans le TMOS, suivra ce 2<sup>ème</sup> chapitre.

L'amplification de puissance, dans la bande R.F.; avec les différents problèmes intrinsèques qu'elles posent, à savoir des tensions de polarisation assez haute, et des courants intenses, a été traitée de même.

Deux applications pratiques ont été traitées : le comportement du TMOS en Audio fréquences, et en Hyperfréquences, et les différentes améliorations possibles dans chaque cas...../...../...../...../

Nous espérons, par la présente étude, avoir essayé de donner certaines idées directrices sur le TMOS et ses applications. Il ne nous a pas été possible malheureusement, ni de fabriquer nous mêmes les TMOS, ni d'en acheter pour pouvoir présenter des manipulations. Et ceci revenant à des difficultés matérielles bien connues.

Néanmoins, nous proposons à ce qu'une suite pratique à ce projet puisse être traitée par d'autres étudiants. .../...

# CHAPITRE I : LE TRANSISTOR

## M . O . S .

### I . Terminologie

Il existe deux sortes de transistors :

- \* des transistors bipolaires qui se composent de trois couches et de deux jonctions : NPN et PNP .
- \* des transistors unipolaires, ou à effet de champ : F.E.T. ( Field-Effect -Transistor. ).

Les transistors à effet de champ sont de deux types :  
\*\*à jonction appelés J.F.E.T.  
\*\*à électrode de commande isolée, appelés MOS FET , ou encore Metal Oxyde Semi conducteur FET.

Un MOS FET est donc un composant électronique à trois électrodes : la source S, la porte (ou grille) G, et le drain D.

L'électrode de commande G est isolée, par construction, par une mince couche d'oxyde ( $\text{SiO}_2$ ) ou en général d'un isolant : c'est la structure générale appelée encore M.I.S. (Métal Isolant Semi conducteur. ).

De même la porte G peut ne pas être un métal ; par exemple du Silicium fortement dopé. On obtient ainsi la structure C.I.S. (Conducteur Isolant Semi conducteur. ).

Il existe 4 types de transistors MOS :

- \* à canal P :
  - à enrichissement (enhancement)
  - à appauvrissement (depletion).

dans lesquels les porteurs majoritaires sont des trous.

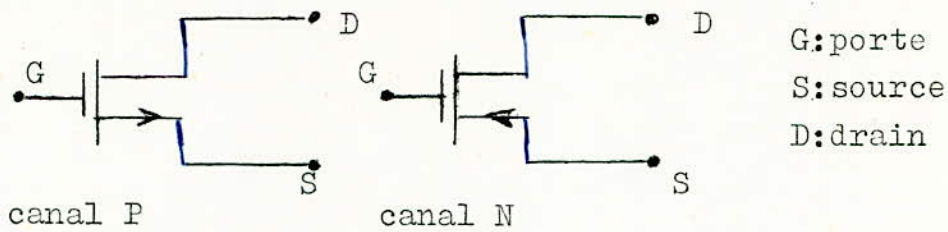
- \* à canal N :
  - à enrichissement
  - à appauvrissement

dans lesquels les porteurs majoritaires sont des électrons.

Le transistor est dit à enrichissement si le canal n'existe pas lorsqu'on n'applique aucune tension à la porte  $V_g = 0$ . Il est dit à appauvrissement si le canal existe pour

$V_g = 0$  v.

La représentation d'un transistor MOS est la suivante



Nous pouvons dresser le tableau suivant:

	Enrichissement	Appauvrissement
N		
P		

pour  $V_g=0$  pour les cas 1 et 3 : le canal n'existe pas.

pour les cas 2 et 4 : le canal existe

Les porteurs majoritaires sont :

pour les cas 1 et 2 : des électrons

pour les cas 3 et 4 : des trous.

## 2-Fonctionnement du transistor MOS.

Nous prendrons comme exemple un transistor à canal P. La coupe transversale du transistor MOS à canal P est de la forme figure 1.1.(a)

- régions P : région du substrat N dopé d'impuretés P.

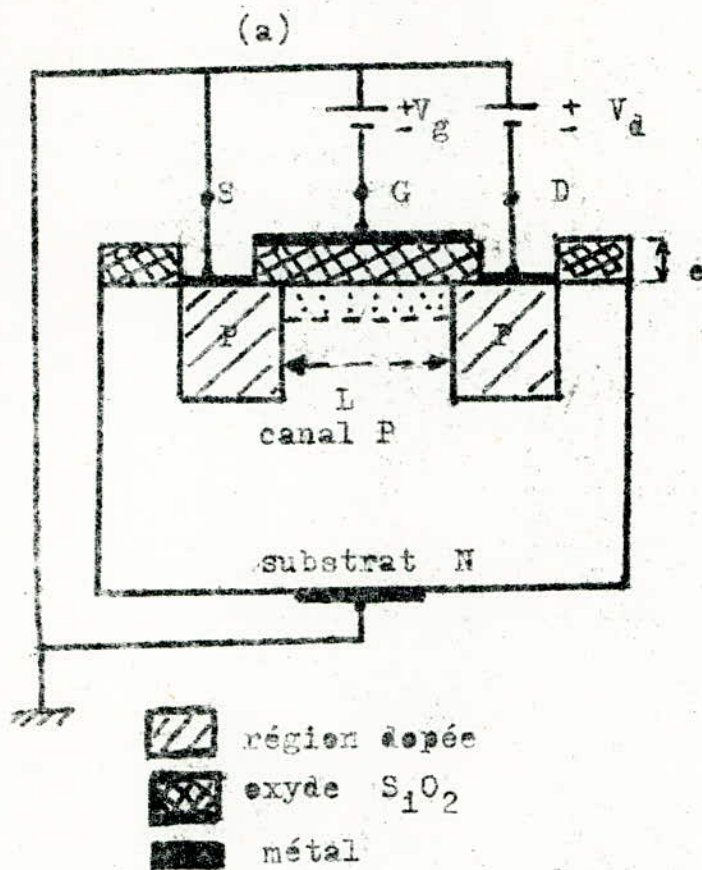
-L : Longueur du canal

-l : Largeur du canal

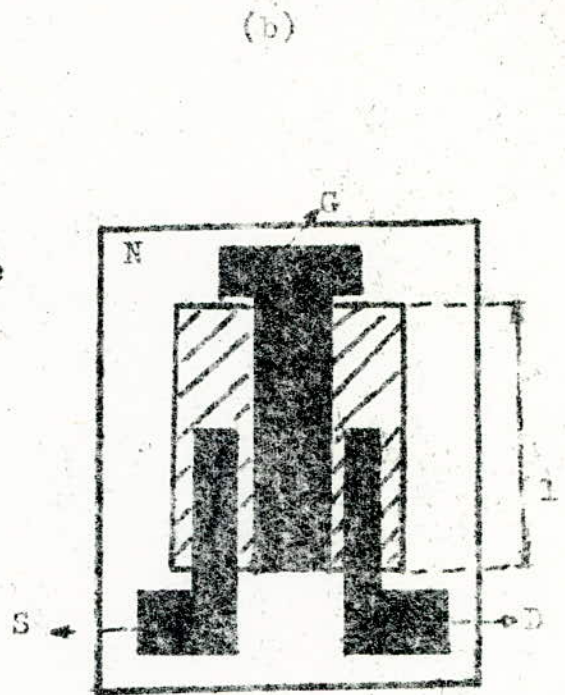
-  $V_g$  : tension appliquée à la porte G

-  $V_d$  : tension appliquée au drain D.

La couche d'oxyde a une épaisseur de 0,1 à 0,2 microns mètres. Cette couche est métallisée à la surface.

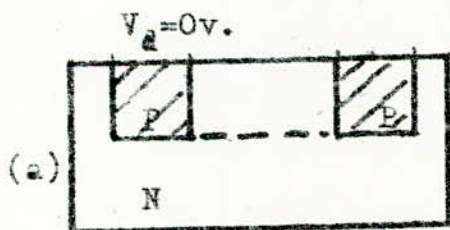


coupe d'un TMOS

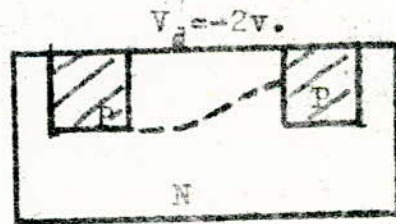


TMOS vu de haut.

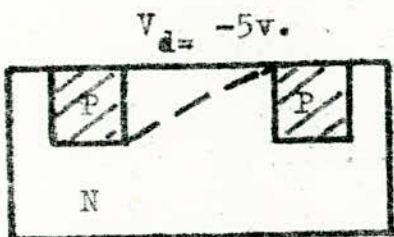
FIG. 1.1.



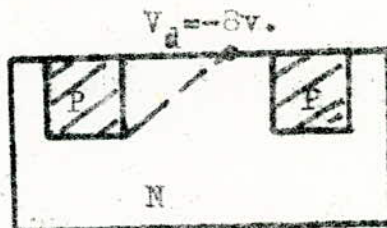
(a)



(b)



(c)



(d)

FIGURE 1.3.  
Comportement du TMOS en variant  $V_d$ .



..Variation de  $V_g, V_d$  étant fixée.

.On applique une tension  $V_d$  au drain ,qui reste fixée et on fait varier progressivement la tension de porte  $V_g$  de la valeur 0 à une valeur négative  $-V_g$ .

L'application de  $V_g$  négatif à partir de zéro a trois effets progressifs, au fur et à mesure que  $V_g$  devient de plus en plus négatif :

.-.Elle neutralise d'abord les les charges parasites de la couche d'oxyde  $S_iO_2$  ,et qui proviennent de la présence d'impuretés chimiques dans l'oxyde.

.-.Elle chasse ensuite progressivement l'exès d'élec-<sup>e</sup>trons de la zone N immédiatement sous la porte G. La zone devient donc intrinsèque, c'est à dire électrique-ment neutre

.-.Enfin elle inverse la polarité de cette même zone, zone qui devient du type P par accumulation de trous attirés par le potentiel négatif de la porte G. Il y a donc inversion de cette couche.

REMARQUE: C'est l'effet de principe d'un condensateur Si une plaque contient des charges négatives ,la seconde devra contenir des charges positives.

Le substrat contient donc des électrons libres. Ils sont repoussés par le champ. électrique crée par  $V_g$  ,et à leur place apparaissent des charges positives ,ce sont les trous. On a donc une inversion de porteurs.

La tension  $V_g$  conduisant à l'inversion de la zone N en zone P est appelée tension de seuil  $V_{th}$  .

(De manière plus pratique ,c'est la tension  $V_g$  donnant un courant drain  $I_{ds}$  de 10  $\mu A$ .)

Si une tension  $V_{ds}$  est appliquée, et si la valeur  $|V_g| > V_{th}$  il se forme un canal de type P. ( car les porteurs majoritaires sont des trous ), et la conduction est assurée ,car le courant est véhiculé par des porteurs majoritaires dans le canal.

Dans ce cas ce sera un courant de trous, et il sera d'autant plus important que la densité de trous est grande. Or l'excès de tension négative par rapport à la tension de seuil  $V_{th}$  détermine la densité de trous.

Cette densité sera donc déterminée par la tension effective de porte définie par:

$$V_{ge} = V_{gs} - V_{th}$$

Le courant sera donc d'autant plus important que  $V_{ge}$  est élevée, c'est à dire que  $V_{gs}$  plus négatif, (car  $V_{th}$  est fixée pour chaque transistor.).

D'autre part, la longueur de la couche d'inversion est déterminée par la différence de potentiel:

$$(V_g - V_{\text{substrat}})$$

Or :

$$V_{\text{source}} = 0$$

$$V_{\text{drain}} = V_d \neq 0$$

$$V_g - V_{\text{source}} > V_g - V_d$$

prés de S

pres de D.

La couche d'inversion est donc plus étroite pres du drain que de la source .

-. Variation de  $V_d, V_g$  constant.

-. A  $V_d = 0$  , la couche d' inversion est uniforme.

Figure 1.3.a

-. Si  $V_d$  diminue le canal s'étrangle. On dit que l'on est dans la région triode de la caractéristique. ( $I_d - V_g$ )

Figure 3.b.

-. Si  $V_d$  diminue encore , la couche disparaît près du drain. On a alors:

$$V_g - V_d = V_{th}$$

Figure 1.3.c.

-. Si  $V_d$  diminue encore plus, le canal est interrompu et l'on a :

$$V_g - V_d < V_{th}$$

Figure 1.3.d.

Cependant, nous pouvons déceler un courant pratiquement indépendant de  $V_d$ , du fait de l'existence de la région d'appauvrissement (déplétion) près du drain, le substrat capte les trous présents dans le canal: on dit qu'on est dans la région pentode.

### 3- Caractéristiques et équations de base.

#### 3.1. Caractéristiques d'entrées et de sorties.

Pour l'entrée:

$$I_g = f(V_{gs}).$$

La porte étant isolée, le courant d'entrée  $i_g$  est pratiquement nul (ex. le 3N.142,  $i_g = 10^{-12}$  A.)

Le transistor MOS est donc un dispositif commandé en tension.

La caractéristique de sortie  $I_d = f(V_{ds})$  à  $V_{gs}$  constant.

et de transfert  $I_d = f(V_{gs})$  à  $V_{ds}$  constant.

voir Figure 1.4.

$V_{gs} - V_{th} = V_{ds} \equiv$  zone de transition.

$V_{gs} - V_{th} \gg V_{ds} \equiv$  zone saturée: région pentode.

$V_{gs} - V_{th} \ll V_{ds} \equiv$  zone non saturée: région triode.

#### REMARQUE:

1. On applique à la porte G et au drain D, des tensions négatives. G repousse les électrons du substrat; tandis que G et D forment une diode polarisée en inverse, il y a par conséquent formation en dessous des électrodes d'une région de déplétion: l'isolation électrique du transistor MOS est assurée. (Figure 1.5.)

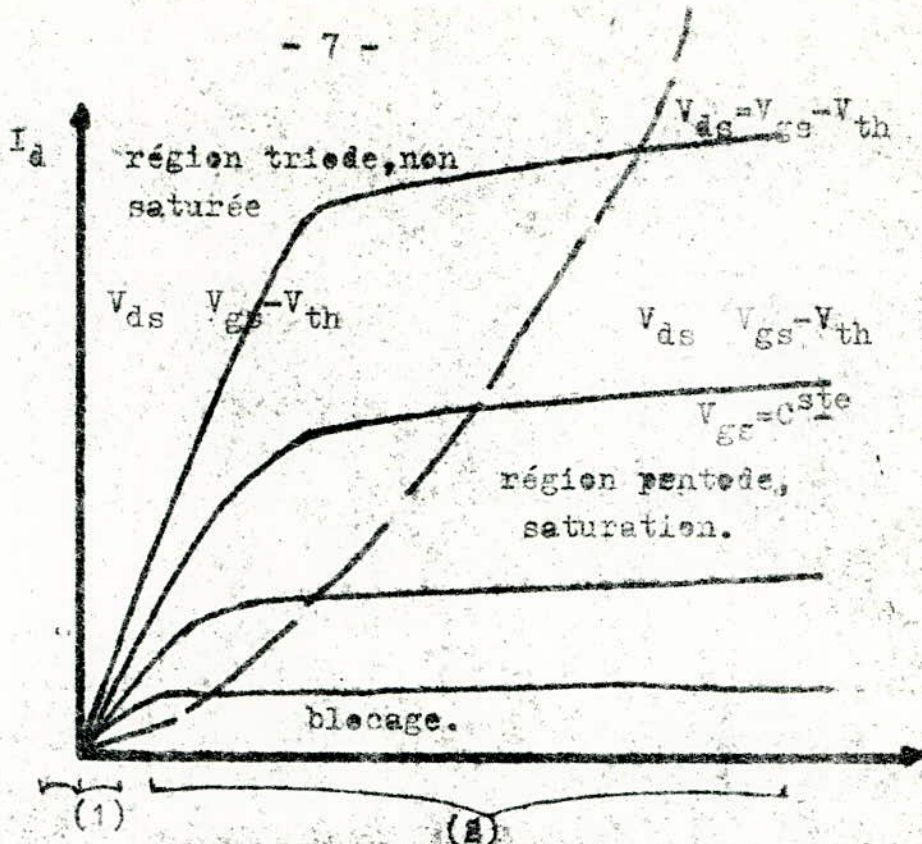


FIG. 1.4. Caractéristiques de sortie d'un TMOS.

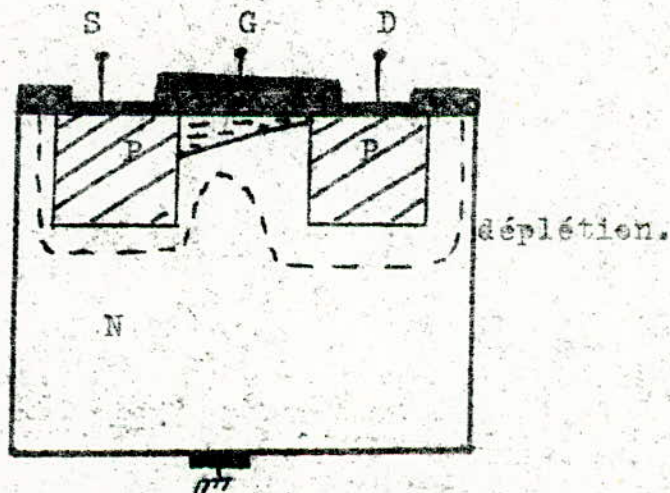


FIG. 1.5. Isolation électrique du TMOS.

.2. Les termes "triode" et "pentode" sont utilisés à cause du comportement analogue du transistor MOS: --- dans la région non saturée, le TMOS a un comportement comparable à celui d'une triode, c'est à dire qu'il est équivalent à une résistance linéaire dont la valeur dépend de  $V_{gs}$  ( zone 1 de la figure 1.4. ) --- tandis que pour la zone 2, c'est le régime de saturation où le courant est sensiblement indépendant de  $V_{ds}$ : comportement analogue à une pentode. C'est la zone normale de fonctionnement en amplificateur.

En Figure 1.6. a, b, c, d, nous donnons des caractéristiques de deux transistors MOS :

- TMOS BFW 96 : type canal N à enrichissement
- TMOS 3N142 : type canal N à appauvrissement

### 3.2. Expression du courant de drain.

Soit donc la tension effective de porte

$$V_{ge} = V_{gs} - V_{th} \quad (1) \quad (1.2.)$$

-- Dans la zone non saturée (triode)

$|V_{ds}| < |V_{ge}|$  nous avons l'expression suivante pour le courant drain:

$$I_{ds} = K(2 \cdot V_{ds} \cdot V_{ge} - V_{ds}^2) \quad (1.3.)$$

-- Dans la zone saturée (pentode)

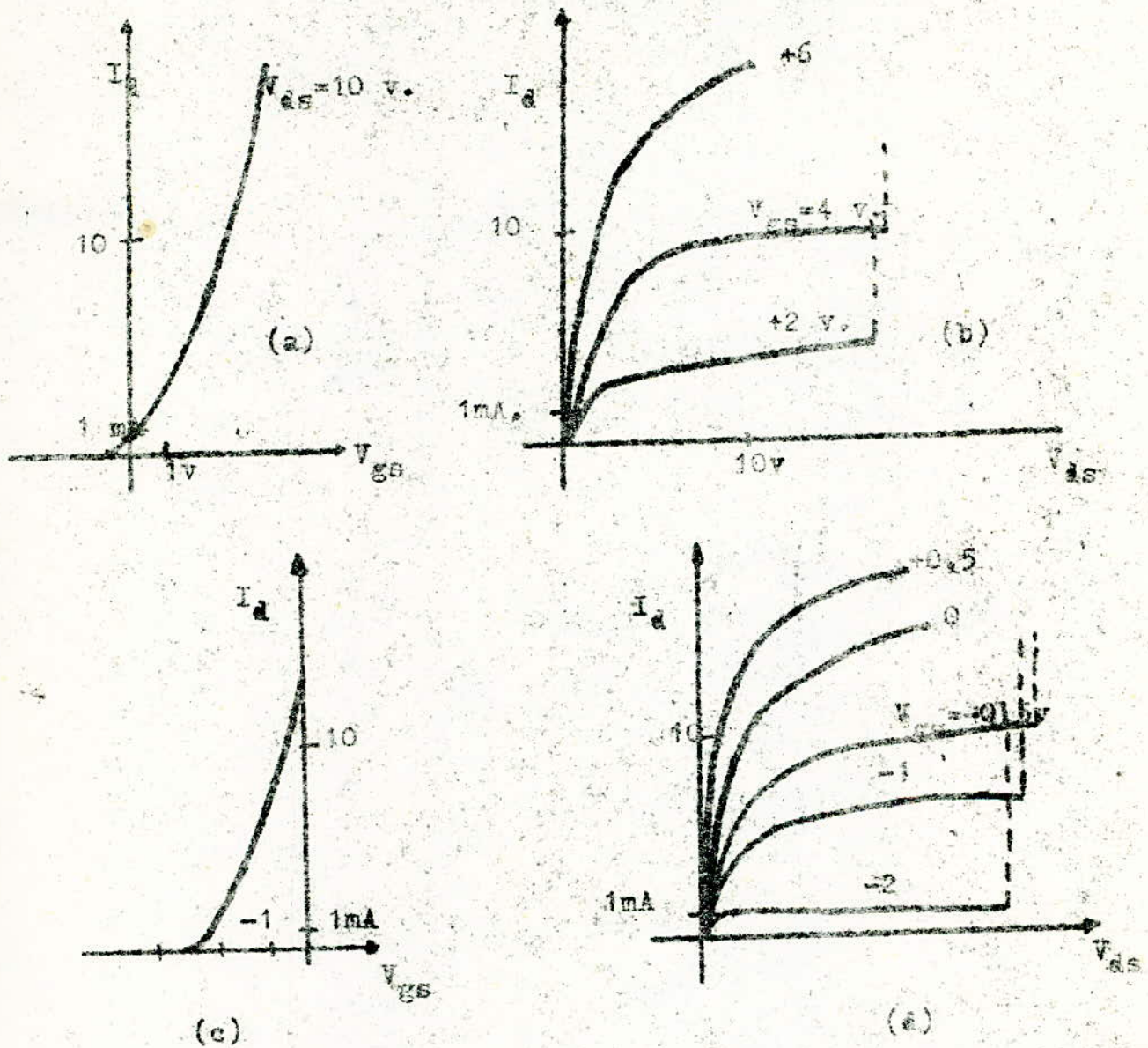
$|V_{ds}| > |V_{ge}|$  nous aurons l'expression du courant :

$$I_{ds} = K \cdot V_{ge}^2 \quad (1.4.)$$

avec comme expression de K :

$$K = \frac{\mu \cdot 1}{2 \cdot e \cdot L} \quad (1.5.) \quad \text{ou} \quad K = \frac{1}{L} \cdot K' \quad (1.6.)$$

Type TMOS BFW 96. Canal N. Enrichissement.



TMOS 3N142. Canal N. Appauvrissement.

FIG. 1.6.

Exemples de caractéristiques de deux TMOS

BFW 96.  
3N142

avec:

$\mu$  : mobilité moyenne des porteurs de charges dans le canal.

$\epsilon_0$  : constante diélectrique de l'oxyde

$e$  : épaisseur de la couche d'oxyde.

$l$  : largeur du canal.

$L$  : longueur du canal.

Application numérique :

si  $K=5,7 \cdot 10^{-3}$

$$\frac{l}{L} = 12$$

$$V_{th} = 3,5 \text{ v.}$$

$$V_{gs} = 12 \text{ v.}$$

alors:  $I_{ds} = 4,9 \text{ mA}$ :

### 3.3. Résistance de conduction du TMOS.

C'est la résistance de canal: drain-source:

$$R_{ds} = \left| \frac{\delta V_{ds}}{\delta I_{ds}} \right|_{V_{gs}} \quad (1.7.)$$

à l'état conducteur et dans la zone non saturée 1 on a:

$$R_{ds\text{on}} = \frac{1}{K \cdot (2 \cdot V_{ge} - 2 \cdot V_{ds})} \quad (1.8.)$$

$$\text{car } \frac{I_{ds}}{2 \cdot K} = V_{ge} \cdot V_{ds} - \frac{V_{ds}^2}{2} \quad \dots \frac{1}{2K} = V_{ge} \frac{\delta V_{ds}}{\delta I_{ds}} - V_{ds} \frac{\delta V_{ds}}{\delta I_{ds}}$$

$$\frac{1}{2 \cdot K} = \frac{\delta V_{ds}}{\delta I_{ds}} \cdot (V_{ge} - V_{ds}) \quad \text{d'où}$$

$$\frac{\delta V_{ds}}{\delta I_{ds}} = \frac{1}{2K \cdot (V_{ge} - V_{ds})}$$

La courbe étant approximativement linéaire dès l'origine où  $V_{ds}=0$  nous avons alors:

$$R_{dson} \approx \frac{1}{2K \cdot V_{ge}} \quad (1.9.)$$

### 3.4. Transconductance. (ou pente)

Dans la zone de saturation

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}} \quad (1.10.)$$

or  $I_{ds} = K \cdot (V_{ge})^2 = K(V_{gs} - V_{th})^2$  d'où l'on aura

$$\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} = 2K(V_{gs} - V_{th}) \quad \text{ainsi} \quad g_m = 2K \cdot V_{ge} \quad (1.11.)$$

$g_m$  est aussi appelé gain.

On remarque qu'il est proportionnel à  $K$  c'est à dire à  $\frac{1}{L}$ .

C'est le rapport  $\frac{1}{L}$  qui détermine la fonction du TMOS.

Si  $\frac{1}{L} < 1$  le TMOS fonctionne comme une résistance.

Si  $\frac{1}{L} > 1$  le TMOS fonctionne comme un transistor.

Ex.  $\frac{1}{L} = 4$  TMOS : élément actif.

$\frac{1}{L} = 0,25$  TMOS : élément de charge.

$\frac{1}{L} = 40$  TMOS : élément de sortie.



### 3.5. Résistances d'entrée et de canal.

En fait, il n'y a pratiquement aucun courant d'entrée, car l'impédance d'entrée est très élevée

$$Z_{in} \neq 10^{12} \Omega \text{ ou parfois plus.}$$

L'impédance de sortie est aussi élevée, mais dans des proportions moindres. Elle atteint plusieurs centaines d'ohms, c'est la résistance du canal en conduction, qui est notée

$R_{on}$  ou  $R_{dson}$  :

Cette impédance de sortie  $Z_{out}$  est supérieure à celle des transistors bipolaires.

### 3.6. Le TMOS en résistance de charge:

$$\text{Nous avons vu que (3.3) } R_{on} = \frac{1}{2K'V_{ge}}$$

et nous avons posé:  $K = K' \cdot \frac{L}{l}$  d'où

$$R_{on} = \frac{1}{2K' \cdot V_{ge}} \frac{L}{l}$$

Par analogie avec la formule applicable aux résistances diffusées, c'est à dire

$$R = \rho_{\square} \cdot \frac{L}{l} \text{ alors } \rho_{\square} = \frac{1}{2K'V_{ge}} \quad (1.12.)$$

ex.  $V_{ge} = 10 \text{ v.}$

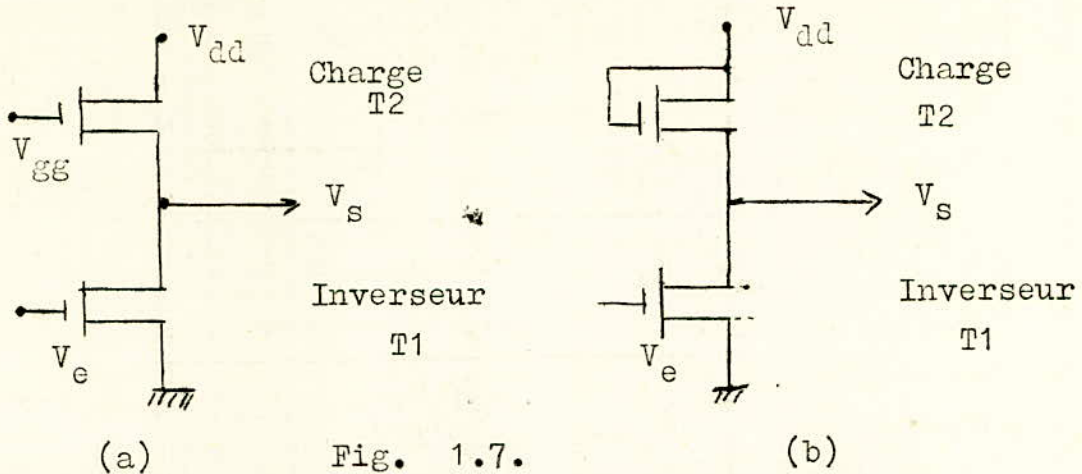
$$K' = 2,5 \text{ uA/v}^2 \Rightarrow \rho_{\square} = 40 \text{ k}\Omega.$$

Alors que pour les résistances diffusées  $\rho_{\square} = 200 \Omega.$

Nous avons donc une possibilité d'obtenir des résistances de charges de valeur très élevées (100 à 400 k $\Omega$ ).

Ceci est un avantage très important par rapport aux résistances diffusées, car la surface occupée par un TMOS n'est que de 10 % à 15 % de celle occupée par une résistance diffusée d'égale valeur.

