



ses@sem

MANUEL D'APPLICATION TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

1975



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS



ses@sem

MANUEL D'APPLICATION TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

1975

Numérisé en Janvier 2020 par F1CJL



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS

Sommaire

CHAPITRE I : Introduction aux transistors à effet de champ	13
1.1 – Applications générales - Familles de transistor	13
1.2 – Théorie du TEC canal N, fonctionnement, polarisation, technologie : familles de caractéristiques	15
1.3 – Cas du TEC canal P	30
CHAPITRE II : Caractéristiques et paramètres électriques des transistors à effet de champ	33
2.1 – Caractéristiques statiques	33
2.2 – Caractéristiques dynamiques	43
2.3 – Corrélations entre paramètres	52
CHAPITRE III : Les montages amplificateurs basse fréquence	55
3.1 – Généralités - Types de montages	55
3.2 – Montage "source commune"	57
3.3 – Montage "drain commun"	70
3.4 – Montage "grille commune"	77
3.5 – Le bruit dans les amplificateurs B.F à TEC	78
CHAPITRE IV : Les montages amplificateurs continus	85
4.1 – Le courant grille du TEC	85
4.2 – Variation de la polarisation avec la température	90
4.3 – Les amplificateurs continus à TEC et transistors bipolaires	93
4.4 – Les amplificateurs continus à TEC et amplificateur opérationnel	98
CHAPITRE V : Les amplificateurs haute fréquence	105
5.1 – Les problèmes de l'amplificateur H.F	105
5.2 – Le TEC en H.F	106
5.3 – Neutrodynage	109
5.4 – Amplificateurs H.F	109
5.5 – Stabilité à haute fréquence	113
5.6 – Le gain en puissance	116
5.7 – Le bruit	117
5.8 – Les applications en mélangeur	118
5.9 – Transmodulation	120

Sommaire

CHAPITRE VI : Les TEC en commutation	121
6.1 – Les paramètres de commutation des TEC	121
6.2 – Les TEC fonctionnant en commutation dans les montages source commune	126
6.3 – Le TEC fonctionnant en commutation comme résistance commandée	128
6.4 – Rappel des dispositifs existants	142
6.5 – Schématisation des montages à commutation à TEC	143
CHAPITRE VII : Les portes analogiques à TEC à jonctions	151
7.1 – Généralités - Composition de la porte	151
7.2 – Fonction et caractéristique de chaque élément	151
7.3 – Fonctionnement	155
7.4 – Influence de la température	162
7.5 – Applications	163
7.6 – Conclusion	166
CHAPITRE VIII : Les portes analogiques à MOS	167
8.1 – Difficultés rencontrées dans les réalisations à TEC à jonctions utilisés en portes analogiques	167
8.2 – Emploi de MOS en portes analogiques	168
8.3 – Portes analogiques à commande codée	174
8.4 – Comparaison des portes à MOS avec les portes à TEC à jonction	177
CHAPITRE IX : La fiabilité : Notion fondamentale de la qualité d'un TEC	179
9.1 – Construction de la fiabilité	179
9.2 – Définition des essais et paramètres de reprise	185
9.3 – Résultats	188
9.4 – Conclusion	190



Direction commerciale :
50, rue Jean-Pierre-Timbaud
B.P. 120 - 92403 Courbevoie
Téléphone : (1) 788-50-01
Télex : Sescom 61 560 F

Service commercial
région Sud-Est :
38120 Saint-Egrève
Téléphone : (76) 75-81-12
Télex : Tesafi 24 780 F

Service commercial Sud
15, avenue Camille Pelletan
13602 Aix-en-Provence
Téléphone : (91) 27-98-15
Télex : 41 665



THOMSON-CSF

DIVISION SEMICONDUCTEURS

A	Gain en tension
A_j	Aire de jonction
C_{DS}	Capacité répartie entre drain et source (canal)
C_{GD}	Capacité de la jonction grille canal
C_{GS}	Capacité de la jonction grille source
C_o	Capacité d'oxyde par unité de surface
C_{11ss}	Capacité d'entrée, sortie en court-circuit en source commune
C_{12ss}	Capacité de transfert inverse, entrée en court-circuit en source commune
C_{22ss}	Capacité de sortie, entrée en court-circuit en source commune
D_p	Coefficient de diffusion des trous
e	Source de signal d'entrée
e_n	Tension de bruit
f	Fréquence
g	Conductance
g_{DS}	Conductance du canal
g_{GD}	Conductance de la jonction grille drain
g_{GS}	Conductance de la jonction grille source
g_m	Transconductance mesurée à une polarisation V _{GS} donnée
g_{mo}	Transconductance maximale mesurée pour V _{GS} = 0
g_o	Transconductance maximale théorique (1/R _o)
G_p	Gain en puissance (HF)

H	Hauteur totale de canal (entre les deux grilles P ⁺)
I_D	Courant (continu) de drain
i_d	Courant alternatif de drain, en petits signaux
I_{diff}	Courant de diffusion d'une jonction PN
I_{DS off}	Courant circulant dans le canal quand le TEC est entièrement bloqué
I_{DSS}	Courant de drain pour $V_{GS} = 0$ et V_{DS} spécifié
I_G	Courant (continu) de grille
I_{géné}	Courant de génération d'une jonction PN
I_{GDO}	Courant de grille avec $I_S = 0$ et V_{GD} spécifié
I_{GSO}	Courant de grille avec $I_D = 0$ et V_{GS} spécifié
I_{GSS}	Courant de fuite total de grille avec $V_{DS} = 0$ et V_{GS} spécifié
i_n	Courant de bruit
I_S	Courant (continu) de source
k	Constante de Boltzmann ($8,62 \cdot 10^{-5} \text{ eV}/\text{o}_k$)
L	Longueur d'une zone élémentaire, c'est la plus grande dimension de la grille supérieure
l	Longueur du canal (c'est la plus petite dimension de la grille supérieure)
L_p	Longueur de diffusion des trous
n	Nombre de zones élémentaires constituant un TEC
N_A	Concentration en accepteurs des zones de grille
N_D	Concentration en donneurs de canal
n_i	Concentration en électrons (et en trous) du silicium intrinsèque ($1,45 \cdot 10^{10} \text{ At}/\text{cm}^3$)

p	Source de polarisation
P_{tot}	Dissipation totale de puissance
q	Charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ cb)
R	Résistance
R_A	Résistance d'accès au canal
R_C	Résistance de charge (collecteur)
r_{DS}	Résistance dynamique entre drain et source mesurée à V_{GS} donné
r_{DS on}	Résistance dynamique minimale entre drain et source mesurée à $V_{GS} = 0$
R_E	Résistance de charge (émetteur)
R_{GS}	Résistance de la jonction grille source
R_O	Résistance sous la grille (canal) en l'absence de toute polarisation
R_