Nous pouvons voir une application du TMOS en tant que résistance de charge dans l'étage inverseur suivant:



T1 : est l'élément actif, il a une forte pente:

$$g_m \text{ grand} \implies R_{on} \text{ faible (10 k}\Omega\text{)}$$

T2 : est l'élément utilisé comme charge; sa pente est faible.

$$g_m \text{ faible} \implies R_{on} \text{ grand (100 k}\Omega\text{)}$$

$$\left( \text{car } R_{on} = \left( \frac{\partial V_{ds}}{\partial I_{ds}} \right) = 1/2KV_{ge} \text{ et } g_m = 2KV_{ge} \right)$$

En fait ce qui différencie 2 TMOS actif et charge, c'est une différence géométrique:

$$\text{si } \frac{l}{L} < 1 \quad \text{TMOS résistance}$$

$$\text{si } \frac{l}{L} > 1 \quad \text{TMOS transistor actif.}$$

### 3.7. Le TMOS en commutation.

En Figure 1.8. (a) et (b)

si nous traçons la droite de charge qui a pour équation:

$$V_{ds} = V_{dd} - R_l \cdot I_d.$$

$$\text{SI } |V_{gs}| < |V_{th}| \quad \text{le TMOS est bloqué } V_{ds} = V_{dd}$$

$$\text{SI } |V_{gs}| > |V_{th}| \quad \text{le TMOS conduit } V_{ds} \neq 0.$$

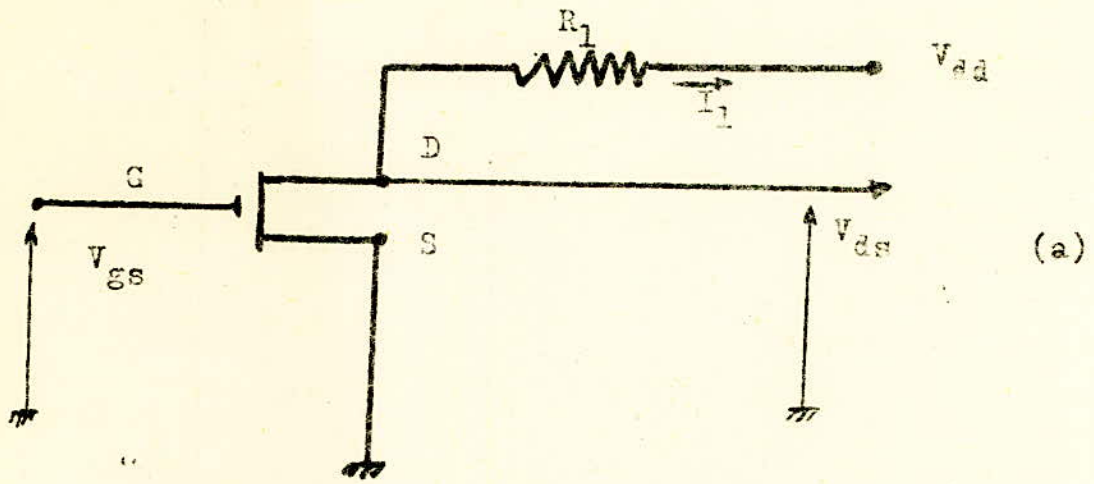
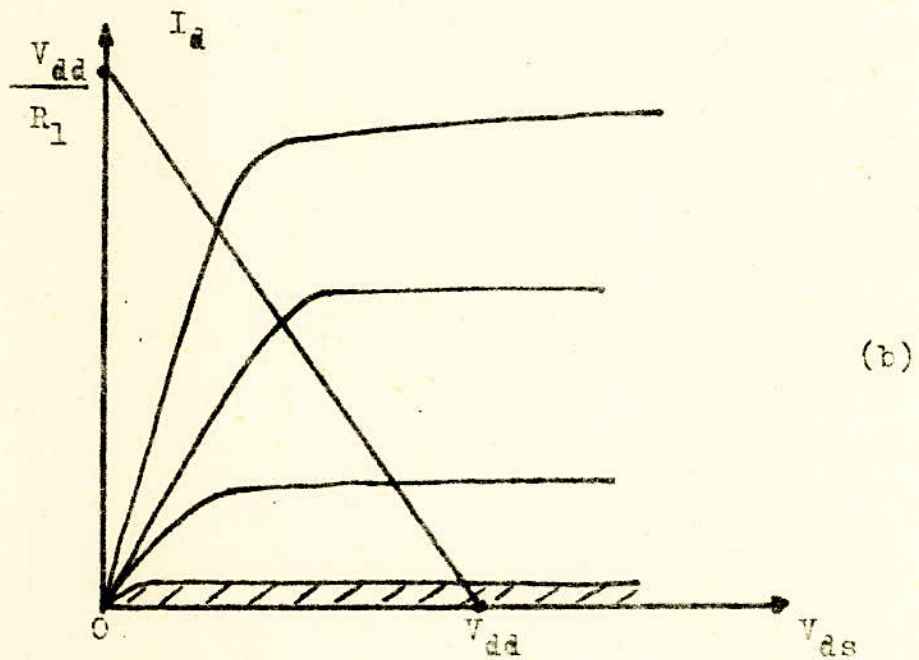


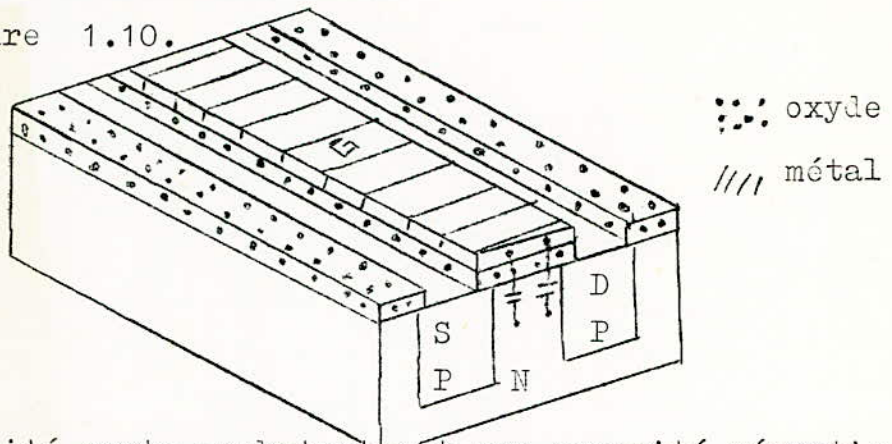
FIG. 1.8.



Le NMOS en commutation, droite de charge.

### 3.8. Capacités dans le CMOS.

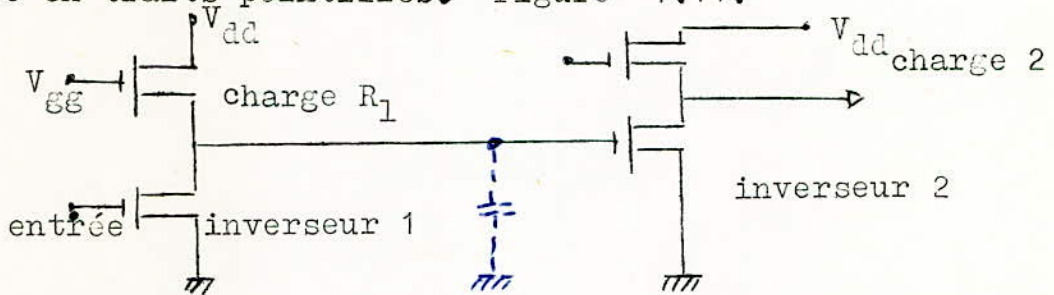
En Figure 1.10.



La capacité porte -substrat est une capacité répartie. Elle est de l'ordre  $C_{ox} \approx 5 \text{ pf}$ .

Mais elle doit être chargée et déchargée.

Nous pouvons avoir le circuit suivant où  $C_{ox}$  est représentée en traits pointillés. Figure 1.11.



Quand l'inverseur 1 est bloqué,  $C_{ox}$  se charge à travers le CMOS considéré comme charge (1) de résistance  $R_1$ ; donc une constante de temps pour la charge de  $C_{ox}$  tel que:

$$\tau_1 = R_1 \cdot C_{ox}$$

Quand l'inverseur (1) est saturé,  $C_{ox}$  se décharge à travers l'inverseur (1) de résistance  $R_{on}$ , telle que

$$R_{on} = \frac{R_1}{10} \quad \text{donc la constante de temps de décharge sera}$$

$$\tau_2 = R_{on} \cdot C_{ox} \approx \frac{R_1 \cdot C_{ox}}{10}$$

d'où  $\tau_2 = \frac{\tau_1}{10}$  La décharge est donc plus rapide que la charge.

### ..Autres capacités

Ce sont des capacités parasites, dûes au débordement métallique de la porte G au dessus du drain D et de la source S.

Il existe aussi des capacités de jonction.

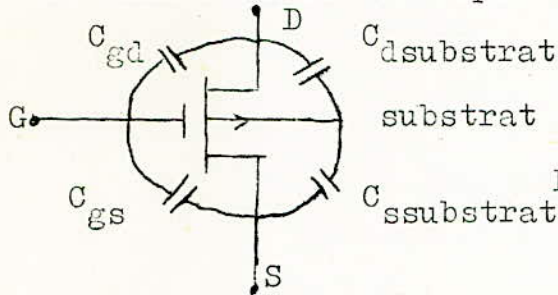


Figure 1.13.

### 3.9. Limites des dimensions géométriques.

.-.La longueur L du canal est limitée par la tension de claquage entre le drain et la source. Cette tension de claquage est elle même fixée par la résistivité du substrat et la valeur nominale de  $V_{ds}$  choisie.

.-.La largeur l est limitée par la surface occupée sur le cristal, d'où un problème de densité de composants par unité de surface.

### 3.10. Surcharges dans un TMOS et protection des entrées.

Il existe deux types de tensions de claquage:

.-.celle de la jonction D (ou S)-substrat; et qui est un phénomène réversible (entre 40 et 60 v.).

.-.Celle de la jonction Porte -Substrat et qui est un phénomène irréversible, d'où des conséquences désastreuses: percements du diélectrique de porte (environ 90 v. pour une épaisseur d'oxyde de  $1000 \text{ \AA} = 1 \mu\text{m.}$ )

En général les circuits intégrés MOS comportent des diodes de protection sur les entrées G.

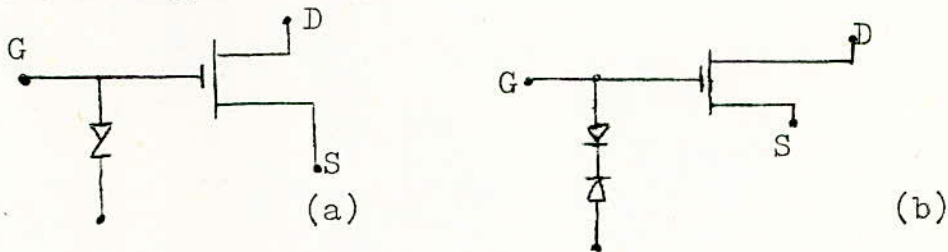
... PROTECTION DES ENTREES.

L'impédance d'entrée étant très élevée, le métal et le substrat forment donc une capacité avec comme diélectrique l'oxyde  $S_iO_2$ . Ce diélectrique ne peut pas supporter une tension d'environ 100 v. Elle est trop forte. Elle est équivalente à un champ électrique  $E=10^7$  v./cm., ce qui est évidemment très fort.

Or la charge pour créer ce champ, ou une tension équivalente 120 v., est  $Q=6.10^{-10}$  c. (Si on suppose que la capacité est de l'ordre de 5 pf.); il s'ensuit que l'on peut obtenir un courant de  $i=0,26$  nA. pendant une seconde.

Ce qui fait très facilement claquer le TMOS.

La protection se fait à l'aide de diodes, comme le montre la Figure 1.14.



Utilisation d'une diode Zener

Utilisation de deux diodes en tête bêche.

3.11. Coefficient de qualité. Effet de température.

On désigne par  $w_0$  le coefficient de qualité d'un TMOS., et défini par :

$$w_0 = \frac{g_m}{C_{ox}} \quad (1.13.)$$

avec  $g_m$ : pente du TMOS.  
 $C_{ox}$ : capacité d'entrée par unité de surface.

La température affecte la mobilité  $\mu$  et la tension de seuil  $V_{th}$ . La mobilité  $\mu$  augmente quand  $T$  diminue : donc le gain est maximum à basse température. Le TMOS a un bon gain à une température ambiante de  $-55^{\circ}\text{C}$ .

La tension de seuil  $V_{th}$  diminue quand la température augmente : environ  $3\text{ mv./}^{\circ}\text{C}$ .

#### 4. CONCLUSIONS.

Notre conclusion portera d'abord sur la comparaison entre les transistors MOS et les transistors bipolaires classiques. Nous commencerons par les inconvénients du TMOS par rapport aux bipolaires.

.-. Tout d'abord, il y a des difficultés de fabrication dû au fait que les TMOS sont très sensibles, en cours de fabrication, à la contamination par des impuretés (notamment le Sodium  $\text{Na}$ ); il en résulte une instabilité dans le fonctionnement dans le temps et en température.

.-. La transconductance, ou pente,  $g_m$  est plus faible que celle des structures bipolaires, tandis que la résistance de conduction est plus élevée.

.-. La fréquence maximale de fonctionnement est assez basse; elle est plus faible que dans les transistors à jonction:  $f \leq 5\text{ MHz}$ ; et ceci à cause des grandes constantes de temps provenant des hautes résistances de charge.

.-. Les niveaux logiques sont supérieurs en valeur absolue que pour les structures bipolaires, ainsi que les tensions d'alimentation.

.-. La haute impédance d'entrée  $Z_{in}$  rend le TMOS très sensible aux charges électrostatiques qui peuvent percer le diélectrique.

Quant aux avantages :

.-. Le procédé physico-chimique d'élaboration est simplifié. Or le rendement est associé au nombre d'opérations du procédé: les TMOS ont donc un rendement théorique plus élevé.

De même un seul dopant est utilisé (le Bore) ; donc les phénomènes de migration de diffusion et les risques de dislocation de la structure cristalline du Silicium, par des passages successifs à haute température, sont fortement réduits.

Du fait de la technologie propre du TMOS, il n'y a pas de structure d'isolement entre les structures MOS; alors que 30% des surfaces dans les structures bipolaires sont utilisées pour l'isolation.

.-. Les structures MOS ont de faibles dimensions géométriques.  $Z_{in}$  étant très élevé ( $10^{12} \Omega$ ), le courant existant est celui qui sert à charger et à décharger les capacités des portes (0,5 à 1 pF), les géométries peuvent donc être plus faibles. Exemple: la surface d'une structure MOS est égale à 5% de celle occupée par un bipolaire actif. Toutefois un MOS occuperait une surface supérieure à celle d'un transistor bipolaire pour des courants de l'ordre du mA.

Du fait des faibles dimensions géométriques, la densité d'intégration des MOS est plus grande.

.-. Réduction des puissances consommées.

Comme  $g_m \cdot R_{on} = 1$  en jouant sur les dimensions L et l du canal on peut obtenir une résistance  $R_{on}$  très grande.

On peut aussi commander  $R_{on}$  par une horloge de façon à limiter la dissipation en puissance, seulement pendant les durées effectives de travail.



.-. Les paramètres électriques peuvent être contrôlés par topologie.

Car ils dépendent du rapport  $\frac{l}{L}$  qui est défini, lui, avec précision par le masque.

.-. Il existe un effet mémoire naturel par l'intermédiaire de la capacité de la porte .

.-. L'existence de la tension de seuil  $V_{th}$  assure une immunité au bruit importante.

.-. En circuit intégré les CMOS sont à un prix modeste.

Enfin les derniers progrès technologiques ont fait qu'actuellement, les structures MOS ont les mêmes niveaux logiques et les mêmes tensions d'alimentation que les structures bipolaires; et ceci ouvre la voie au remplacement des structures bipolaires par les structures M.O.S.

-o--o-o--o-o--o-o--o-o--o-o--o-

CH . I . ANNEXE . I

Fonctionnement d'un TMOS ,Canal N ,à Enrichissement.

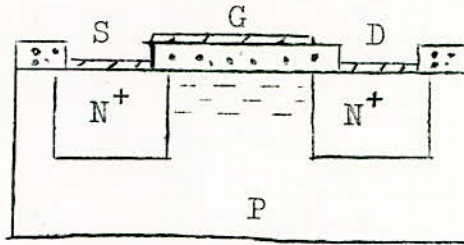


Figure 1.15.

La porte G est portée à un potentiel négatif.

G et le substrat P forment une capacité.  $G < 0 \Rightarrow$  la zone initialement P commence à s'inverser, car il y'a migration des électrons , jusqu'à ce qu'ils deviennent majoritaires.

On obtient ainsi l'inversion de la couche P qui devient N.

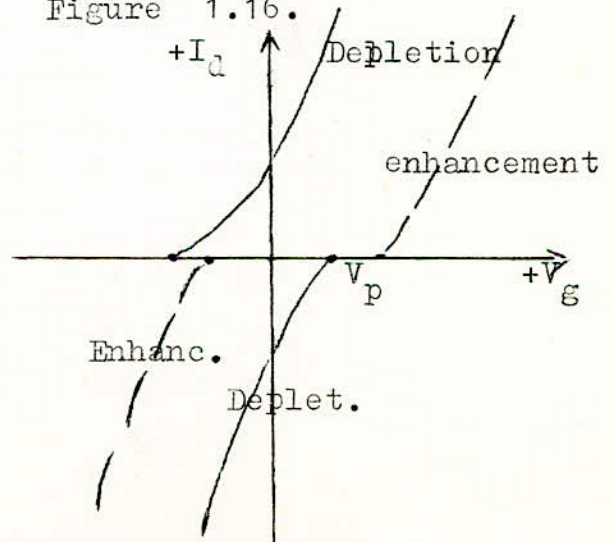
En dessous de cette couche ,il y a ensuite une couche déserte car il y a la recombinaison des trous et des électrons.

La mobilité des porteurs négatifs, c'est à dire des électrons, est 2 à 3 fois supérieure à celle des trous; d'où des fréquences de travail bien plus élevées.

Les TMOS à enrichissement sont bloqués en l'absence de signal de commande. Tandis que les TMOS à déplétion sont conducteurs en l'absence de signal de commande; car un canal est crée en cours de fabrication. Et il existe en l'absence de  $V_g$ .

	Polarité de $V_p$ . canal	
	N	P
Enrich.	+	-
Appauv.	+	-

Figure 1.16.



CH. I . ANNEXE II :

Remarques sur  $V_{th}$ .

La tension de seuil est ,rappelons le, la tension de porte  $V_g$  qui conduit à l'inversion de la zone N (ou P) en zone P (ou N); ou de manière plus pratique ,c'est la valeur de la tension  $V_g$  donnant un courant drain  $I_{ds}=10 \mu A$ .

Son expression est

$$V_{th} = \frac{e}{\epsilon_0} (Q_{ss} - Q_b) + V_{ms} + 2V_f. \quad (1.14.)$$

avec:

$e$  = épaisseur du diélectrique de porte.

$\epsilon_0$ : constante diélectrique de l'oxyde.

$\frac{e}{\epsilon_0} + \frac{1}{C_{ox}}$  : par unité de surface.

$Q_{ss}$ : densité de charge dans l'oxyde.

$Q_b$  : charge par unité de surface du Silicium.

$V_{ms}$  : potentiel de contact et qui est égal à la différence de travail à fournir pour extraire un électron de la porte et un électron du substrat.

$V_f$  : différence de potentiel de Fermi entre le Silicium du substrat et le potentiel intrinsèque du  $S_i$ .

Voir en Figure 1.17. la tension de seuil  $V_{th}$  en fonction de  $Q_{ss}$ .

## CHAPITRE II :

### AMPLIFICATION DES SIGNAUX FAIBLES PAR LE TMOS.

#### I. Introduction

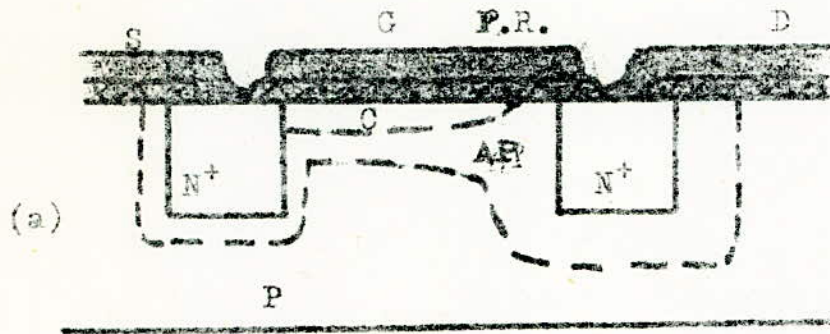
L'amplification faible niveau demande à ce que l'amplificateur doit être utilisé dans sa partie linéaire. Il peut alors être considéré comme un quadripole linéaire

La courbe caractéristique du TMOS  $I_d = f(V_{gs})$  a une forme parabolique: Figure 2.0.

Dans les conditions normales d'utilisation le TMOS fonctionne à saturation et est un système linéaire. Cependant même si le TMOS est polarisé de telle façon à ce que le point de fonctionnement soit sur la pente de la parabole (qui est courbée évidemment), du fait même que les signaux sont faibles par rapport aux tensions de polarisation, nous considérerons que la partie de la parabole entourant le point de fonctionnement est assimilable à une droite (sa tangente en ce point.

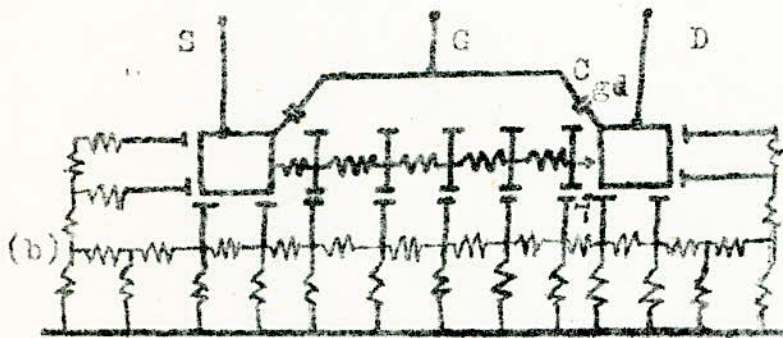
Du fait aussi que le TMOS a une très forte impédance d'entrée, ce qui est toujours demandé dans les étages amplificateurs et les étages d'entrée (préamplificateurs), le TMOS sera choisi de préférence aux autres transistors à faible impédance d'entrée. Cette propriété le rend préférable dans les bandes audio et radiofréquence.

La connaissance du gain dans ces différentes bandes, ainsi que le bruit existant sont nécessaires pour l'étude du comportement du TMOS.



■ métal  
 ■ SiO<sub>2</sub>

Coupe d'un PMOS  
 canal N.



C: canal  
 AP: couche d'appau-  
 vrissement.

Modèle électrique  
 d'un PMOS.

FIG. 2.1.

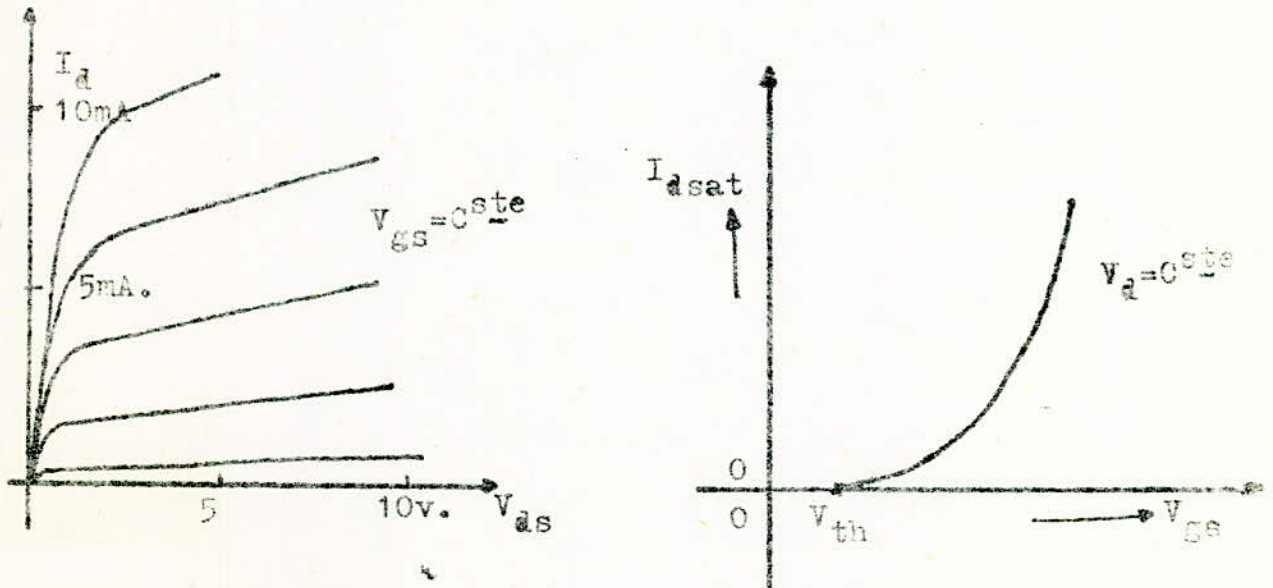


FIG. 2.3.  
 Caractéristiques de sortie.

A partir de la conception physique du TMOS, nous essayerons d'avoir un circuit équivalent général, et ensuite avec les différentes approximations, nous pourrions assimiler le TMOS à un quadripole linéaire caractérisé par 4 grandeurs complexes. Le bruit sera étudié en chapitre 3.

## 2. Amplification linéaire.

### 2.1. Circuit équivalent : description.

En Figure 2.1. (a) et (b).

Nous supposons que le substrat est du type P, de sorte que les électrons sont responsables du transport de charges dans le canal conducteur.

Si le TMOS n'est pas polarisé jusqu'à la saturation, le canal s'étend jusqu'au drain D, et le point de rétrécissement P.R. n'existe pas.

La figure 2.1(b) est dérivée de la figure 2.1(a).

\*-Le canal de conduction est représenté par une résistance répartie entre S et PR.

\*-Or il est couplé à la porte capacitivement: nous aurons donc une capacité répartie entre G et le canal. On obtient ainsi un réseau de cellules R C.

Cette capacité et la résistance du canal appartiennent fondamentalement au mécanisme du TMOS (c'est pourquoi ils sont représentés en traits gros.).

\*-La flèche qui marque  $-I_d$  indique la direction des électrons venant du canal et se déplaçant dans la partie réduite de celui-ci sous l'influence du champ électrique entre le drain D et le point PR.

\*-L'ensemble du système source-canal-drain est entouré de la couche d'appauvrissement AP.: il est donc isolé électriquement du substrat, et ceci indépendamment du léger courant de fuite existant.

Ce sera alors un couplage capacitif : couplage réalisé par une capacité répartie entre la partie conductrice du substrat (c'est à dire le canal) et la 2<sup>ème</sup> partie du substrat, elle même représentée par une résistance répartie (traits gros sur la figure).

La capacité répartie de la source, du drain et du canal au substrat semi conducteur est un élément parasite, de même que les capacités entre la source, le drain et la porte G.

\*-Du fait que les électrodes se recouvrent (par fabrication) il y a une capacité entre la source S et la porte G, de même qu'entre G et le drain D:  $C_{sg}$  et  $C_{gd}$ .

Mais  $C_{gs}$  est très petite par rapport à  $C_{gd}$ . Cette dernière est très importante, car elle constitue une réaction et ceci en reportant le signal du drain D à la porte G.

En fait, le réseau de la figure 2.1. (b) peut être simplifié, en groupant un certain nombre d'éléments d'entre eux, et ceci pour une assez large plage de fréquences: voir Figure 2.2.

$R_1$  et  $C_1$  : impédance entre G et S

$i$  : source de courant, représente la composante alternative de  $I_d$ . Le signe de  $i$  est tel que la pente  $g_m$  est positive dans l'expression  $i = g_m \cdot v_{gs}$

$C_{gd}$  : capacité de réaction partielle

$C_3$  et  $R_3$  : impédance qui, en association avec  $C_{gd}$  en parallèle, forme la réaction totale du drain sur le canal par le substrat. Mais en général, l'effet de  $C_{gd}$  prédomine toujours. Et dans le circuit final équivalent,  $C_3$  et  $R_3$  sont supprimés.

$R_2$  et  $C_2$  : impédance du substrat entre S et D.

$R$  : indique que la saturation du TMOS n'est pas complète. Elle n'a aucun rapport avec les Figures 2.1. (a) et (b).

En état de saturation,  $I_d$  augmente encore légèrement

avec  $V_d$ , comme on peut le voir sur la Figure 2.3,

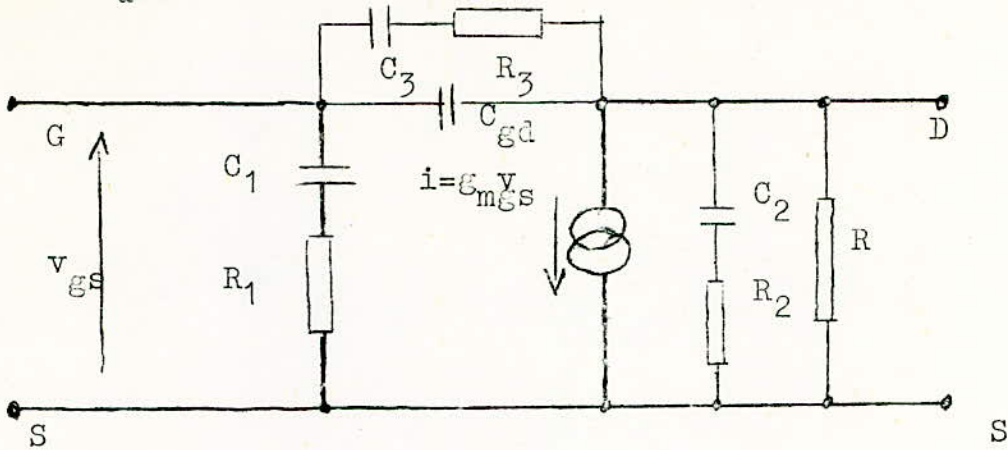


Figure 2.2. :Circuit équivalent.

On remarque que lorsque  $V_d$  augmente ,le canal se raccourcit parceque la répartition des lignes de forces se modifie ,de telle façon à ce que le courant augmente, car la pente est inversement proportionnelle à la longueur du canal, :

$$\epsilon_m \propto \frac{1}{L}$$

L'effet de R est plus grand que celui de  $R_2$  et  $C_2$  , aux fréquences basses; alors que c'est l'inverse pour les fréquences élevées.

Nous avons finalement le circuit équivalent final du TMOS en Figure 2.4.

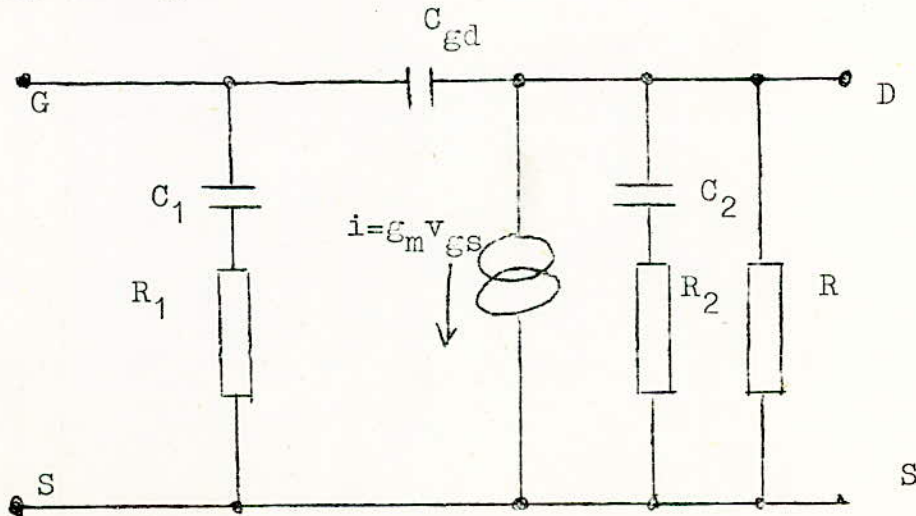


Figure 2.4.



## 2.2. Gain et stabilité.

\*Lorsque le TMOS n'est pas utilisé à saturation, la tension **drain** a un effet bien plus prononcé sur  $I_d$ , nous devons donc substituer une résistance beaucoup plus faible à R dans le circuit équivalent.

Or le gain du TMOS est égal au produit de la résistance interne R et de la pente  $g_m$  :

$$A_v = R \cdot g_m. \quad (2.0.)$$

Pour le TMOS non saturé R est plus faible, donc le gain est moins élevé. Il est donc avantageux de faire travailler le TMOS à saturation, si l'on veut l'utiliser en amplificateur.

REMARQUES: 1-Il existe une analogie entre le TMOS et les triodes et pentodes. La triode a de même un gain tel que  $A_v = g_m \cdot R.$

2-La différence entre le TMOS saturé et le TMOS non saturé est la même différence qui existe entre une triode et une pentode: la pentode assure un gain en tension plus élevé.

\*Les éléments  $C_1$  et  $R_1$  et la source  $i$ , sont essentiels au fonctionnement du TMOS. Tous les autres éléments sont parasites et dépendent fortement de la méthode de fabrication.

Les valeurs de  $R_1$  et  $C_1$  ne sont plus constantes quand les fréquences sont très élevées.

Bien que la présence d'une capacité parasite rende en général, impossible l'utilisation du TMOS à des fréquences très élevées; il sera néanmoins intéressant d'étudier

cette limitation de fréquence, laquelle est inhérente au mécanisme du TMOS.

\*La solution aux équations différentielles <sup>(1)</sup> décrivant le fonctionnement du TMOS lorsqu'on peut négliger les parasites donnant les résultats suivants:

$$I_d = K \cdot (2V_{ds} \cdot V_{ge} - V_{ds}^2)$$

avec 
$$K = \frac{\mu}{2e} \cdot \frac{l}{L} \quad (\text{voir les équations 1.4. et 1.5})$$

$$G_o = \lim_{V_d \rightarrow 0} I_d / V_d = 2K \cdot V_{ge}$$

d'où

$$g_m = \frac{\mu \cdot C_{ox} \cdot l}{L} \cdot V_{sat} \cdot H(w) = g_{mo} \cdot H(w) \quad (2.1.)$$

où

$\mu$  : mobilité des porteurs de charges (supposée constante)

$L, l$  : longueur et largeur du canal.

$C_{ox}$  : capacité de la surface unité entre la porte  $G$  et le canal.

$V_{sat}$  : tension entre le point P.R. (de rétrécissement) du canal et la source  $S$ .

$H(w)$  : fonction complexe de la fréquence dont la valeur s'approche de l'unité aux fréquences basses.

Dans le cas où l'oxyde ne contient pas de charges, si la couche d'oxyde est relativement mince (environ 0,1  $\mu m$ ) et si la concentration d'impuretés dans le substrat est suffisamment faible (environ inférieure à  $10^{14}/cm^3$ ),

---

(1) : Les équations pour le TMOS et le transistor à couches minces et leurs solutions ont été données par Treleaven, et Trominkoff, in: MOSFET equivalent circuit at Pinch-off Proceedings IEEE, 54, 1223-1224-; 1966. et par Nielen, in Solid-State Electronique, 12, 826-829, 1969 (n° 10)

On a alors  $V_{sat} = V_{gs} - V_{th}$  (2.2)

Dans les autres cas  $V_{sat} < V_{ge}$  et doit être calculé en tenant compte de ces effets.

Les approximations numériques données ici pour  $H, C_1, R_1$  en fonction de la fréquences ont été faites pour le cas  $V_{sat} = V_{ge}$ . Mais même dans le cas où  $V_{sat} < V_{ge}$  les approximations sont encore bonnes.

\*La fonction  $H(w)$ ,  $w$  étant la pulsation, est une fonction complexe; elle est représentée en Figure 2.5. avec comme variable  $w\tau$ , avec  $\tau = \frac{C}{g_{mo}}$  où  $C$  est la capacité totale entre G et le canal.

$\tau$  est assimilable au temps de relaxation du réseau en échelle de la figure 2.1. (b); étant donné que la résistance totale du canal est égale à  $\frac{1}{g_{mo}}$  (1)

Nous avons comme expression de la fonction  $H(w)$

$$H(w) = \frac{e^{0,104} \cdot jw\tau}{1 + 0,164 \cdot jw\tau} \quad (2.3)$$

en faisant l'approximation  $w\tau < 10$   
 mais si l'on considère que  $w\tau < 1$  on obtient alors

$$H(w) = \frac{1}{1 + 0,267 jw\tau} \quad (2.4.)$$

En fait  $g_m, R_1, C_2$  dépendent tous de la fréquence de travail. Si nous faisons l'approximations  $w\tau < 10$  nous obtenons successivement:

-----  
 (1): voir ch. 1. relation n° (1.9.)

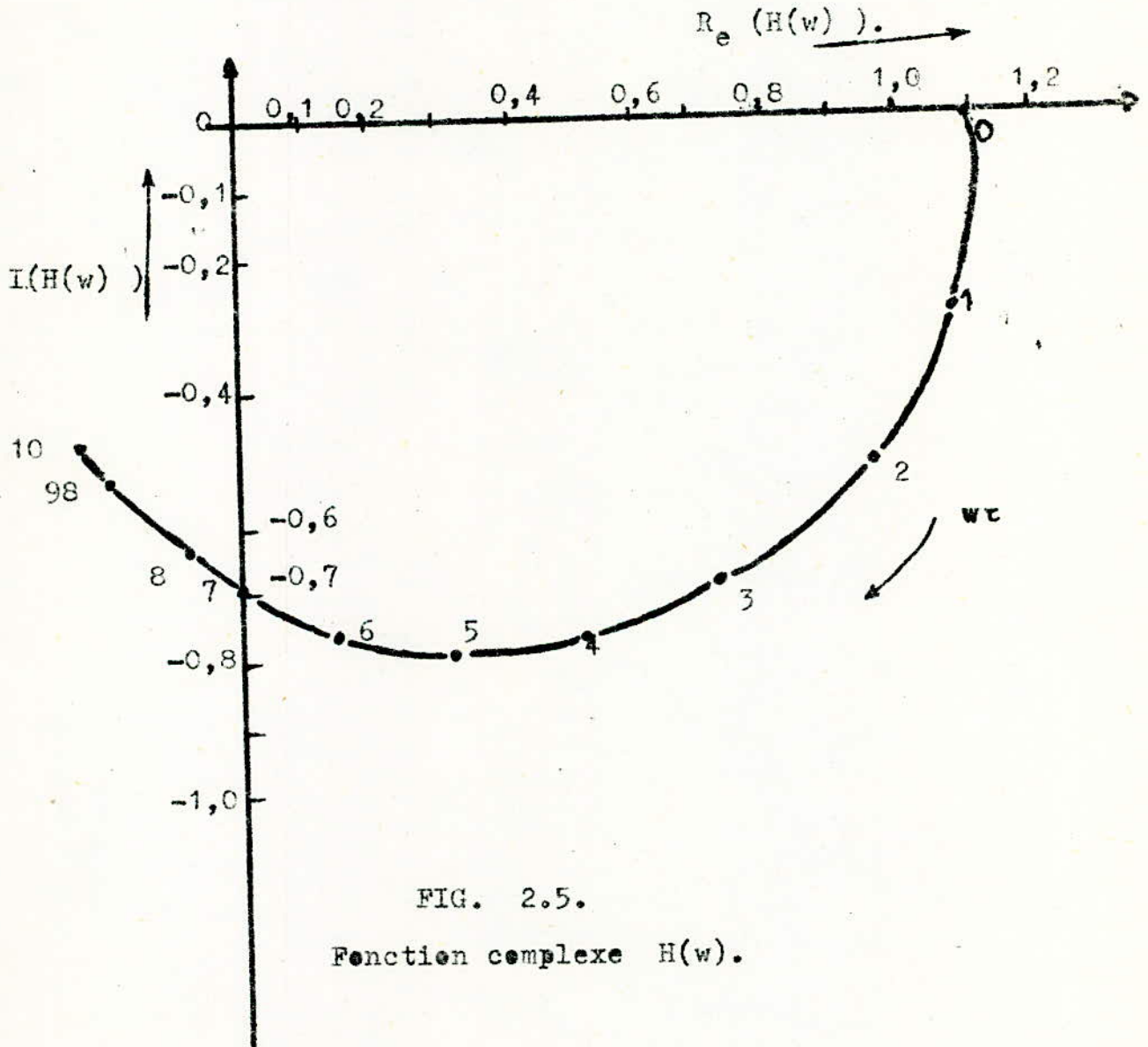


FIG. 2.5.

Fonction complexe  $H(w)$ .

$$R_1 = 0,2 \cdot \frac{1}{g_{mo}} \cdot (1,5 \cdot 10^{-3} \cdot w^2 \cdot \tau^2) \quad (2.5.)$$

$$C_1 = 0,67 \cdot C \cdot (1 - 5,8 \cdot 10^{-3} w; \tau - 1,62 \cdot 10^{-3} w \cdot \tau^2) \quad (2.6.)$$

Nous remarquons que  $R_1$  et  $C_1$  restent approximativement constantes aux fréquences inférieures à  $f_1$  telle que

$$w_1 \tau = 4 = 2\pi f_1 \tau \quad f_1 = \frac{2}{\pi \tau} \quad \text{plus} \quad (2.7.)$$

et diminuent graduellement aux fréquences élevées.

La raison est que  $R_1$  et  $C_1$  sont des éléments représentant les résistances réparties et les capacités réparties de la Figure (2.1. (b) )

Si la fréquence augmente, l'impédance de chaque capacité partielle diminue (car  $\frac{1}{C \cdot w}$ ), tandis que la résistance du canal reste inchangée. Le courant alternatif circulant par la porte à la source parcourt ainsi un trajet de plus en plus court. Comme il voit ainsi une partie de plus en plus courte du réseau en échelle RC; les valeurs donc de  $R_1$  et  $C_1$  doivent diminuer.

Le comportement de  $H(w)$  peut aussi s'expliquer de manière similaire. Le courant alternatif  $i$  dans le canal subit un déphasage croissant à fréquence croissante; et dont l'effet augmente, et est encore accru car, quand la fréquence augmente, le courant dans le canal devient de plus en plus modulé au voisinage de la source  $S$  et de moins en moins au voisinage du point de rétrécissement.

répartie

Mais en fait, la nature du canal ne devient apparente qu'aux fréquences très élevées. Dans un TMOS normal  $\omega \tau = 4$  correspond environ à une fréquence  $f = 4$  GHz.

Nous pouvons ainsi considérer que  $R_1$ ,  $C_1$  et  $g_m$  sont indépendants de la fréquence, dans une très large plage de fréquence.

### 2.3. Les éléments parasites.

Les éléments parasites dépendent dans une large mesure de la structure du TMOS et de la méthode de fabrication. La détermination quantitative de ces éléments est impossible à calculer avec précision. La seule détermination possible est expérimentale.

\*Pour calculer  $C_{gd}$ , nous pouvons appliquer la formule classique des capacités avec comme armatures parallèles la porte G et le drain D et comme diélectrique l'oxyde.

Si le recouvrement de G sur D est relativement grand, on obtient une expression correcte de  $C_{gd}$ . Si par contre le recouvrement est petit (ex. des TMOS réalisés par implantation ionique) l'expression du condensateur classique ne peut plus être appliquée, car dans ce cas  $C_{gd}$  est déterminée par les effets aux limites.

Pour les TMOS aux fréquences élevées, la valeur de  $C_{gd}$  est comprise entre 0,01 et 1 pF.

Les autres valeurs sont :

$R_2$  compris entre 50  $\Omega$  et 10 k $\Omega$ .

$C_2$  compris entre 0,1 pF et 1 pF.

Des valeurs très élevées de  $R_2$ , et de très faibles valeurs de  $C_2$  peuvent être obtenus dans des TMOS constitués d'une couche mince de Silicium sur un substrat isolant.

De même pour les TMOS réalisés par implantation ionique, dans un substrat faiblement dopé, une large zone d'appauvrissement se forme dans le silicium autour du drain D, de sorte que l'influence du substrat est faible.

\*De même, la valeur de la résistance interne R, ne peut être calculée exactement selon la configuration du transistor. Or comme vu précédemment, R est en relation avec le déplacement du point de rétrécissement PR, qui se produit lorsque la tension  $V_d$  se modifie.

En pratique R est comprise entre 1 k $\Omega$  et 100 k $\Omega$ , suivant la configuration et la conductivité du substrat.

Quoiqu'il est pratiquement impossible de donner l'expression exacte de R, il existe toutefois un certain nombre de relations approchées, en tenant compte des caractéristiques du TMOS et des conditions d'utilisation.

Par exemple si le substrat est fortement dopé, le comportement de la partie rétrécie du canal peut être considéré comme celui d'une jonction P-N unidimensionnelle avec une polarisation inverse ( $V_{ds} - V_{sat}$ ) à ses bornes. De plus si la partie rétrécie du canal est courte par rapport à la longueur totale L du canal, nous aurons l'expression

suivante de R

$$R \approx \frac{2L}{\epsilon_{mo} V_{sat}} \cdot \sqrt{\frac{2eN(V_{ds} - V_{sat})}{\epsilon_{ox}}}$$

avec e : charge élémentaire

N : nombre de donneurs ou d'accepteurs par unité de volume du substrat.

$\epsilon_{ox}$  : constante diélectrique de l'oxyde.

Par contre pour les substrats faiblement dopés, la zone d'appauvrissement, autour du drain est beaucoup plus étendue.

Dans ce cas, pourvu que la longueur L du canal ne soit pas trop grande par rapport à l'épaisseur de la couche d'appauvrissement, on aura comme expression:

$$R \approx \frac{1}{\epsilon_{mo}} \cdot \frac{L}{h} \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_{si}} \cdot \frac{V_{sat}}{V_{ge}} \quad (2.9.)$$

où h : épaisseur de la couche d'oxyde

$\epsilon_{si}$  : constante diélectrique du Silicium.

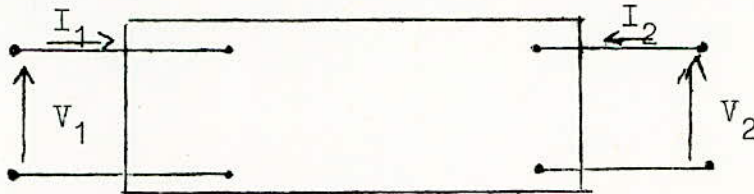
Nous remarquons dans ce cas l'influence du rapport géométrique  $\frac{h}{L}$  : les TMOS haute fréquence à canal court auront donc une faible résistance interne R.

### 3. Paramètres admittances.

#### 3.1. Utilisation des paramètres admittances.

En considérant le TMOS comme un quadripole linéaire, l'étude sera facilitée en utilisant la matrice admittance.

Tout d'abord, nous ferons un rappel sur les significations physiques des différents paramètres  $y$ :



Nous avons

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (2.10.)$$

$$\begin{cases} I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\ I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \end{cases} \quad (2.11.)$$

D'où  $y_{11} = \left( \frac{I_1}{V_1} \right)_{V_2=0}$  : admittance d'entrée avec sortie du quadripole en court-circuit.

$y_{12} = \left( \frac{I_1}{V_2} \right)_{V_1=0}$  : admittance de réaction avec entrée en court-circuit.

$y_{21} = \left( \frac{I_2}{V_1} \right)_{V_2=0}$  : admittance de transfert.

$y_{22} = \left( \frac{I_2}{V_2} \right)_{V_1=0}$  : admittance de sortie avec entrée en court-circuit.

Nous avons ainsi le tableau suivant, donnant les expressions des paramètres  $y$



Source à la masse:

$$y_{11} = j\omega C_{gd} + \frac{j\omega C_1}{1+j\omega\tau_1} \quad ; \quad y_{21} = g_m - j\omega C_{gd}$$

$$y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad ; \quad y_{22} = \frac{1}{R} + j\omega C_{gd} + \frac{j\omega C_2}{1+j\omega\tau_2}$$

Drain à la masse

$$y_{11} = j\omega C_{gd} + \frac{j\omega C_1}{1+j\omega\tau_1} \quad ; \quad y_{21} = g_m - \frac{j\omega C_1}{1+j\omega\tau_2}$$

$$y_{12} = -g_m - \frac{j\omega C_1}{1+j\omega\tau_1} \quad ; \quad y_{22} = \frac{j\omega C_1}{1+j\omega\tau_1} + \frac{j\omega C_2}{1+j\omega\tau_2} + \frac{1}{R}$$

Porte à la masse:

$$y_{11} = g_m + \frac{j\omega C_1}{1+j\omega\tau_1} + \frac{j\omega C_2}{1+j\omega\tau_2} + \frac{1}{R} \quad ;$$

$$y_{21} = -g_m - \frac{1}{R} + \frac{j\omega C_2}{1+j\omega\tau_2}$$

$$y_{12} = \frac{1}{R} + \frac{j\omega C_2}{1+j\omega\tau_2}$$

$$y_{22} = \frac{1}{R} + j\omega C_{gd} + \frac{j\omega\tau_2}{1+j\omega\tau_2}$$

Tableau (2.13.)

3.2.Expression du gain en fonction des paramètres.

Suivant les caractéristiques de gain, nous pouvons diviser les quadripoles en 2 classes:

- réseaux stables
- réseaux: potentiellement instables

Pour les quadripoles considérés coome réseaux stables le gain est fini pour toute valeur des admittances, de la source de signal et de la charge.

Pour le deuxieme cas, il n'en est pas de même, et le gain, pour certaines combinaisons d'admittance de source de signal et de charge, pourra devenir infiniment grand. Il en résultera, souvent alors une oscillation spontannée.

REMARQUE 3: La partie réelle des admittances de source et de charge est toujours supposée positive ou nulle.

Le gain en puissance maximal disponible  $G_m$  est le gain le plus élevé pouvant être obtenu avec des quadripoles stables et ayant des admittances de source et de charge convenablement adaptées.

Il s'ensuit que si  $y_s$ : admittance de source  
 $y_c$ : admittance de charge.

on a alors

$$2.14. \begin{cases} y_s = y_{11}^* \\ y_c = y_{22}^* \end{cases} \quad \text{avec } \begin{cases} y_{11}^*: \text{valeur conjuguée de } y_{11} \\ y_{22}^*: \text{--- --- --- --- --- } y_{22} \end{cases}$$

Nous avons, pour la théorie générale des quadripoles, l'expression suivante du gain (1)

$$G_m = \frac{y_{21}}{y_{12}} (k - \sqrt{k^2 - 1}) \quad (2.15.)$$

(1) relation donnée par J.M. Rollet.

$$\text{avec } k = \frac{2 \cdot R_e(y_{11}) \cdot R_e(y_{22}) - R_e(y_{12} \cdot y_{21})}{|y_{21} \cdot y_{12}|} \quad (2.16.)$$

$R_e(y_{11})$ : partie réelle de  $y_{11}$  et de même pour les autres admittances.

$|y_{21}|$  : module de  $y_{21}$

\* indique si le quadripole est potentiellement stable ou non: ..le réseau est stable si  $k \gg 1$   
..il est potentiellement instable si  $k < 1$ ; alors l'équation (2.15.) n'a plus de sens.

Il convient de faire remarquer qu'un quadripole potentiellement instable n'est pas inutilisable. Pour assurer la stabilité, il faut faire un choix convenable des admittances de source et de charge.

La stabilité d'un quadripole de ce type peut être assurée en montant des résistances d'amortissement à l'entrée ou à la sortie, de telle façon que le  $k$  du nouvel élément ainsi formé, soit égal à l'unité:

$$k=1$$

L'équation (2.15.) deviendra si  $k=1$

$$G_{ms} = \frac{|y_{21}|}{|y_{12}|} \quad (2.17.)$$

$G_{ms}$  est dit alors "gain disponible inconditionnellement" stable.

REMARQUE 4 : Il existe une autre manière d'obtenir un gain inconditionnellement stable  $G_{ms}$  avec 2 quadripoles stables (c'est à dire  $k > 1$ ) en ajoutant des résistances négatives; ex.: diodes tunnels.

La 2<sup>ème</sup> méthode pour obtenir la stabilisation d'un élément quadripole est la méthode de neutrodynage, qui

consiste à introduire une réaction de niveau, tel que le nouvel élément formé a une admittance de réaction nulle. Dans ce cas, le gain maximal disponible sera alors:

$$G_{mn} = \frac{|y_{21} - y_{12}|^2}{4R_e(y_{11} - y_{12}) \cdot R_e(y_{22} - y_{12})} \quad (2.18.)$$

D'habitude le neutrodynage demande à ce que l'un des éléments introduits dans la connexion de réaction soit réglable (ex. une capacité spéciale).

Mais cette méthode de neutrodynage pose beaucoup de problèmes, qui rendent son utilisation faible, car elle n'est pas pratique pour les fabrications en grande série.

Néanmoins  $G_{mn}$  est fréquemment cité comme une sorte de facteur de mérite en indiquant le gain susceptible d'être obtenu dans un système semi conducteur.

REMARQUE 5 : Dans la tetrode MOS (1) et dans le TMOS réalisé par implantation ionique,  $C_{gd}$  a une valeur extrêmement faible, de même pour  $y_{12}$ . Si nous négligeons  $y_{12}$  on aura comme expression du gain  $G_{mn}$

$$G_{mn} \approx \frac{|y_{21}|^2}{4R_e(y_{11})R_e(y_{22})} \approx G_m \quad (2.19.)$$

Nous pouvons voir en Figure (2.6.) les valeurs calculées du gain  $G_m$  pour un TMOS normal, prévu pour être utilisé en haute fréquence dans un montage source à la masse.

Afin de montrer l'influence de la capacité  $C_{gd}$ , les calculs ont été faits pour 4 valeurs de  $C_{gd}$ :

- une valeur réelle de 0,75 pF.

- des valeurs théoriques pures; de 0,5 ; 0,25 pF.;

et 0 pF.

En Figure 2.6., nous avons le gain  $G_m$  d'un TMOS.

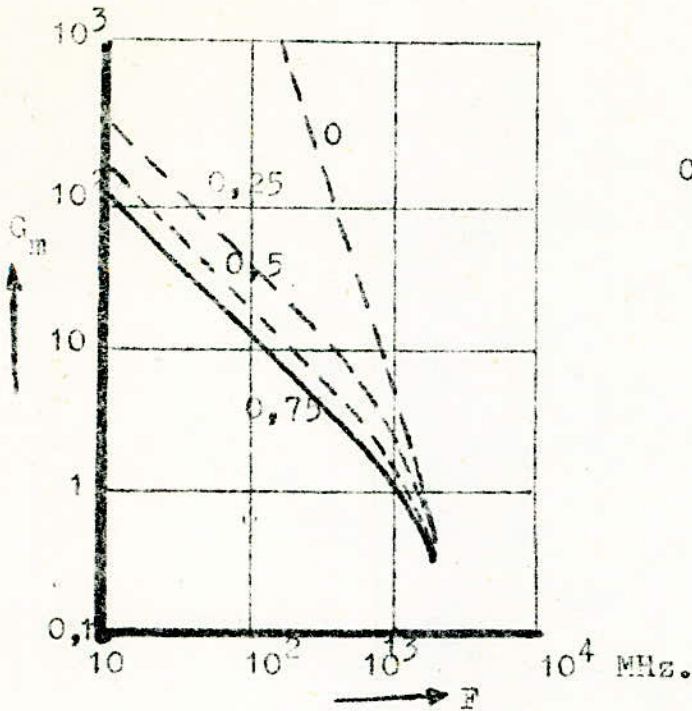


FIG. 2.6.  
Gain  $G_m$  d'un TMS.

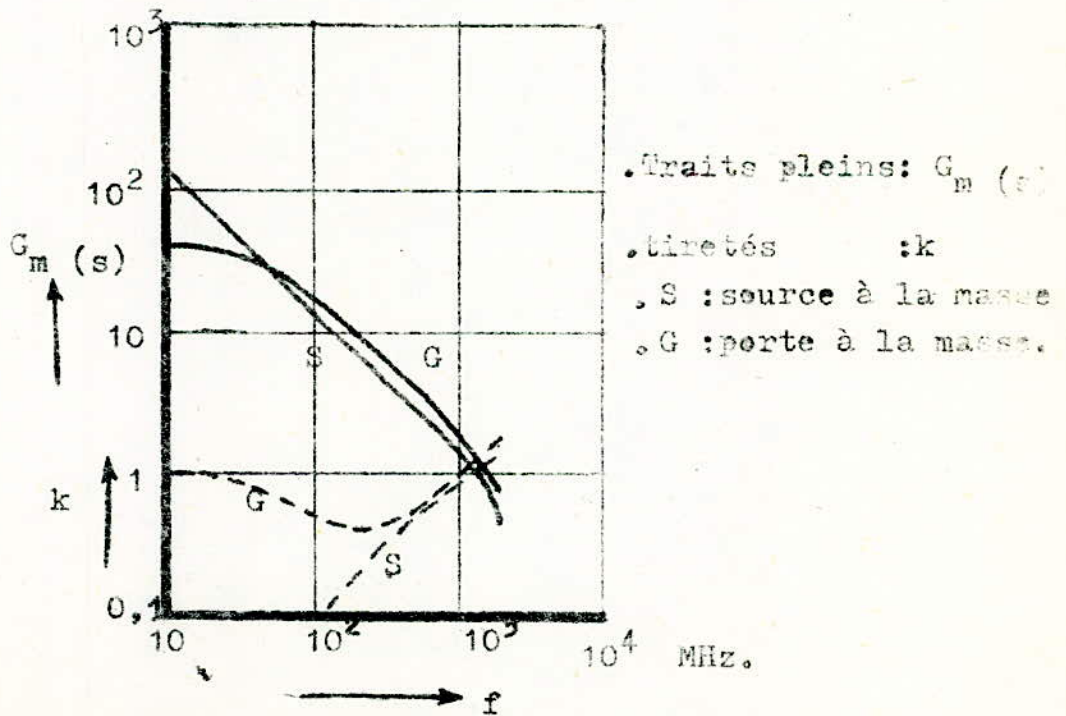


FIG. 2.7.

Nous remarquons qu'au dessus de  $f=1000$  MHz., le TMOS est potentiellement instable ( $k < 1$ ), et l'on donne, en général, la courbe de  $G_{ms}$ .

On donne de même le gain  $G_m$  au dessus de 1000 MHz.

Les conditions d'utilisation du TMOS sont les suivantes:

$L=6 \mu\text{m}$	$G_{mo}=5,8 \text{ mA/v.}$
$l=740 \mu\text{m}$	$I_d = 3 \text{ mA.}$
$h=0,11 \mu\text{m}$	$R = 6,6 \text{ k}\Omega.$
	$R_2 = 140 \Omega.$
	$C_2 = 0,55 \text{ pF.}$

Dans la zone où  $k < 1$ , nous supposons que la stabilisation est obtenue à l'aide de résistances d'amortissement de sorte QUE

$$G_m = G_{ms}$$

La transition de la zone où  $k < 1$  (BF) à la zone où  $k > 1$  (HF) se traduit par une incurvation dans les courbes.

$G_{ms}$  est inversement proportionnelle à la fréquence; cela explique la pente des 3 courbes pour  $C_{gd} \neq 0$ .

Si  $C_{gd} = 0$ ,  $G_m$  est donné par l'équation (2.19.), et le paramètre  $k$  n'est plus significatif. Il ne doit pas donc y avoir d'incurvation dans la courbe pour cette valeur.

Pour les fréquences basses, l'équation 2.19. est

$$G_{mn} \left[ \frac{1}{w^2} \right] \quad \text{et pour les fréquences élevées}$$

$$G_{mn} \left[ \frac{1}{w^3} \right]$$

Pour le TMOS considéré la transition est d'environ 300 MHz.

La valeur de  $k$  en fonction de la fréquence est donnée en Figure 2.7. pour  $C_{gd} = 0,75 \text{ pF.}$  et pour deux montages:

-source à la masse S

-porte à la masse. G

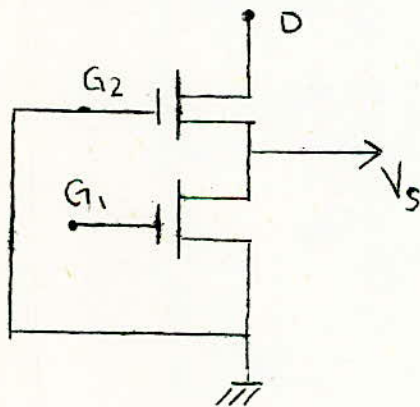
En Figure 2.7. le gain en puissance  $G_{ms}$  est représenté en traits pleins. Tandis que  $k$  est représenté en tiretés. Et ceci pour le même TMOS qu'en figure 2.6.; avec  $C_{gd}=0,75$  pF.

Quand  $k < 1$  : le circuit doit être stabilisé et l'on a ici tracé le gain  $G_{ms}$ , c'est à dire inconditionnellement stable. Pour les autres cas le gain  $G_m$  maximal disponible, s'applique.

Nous remarquons que  $k$  s'écarte moins de l'unité dans le cas G, et qu'aux fréquences plus basses, le gain est moins grand que dans le cas S. Aux fréquences plus élevées le gain est cependant plus grand.

Si nous faisons l'association des 2 montages en un seul: un TMOS source à la masse, en série avec un TMOS porte à la masse, nous obtenons un circuit d'un intérêt particulier c'est le circuit en cascade, où sous forme intégré: la tétrode MOS.

FIG.2.8.



## CONCLUSION

L'amplification des petits signaux par un TMOS comporte beaucoup d'avantages, notamment à cause de la forte impédance d'entrée, de sa grande stabilité en température, et de sa linéarité.

Néanmoins le gain est faible. Mais nous pouvons par une certaine association (comme en chapitre 4) augmenter ce gain; ceci ne constitue <sup>pas</sup> de difficultés majeures.

La bande de fréquences que nous pouvons amplifier sans distorsion, c'est quand le gain est indépendant de la fréquence, est moins large que pour les transistors bipolaires. Mais les récentes avancées technologiques tendent à faire reculer cette limite de fréquence de plus en plus, de même que la fabrication de nouveaux composants spécialement conçus pour les hyperfréquences (Tétraodes MOS et MOS par Implantation Ionique).

Ceci dit, un avantage certain du TMOS par rapport aux transistors bipolaires est que nombre de ses paramètres électriques dépendent des dimensions géométriques, et donc que nous pouvons contrôler les caractéristiques électriques du TMOS à partir de sa méthode de fabrication et de ses dimensions.



CHAPITRE II. ANNEXE I

Circuit équivalent à saturation.

Le circuit équivalent, pour l'amplification des petits signaux, a pu être obtenu, notamment pour les hautes fréquences, quand le TMOS travaille à saturation, c'est à dire quand le point de rétrécissement (pinch-off point) existe.

Les équations différentielles ont pu être obtenus par Candler et Jordan, et ont pu être résolus et données sous la forme d'admittance  $y$  :

Le circuit équivalent sera simplifiée dans ce cas:

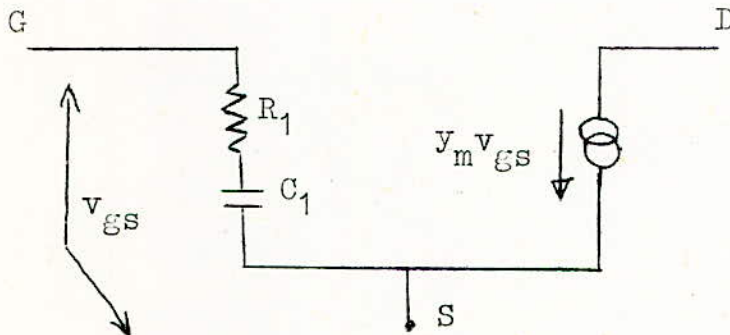


Figure 2.9.

La solution de l'équation différentielle:

$$\frac{d^2 i}{dv^2} - jDvi = 0 \quad (2.20.)$$

est 
$$i = v^{1/2} \left[ A_1 \cdot J_{1/3} \cdot (j^{3/2} \cdot \bar{u}) + A_2 \cdot J_{-1/3} \cdot (j^{3/2} \cdot \bar{u}) \right] \quad (2.21.)$$

avec  $i$ : amplitude du courant alternatif dans le canal

$I_0$ : composante continue du courant drain.

$$v = W_0 - V_p$$

$W_0$ : tension continue entre G et le canal.

$V_p$ : tension nécessaire à l'obtention du point de rétrécissement (et qui peut être positive, négative, ou nulle.).

$$D = \mu w \left( \frac{\epsilon_{ox} \cdot l}{I_o \cdot h} \right) \quad (2.22.)$$

l: largeur, et h: épaisseur de l'oxyde.

$$u = \frac{2}{3} \sqrt{D \cdot v}^{3/2} \quad (2.23.)$$

$J_{1/3}$  et  $J_{-1/3}$  sont les fonctions de Bessel d'ordre  $1/3$  et  $-1/3$ .

Si la saturation est atteinte:

$$i = A_2 \cdot v^{1/2} \cdot \text{ber}_{-1/3} \cdot U + j \text{bei}_{-1/3} \cdot u \quad (2.24.)$$

où  $\text{ber}$  = partie réelle de  $J_{1/3}$ .

$\text{bei}$  = partie imaginaire de cette même fonction.

ON trouve de même les paramètres admittance

$$y_{11} = \frac{-jBI \cdot v_s^2}{3 \left( 1 + \frac{Dv_s}{30} \right)} \quad (2.25.)$$

$$y_{21} = \frac{-2I_o / v_s}{1 + jDv_s^{3/15}} \quad (2.26.)$$

Si la saturation est totale on obtiendra alors:

$$y_{12} = 0 \quad y_{22} = 0 \quad (2.27.)$$

Pour la Figure 2:9. nous aurons  $y_m = \frac{\epsilon_m}{1 + jw\tau}$  (2.28.)

avec

$$\left( \begin{array}{l} \epsilon_m = \frac{\mu C_{ox} \cdot (V_g - V_p)}{L^2} \\ C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox} \cdot l \cdot L}{h} \\ \tau = \frac{4}{15} \cdot \frac{L^2}{\mu (V_g - V_p)} \end{array} \right) \quad \left( \begin{array}{l} R_1 = \frac{1}{5} \cdot \frac{L \cdot h}{\epsilon_{ox} \cdot \mu l (V_g - V_p)} \\ C_1 = \frac{2}{3} \cdot \frac{\epsilon_{ox} \cdot L \cdot l}{h} \end{array} \right)$$

d'où  $\tau = C_{ste}$  peut être trouvée par substitution.  $\frac{\tau}{R_1 C_1} = 2$  La valeur numérique

APPLICATION NUMERIQUE :

Pour un substrat type N

et si

$$L=10\mu\text{m}.$$

$$V_g - V_p = 5\text{v}.$$

$$\mu = 1300 \text{ cm}^2/\text{v}\cdot\text{s}.$$

on aura  $\tau = 0,04 \cdot 10^{-9} \text{ s}.$  d'où  $f = 400 \text{ MHz}.$

Cet exemple nous montre clairement les nouvelles possibilités offertes par les structures MOS FET.

CHAPITRE III : LE BRUIT DANS LE T.M.O.S.

3.1. Introduction

Il existe essentiellement deux sortes de bruit produit dans un TMOS.

Le premier ,assez important par rapport au second, est d'origine thermique,et trouve son origine dans le canal conducteur.Il peut être facilement déterminé à partir des éléments du circuit équivalent.

Le second,appelé bruit de papillotement,prédomine aux fréquences basses,et il semble qu'il trouve son origine dans le comportement des porteurs decharges dans la couche d'inversion ,c'est à dire entre le substrat Silicium et la couche d'oxyde.

Ce bruit est inversement proportionnel à la fréquence et il est aussi appelé ,de ce fait,bruit  $1/f$ .

Afin d'analyser le bruit dans un TMOS,il est cependant utile de distinguer les gammes de fréquences où les 2 sortes de bruit sont prépondérants.

Le bruit thermique ne devient important qu'à partir et au delà d'une certaine fréquence;cette dernière dépendant de plusieurs facteurs tels que le point de fonctionnement,la structure du TMOS ,ainsi que la méthode de fabrication.C'est donc un bruit essentiellement en haute fréquence.

Par contre le bruit de papillotement est prépondérant en basse fréquence.

3.2. Le bruit thermique

Il a son origine essentiellement dans le canal con-

-ducteur (schématisé par la résistance répartie de la figure 2.1.(b)). Or cette résistance, dépendant des tensions appliquées, n'est pas constante. D'autre part, elle est couplée capacitivement avec la porte G et le substrat.

Donc l'application du théorème du bruit de Nyquist, appliqué au bruit thermique, ne peut être appliqué dans le canal considéré globalement. (1)

Pour approcher l'expression et rester dans le cadre du bruit de Nyquist, nous diviserons alors la résistance du canal en un nombre important de petites résistances sur lesquelles nous pouvons appliquer le théorème du bruit de Nyquist. Nous devons ensuite faire la somme de ces différentes contributions élémentaires en utilisant les équations du JFET.

Les calculs étant compliqués, nous aboutissons finalement à des résultats relativement simples à représenter dans le circuit équivalent.

Il suffit alors de monter une source de courant de bruit  $i_n$  en parallèle sur la source de courant  $i$  dans le circuit équivalent de la figure

La valeur efficace du courant de bruit, donnée par KLAASSEN et PRINS : (2)

$$\langle i_n^2 \rangle = 4kT\alpha g_m \Delta f. \quad (3.1.)$$

avec

$$\alpha = \frac{1}{2} \frac{V_{ge}}{V_{sat}} + \frac{1}{6} \quad (3.2.)$$

(1) Voir Chap. 3, Annexe 1

(2) F.M. Klaassen et J. Prins, thermal noise of FETMOS, Philips Res. Repts. 22, 504-514, 1967.

Nous n'avons pas pu avoir malheureusement ce document.

et  $k$  : constante de Boltzmann.

$T$  : température absolue dans le canal

$\alpha$  : facteur définissant l'effet du substrat.

(si cet effet n'existait pas  $V_{ge} = V_{sat}$  et  $\alpha = \frac{2}{3}$  )

$f$  : gamme de fréquence dans laquelle le bruit est calculé

En général  $1 \leq \alpha \leq 3$

Mais le fait d'ajouter la source de courant  $i_n$  ne nous donne pas une bonne approximation du bruit. Nous devons en plus monter une source de tension  $e_{n1}$  dans le circuit équivalent, et ceci en série avec la résistance  $R_1$ , car la porte  $G$  et le canal forment une capacité.

La valeur efficace de cette tension de bruit est: (1)

$$\langle e_{n1}^2 \rangle = 4.k.T.R_1.\Delta f. \quad (3.3.)$$

Ceci pour le bruit thermique prenant son origine dans le canal.

Il existe un autre bruit thermique, celui-ci provenant du substrat. Nous en tiendrons compte en montant une source de tension de bruit  $e_{n2}$  en série avec  $R_2$  dans le circuit équivalent. Cette source de tension aura pour valeur:

$$\langle e_{n2}^2 \rangle = 4.k.T.R_2.\Delta f. \quad (3.4.)$$

ON obtient finalement le schéma de la figure suivante en tenant compte des sources de bruit.

---

(1)Klaassen et Prins, Noise of FET at very high frequencies, IEEE Trans. ED.-16, 952-957, 1969 (n°11).

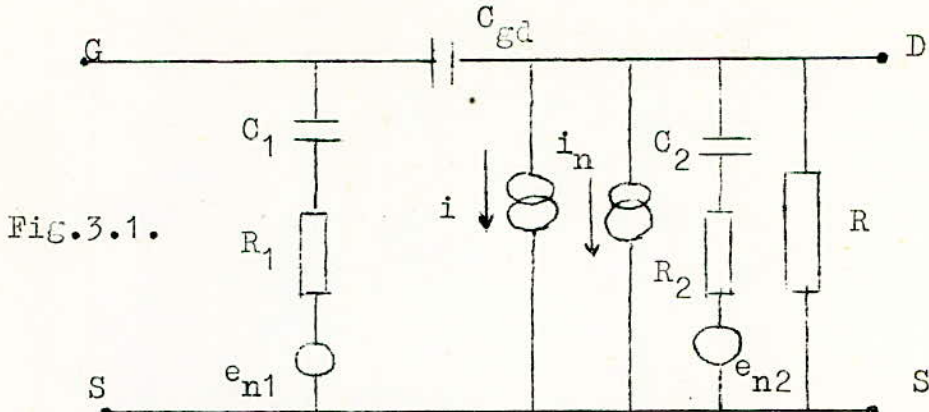


Fig.3.1.

Mais pratiquement  $e_{n2}$  ne joue aucun rôle significatif sauf aux fréquences très élevées. Mais de toute les façons le gain à ces fréquences très élevées est faible.

REMARQUE: On aurait pu s'attendre aussi à un bruit de "grêle" <sup>(1)</sup> qui se serait manifesté pendant le passage des porteurs de charges dans la partie rétrécie du canal.

On aurait pu s'attendre alors à avoir un bruit total plus important que celui provenant seulement d'origine thermique. Il serait même 10 fois supérieur au bruit thermique. Cependant la mesure expérimentale du bruit total est égale à la valeur théorique du bruit thermique.

D'autre part, ce bruit de grêle a peu de chance de se manifester, étant donné que dans la partie rétrécie du canal (ainsi que dans la jonction base-collecteur d'un transistor bipolaire) les porteurs de charges n'ont pas de barrière de potentiel à franchir.

REMARQUE 2 : De même les courants de fuite à la porte et au substrat sont extrêmement faibles (inférieurs à  $10^{-14}A$ ) et leur contribution au bruit est faible.

(1) bruit de grêle: voir chap.3, Annexe 1.

### 3.3. Résistance de bruit équivalente et facteur de bruit.

Théoriquement l'introduction des trois sources de bruit  $i_n, e_{n1}, e_{n2}$ , donnent une description complète du bruit thermique du TMOS.

Mais pour faciliter la comparaison avec les autres éléments amplificateurs; on représente le TMOS comme un quadripôle linéaire actif sans bruit; et le bruit observé dans le TMOS est compensé par l'introduction de sources extérieures de bruit équivalentes.

En général, il est nécessaire et suffisant d'introduire 2 sources :

- Une source de tension E en série avec l'entrée.
- Une source de courant J en parallèle sur elle.

On peut aussi avoir d'autres combinaisons:

- Une source de courant en parallèle sur l'entrée
- Une source de courant en parallèle sur la sortie

Ces sources sont généralement corrélatives.

En négligeant la source de bruit  $e_{n2}$  (comme vu plus haut) nous pouvons écrire pour les sources E et J:

$$E = \frac{i_n}{g_m} \quad (3.5.)$$

$$J = y_{11} \left( e_{n1} + \frac{i_n}{g_m} \right) \quad (3.6)$$

Dans le cas où la source de signal est beaucoup plus faible que l'impédance d'entrée  $1/y_{11}$  du TMOS, la source J ne joue aucun rôle significatif comme c'est le cas pour les FET à jonction P-N et les tubes électroniques.

Dans ce cas le rapport signal sur bruit est alors entièrement déterminé par E.

Cette détermination est valable pour les fréquences



basses ,les audio-fréquences,et souvent au dessus de ces dernières.Comme illustration,si  $C_1=1,5\text{pF}$  ;l'impédance d'entrée du TMOS  $Z_{in} \neq 10^5 \Omega$  à 1MHz.

En pratique,on représente la tension de bruit E comme si elle émanait d'une résistance imaginaire à l'entrée du TMOS,dite résistance de bruit équivalente  $R_n$  ,définie par la relation:

$$\langle E^2 \rangle = 4k.T_0.R_n.\Delta f. \quad (3.7.)$$

où  $T_0=290 \text{ }^\circ\text{K}$ .

Dans ce cas il y a nécessité de préciser la température et de la fixer,car le bruit thermique varie avec la température. Et sa variation est totalement opposée à celle d'une résistance.

Les relations (3.1.9 et (3.5.) ainsi que (3.7.) nous donnent

$$R_n = \frac{\alpha}{g_m} \quad (3.8.)$$

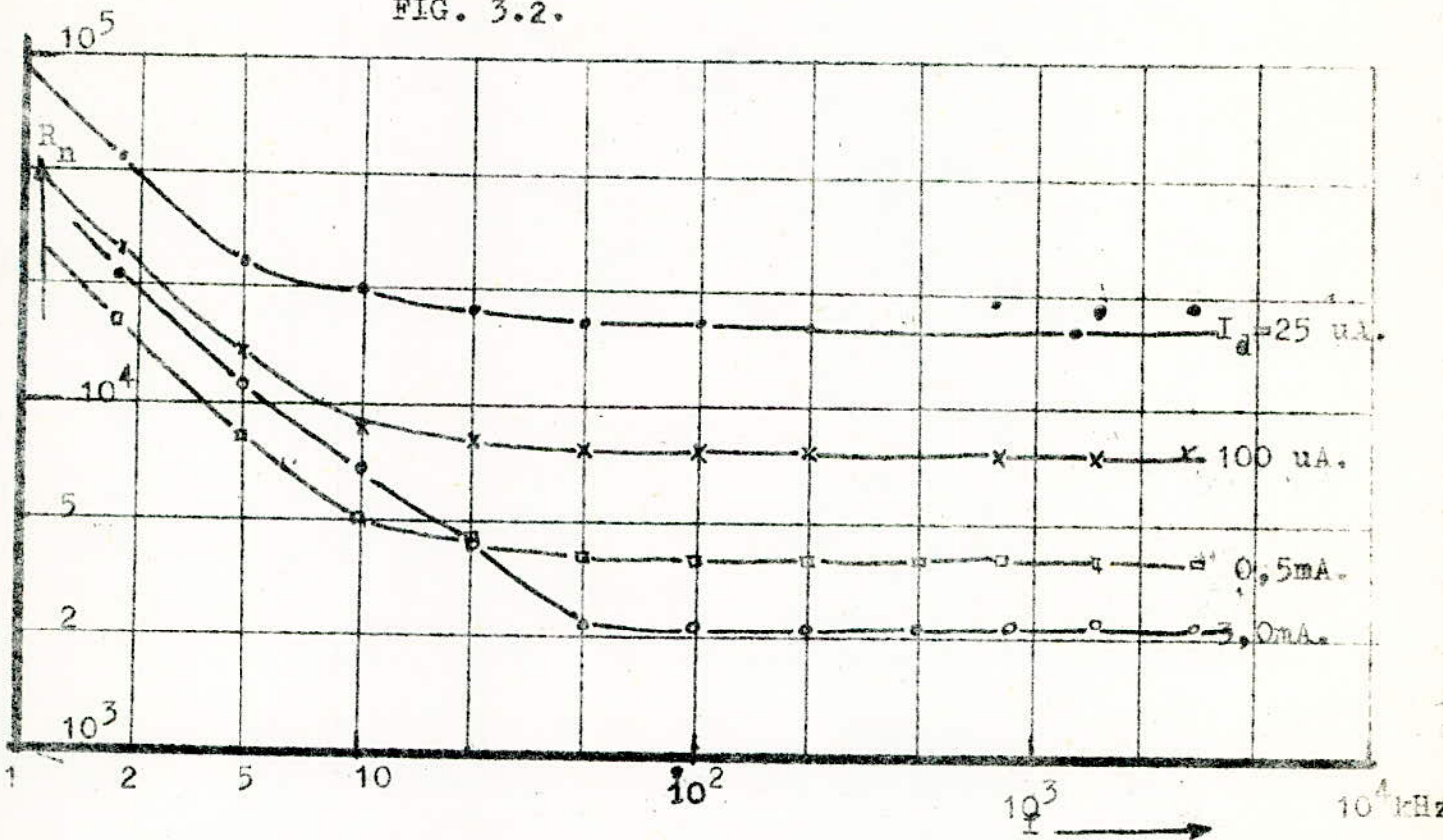
On remarque que la résistance de bruit est inversement proportionnelle à la pente,car pour tout TMOS, $\alpha$  est constante.Or  $g_m$  augmente avec le courant (car  $g_m \propto V_{sat}$ ),il existe donc un rapport entre la résistance de bruit et le courant de fonctionnement.

Nous avons en Figure 3.2.,la mesure de  $R_n$  en fonction de la fréquence pour des valeurs constantes de courant. On remarque notamment que pour les fréquences supérieures à 30 KHz. , $R_n$  diminue pour  $I_d$  croissant. Pour les fréquences inférieures à 30 KHz. ,c'est le bruit de papillotement qui domine (comme nous le verrons plus loin))  
Pour ce transistor

$$\alpha = 1,1;$$

Lorsque la source de bruit J commence à faire sentir son effet (et ceci aux hautes fréquences),le bruit ne peut

FIG. 3.2.



Résistance de bruit équivalente d'un TMOS pour BF.

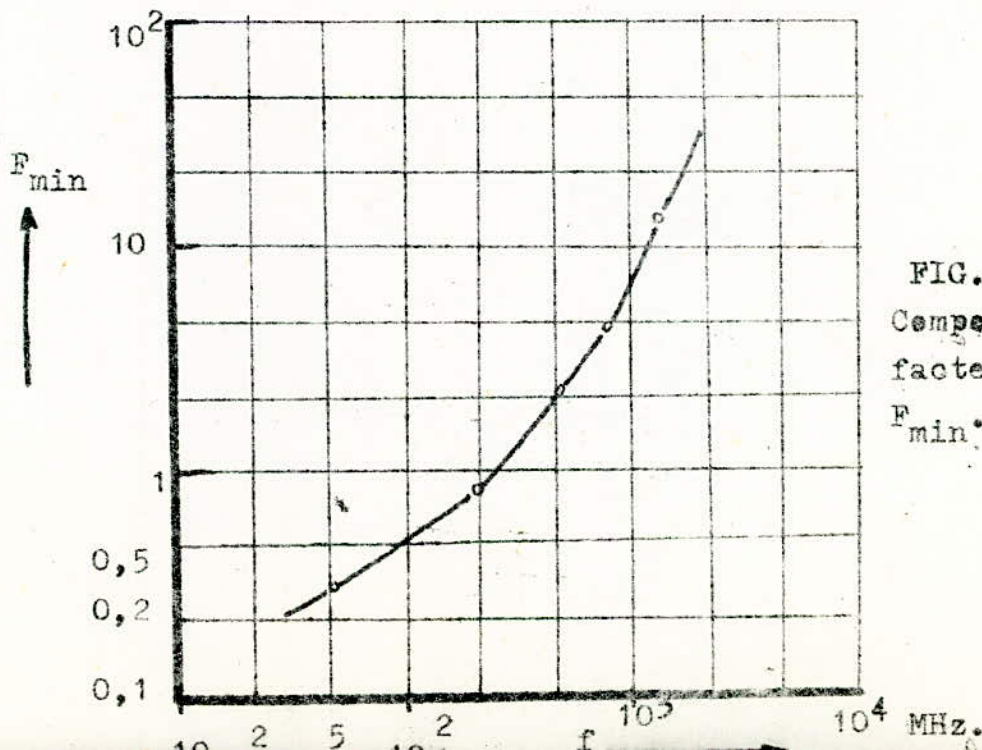


FIG. 3.3.  
Comportement du  
facteur de bruit  
 $F_{min}$ .

plus être représenté par une simple résistance équivalente. Il devient alors nécessaire d'introduire une nouvelle notion, celle de "facteur de bruit."

Le facteur de bruit  $F$  d'un quadripole est défini par l'expression suivante:

$$F = \frac{P_{no} + P_{n1}}{P_{no}} \quad (3.9.)$$

avec  $P_{no} + P_{n1}$  = puissance totale de bruit à la sortie dans une bande de fréquence étroite  $\Delta f$ .

$P_{no}$  : contribution du bruit thermique de l'impédance  $Z_i$  de la source de signal entre les bornes d'entrée. En supposant que la température de  $Z_i$  soit  $T_0 = 290$  °K.

$P_{n1}$  : partie du bruit de sortie ajoutée par le quadripole.

$P_{no}$  dépendant de  $Z_i \Rightarrow F$  sera donc une fonction de  $Z_i$ .

$F$  a une valeur minimale  $F_{min}$  pour une valeur particulière de  $Z_i$ . Pour un TMOS à  $T_0 = 290$  °K. on aura

$$F_{min} = 1 + 2 \cdot a \cdot \frac{1}{2} \left( \frac{w}{w_0} \right) + 2 \cdot a \cdot \left( \frac{w}{w_0} \right)^2 \quad (3.10.)$$

avec  $a = \frac{R_1}{R_n}$  et  $w_0 = (R_n \cdot C_1)^{-1}$

Pour  $w < w_0$  :  $F_{min}$  varie presque linéairement avec  $w$ .

Pour  $w > w_0$  :  $F_{min}$  varie beaucoup plus linéairement que pour le premier cas.

La figure 3.3. représente des mesures du facteur de bruit minimal avec la **variation** de fréquence. La courbe a été tracée pour un TMOS avec les valeurs suivantes:

$C_1 = 1,5 \text{ pF.}$        $R = 6,6 \text{ k}\Omega$        $a = 0,2$

$C_2 = 0,55 \text{ pF}$        $R_2 = 140 \Omega$        $C_{gd} = 0,75 \text{ pF.}$

et  $G_{mo} = 5,8 \text{ mA/v.}$

C'est le même transistor MOS que celui sur lequel ont été effectués les mesures de la figure 2.6. Dans cette dernière figure, on remarque qu'au dessus de  $10^3$  MHz., le gain devient inférieur à 1. La gamme utile de ce transistor est donc au dessous de cette fréquence:  $10^3$  MHz = 1 GHz.

La figure 3.3. montre les valeurs de facteurs de bruit que l'on rencontrera.

Les mesures obtenus sont marqués par des points.

Avec l'équation 3.10., et en appliquant les données du TMOS considéré, nous obtenons la courbe en traits pleins, qui relie les expérimentaux mesurés.

points

### 3.4. Le bruit en basse fréquence.

Le bruit en basse fréquence, ou bruit  $1/f$  n'est pas encore totalement connu (du mois à l'heure présente). Néanmoins il est admis que ce bruit a pour origine le transport des porteurs de charges dans la couche d'oxyde  $S_iO_2$ , par une sorte d'effet tunnel et qui s'y accumulent temporairement.

La fluctuation dans le nombre de porteurs de charges libres dans le canal se traduit comme une fluctuation de courant.

En supposant la naissance de ce bruit comme nous l'avons fait, il<sup>(1)</sup> a été montré que la fluctuation de courant  $I_d$  est exprimée par :

$$\langle \Delta I_d^2 \rangle = \frac{\gamma(N_s) \cdot e \cdot \mu \cdot df}{12 \cdot f} \cdot I_d \cdot V_d \quad (3.11.)$$

---

(1) I. Flinn, G. Bew, F. Bertz, Low frequency noise in MOS FET Solid-State Electronics, 10, 833-845, 1967.

avec  $\gamma$  : facteur empirique qui varie avec le nombre de pièges  $N_s$ , dépendant de la méthode de fabrication du TMOS.

$e$  : charge élémentaire

$L$  : longueur du canal

$\mu$  : mobilité des porteurs.

C'est expérimentalement qu'il a été trouvé que

$$\langle \Delta I_d^2 \rangle \propto I_d V_d$$

Comme nous l'avons fait plus haut, nous pouvons définir une résistance de bruit équivalente, d'après l'équation (3.11.). Dans ce cas, la résistance de bruit équivalente est une fonction de la fréquence  $f$ , et nous la noterons  $R_{nf}$ :

Pour le cas pratique d'un TMOS travaillant à saturation on a

$$R_{nf} = c_n \cdot \frac{h \cdot V_{sat}}{L \cdot l} \cdot \frac{1}{f} \quad (3.12.)$$

où  $h$  : épaisseur d'oxyde

$l, L$  : largeur et longueur du canal

$$c_n = \frac{e \cdot \gamma(N_s)}{8k \cdot T_o \cdot \epsilon_{ox}} \quad (3.13.)$$

$\epsilon_{ox}$  : constante diélectrique de l'oxyde.

$c_n$  ne dépend donc que de méthode de fabrication; nous remarquons ainsi que, pour des TMOS réalisés avec la même méthode de fabrication,  $R_{nf}$  ne dépend plus que des dimensions géométriques  $\frac{h}{L \cdot l}$ , à condition que soit toujours la même valeur  $V_{sat}$  qui soit appliquée aux TMOS considérés. (car  $\gamma(N_s)$  dépend de  $V_{sat}$ ).

En première approximation  $c_n$  est proportionnel à  $N_s$ .  
ex. : pour des TMOS réalisés avec la même méthode, à canal  $N$  et  $N_s < 10^{10}$  pièges par  $cm^2$ , on a trouvé que

$$10^{-8} mA^{-1} \cdot s^{-1} \leq c_n \leq 5 \cdot 10^{-8} mA^{-1} \cdot s^{-1}$$

Suivant l'équation (3.12.), si L est petit (canal court nécessaire pour les fréquences élevées),  $R_{nf}$  est grand, le bruit de papillotement est donc considérable pour ce genre de transistors.

CONCLUSION.

Nous pouvons définir une sorte de fréquence de transition  $f_0$  pour laquelle le bruit de papillotement est égal au bruit thermique, et ceci pour indiquer la limite de la zone de fréquences basses où le bruit  $1/f$  prend de l'importance.

Les deux bruits ne sont pas liés entre eux. Nous pouvons alors définir une résistance de bruit équivalente totale, dont dépend le bruit total du TMOS, et tel que:

$$R_{nt} = R_n + R_{nf}. \quad (3.14.)$$

donc à  $f_0$   $R_n = R_{nf}$   $R_{nt} = R_n \left(1 + \frac{f_0}{f}\right)$  (3.15.)

Il a été montré que la fréquence de transition est donnée par

$$f_0 = \frac{c_n}{\alpha} \frac{\mu \cdot \epsilon_{ox} \cdot V_{sat}^2}{L^2} \quad (3.16.)$$

Ceci montre que  $f_0$  dépend du carré de L.

Avec les valeurs suivantes:

$$c_n = 10^8 \text{ mA}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}. \quad \epsilon_{ox} = 3,6.$$

$$\mu = 6 \cdot 10^{-2} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{v}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}. \quad V_{sat} = 1,5 \text{ v}.$$

$$\alpha = 1,1$$

Si  $L = 12 \mu\text{m}$ .  $f_0 = 3 \text{ MHz}$ .

Si  $L = 120 \mu\text{m}$ .  $f_0 = 30 \text{ kHz}$ .

On constate donc que l'étude approfondie du bruit, essentiellement celui de papillotement, n'est pas encore terminée, du moins pour l'heure présente. De même pour les hyperfréquences, qui nécessitent un canal court, le bruit dans ces TMOS classiques, est trop important pour que leur utilisation soit bonne. Il faudra trouver un autre genre de TMOS afin de palier à cet inconvénient.

Mais en fréquence basse, moyenne et haute, le bruit est relativement faible.

CHAPITRE III. ANNEXE I.

---

Rappels sur le bruit.

-----

Il existe trois sortes de bruits:

(a): Bruit de Nyquist (ou thermodynamique ou de Johnson)

Nyquist a montré en 1928 que le mouvement désordonné des charges engendrait aux bornes d'une résistance R une tension dite de bruit thermique de valeur efficace donnée par

$$\langle v^2 \rangle = 4.R.k.T.\Delta f.$$

où k : constante de Boltzmann

T : température absolue

$\Delta f$  : bande passante considérée

La valeur moyenne de cette tension est nulle.

(b): Bruit de Schottky: ou effet de grenaille.

Celui-ci est dû à la nature granulaire de l'électricité. Schottky a montré que dans le cas d'une émission thermionique transportant un courant i, que celui-ci présentait des fluctuations erratiques de valeur moyenne nulle, mais de valeur quadratique:

$$\langle i^2 \rangle = 2.q.i.\Delta f.$$

(c): Bruit de scintillation.

IL se produit toujours aux basses fréquences, et il est dû aux effets de surface.

Il est caractérisé par la valeur quadratique de la source de courant de bruit équivalente:

$$\langle i^2 \rangle = k \cdot \frac{\Delta f}{f}$$



ou la tension drain, la plus négative.

CHAPITRE IV : AMPLIFICATION DE PUISSANCE  
DANS LA BANDE R.F. (3 à 30 MHz.) PAR  
UN T.M.O.S.

4.1. Introduction

Le TMOS possède plusieurs propriétés intéressantes lorsqu'il est utilisé en tant qu'amplificateur de puissance aux fréquences élevées.

La première est que nous pouvons l'utiliser avec une haute tension d'alimentation.

La deuxième est sa linéarité. Dans sa caractéristique, nous remarquons l'absence de termes d'ordre impair. Cette absence signifie physiquement que deux composantes de fréquences se trouvant dans la bande passante de l'amplificateur R.F. ne provoqueront pas l'apparition d'intermodulation<sup>(1)</sup>, c'est à dire fréquences de somme et de différence, dans cette bande passante.

Car toutes les fréquences de somme et de différence dues à la caractéristiques linéaire se trouvent très éloignés de cette bande et seront donc rejetés par des filtres de bande de l'amplificateur.

Et c'est ainsi que le TMOS peut assurer un fonctionnement linéaire en tant qu'amplificateur RF.

En plus, contrairement aux transistors bipolaires, le TMOS présente un coefficient de température négatif pour les valeurs élevées de courant, et tend donc de ce fait,

---

(1) Intermodulation: voir chap.4 Annexe 1.

à être thermiquement stable lorsqu'il a une grande surface.

Cela conduit à une distribution uniforme de température, ainsi qu'à l'absence de dérive thermique, et de phénomène de second claquage, qui peuvent constituer de sérieux problèmes pour la réalisation de transistors bipolaires de puissance.

Le TMOS est donc, potentiellement, un composant très utile pour l'amplification de puissance aux fréquences élevées.

REMARQUE : Un modèle de TMOS a été étudié pour remplacer le tube électronique dans les étages de sortie d'un émetteur à bande latérale unique fonctionnant dans la gamme de fréquences de 3 à 30 MHz.

Dans cette application, la puissance à la valeur maximale de l'enveloppe de la porteuse modulée en amplitude (la puissance de crête de l'enveloppe) se monte à 100 W.; et le niveau des produits d'intermodulation doit être meilleur que -30 dB.

#### 4.2. Puissance de sortie.

La puissance de sortie  $P_o$  que peut fournir un transistor quelconque est proportionnelle au produit de l'excursion maximale de tension de crête qui peut être maintenue à ses bornes et du courant de crête  $I_{max}$  qu'il peut laisser passer en toute sécurité.

Pour un TMOS, l'excursion maximale de tension de crête que le système peut admettre est la différence entre la tension de coupure source-drain  $V_{dsc}$  et la tension de saturation drain  $V_{dssat}$  au courant maximal:

par suite

$$P_o = C \cdot I_{max} \cdot (V_{dsc} - V_{dssat}). \quad (4.1.9)$$

C étant un facteur multiplicatif.

La tension de saturation d'un TMOS en matériau à forte résistivité, est approximativement égale à la "tension effective de porte"; que nous avons déjà noté comme

$$V_{ge} = V_g - V_{th}$$

La figure 4.1. nous montre clairement que celui conduit à des tensions de saturations aux courants intenses (entre 0,5 et 1A.), pour des tensions drain  $V_{ds}$  assez importantes (jusqu'à 100 v.)

Ces tensions de saturation constituent une fraction appréciable de la tension d'alimentation.

Il est donc nécessaire de prévoir des tensions d'alimentation aussi élevées que possible, de même que pour la tension de coupure source drain,  $V_{dsc}$ .

#### 4.3. Limitations de tensions sur le TMOS.

Les limitations de tensions sur le TMOS sont de trois sortes /:

- ..claquage destructif de l'oxyde de la porte.
- ..claquage en avalanche de la jonction drain.
- ..percement entre source et drain.

##### 4.3.1. Claquage destructif de l'oxyde de la porte.

Ce claquage se produit pour un champ d'environ  $10^7$  v/cm. Cependant il est nécessaire de prévoir une marge de sécurité assez importante pour les systèmes à grande surface, car il existe des points faibles dans l'oxyde sous la porte, et le claquage peut se produire à une valeur plus faible que prévue.

Pour un TMOS, canal P, fonctionnant en classe B, la tension maximale apparaît sur l'oxyde au drain, lorsque la tension de porte  $V_g$  est au pic de son excursion positive

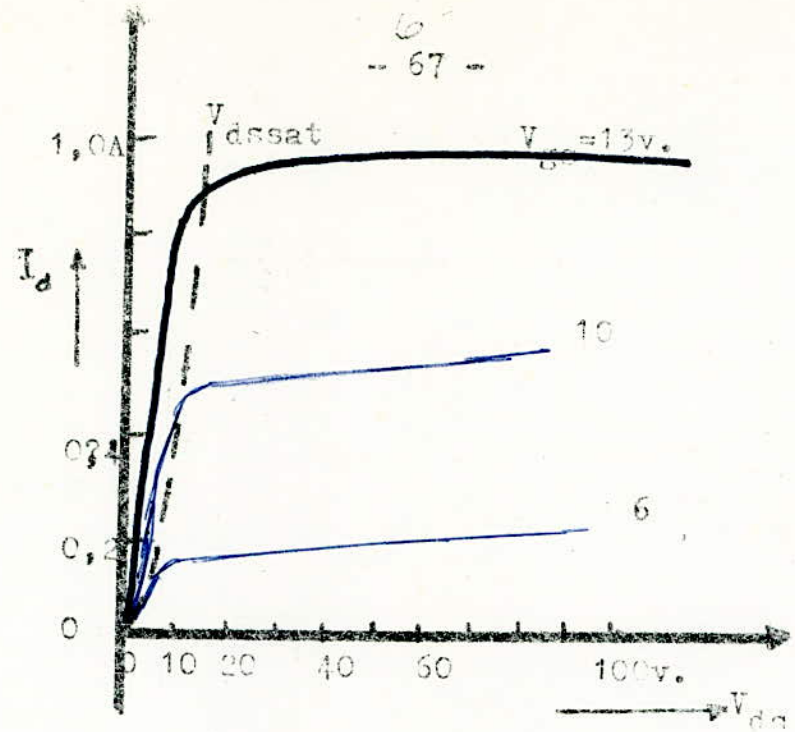


FIG. 4.1.  
Caractéristiques d'un MOS de puissance.

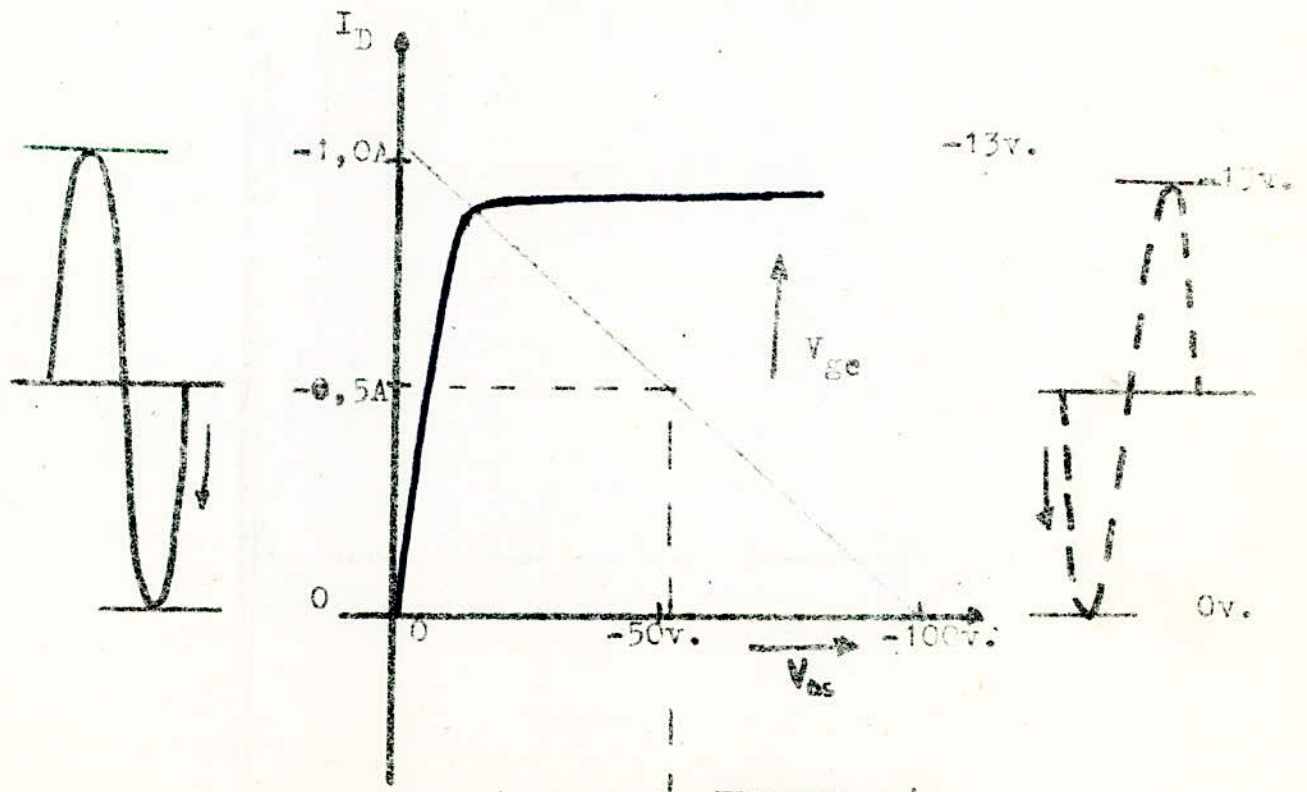


FIG. 4.2. (a)  
Fonctionnement en classe A d'un MOS de puissance, canal P.

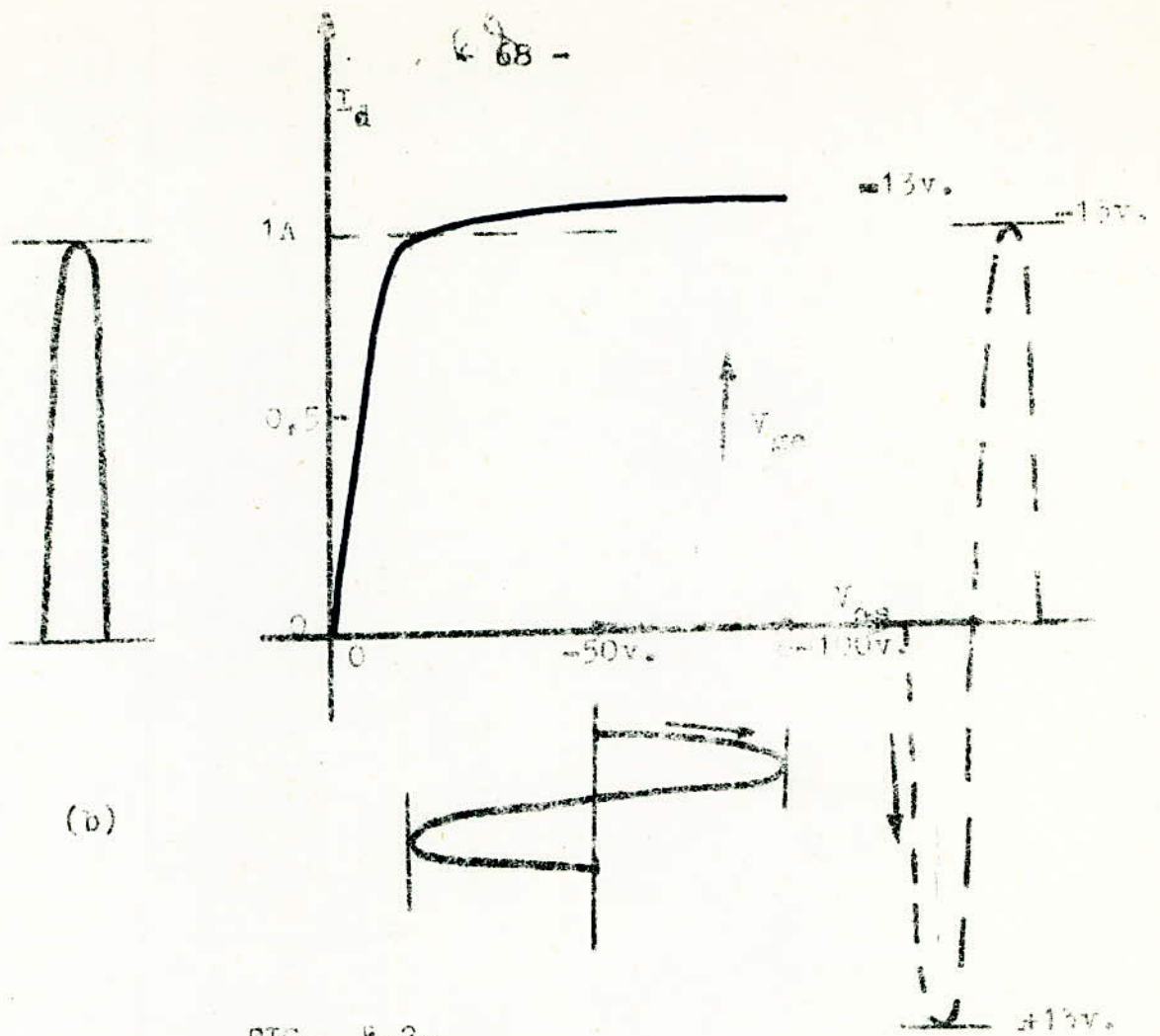


FIG. 4.2.

Fonctionnement en classe B d'un MOS canal P.

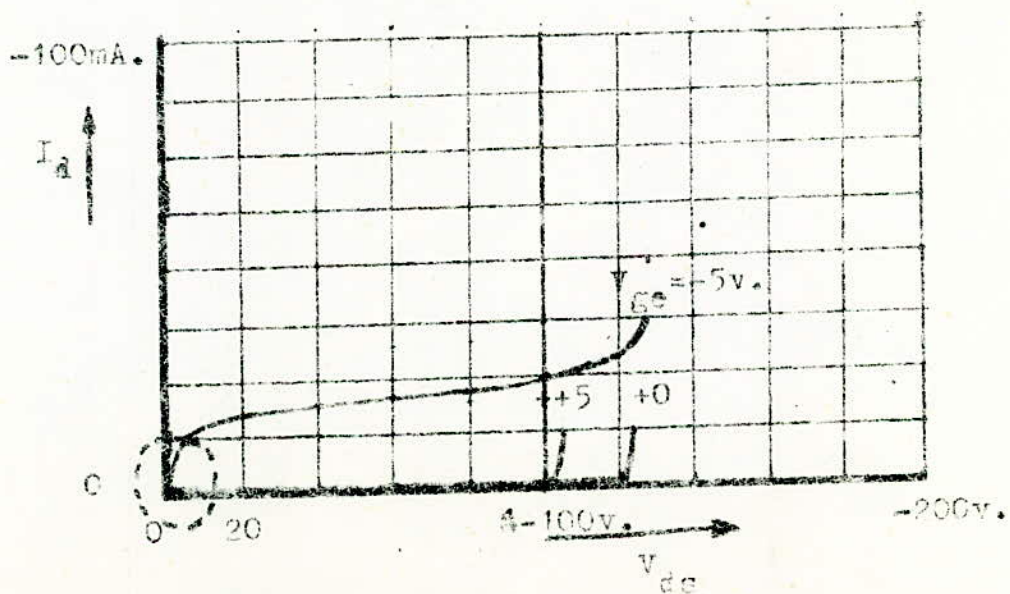


FIG. 4.3.

Caractéristiques d'un MOS de puissance, soumis au claquage.

et la tension drain ,la plus négative.

Voir Figure 4.2. (b).

Dans ces conditions,des tensions de l'ordre de 100 à 120 V. peuvent apparaitre,de telle sorte que l'on doit prévoir une épaisseur d'oxyde d'au moins 0,2 $\mu$ m.

#### 4.3.2. Claquage en avalanche de la jonction drain.

Ce claquage dépend de l'importance du dopage d'impuretés sur le côté jonction du substrat.Cette tension de claquage est inversement proportionnelle à la racine carrée de la concentration atomique des donneurs (ou accepteurs) dans le substrat.

Cette tension de claquage est aussi influencée par les rayons de courbure de la jonction,et par le champ vertical entre porte G et substrat près du drain D.

Ces deux facteurs s'ajoutent pour déterminer la distribution du champ dans la zone d'appauvrissement du drain,et par suite,déterminent la tension de claquage de la jonction.

Pour les rayons de courbures inférieurs à environ 4 $\mu$ m.,la tension de claquage tombe très rapidement à rayon décroissant,de sorte qu'un TMOS de puissance doit avoir une épaisseur de jonction de cette valeur ou plus élevée.

En Figure 4.3.,nous voyons comment le claquage de la jonction drain dépend de la tension de porte.Nous pouvons remarquer que la tension de claquage est la plus faible lorsque la tension effective de porte  $V_{ge}$  est telle que le transistor est hors service (zone cerclée en pointillée sur la figure 4.3.).

La raison est que,dans ces conditions,la zone d'appauvrissement de drain est rétrécie à la surface par le champ de la porte,de sorte que le champ dans la zone d'appauvrissement atteint sa valeur de claquage pour une tension drain  $V_d$  plus basse .

Cet effet est encore plus défavorable lorsque le système est utilisé en classe B. Dans ce mode de fonctionnement, pendant la demi-période de coupure, la tension drain et la tension de porte  $V_d$  et  $V_{ge}$  atteignent simultanément leurs valeurs maximales, lesquelles sont de signes opposées.

(Figure 4.2. (b) )

On peut ne pas utiliser un oxyde plus épais pour diminuer le champ de la porte, étant donné qu'un courant de crête donné doit être atteint au cours de la seconde demi-période ce qui nécessite un champ de porte d'une intensité donnée.

Si le TMOS fonctionne en classe A, (Figure 4.2. (a) ) la situation est moins critique, du fait que la tension  $V_{ge}$  est nulle à la tension drain maximale.

#### 4.3.3. Percement entre source et drain.

Ce percement se produit lorsque la résistivité du substrat est si élevée, et le canal si court que la zone d'appauvrissement de drain peut s'étendre à la source, avant que le claquage en avalanche se produise. Lorsque le système est coupé par la porte, le percement est similaire en apparence à un claquage en avalanche, sauf qu'il est plus "doux", et que sa variation avec le champ de la porte est en sens opposé.

Lorsque le système conduit, l'extension vers la source de la zone d'appauvrissement de drain a pour effet d'écarteter le courant drain de la saturation et de le faire varier approximativement comme le carré de la tension drain  $V_d^2$  du fait qu'il devient limité par la charge d'espace, ce que nous voyons en Figure 4.4. pour un TMOS à canal N.

L'écart de la saturation conduit à un écart de la caractéristique linéaire ( $I_d - V_{gs}$ ) donnant lieu à une distorsion d'intermodulation dans les amplificateurs linéaires.

Les Figures 4.3. et 4.4. montrent le claquage de 2 TMOS de même géométrie, et de même niveau de dopage du

FIG.4.4. Caractéristiques d'un TMOS de puissance, canal N. Claquage par perçement; S et D à faibles concentrations.

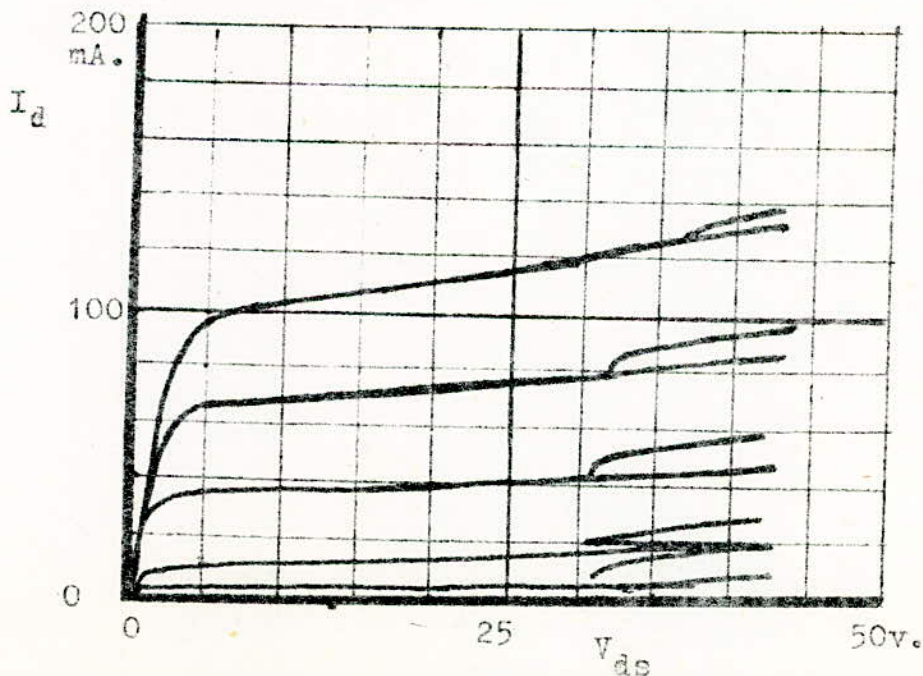
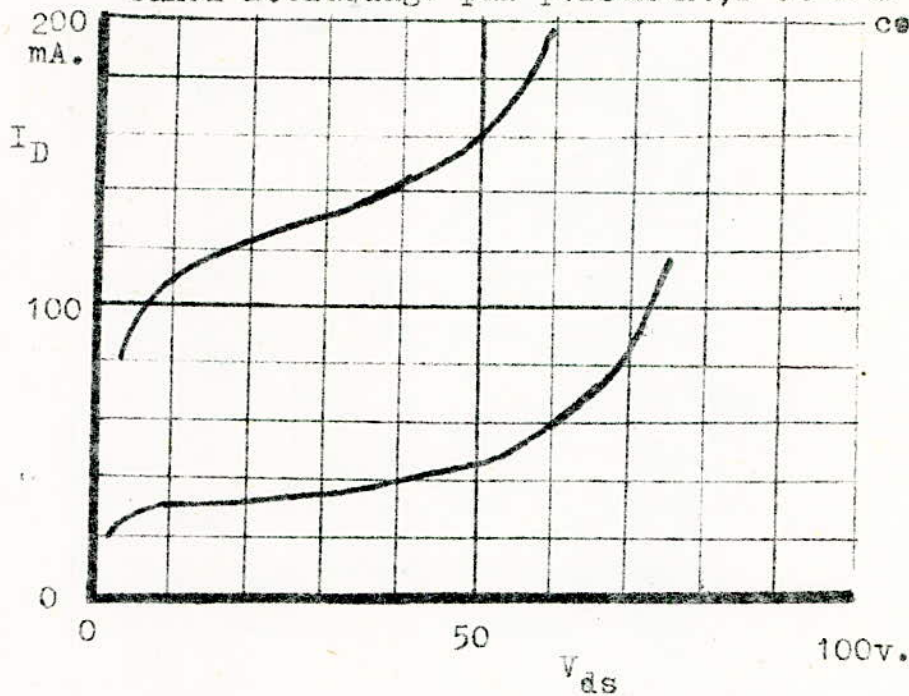


FIG.4.5.. Set D à fortes concentrations; autre type de claquage, introduisant une résistance négative.



substrat, mais l'un pour un canal P (figure 4.3.) et l'autre pour un canal N (figure 4.4.).

La limitation de tension drain résulte du claquage drain-jonction pour le TMOS canal P, et de percement pour celui à canal N.

Cette différence, encore mal connue de par son origine, est supposée due, au moins partiellement, à une redistribution d'impuretés au cours de l'oxydation thermique qui, dans un TMOS à canal N, donne une très faible concentration d'impuretés près de la surface du Silicium.

Par suite, la zone d'appauvrissement de drain s'étale considérablement plus vers la source, que dans un TMOS à canal P, où l'effet de la redistribution est inverse, de sorte que la concentration d'impuretés est plus importante près de la surface .

Pour prévoir de façon précise les conditions dans lesquelles le claquage en avalanche et le percement se produisent dans un TMOS, il faut faire une analyse bidimensionnelle du champ dans la zone d'appauvrissement de drain, qui doit tenir compte de la variation de niveau de dopage du substrat avec la distance de la surface

Dans l'état actuel, nous ne pouvons utiliser que des résultats expérimentaux et des calculs approchés pour mettre au point un TMOS à haute tension.

Pour un TMOS à canal P, on a trouvé que le système, dont les caractéristiques sont indiqués en Figure 4.3., était approximativement optimal pour la valeur de tension drain indiquée sur la figure.

Ce système est réalisé sur du Silicium du type N de  $10 \Omega \cdot \text{cm}$ ., avec une longueur de canal  $L=9 \mu\text{m}$ . et une épaisseur d'oxyde de  $0,2 \mu\text{m}$ . Il est limité par le claquage en avalanche.

Pour un système en canal N de structure similaire, la limitation de tension serait beaucoup plus basse, comme le montre la Figure 4.4.

Un autre type de claquage observé dans le TMOS à canal N, avec de grandes concentrations de source et de drain en surface, est représenté en Figure 4.5.: claquage source-drain.

Ce claquage introduit une résistance négative dans la caractéristique lorsque celle ci atteint une tension drain donnée; à ce point, la courbe retombe brusquement à une valeur de tension drain plus basse, et en repart avec un courant quelque plus élevé.

Potentiellement, le phénomène est catastrophique; il a pu être mis à jour qu'il se produit, par des émissions lumineuses locales et par des mesures de la température de surface du copeau avec un microscope infra-rouge.

A cause de ces divers effets, il est préférable d'utiliser le TMOS en canal P pour des systèmes de puissance, en dépit de leur plus faible mobilité de canal, tant que les caractéristiques des TMOS à canal N n'auront pas été améliorées.

#### 4.4. Courant et facteur de gain.

Dans la zone saturée, le courant drain d'un TMOS est donné par (voir relation 1.4. )

$$I_{ds} = K \cdot V_{ge}^2 \quad \text{avec} \quad K = \frac{\mu \epsilon_0}{2e} \cdot \frac{1}{L}$$

$$\text{ou en posant } C_{ox} = \frac{\epsilon_0}{e} \Rightarrow K = \frac{\mu \cdot C_{ox}}{2} \cdot \frac{1}{L}$$

Nous définissons un facteur de gain de courant  $\beta$  comme

$$\beta = \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{1}{L} \Rightarrow I_{ds} = \frac{1}{2} \cdot \beta \cdot V_{ge}^2 \quad (4.3.)$$

$$\text{ou } \beta = 2K$$

avec  $\mu$  : mobilité de surface pour les trous ou les électrons dans le TMOS à canal P, et N respectivement.

Il y'a ainsi 3 variables  $C_{ox}$ ,  $l$  et  $L$ , dans la géométrie du système, et qui doivent être ajustées pour obtenir une valeur élevée de  $\beta$ , donc un courant intense.

L'épaisseur minimale d'oxyde qui peut être utilisée est limitée, pour des raisons de percement du diélectrique, à  $0,2 \mu\text{m.}$ , lorsque des tensions pouvant atteindre  $120 \text{ v.}$ , peuvent apparaître sur le diélectrique.

C'est alors aux dimensions  $l$  et  $L$  du canal de déterminer  $\beta$ . Pour obtenir les meilleurs résultats aux fréquences plus élevées, il est préférable de réduire  $L$  plutôt que d'augmenter la largeur  $l$ . Car la constante de temps  $\tau$  du système idéal, considéré indépendamment de ses éléments parasites, diminue.

Malheureusement  $L$  ne peut être réduit à la limite technologique dans un système de puissance, parce que le percement limiterait alors la tension drain à une faible valeur.

En supposant une longueur de canal de  $L=10 \mu\text{m.}$ , valeur considérée comme un compromis raisonnable, les calculs suivants donnent l'ordre de grandeur de la largeur  $l$  requise pour un courant de crête de  $1 \text{ A.}$  pour une tension de porte  $V_g=10 \text{ v.}$

La mobilité  $\mu=150 \text{ cm}^2/\text{v.s.}$  et  $C_{ox}=1,8 \cdot 10^{-8} \text{ F/cm}^2$  pour un oxyde de  $0,2 \mu\text{m.}$  d'épaisseur.

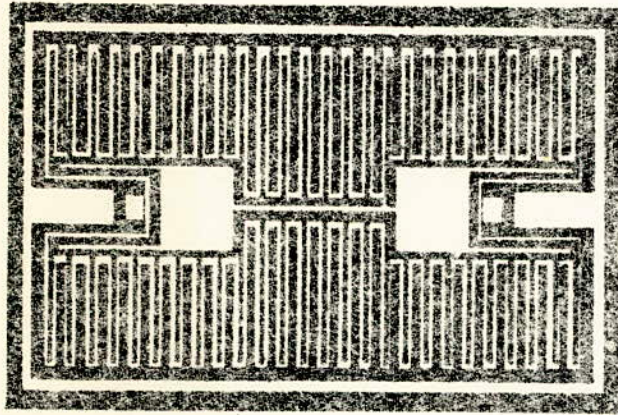
Il s'ensuit des équations 4.2 et 4.3 que la largeur sera exprimée par:

$$l = \frac{2 \cdot l \cdot I_d}{\mu C_{ox} \cdot V_g^2} \quad (4.4.)$$

d'où  $l \neq 7,4 \text{ cm.}$

Ainsi d'intenses courants de crête nécessitent une très grande largeur de canal, et une géométrie correspondante est le meilleur moyen d'y parvenir.

FIGURE 4.6.



Transistor de puissance à structure  
d'électrodes imbriquées à largeur de canal  
4,2  $\mu$ m.

Grossissement 30 x.

La Figure 4.6. représente un tel transistor MOS de puissance avec une largeur de canal  $l=4,2$  cm., les dimensions du copeau étant  $2,8 \times 2,1$  mm.

En figure 4.6. nous voyons des zones métallisées de source et de drain, des diffusions semblables à des "doigts" s'introduisant dans les boucles de l'électrode de la porte. Les doigts de la source entre les boucles de la porte sont métallisés avec des lamelles d'aluminium de  $5 \mu\text{m}$ . de largeur pour réduire la résistance série, les doigts de drain ne sont pas métallisés. Les boucles de la porte sont reliées pour réduire la résistance série.

Etant donné leur caractéristique linéaire ( $I_d - V_{gs}$ ) et leur stabilité thermique, on pourrait penser que les TMOS de puissance pourrait supporter des tensions extrêmement élevés. Malheureusement, le comportement linéaire ne persiste pas aux courants très intenses. Lorsque le champ dans le canal dépasse environ  $1,5 \text{v}/\mu\text{m}$ ., la mobilité des porteurs diminue à champ croissant, et l'on dit que les porteurs ont une vitesse limite. Il en résulte une distorsion de la caractéristique linéaire.

Cela ne peut être toléré dans un circuit amplificateur linéaire, et la limitation de vitesse introduit une limite supérieure au courant.

Mais en fait, jusqu'ici, nous avons considéré le cas d'un système idéal.

existe

Dans la réalité, il des éléments corollaires qui réduisent la puissance de sortie.

Les plus importants sont les résistances séries de source et de drain  $R_s$  et  $R_d$ . Ces résistances résultent de la combinaison de la résistance des "doigts" diffusés

de source et de drain, de la résistance des lamelles d'Aluminium sur les doigts si ceux ci sont utilisés, et de la résistance de contact Aluminium-Silicium.

Aussi bien  $R_s$  que  $R_d$  réduisent la tension apparaissant aux bornes du système idéal et représentent une dissipation inutile de puissance, mais la résistance de la source joue aussi le rôle d'un élément de contre-réaction dans un circuit à source commune, réduisant la pente  $g_{mo}$ . En pratique  $R_d$  doit être nettement inférieure à  $R_{on}$  minimale du système idéal, qui peut descendre jusqu'à une valeur de  $10\Omega$ .

La chute de tension aux bornes de  $R_s$  doit être très inférieure à la tension entre source et porte appliquée au courant maximale

$$R_s \cdot I_{dmax} \ll V_{gmax} \quad (4.5.)$$

Par suite 
$$R_s \ll \frac{V_{gmax}}{I_{dmax}} \quad (4.6.9)$$

Aussi  $R_d$  sera de préférence tel que  $R_d \neq 1 \Omega$   
 $R_s \ll 0,5$

Dans une structure intercalée, il existe deux manières pour réduire  $R_s$  et  $R_d$ :

..1. L'une consiste à prévoir des lamelles d'aluminium le long des doigts diffusés de la source ou du drain, ou des deux. En Figure 4.6. on utilise des doigts métallisés pour la source, et non métallisés pour le drain. Il s'agit d'un compromis assurant une résistance série de drain de faible valeur acceptable, n'occupant pas cependant une trop grande surface pour le système.

FIGURE 4.7.

Tros de puissance, constitué de 3 unités  
identiques montés en parallèle. Largeur  
totale du canal 18, 2 cm. Grossissement 30x.

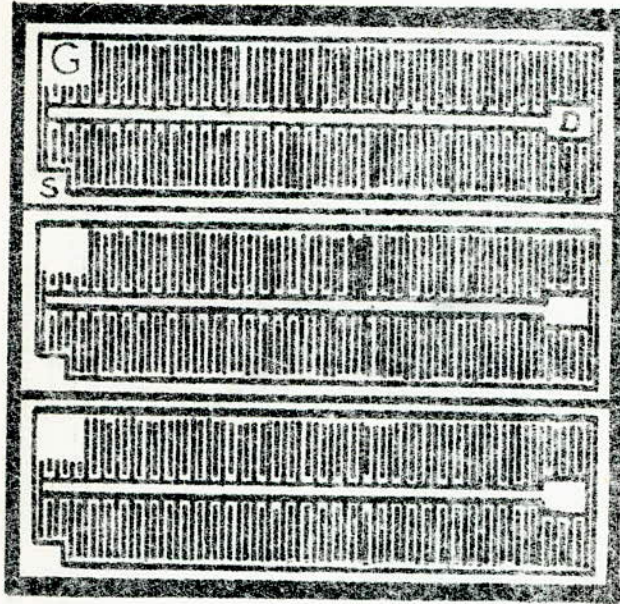
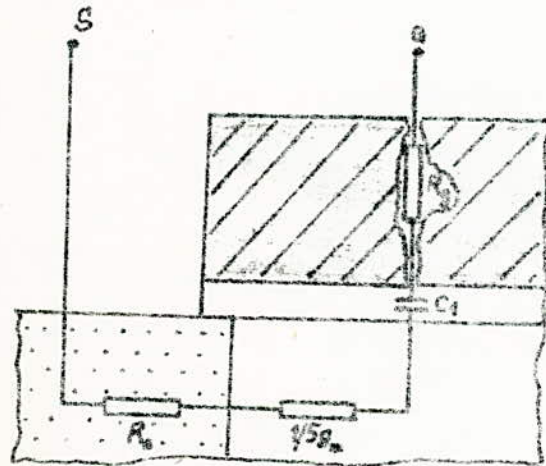


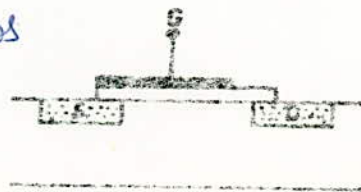
FIGURE 4.8.



Circuit équivalent  
pour l'entrée d'un  
Tros.

FIGURE 4.11.

Coupe schématique d'un Tros  
à porte-décalé pour  
réduire la capacité de  
réaction.



..2. La deuxième méthode consiste à ne pas métalliser les doigts de source ou de drain, mais à les rendre suffisamment courts pour avoir une résistance assez faible. Un exemple est donné en Figure 4.7. Une telle géométrie a l'avantage d'un meilleur rendement des systèmes réels, puisque l'opportunité de courts circuits entre porte et source est grandement réduite.

REMARQUE: Il est de même intéressant de noter qu'en général, on peut tolérer des résistances séries plus élevées dans les TMOS que dans les transistors bipolaires, par suite des niveaux plus élevés d'impédance mis en cause.

#### 4.5. Influence de la fréquence sur les variations de rendement

POUR le TMOS idéal, la constante de temps associée à la capacité de porte et à la résistance du canal est égale à

$$\tau = \frac{L^2}{\mu \cdot V_{ge}} \quad (4.7.)$$

Pour un TMOS, canal P, de longueur  $L=10 \mu\text{m.}$ , fonctionnant avec  $V_{ge}=10 \text{ v.}$  on a  $\tau \approx 0,67 \text{ ns.}$ ; ce qui conduit à une baisse de rendement au dessus d'une fréquence d'environ  $f \approx 250 \text{ MHz.}$

Les éléments corollaires peuvent conduire à une constante de temps plus élevée que 0,67 ns. Par exemple les résistances séries de la source et de la porte donnent lieu à une constante de temps corollaire avec la capacité de la porte.

Nous pouvons voir en figure 4.6. et 4.7. que les boucles de la porte sont reliés à l'extrémité de la source



sur la base de chaque doigt. Si tel n'était pas le cas, la très grande largeur de porte nécessaire dans le TMOS de puissance donnerait une résistance effective d'environ  $10 \Omega$ . en série avec la porte G.

En supposant une capacité  $C_{ox} = 130 \text{ pF.}$ , on aurait  $\tau = 1,3 \text{ ns.}$  et la fréquence de coupure serait  $F = 120 \text{ MHz.}$

En pratique la fréquence d'utilisation d'un TMOS de puissance peut être limitée par son impédance d'entrée  $Z_{in}$ . Le circuit équivalent pour l'entrée d'un TMOS est représenté en Figure 4.8.

En Figure 4.8. : nous voyons notamment;

$R_s$  : résistance interne de source.

$R_g$  : --- de porte.

$\frac{1}{5\epsilon_m}$  : résistance répartie du canal. ( $\epsilon_{mo}$  : pente)

$C_1$  : capacité répartie de la porte.

POUR simplifier, nous négligerons la capacité de chevauchement. En transformant ce circuit en un circuit RC parallèle équivalent, on obtiendra :

$$R_{//} = \frac{1 + (R_s + R_g + 1/5\epsilon_m)^2 \cdot \omega^2 \cdot C_1^2}{(R_s + R_g + 1/5\epsilon_m)^2 \cdot \omega^2 \cdot C_1^2} \quad (4.8.)$$

Ainsi  $R_{//}$  varie avec  $\epsilon_{mc}$ .

En différenciant  $R_{//}$  :  $\frac{dR_{//}}{d\epsilon_m} = 0 \quad (1)$

R est minimale pour  $R_s + R_g + 1/5\epsilon_m = 1/\omega C_1$  . d'où

$$\text{d'où } R_{// \min} = 2/\omega C_1 \quad (4.9.)$$

(1) Pour les calculs voir annexe de ce chapitre.

Pour le TMOS de puissance de la figure 4.7., on a  $C_1 = 130$  pF. Cela veut dire qu'à une fréquence  $f = 30$  MHz.,  $R_{//}$  passe par une valeur minimale  $R_{//} = 81 \Omega$ , chaque fois que  $g_{mo}$  qui oscille entre 0 et 150 mA/v. passe par la valeur de l'ordre de  $g_{mo} = 5$  mA./v., ce qui se produit 2 fois par période .

Cet exemple montre que les grandes structures de TMOS peuvent avoir de très faibles résistances effectives d'entrée ( $R_{//}$ ) aux fréquences élevées, le faible gain résultant pouvant être la plus importante limitation.

Dans un amplificateur linéaire, le fait que la résistance d'entrée varie au cours de l'excursion de tension à l'entrée a pour résultat une distorsion du signal d'entrée, particulièrement si la capacité de la porte et la fréquence d'entrées , de sorte que

$R_{//min} = 2/\omega C_1$  représente une très faible valeur.

#### 4.6. Comportement thermique.

L'effet de la température sur le courant drain d'un TMOS est déterminé par deux facteurs: une dérive de la tension de seuil  $V_{th}$  et une diminution de mobilité à température croissante. Généralement ces variations ont lieu en sens opposé, de sorte qu'il existe un point d'équilibre (coefficient de température nul). Cependant, la diminution de mobilité prédomine aux courants intenses, tandis qu'une augmentation de température tend à produire une baisse de courant.

Ce comportement a des conséquences extrêmement importante pour les systèmes pratiques. Un grand TMOS est thermiquement stable par rapport aux fluctuations de courant soit à la surface du système, soit avec le temps.

La stabilité à la surface permet une bonne distribution du courant à cette surface, sans introduction de

résistances de stabilisation, comme il est souvent nécessaire avec les transistors bipolaires de puissance.

La stabilité d'un TMOS de puissance pour les variations de courants avec le temps signifie une absence de dérive thermique. Il en résulte qu'un TMOS est potentiellement un système robuste. Pour la même raison, le phénomène de second claquage ne doit pas être attendu dans le TMOS de puissance et il n'a pas été en fait observé, sauf dans le cas spécial décrit au §4.3.

REMARQUE : Le second claquage est une difficulté particulière aux transistors bipolaires de puissance. Il se manifeste si la caractéristique du courant collecteur en fonction de la tension se continue au-delà du point de premier claquage (ou de Zenner), avec une retombée brusque de la courbe à une valeur plus faible de tension. Certains physiciens pensent qu'il y a une liaison avec une instabilité thermique locale. <sup>(1)</sup>

#### 4.7. Resultats expérimentaux.

Les TMOS de puissance ont été réalisés en suivant la géométrie de la Figure 4.6. Cela ayant eu lieu avant que l'on sache la différence de comportement suivant la tension entre TMOS à canal P et N, on envisageait un TMOS en canal N, avec une longueur de canal de 16  $\mu\text{m}$ .

Les systèmes en canal N réalisés avec cette géométrie n'atteignaient pas la puissance attendue, du fait de leur limitation de tension. C'est la raison pour laquelle on réalisa des systèmes en canal P. La disponibilité des photomasques conduisit à la décision de conserver la même géométrie, bien que la longueur optimale de canal dans ce cas était de l'ordre de 10  $\mu\text{m}$ .

La puissance de sortie à attendre de ce système dans un

(1) H.A. Schafft; Second breakdown; Proceeding IEEE .55.  
p.1272-1288/ 1967.

amplificateur linéaire peut être calculée simplement et comparée avec l'expérience.

Pour un fonctionnement en circuit linéaire, le système doit être principalement maintenu dans la partie linéaire de sa caractéristique ( $I_d - V_{GS}$ ), de sorte que la droite de charge ne croise pas le "coude" de saturation.

Pour un système simple fonctionnant en classe B, la puissance enveloppe de crête  $P_{ec}$  qui peut être transmise à la charge est donnée par:

$$P_{ec} = \frac{1}{2} (I_{dmax}/\sqrt{2}) \cdot (V_{dmax}/\sqrt{2}). \quad (4.10.)$$

dans laquelle

$V_{dmax}$  : tension de crête maximale pour laquelle le drain oscille autour de la tension d'alimentation.

A l'aide des équations 4.1. et 4.2. et 4.3., nous aurons:

$$P_{ec} = \frac{1}{2} \mu C_{ox} W V_{ge}^2 (V_{dsc} - V_{dssat}) / 16 \cdot L \quad (4.11.)$$

Pour le TMOS de puissance dont il est question, nous avons

$$\begin{aligned} \mu &= 150 \text{ cm}^2/\text{vs.} & ; & C_{ox} = 1,8 \cdot 10^{-8} \text{ F/cm}^2 \\ l &= 4,2 \text{ cm.} & ; & L = 16 \text{ } \mu\text{m.} \end{aligned}$$

La valeur minimale de la tension de coupure  $V_{dsc}$  était de 90 v., mais le système n'était en service qu'à 85 v. dans cette expérience. La tension maximale de porte était de 14 v. et  $V_{dssat}$  de 15 v. Par suite la puissance de crête attendue était de 6,1 W.

..Des paires de ces systèmes étaient montés en parallèle sur le même support et prévues pour la gamme de fréquences de 3 à 30 MHz. Un signal de contrôle à 2 tonalités était utilisé pour mesurer le niveau des produits d'intermodulation, test de la linéarité du circuit.

Une puissance enveloppe de crête de 11,5 W. fût obtenue avec un produit d'intermodulation de -30 dB. Par suite chaque copeau donnait 5,75 W., soit 95% de la puissance attendue.

Les progrès des systèmes pratiques ainsi obtenues montraient qu'un système, avec un canal beaucoup plus large, pourrait encore à l'avenir assurer un meilleur rendement pratique. De plus les expériences sur la tension de claquage que nous avons traitée, ont suggéré que la puissance de sortie la plus élevée serait obtenue avec un TMOS en canal P d'une longueur environ de 10  $\mu\text{m}$ . On construisit donc la structure de la Figure 4.7., avec une longueur de 10  $\mu\text{m}$ . et une largeur de 12,2 cm., devant fonctionner dans des conditions similaires à celles décrites précédemment. La puissance de sortie attendue était de 31,5 W. (et ceci avec l'introduction des valeurs dans l'équation 4.11. Mais la puissance mesurée était en fait de 30 W.

L'un des inconvénients de ces systèmes était qu'afin d'éviter les difficultés de neutrodynation, il était nécessaire d'utiliser un circuit d'entrée non accordé. De plus pour éviter une distorsion du signal d'entrée, la porte devait être amortie par une résistance de 50  $\Omega$ , ce qui réduisait le gain de l'amplificateur.

Des mesures de la variation du courant drain avec la température pour un système du type de celui de Figure 4.4., ont été effectuées et sont représentées en Figure 4.9.

Les courbes tracées en Figure 4.9. représentent le courant  $I_d$  en fonction de la température. Ces courbes font ressortir un coefficient de température négatif. La température du transistor était contrôlée par bain d'huile et la tension  $V_g$  appropriée était appliquée sous forme d'impulsions avec une fréquence de récurrence telle que le courant traversant le transistor ne modifiait pas

FIG. 4.9 Courant drain  $I_d$  du MOS de puissance de la fig. 5.4., en fonction de la température.

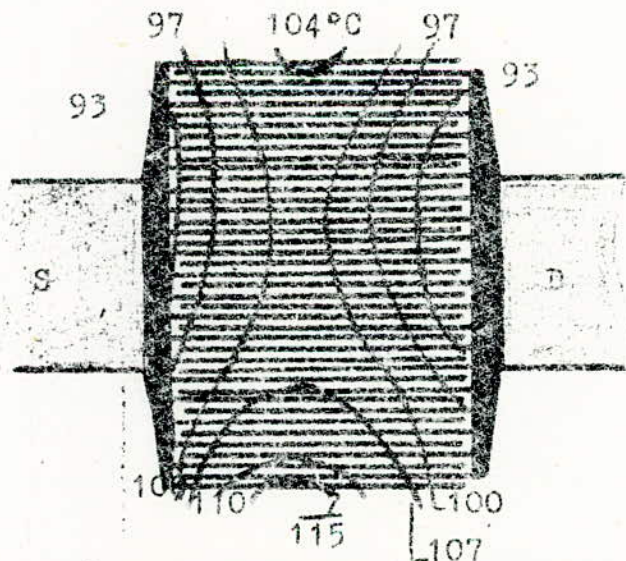
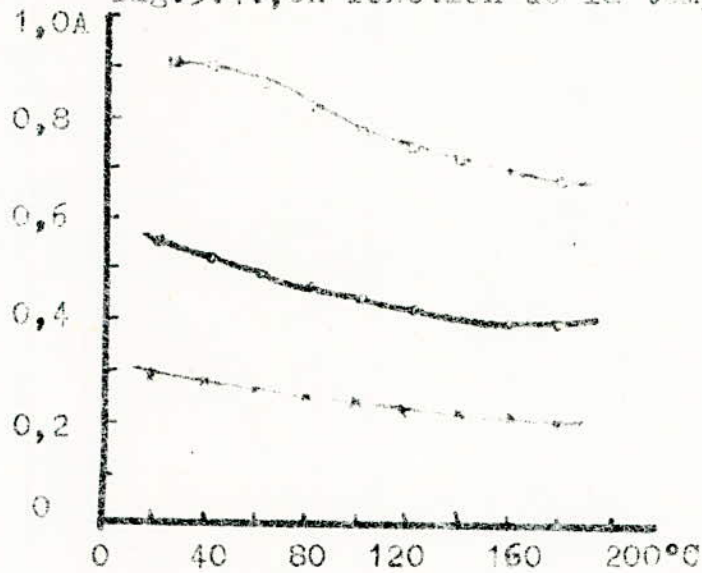


FIG. 4.10. Distribution de la température sur la surface d'un MOS de puissance.

de façon appréciable sa température de surface. Ces courbes montrent très clairement que le courant drain tombe à température croissante aux courants intenses.

La distribution de température à la surface d'un TMOS de puissance intercalé a été mesurée avec un microscope infra-rouge. Des résultats typiques sous forme d'isothermes sont représentés en Figure 4.10.

Nous remarquons que la distribution de température est presque uniforme.

#### CONCLUSION.

Nous avons vu que le TMOS possède plusieurs caractéristiques intéressantes en tant qu'amplificateur de puissance aux fréquences élevées. L'une d'elles, importante, est son coefficient de température négatif qui assure une distribution presque uniforme de température, et l'impossibilité d'une dérive thermique et d'un second claquage. Une puissance de sortie élevée nécessite une aptitude à admettre des courants intenses et une tension de claquage drain-jonction élevée.

Nous pouvons essayer de voir quelles sont les méthodes d'amélioration du rendement des TMOS de puissance. Nous avons déjà dit que la capacité de réaction d'un TMOS de puissance peut être relativement élevée et que la tension de coupure de drain dépend de la tension de porte.

Ces 2 difficultés peuvent être surmontées en utilisant une structure telle que la porte ne coupe pas le drain, mais s'arrête quelques microns avant lui.

C'est ce que nous voyons en Figure 4.11.

Des systèmes de ce genre ont été réalisés (sur un

matériau de  $8\Omega\text{cm.}$ ) et la tension de drain passa de 90 v. à 125 v., tout en étant indépendante de la tension de porte, tandis que la capacité de réaction était de 3,5 pF., comparée aux 50 pF. pour le système de porte complet.

Cependant, un tel système souffrirait en général d'avoir une tension de saturation plus élevée qu'un type de porte complet, par suite de la résistance série introduite dans le canal. Pour éviter cet effet, le système doit être du type à appauvrissement et sa tension de seuil  $V_{th}$  doit être telle que la conductivité de la partie non contrôlée du canal soit plus élevée que celle de la partie contrôlée en permanence.

En pratique, cela correspond à  $V_{th} = 15$  v. environ du côté appauvri. Il est très difficile d'obtenir une tension de seuil stable de cette valeur avec la technologie MOS classique.

Pour réaliser un tel système à "fort appauvrissement" on dispose de 2 possibilités. L'une d'elle consiste à utiliser un diélectrique qui donne une tension d'inversion stable de la valeur requise.

Ceci a été vérifié avec succès avec des TMOS en canal N ayant une double couche de bioxyde de Silicium et de nitrure de Silicium (mais ces systèmes souffrent de la faible tension de coupure).

L'autre possibilité consiste à produire un canal incorporé permanent, de sorte que le système ne repose plus sur l'inversion de la couche de surface, mais simplement sur la diminution ou l'augmentation d'une mince pellicule de Silicium de type opposé à celui du corps. Une telle couche peut être produite par épitaxie, diffusion ou implantation ionique.



Chapitre 4 . ANNEXE 1 .

Intermodulation

Elle est provoquée par la non linéarité des caractéristiques. Supposons que l'on injecte simultanément à l'entrée d'un amplificateur 2 tensions sinusoïdales:

$$v_1 = V_1 \cdot \sin w_1 t$$

$$v_2 = V_2 \cdot \sin w_2 t.$$

La tension d'entrée est donc la somme de ces 2 termes:

$$v_{in} = v_1 + v_2$$

S'il existe un terme du second degré dans la courbe  $v_{out} = f(v_{in})$ , on retrouve à la sortie, en dehors des signaux amplifiés  $A \cdot v_1$  et  $A \cdot v_2$  :

$$B(V_1 \sin w_1 t + V_2 \sin w_2 t)$$

donc un terme :

$$2BV_1 \cdot V_2 \cdot \sin w_1 t \cdot \sin w_2 t = BV_1 \cdot V_2 \left[ \begin{array}{l} \cos(w_1 - w_2)t \\ \cos(w_1 + w_2)t \end{array} \right].$$

Ainsi en dehors de la distorsion qui donne naissance à des harmoniques du signal, on recueille en sortie des termes dont les pulsations sont la différence et la somme des pulsations des composants du signal d'entrée.

Chapitre 4 . ANNEXE 2 ;

Compléments de calculs sur  $R_{//}$  et la puissance  $P_{ec}$

$$R_{//} = \frac{1 + (R_s + R_g + 1/5g_m)^2 \cdot w^2 \cdot C_1^2}{(R_s + R_g + 1/5g_m) \cdot w^2 \cdot C_1^2}$$

en différenciant R par rapport à  $g_m$  nous aurons :

$$u = 1 + (R_s + R_g + 1/5g_m) \cdot w^2 \cdot C_1^2$$

$$u' = 2w^2 \cdot C_1^2 \cdot (R_s + R_g + 1/5g_m) \cdot (-1/5g_m^2)$$

$$v = (R_s + R_g + 1/5g_m) w^2 \cdot C_1^2$$

$$v' = -(1/5g_m) \cdot w^2 \cdot C_1^2$$

en annulant cette différentielle, et ceci pour trouver l'extrémum de R /:

$$u' \cdot v - u \cdot v' = \left( -2w^2 \cdot C_1^2 \right) (1/5g_m)^2 + \left[ 1 + (R_s + R_g + 1/5g_m) w^2 \cdot C_1^2 \right] \times \frac{w^2 \cdot C_1^2}{5g_m} = 0$$

$$\Rightarrow -2 \cdot w^2 \cdot C_1^2 (R_s + R_g + 1/5g_m)^2 + 1 + (R_s + R_g + 1/5g_m) w^2 \cdot C_1^2 = 0$$

$$\Rightarrow (R_s + R_g + 1/5g_m) = 1/w \cdot C_1 \quad \text{d'où la valeur de R}$$

$$R_{//} = \frac{1 + (1/wC_1)^2 w^2 C_1^2}{(1/w \cdot C_1) \cdot wC_1} \quad \text{ainsi } R_{//} = 2/wC_1$$

Calcul de la puissance  $P_{ec}$

$$P_{ec} = \frac{1}{2} (I_{dmax}/\sqrt{2}) (V_{dmax}/\sqrt{2})$$

$$\text{Or } I_d = \frac{1}{2} \cdot \mu C_{ox} \frac{1}{L} \cdot V_{ge}^2$$

et l'excursion maximale de crête  $V_{dsc} - V_{dssat}$ , qui sera donc égale à 2 fois la tension de crête maximale sera

$$V_{dsc} - V_{dssat} = 2 \cdot V_{dmax}$$

en remplaçant dans l'équation plus haut :

$$P_{ec} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{\mu C_{ox} L}{L} \cdot \frac{1}{2} \cdot V_{ge}^2 \cdot (V_{dsc} - V_{dssat})$$

donc

$$P_{ec} = \mu C_{ox} \cdot \frac{1}{16} \cdot V_{ge}^2 \cdot (V_{dsc} - V_{dssat}) \cdot L$$

APPLICATIONS

P R A T I Q U E S :

--- AMPLIFICATEUR AUDIO-FREQUENCES avec haute  
impédance d'entrée et faible bruit.

--- TETRODE M.O.S. pour les hyperfréquences (U.H.F.)  
avec un canal de 1,5  $\mu$ m.

CHAPITRE V : AMPLIFICATEUR AUDIO FREQUENCES

avec haute impédance d'entrée et faible bruit.

5.1. Introduction : amplification Basse Fréquences

Si nous voulons utiliser un amplificateur avec une source de tension à impédance interne très élevée, cet amplificateur doit avoir une impédance d'entrée très élevée ( $1\text{ M}\Omega$ ) et doit de même avoir un faible bruit.

Avec les transistors bipolaires, il est difficile de satisfaire ces 2 conditions, car l'impédance de la source, pour laquelle le facteur de bruit est minimum, ne dépasse pas quelques ohms.

Le TMOS est donc plus prometteur dans ce domaine. Il a une impédance d'entrée très élevée et donne un facteur de bruit  $F$  minimum, et ceci pour une impédance propre de la source de signal élevée.

Mais un inconvénient, déjà signalé par ailleurs, est sa faible pente. A titre comparatif, un amplificateur utilisé pour électrophone, en utilisant un transistor bipolaire a une pente de  $50\text{ mA/v.}$  environ, alors qu'un TMOS a une pente qui fait  $3\text{ mA/v.}$  seulement.

5.2. Circuits amplificateurs utilisant des TMOS et des transistors bipolaires.

\*\* Nous pouvons palier à l'inconvénient de l'utilisation des TMOS uniquement, quant à leur faible pente, en les asso-

-ciant avec des transistors bipolaires; et ceci a pour effet d'augmenter la pente totale du circuit.

L'association sera telle que le courant de sortie du drain  $I_d$  du TMOS soit le courant d'entrée  $I_b$  du bipolaire. Le courant  $I_d$  sera donc lui-même amplifié par le gain en courant du 2<sup>ème</sup> transistor.

Mais la pente du circuit n'est pas égale à celle du TMOS multiplié par  $\alpha'$ .

Si on ne veut pas que l'addition du bipolaire rende plus importante la consommation totale de courant, on doit faire de telle sorte que le courant dans le TMOS soit divisé par  $\alpha'$ .

Or  $g_m$ , la pente, est proportionnelle à la racine carrée du courant  $\sqrt{i}$ . Donc l'addition du bipolaire ne donne lieu en fait qu'à une augmentation totale de la pente de  $\sqrt{\alpha'}$ .

Ainsi si  $\alpha'=100$  on aura  $g_t = g_m \cdot 10$ .

Nous avons en Figure 5.1. le circuit en cascade associant un TMOS et un transistor bipolaire.

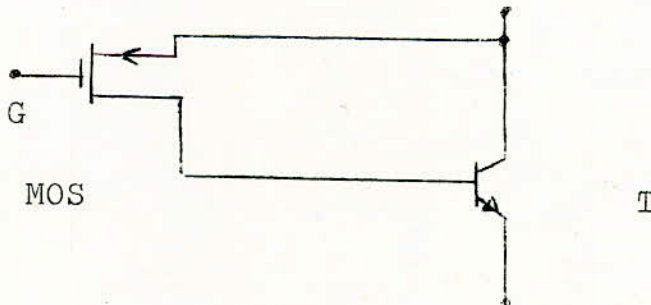


Figure 5.1.

\*\* Nous pouvons encore avoir une autre association, qui nous donnera une pente encore plus élevée que celle du 1<sup>er</sup> cas. Et ceci en associant 2 bipolaires avec un TMOS suivant la Figure 5.2.

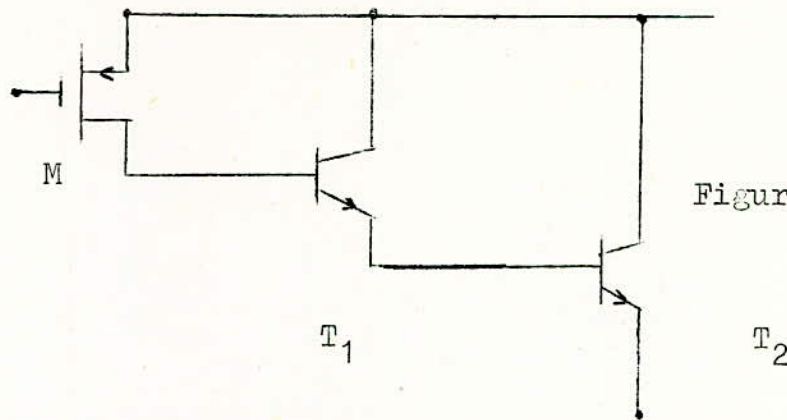


Figure 5.2.

Pour une consommation de courant totale donnée, le courant  $I_d$  dans le TMOS sera beaucoup plus faible. Il peut même tomber à une valeur si basse (de l'ordre du micro ampère) que la mobilité des porteurs de charges diminue et que la pente devient elle-même plus petite que celle prévue.

De prime abord, on s'attendrait à ce que l'amélioration de la pente soit multipliée par  $\sqrt{\alpha_1 \cdot \alpha_2}$  ;  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  étant les gains des deux transistors bipolaires utilisés.

Mais nous ne pouvons pas l'avoir de cette façon. Avec le circuit représenté en Figure 5.2., on peut atteindre une pente totale  $g_t = 40 \text{ mA/v.}$  avec un courant  $I = 10 \text{ mA.}$

\*\* Une troisième méthode pour augmenter le gain consiste à intercaler une résistance  $R$  entre la base et l'émetteur du bipolaire. Le courant demandé devient plus intense. Ainsi le courant traversant le TMOS sera plus intense, donc la pente sera plus élevée (comme vu plus haut); et de même pour la pente totale du circuit; quoiqu'une partie de ce courant traverse la résistance  $R$  et est donc perdue pour le bipolaire. La résistance  $R$  ne doit pas être petite. Sa valeur optimale est environ  $800 \Omega$  pour laquelle, avec une consommation de  $10 \text{ mA.}$ , une pente de  $40$  à  $80 \text{ mA/v.}$  est atteinte.

C'est ce nous voyons en Figure 5.3.

Des versions intégrés de ce circuit existent sur le marché.

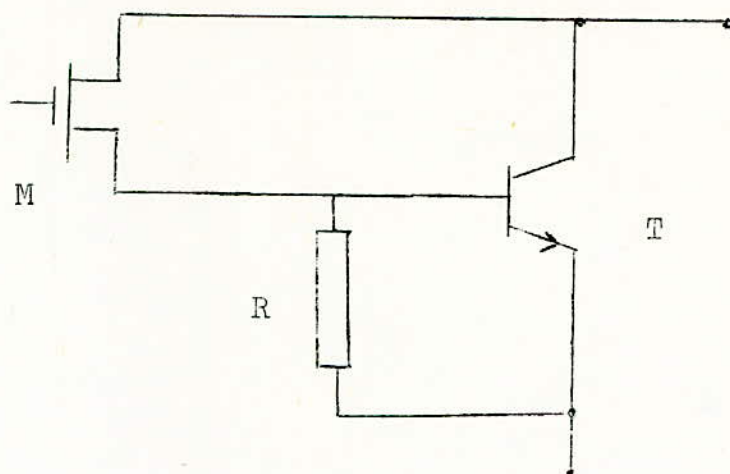


Figure 5.3.

### 5.3. Distorsion

Indépendamment de sa pente plus élevée, le circuit de la figure 5.3 présente un avantage sur celui de la Figure 5.2. :le premier circuit présente une distorsion moindre du signal que pour le second.

Pour ce dernier, le courant drain  $I_d$  est très faible. Le TMOS va donc introduire une distorsion assez prononcée. Sous ce rapport, le circuit de la Figure 5.3. est meilleur: la distorsion est plus faible par suite du courant de polarisation plus élevé dans le TMOS.

Mais si la résistance R diminue, la distorsion dans le transistor bipolaire augmente. Pour obtenir une faible distorsion, un tel transistor doit être attaqué par une source de signal à impédance propre élevée.

Il existe une valeur de R pour laquelle la distorsion est minimale.

Nous voyons en Figure 5.4., la distorsion du circuit représenté en 5.3. en fonction de la résistance R. Nous remarquons nettement les valeurs minimales de la distorsion pour la valeur de R comprise entre 2 et 5 k $\Omega$ . Les courbes sont représentés en ayant comme paramètre le courant i qui varie de 1 à 8 mA.

Nous remarquons que pour R  $\neq$  3 k $\Omega$ ., la distorsion est



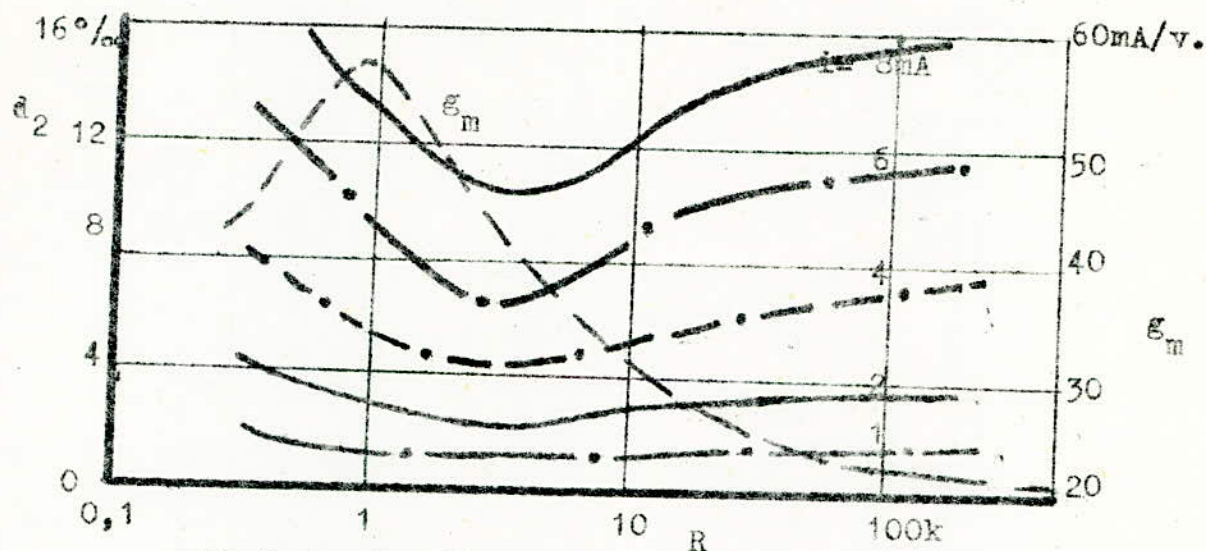


FIG.5.4. La distorsion dans le cas de la figure .  
 $d_2$  : est l'amplitude relative du second harmonique, et est  
 une fonction de  $R$ . ( $i$  est le courant de sortie alternatif,  
 sa valeur ici est de crête.

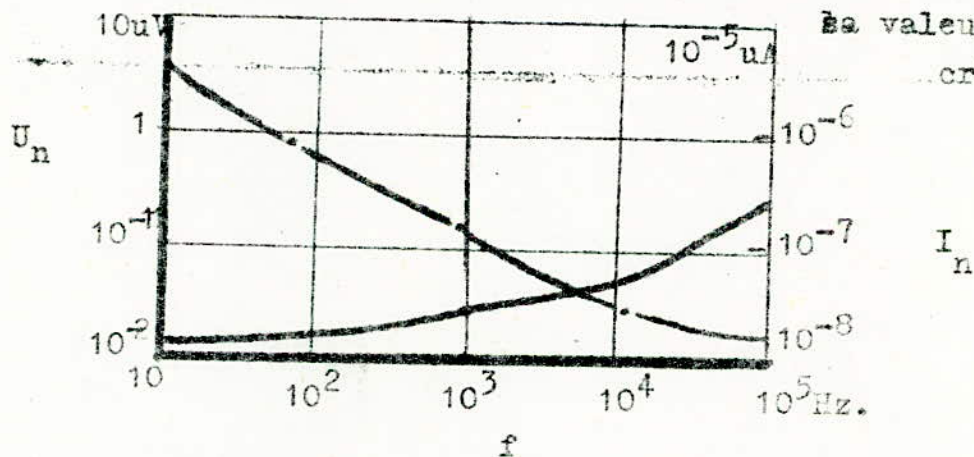


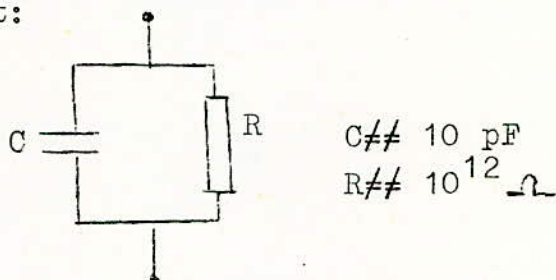
FIG.5.6. Tension de bruit équivalente  $U_n$  et courant de  
 bruit équivalent  $I_n$ , en fonction de la fréquence.

la plus faible, mais de même la pente est faible. Pour la valeur  $R \neq 800 \Omega$ , la distorsion est maximale, mais la pente est très élevée.

Or nous voulons une pente élevée avec une faible distorsion; nous faisons alors un compromis en prenant comme valeur  $R \neq 1,2 \text{ k}\Omega$ , donnant une pente entre 40 et 50 mA/v., ce qui donnent de très bons résultats.

#### 5.4. Impédances d'entrée et de sortie.

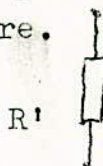
\*\* Pour les circuits des Figures 5.2. et 5.3., l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  est égale à celle du TMOS, c'est à dire celle du circuit suivant:



$$Z_{in} = \frac{R}{1+RC\omega}$$

sera donc très élevée.

\*\* L'impédance de sortie  $Z_{out}$  est équivalente à une résistance pure.



Cette résistance  $R'$  dépend du courant de régime de l'amplificateur.

Pour le circuit de la Figure 5.2. qui utilise 2 transistors bipolaires on aura

$$Z_{out} = \frac{Z_p}{\alpha_1 \cdot \alpha_2} \quad \text{avec } Z_p \text{ : impédance propre du TMOS pour un courant très faible.}$$

Pour un courant de sortie  $I_{out} = 10 \text{ mA}$ , l'impédance de sortie sera  $Z_{out} = 2,5 \text{ k}\Omega$ .

Ces valeurs sont suffisamment élevées pour exiter un étage de sortie avec un niveau d'acceptable de distorsion.

### 5.5. Le bruit

Dans les deux circuits que nous avons traités, le bruit est déterminé entièrement par le TMOs, de sorte que, sous ce rapport, les deux circuits sont équivalents.

La Figure 5.6. nous montre la tension de bruit équivalente  $U_n$  ainsi que le courant de bruit équivalent  $I_n$  en fonction de la fréquence.

On remarque que  $I_n$  est très faible, qu'il ne joue aucun rôle, même lorsque la source de signal a une résistance propre aussi élevée que par exemple les têtes de lecture des électrophones.

Pour déterminer le bruit total, on tient compte seulement de la tension de bruit.

Dans la bande Audio-fréquences (15 Hz à 15 kHz), cette tension de bruit est d'environ  $U_n \approx 7,5 \mu\text{v}$ .

Si la tension de travail utile est de  $U=100 \text{ mv}$ . le rapport signal sur bruit sera égal alors à :

$$S/B = 13\ 330 \approx 82 \text{ dB.}$$

(exemple de l'électrophone )

### 5.6. Application pratique : Amplificateur d'électrophone.

La Figure 5.7. nous montre un circuit d'un amplificateur d'électrophone à préamplificateur intégré (encadré sur le schéma) assez simple.

Pour un signal d'entrée de 100 mv., le rapport pour ce circuit sera  $S/B = 73 \text{ dB}$ .

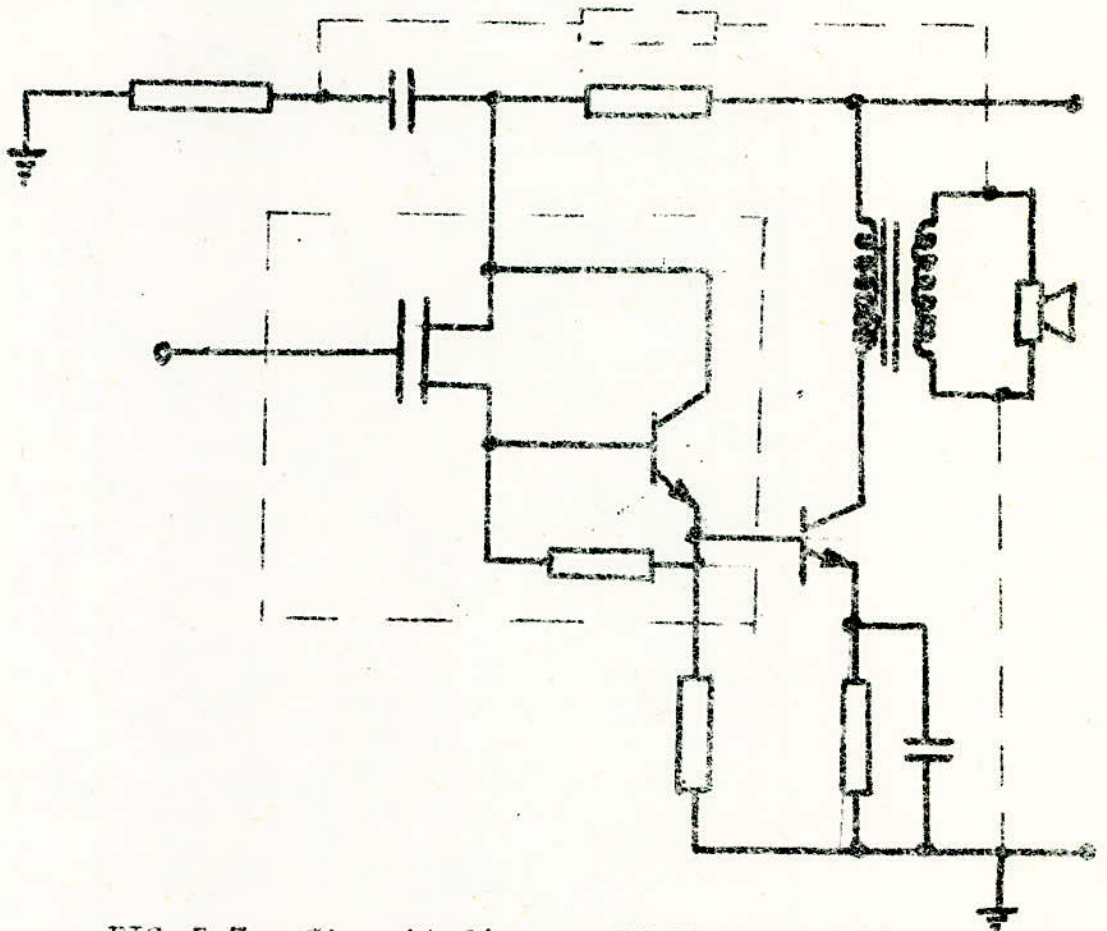


FIG.5.7. Circuit d'un amplificateur d'électrophone à préamplificateur intégré et étage de sortie

Pour une puissance de sortie  $P_{out}=2 \text{ W.}$ , ce circuit nous donne une distorsion de 4,5 % pour le deuxième harmonique pris à la même sortie. Ce qui est acceptable pour un équipement non professionnel. Si on applique une contre réaction (en pointillés), la distorsion devient de 3 %.

#### CONCLUSION

-----

L'amplification dans la bande A.F. par un TMOS se caractérise par une pente assez faible. Pour élever cette pente, il faut utiliser, du moins pour l'étape actuelle, une association avec des transistors bipolaires.

Le bruit dans les circuits présentés, est assez faible, en prenant des valeurs appropriées de résistance et de courant.

-----

CHAPITRE VI : TETRODE M.O.S. pour la bande  
U.H.F. (300 à 3000 MHz., hyperfréquences )  
avec un canal de 1,5  $\mu$ m. de long.

Introduction

Nous avons vu que dans le TMOS classique, la métallisation de la porte G chevauche partiellement les 2 zones diffusées de S et de D. On a vu qu'il se forme donc une capacité entre G et D, appelée  $C_{gd} \neq 1$  pF.

Cette capacité, nous l'avons vu, provoque une contre-réaction du drain vers la porte, laquelle augmente avec la fréquence du signal. Et c'est cette capacité qui a donné la limitation de fréquence pour le TMOS, et qui se situe vers 100 MHz.

Dans la tétrode MOS, cette capacité est beaucoup plus faible. La tétrode consiste en un montage de 2 TMOS, et peut être utilisée, grâce à ces avantages, à des fréquences beaucoup plus élevées.

L'analyse des caractéristiques de la tétrode MOS nous montre, que pour un bon rendement aux fréquences très élevées, le canal du premier TMOS doit être aussi court que possible. La réalisation d'une telle tétrode MOS avec un canal de 1,5  $\mu$ m. a pu être faite; avec un gain de 5 dB. à  $f=1000$  MHz.; ainsi l'utilisation aux hyperfréquences est possible.

6.1. Caractéristiques de la Tétrode MOS.

\*\* Nous avons dit que la tétrode MOS est la disposition en cascade de 2 TMOS qui sont montés en série; le premier

étant source à la masse et le second porte à la masse, pour les tensions alternatives.

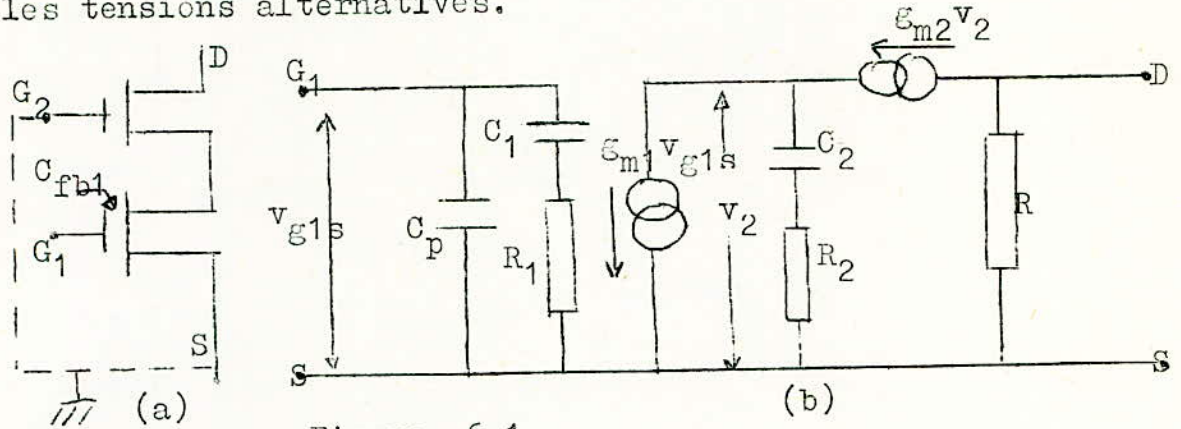


Figure 6.1.

avec

- $C_p$  : capacité parasite d'entrée
- $C_1$  : capacité entre la première porte  $G_1$  et le canal.
- $C_2$  : --- -- -- -- deuxieme porte  $G_2$  --- -- --
- $R_1$  : partie de la résistance du canal du 1<sup>er</sup> TMOS
- $R_2$  : --- -- -- -- -- -- -- -- -- 2<sup>eme</sup> TMOS.
- $\epsilon_{m1}$  et  $\epsilon_{m2}$  : pentes respectives des 2 TMOS
- $C_{fb1}$  : capacité de réaction du 1<sup>er</sup> TMOS .

Nous avons représentés en Figure 6.1.(c) la coupe transversale d'une tétrode MOS.

Nous remarquons sur cette figure qu'il existe un îlot dopé N seul au milieu du substrat P .Cet îlot joue le rôle de drain pour le premier TMOS et de source pour le second. Le premier canal est de 1,5  $\mu m$ ., tandis que le second fait 3  $\mu m$ .

La tension du signal appliqué  $v_{il}$  del'îlot est telle que

$$v_{il} \neq \frac{v_d}{a_2}$$

avec  $v_d$  : tension de sortie de la tétrode MOS

$a_2$  : coefficient d'amplification du 2<sup>eme</sup> TMOS.

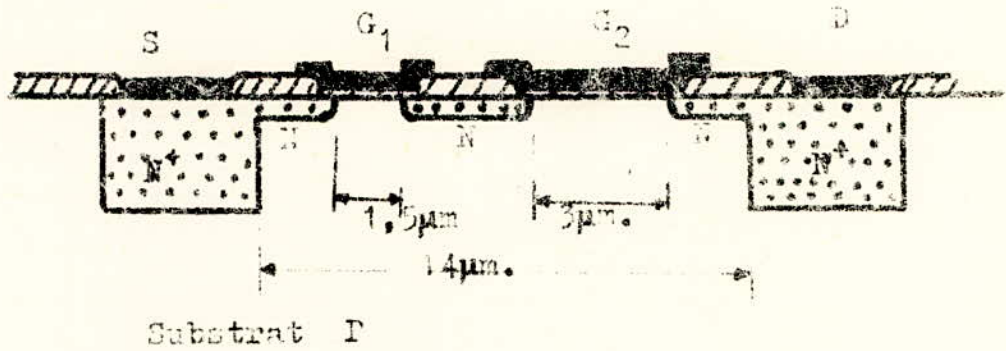


FIG. 6.1. (c): Coupe transversale d'une Tétréode MOS.

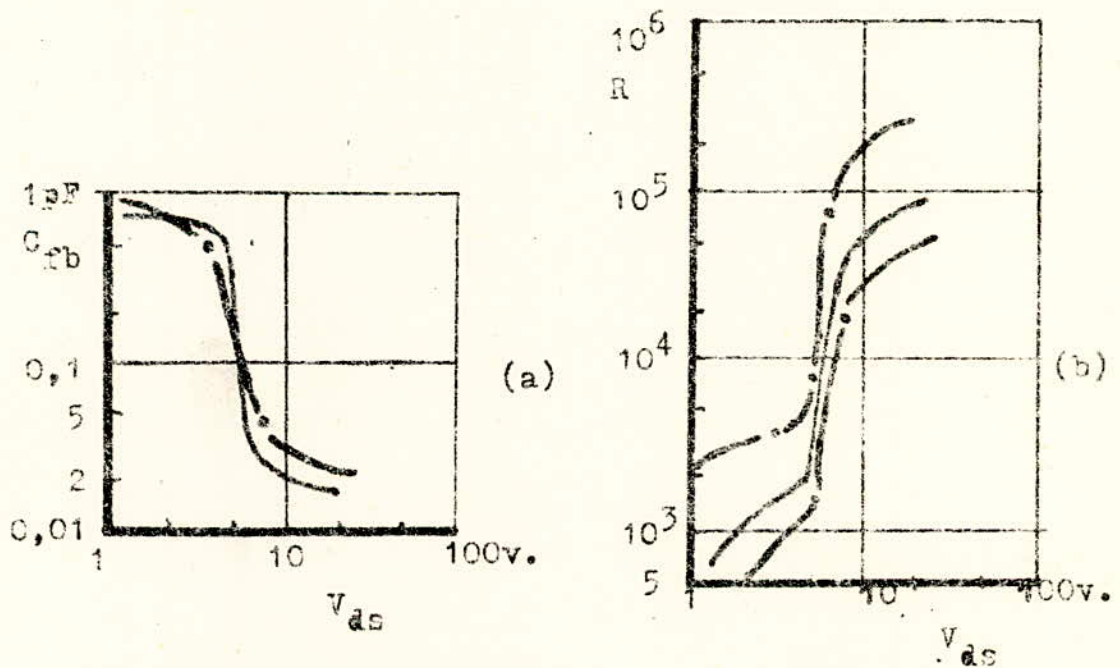


FIG. 6.2. Capacité de réaction  $C_{fb}$  et résistance  $R$  de la Tétréode MOS DPS 28, en fonction de la tension drain  $V_{ds}$ .



\*\* La réaction, qui se fait par la capacité  $C_{fb1}$ , est  $a_2$  fois plus petite que dans le cas d'un seul transistor, car nous avons dans ce cas

$$C_{fb1} = C_{gd} / a_2$$

Dans le circuit équivalent de la tétrode MOS, nous pourrions donc la négliger, car elle devient très faible.

Nous avons représenté en Figure 6.2.(a) cette capacité en fonction de la tension  $V_{ds}$  en prenant le courant comme paramètre.

On remarque que pour  $V_{ds} < 5$  v., le second TMOS n'est pas saturé et fonctionne comme une simple résistance placée en série. La capacité  $C_{fb1}$  peut être ainsi mesurée par cette résistance en série; elle fait environ  $C_{fb1} \approx 0,8$  pF.

Pour  $V_{ds} > 5$  v., le second TMOS est saturé et a pour coefficient d'amplification  $a_2$ .

La tétrode est alors dans son mode de fonctionnement normal, et la capacité  $C_{fb}$  mesurée, est inférieure de  $a_2$  fois (dans notre cas particulier 40 fois.)

d'où  $C_{fbon} = 0,02$  pF.

La capacité entre le drain de la tétrode et la porte  $G_2$  ne constitue pas une réaction, car  $G_2$  est à la masse pour les tensions alternatives.

\*\* En Figure 6.2.(b), nous avons représenté la résistance interne de la tétrode  $R$  en fonction de la tension  $V_{ds}$ , toujours en prenant le courant comme paramètre.

On remarque que  $R$  est supérieure à celle d'un TMOS seul, et ceci  $a_2$  fois plus. Et que de même, dans le cas non saturé, elle est faible (environ 2 k $\Omega$ ) et qu'en état de saturation elle est de l'ordre de 0,2 M $\Omega$ .

La tension  $V_{ds}$  dans le TMOS, a une certaine influence sur le courant de saturation  $I_{dssat}$ , car cette tension affecte la longueur du canal conducteur, donc la pente. Cela s'applique au 1<sup>er</sup> TMOS de la tétrode.

Etant donné que les variations de tension sur l'ilot ne sont que de  $1/a_2$  fois celles au drain, l'effet en question est également réduit de  $a_2$  fois; Donc l'impédance interne devient  $a_2$  fois plus élevée (ce qui est vérifié en Figure 6.2.(b)). Donc dès que la tension  $V_{ds}$  est suffisamment élevée pour que la tétrode fonctionne normalement, l'impédance interne  $R$  augmente d'environ 40 fois, pour ce cas .

\*\* Un autre avantage de la tétrode MOS est que le gain peut être contrôlé par la tension  $V_{g2s}$  à la porte  $G_2$ ; et ceci du fait que cette tension peut être utilisée pour porter le 1<sup>er</sup> TMOS à la limite de saturation. Cette limite est atteinte quand :

$$v_{ils} = V_{g1s} - V_{th} \quad (6.1.)$$

Si les 2 TMOS ont les mêmes caractéristiques on aura alors;

$$V_{g2s} - v_{ils} - V_{th} = V_{g1s} - V_{th} \quad (6.2.)$$

donc 
$$V_{ils} = V_{g2s} - V_{g1s} \quad (6.3.)$$

Et par suite, la limite de saturation est atteinte quand (avec l'équation 6.1.)

$$V_{ils} = V_{g1s} - V_{th} = V_{g2s} - V_{g1s}$$

donc 
$$V_{g2s} = 2V_{g1s} - V_{th} \quad (6.4.)$$

Si le 1<sup>er</sup> TMOS est saturé,  $V_{g2s}$  a déjà un effet appréciable sur le courant de ce TMOS, et donc sur sa pente.

La pente de la tétrode est en fait égale à celle du 1<sup>er</sup> TMOS; elle est donc affectée par la tension  $V_{g2s}$  de la même façon.

En Figure 6.3. nous avons représenté les caractéristiques ( $I_d - V_{g1s}$ ). Nous remarquons que la pente des courbes obtenues devient moins abrupte quand la tension  $V_{g2s}$  diminue.

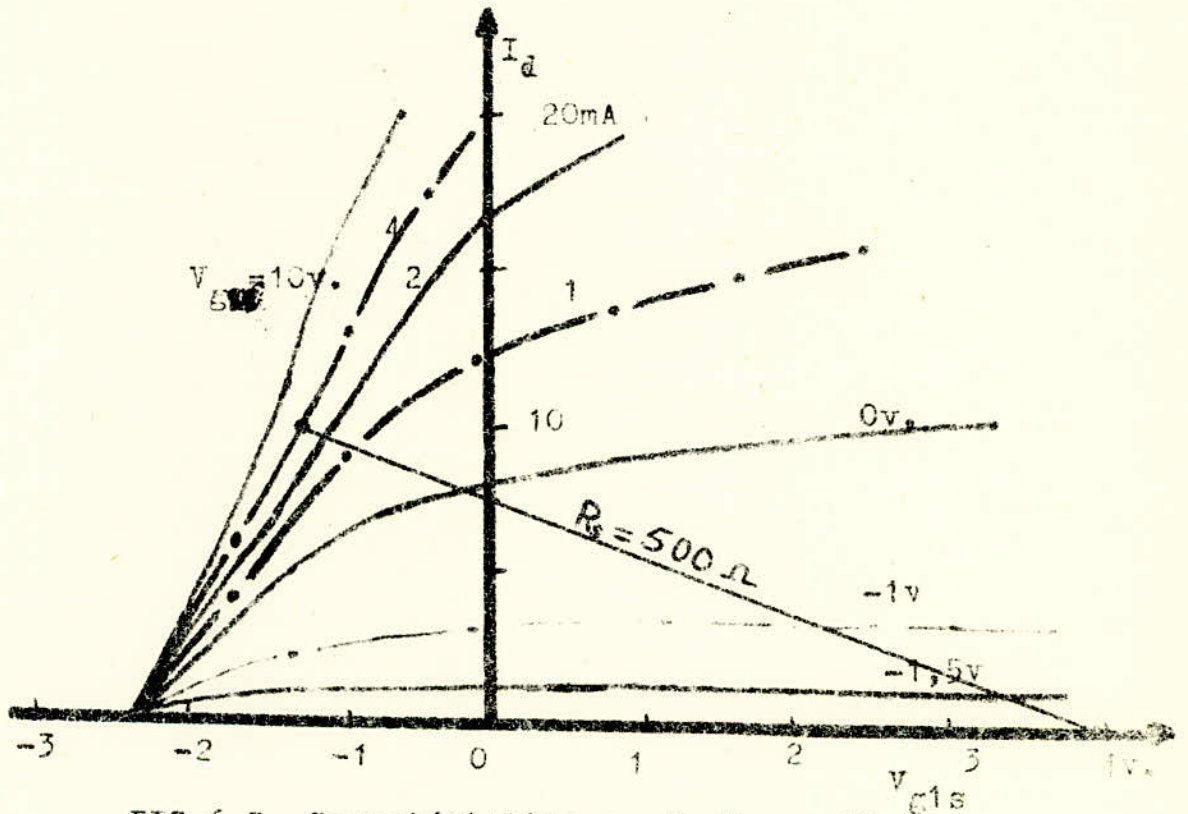
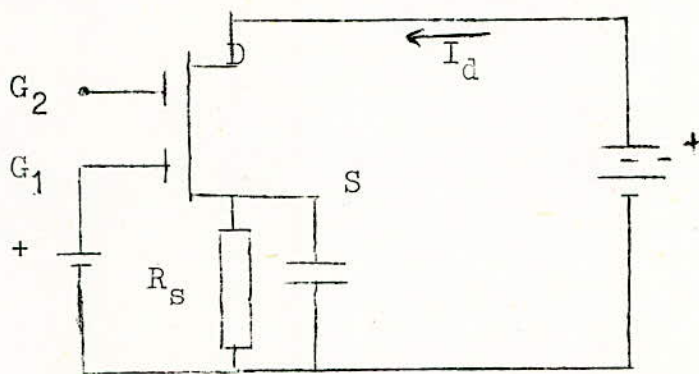


FIG.6.3. Caractéristiques  $I_d - V_{g1s}$  d'une  
tétrode MOS, avec  $V_{g2s}$  comme paramètre.

Cette aptitude au contrôle du gain peut donc être utilisée dans les récepteurs de radio et de Télévision, pour le C.A.G. (contrôle automatique du gain), qui adapte la sensibilité du récepteur à l'intensité du signal reçu.

En Figure 6.4. un tel montage est proposé (c'est ce montage qui a donné les courbes de la figure 6.3.)



Si l'on monte la résistance  $R_S$ , le point de fonctionnement de la tétrode MOS est automatiquement décalé à la réception d'un signal fort, de sorte que non seulement le gain diminue, mais la tension d'entrée maximale qui peut être amplifiée sans distorsion notable est augmentée. Ceci aide à améliorer la linéarité de la tétrode MOS. De ce fait et de l'absence de termes impairs dans la caractéristique linéaire du TMOS et de la tétrode, il y a moins d'intermodulation qu'avec un tube ou un transistor bipolaire.

## 6.2. Hyperfréquences: canal court.

On remarque que les caractéristiques du 1<sup>er</sup> TMOS de la tétrode MOS sont particulièrement importants, et qu'elles déterminent les caractéristiques d'entrée et la pente de la tétrode, et ceci si nous voulons profiter au maximum des avantages de la tétrode en hyperfréquences.

Son comportement en HF est fortement influencé par les capacités et les inductances parasites. On ne peut les

calculer avec précision. Mais ce que l'on peut faire, c'est de procéder à des essais et de rendre ces éléments parasites aussi petits que possible

La situation est nettement différente que pour le mécanisme amplificateur réel du TMOS; car dans ce cas on peut calculer la relation entre les caractéristiques et les dimensions du canal.

Nous remarquons que dans la Figure 6.1.(b), qui représente le circuit équivalent simplifié de la tétrode, la plupart des éléments parasites ont été omis. Le premier transistor est représenté par une source de courant qui fournit  $i = \epsilon_{m1} \cdot v_{g1s}$ .

Pour avoir une indication de l'utilisation du TMOS en HF., on considère la fréquence pour laquelle le courant d'entrée  $i_1$  du 1<sup>er</sup> TMOS est tel que  $i_1 = i$ : le courant de sortie du premier TMOS, donc

$i = i_1 = \epsilon_{m1} \cdot v_{g1s}$ . (en négligeant les capacités  $C_p$  parasites.).

Or à cette fréquence, la réactance de  $C_1$  est encore supérieure à  $R_1$

$$R_1 \ll 1/\omega C_1$$

d'où par approximation  $\omega C_1 = \epsilon_{m1}$  ou  $\omega C_1 / \epsilon_{m1} = 1$

Mais la constante de temps (voir chap.2) est

$$\tau = \frac{C_1}{\epsilon_{m1}}$$

Les caractéristiques du TMOS seront donc d'autant meilleures que  $\tau$  est plus petite.

On a

$$\tau = \frac{C_1}{\epsilon_{m1}} \frac{C_{ox} \cdot L \cdot l}{\sqrt{2\mu C_{ox} I_d} \cdot L \cdot l} = \sqrt{\frac{C_{ox} \cdot L^3 \cdot l}{2\mu I_d}} \quad (6.5.)$$

(dédit du chap. Comportement en continu.).

$C_{ox}$  : capacité par unité de surface entre porte et canal  
 $l, L$  : largeur et longueur du canal.

Pour une valeur donnée de  $I_d$ , pour le premier TMOS :

$$\tau \propto L^{3/2}$$

Si nous voulons  $\tau$  petit, il y a nécessité d'avoir un canal court.

\*\* Le deuxième facteur d'importance de la tétrode MOS (et qui est indépendant de  $\tau$ ) est le gain en puissance maximum disponible  $G_{m1}$ , c'est à dire le gain en puissance disponible avec une adaptation idéale.

C'est une grandeur théorique qui décrit le rendement d'un réseau linéaire actif à 4 terminaux (ou quadripole) fonctionnant comme amplificateur.

On l'utilise pour avoir une idée de la qualité d'un système amplificateur, représenté à l'aide d'un quadripole.

Au cas où l'on peut négliger la capacité de réaction  $C_{fg1}$ , le gain en puissance maximal disponible, est donnée par

$$G_m = \frac{|Y_{21}|^2}{4R_e(Y_{11})R_e(Y_{22})} \quad (6.6.)$$

avec  $Y_{21}$  : admittance de transfert =  $\frac{I_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}}$

$Y_{11}$  et  $Y_{22}$  : admittance d'entrée et de sortie

Dans la réalisation de la tétrode, le dénominateur de (6.6.) doit être maintenu aussi petit que possible.

Du circuit équivalent de la Figure 6.1.(b), nous aurons :

$$Y_{11} = j\omega C_p + \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 + j\omega C_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (6.7.)$$

Aux fréquences d'utilisation, l'impédance  $1/\omega C_1$  est encore plusieurs fois plus grande que  $R_1$

$$1/\omega C_1 \gg R_1 \Rightarrow 1 \gg \omega C_1 R_1 \quad \text{donc } 1 \gg \omega^2 C_1^2 R_1^2$$

de sorte que  $1 + w^2 C_1^2 R_1^2 \neq 1$  d'où

$$Y_{11} \approx jw(C_p + C_1) + w^2 C_1^2 R_1^2 \quad (6.8.)$$

Pour ces fréquences  $R_1$  peut être approximé par  $R_1 \approx 0,2 / \epsilon_{m1}$  donc  $R_e(Y_{11}) = \frac{0,2 \cdot w^2 C_1^2}{\epsilon_m}$

Or l'équation 6.5. nous montre que  $\tau = \frac{C_1}{\epsilon_m} \sqrt{L^{1/2} \cdot L^{3/2}}$

or  $C_1 = C_{ox} \cdot L \cdot l$  donc  $\frac{C_1^2}{\epsilon_{m1}} \sqrt{L^{5/2} \cdot l^{3/2}}$ .

$$\text{donc } R_e(Y_{11}) \sqrt{L^{5/2} \cdot l^{3/2}}.$$

Conclusion: Le canal doit donc être aussi court que possible.

### 6.3. Comparaison entre 2 Tétrodes MOS

- \*une pour la bande VHF (30 à 300 MHz): BFS 28,  $L=3\mu m$ ,  $l=2,4\mu m$ .
- \*une pour la bande UHF (300 à 3000 MHz): UHF,  $L=1,5\mu m$ ;  $l=3,7\mu m$ .

Nous avons représenté en Figure 6.5.; l'admittance de transfert  $Y_{21}$  des 2 Tétrodes MOS, et qui est une grandeur complexe, représentée en fonction de la fréquence. Son angle de phase augmente avec la fréquence. L'augmentation de  $Y_{21}$  aux hyperfréquences est probablement due aux éléments parasites qui se manifestent lorsqu'on utilise l'encapsulation métallique des Tétrodes MOS.

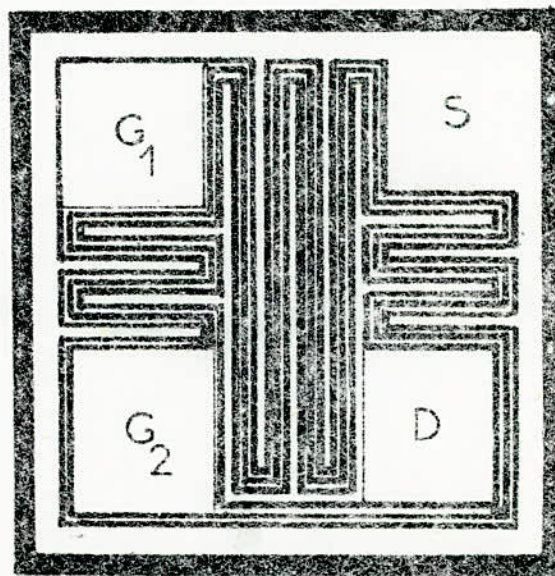
Pour calculer le rapport des deux constantes de temps des Tétrodes, en supposant le même point de fonctionnement et les autres paramètres identiques, on trouve d'après l'équation 6.5.

$$\tau_{BFS28} = 2,16 \cdot \tau_{UHF} \quad (6.9.)$$

FIGURE 6.7.

La tétrode UHF, de dimensions  $L=1,5 \mu m$   
et  $E=3,7 \mu m$

Les surfaces planes sont en Aluminium,  
Dimensions du copeau  $0,5 \times 0,5 \mu m$





Mais il n'est pas facile de vérifier ce résultat par des mesures, par suite de l'influence parfois dominante de toutes sortes d'effets parasites.

Aux fréquences élevées, il y a également des effets parasites, dûs à l'encapsulage.

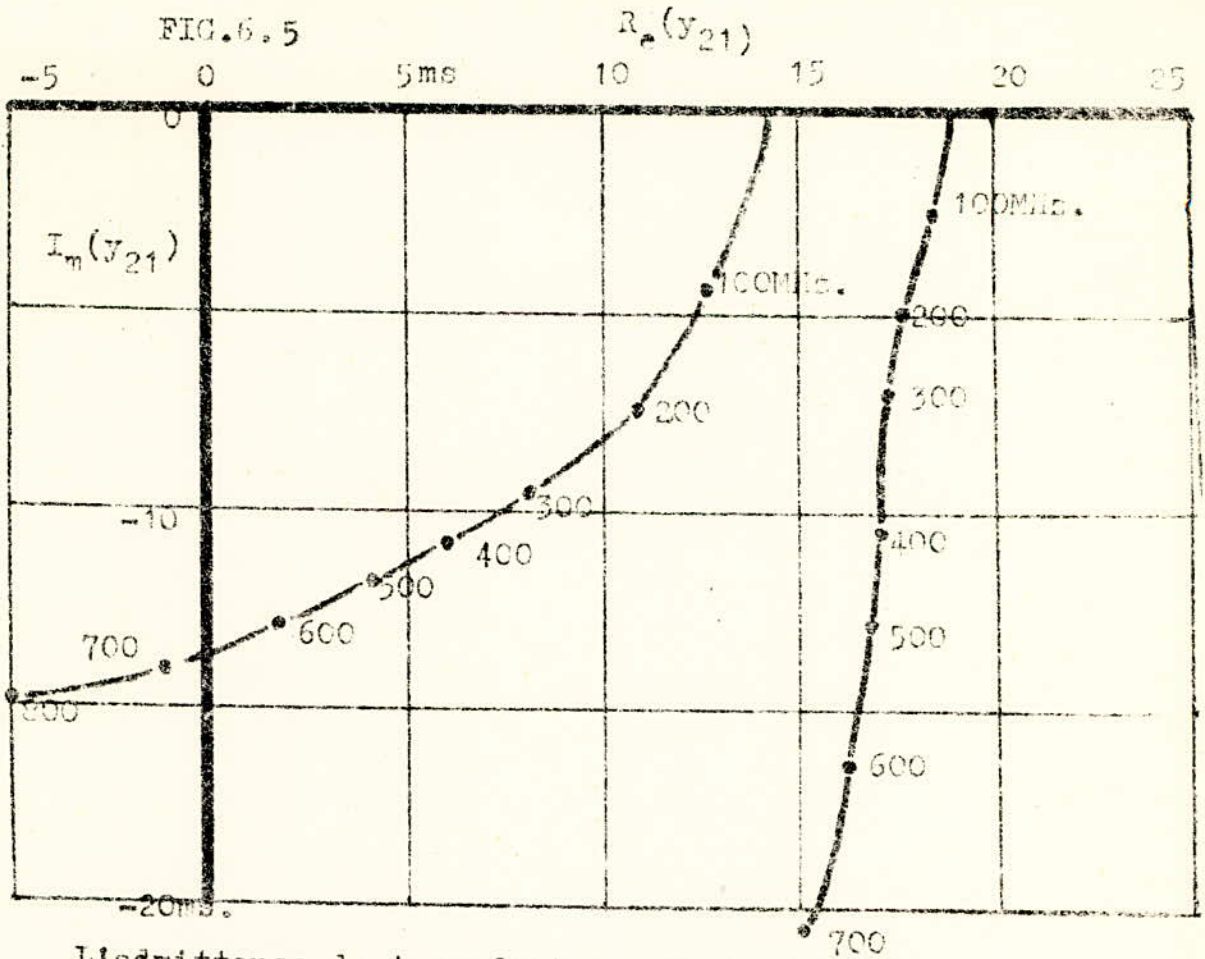
On voit en Figure 6.5., que la Tétrode UHF est moins déphasée que la BFS 28, ce qui montre qu'elle a de meilleures caractéristiques en HF.

Dans l'équation 6.5., nous voyons que pour le même courant  $I_d$ , le rapport des pentes des 2 Tétrodes est égal au rapport des valeurs de  $l^{1/2}$  et  $L^{1/2}$ . En calculant ce rapport pour les 2 types nous trouvons que la pente de la Tétrode MOS UHF doit être de 1,75 fois plus grande que celle de la BFS 28. En première approximation, la grandeur  $Y_{21}$  est égale à la pente  $g_{m1}$  du 1<sup>er</sup> TMOS, mais sa valeur est aussi influencée par les effets parasites. Néanmoins nous remarquons que la Figure 6.5. indique un rapport d'environ 1,75.

Le rapport des valeurs de  $R_e(Y_{11})$  peut aussi être calculé d'après les dimensions  $l$  et  $L$ . Nous trouvons que  $R_e(Y_{11})$  pour la BFS 28 doit être de 2,94 fois la valeur pour la Tétrode UHF. Des mesures de cette grandeur en fonction de la fréquence sont donnés en Figure 6.6. et représentent en fait approximativement ce rapport, particulièrement en BF. On voit ici facilement l'effet des éléments parasites; le principal est la capacité  $C_p$  entre G et S. Dans ce cas, les calculs et les mesures semblent concorder. La courbe de  $R_e(Y_{11})$  en fonction de la fréquence correspond approximativement à l'équation (6.8.).

La Figure 6.6. donne également les résultats de mesures de la conductance de sortie  $R_e(Y_{22})$ . La variation de cette grandeur avec la fréquence diffère d'une Tétrode à une autre. Il n'ya pas jusqu'ici de théorie généralement admise qui puisse expliquer ces différences.

Une partie de l'admittance totale de sortie  $Y_{22}$  est



L'admittance de transfert  $y_{21}$  de la tétrode MOS, en fonction de "f".

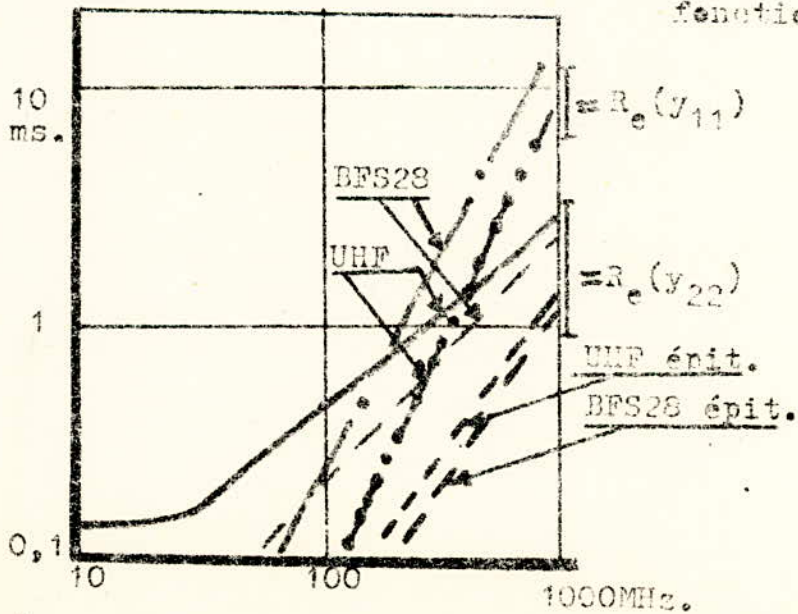


FIG. 6. Comparaison entre les 2 tétrodes BFS28 et UHF.

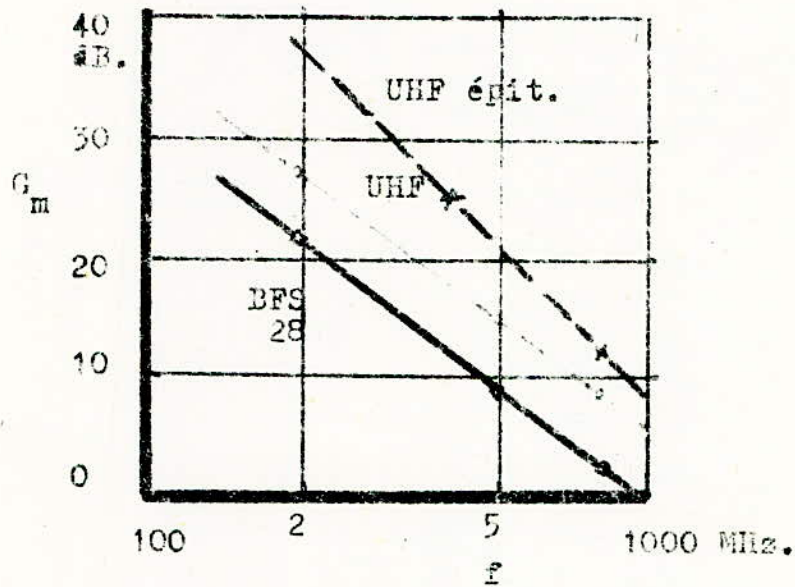


FIGURE 6.7.

Le gain en puissance  $G_m$  en fonction de la fréquence, pour les 2 Tétrodes, ainsi que pour le type épitaxial.

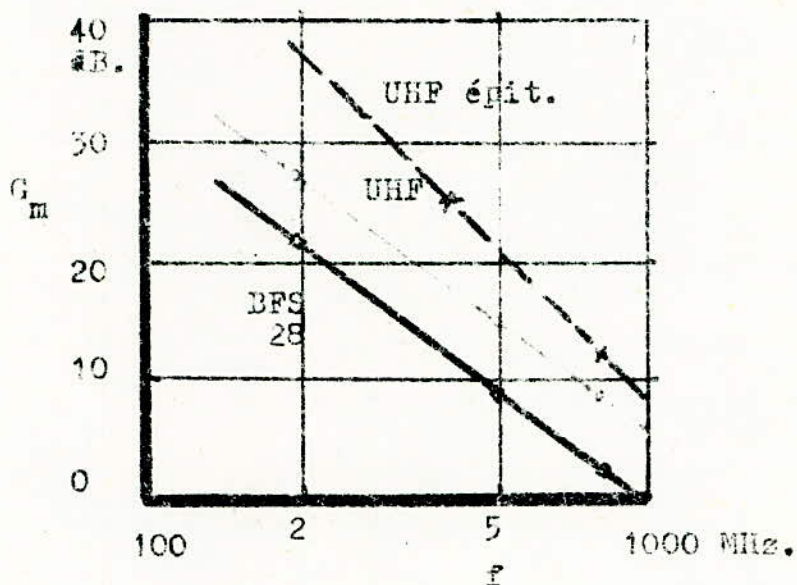


FIGURE 6.7.

Le gain en puissance  $G_m$  en fonction de la fréquence, pour les 2 Tétrodes, ainsi que pour le type épitaxial.

fournie par la disposition série de la capacité  $C_d$  de la couche d'appauvrissement autour du drain D, et la résistance  $R_b$  du substrat. Si nous donnons à cette partie le symbole  $Y'_{22}$ , nous pouvons écrire :

$$Y'_{22} = \frac{w^2 C_d^2 R_b + jw C_d}{1 + (w C_d R_b)^2} \quad (6.10.)$$

Aux fréquences où  $(w C_d R_b)^2 \ll 1$   $R_e(Y'_{22}) \propto w^2$

Expérimentalement, le fait que  $R_e(Y_{22})$  dépend de la fréquence correspond invariablement à un exposant inférieur à 2, ce qui indique que d'autres mécanismes interviennent. Comme par exemple la tension aux bornes de  $R_b$ , due au signal de sortie au drain, module aussi le canal et donc le signal de sortie.

En supposant que  $Y_{21}$  est constante à 13 mA/v. pour la BFS 28 et 20 mA/v. pour l'UHF. Les calculs donnent les valeurs de gain indiqués en Figure 6.7., pour 3 fréquences différentes. Les valeurs calculées pour le type UHF sont d'environ 6 dB. supérieures à celles de la BFS 28.

On peut voir que le calcul donne une description suffisamment bonne des caractéristiques de la Tétrode MOS, en dépit de la réserve mentionnée plus haut, et que ce type peut être utilisé en amplificateur jusqu'à des fréquences proches de 1 GHz.

CONCLUSION.

On voit ainsi que la Tétrode peut être utilisée aux hyperfréquences (UHF jusqu'à 1 GHz.), avec un gain appréciable, malgré certaines difficultés, dues essentiellement, aux effets parasites qui se manifestent à ces fréquences très élevées.

Le comportement de la Tétrode MOS, dépendant en premier lieu des caractéristiques du premier TMOS, il importe que ce dernier doit avoir le canal le plus court possible. De même, le fait que la pente de la Tétrode MOS peut être commandée à partir de la porte  $G_2$ , rend beaucoup plus vaste son domaine d'application.

Quant aux effets parasites, notamment la résistance  $R_b$  du substrat, il faudrait la maintenir aussi petite que possible, et ceci pour minimiser  $R_e(Y_{22})$  et pour réduire la réaction sur le canal par le substrat.

En faisant croître par épitaxie une couche de type P, il a été obtenu des versions expérimentales des 2 Tétrodes, on a remarqué notamment:

-ces types épitaxiaux ont une plus basse conductance

$$R_e(Y_{11})$$

-la conductance d'entrée  $R_e(Y_{11})$  est environ 25 % fois plus élevée que dans le cas classique.

-la pente a environ la même valeur.

-le gain en puissance  $G_m$ , dans le cas de l'UHF, est plus grand. (voir Figure 6.7.)

LISTES DE TMOS SE TROUVANT SUR LE MARCHE

Ci-joint quelques références des TMOS , produit par la compagnie MOTOROLA SEMICONDUCTORS , sélectionnées dans Master Selection Guide (1973).

TMOS pour SMALL SIGNAL AMPLIFICATION ,  
pouvant être utilisé jusqu'à la fréquence de 30 MHz.

$V_{br}$  : Gate Source breakdown voltage.

$I_{dss}$  : drain current.

$Y_{fs}$  : transfer admittance ( $Y_{21}$ )

N Channel MOSFET .Enhancement/Dépletion.

$V_{br}$ v Min	$I_{dss}$ mA Min/Max	$Y_{fs}$ umhos Min/Max	N°
-50	5,0/25	5000/12000	3N128
+30	2,0/6,0	1000/3000	2N3797
+30	0,5/6,0	700 /3500	MFE3001
+30	0,5/3,0	900/1800	2N3796
<u>P Channel MOSFET .Enhancement.</u>			
+30	--/1,0	1500/--	2N4066
+35	--/1,0	1000/4000	3N157
+40	--/10	2000/8000	MFE5000
+50	--/0,25	1000/4000	3N157A
+50	--/0,25	1000/4000	3N158A.

TMOS pour R.F. AMPLIFICATION .

---

$F_1$  : fréquence limite.

$G_{ps}$  : gain en puissance.

NF : bruit (noise figure ).

$F_1$ MHz.	$G_{ps}$ dB. Min	NF dB. MAX	N°
400	10	4,5	MFE3005
244	12	- -	MFE122
200	18	4,0	MFE3007 & MFE121
200	16	4,5	3N140
105	17	5,0	MPF120
100	20	5,0	MFE3006
60	20	5,0	MFE121

---

Et ceci étant des TMOS à Canal N.



BIBLIOGRAPHIE

---

---

- \*\* H. LILEN ; Le transistor M.O.S.
- \*\* PHILIPS TECHNICAL REVIEW , Volume 31, 1970, N° 7/8/9.
- \*\* INTER ELECTRONIQUE , n° 11; Novembre 1970.
- \*\* ONDE ELECTRIQUE :
- Volume 54   n°1 /Janvier 1974.
- Volume 54   n°3 /Mars 1974.
- \*\* PROCEEDINGS IEEE , The equations for the MOST;
- by Treleaven & Trominkoff;
- 1966 /Volume 54 /p. 1223 - 1224 .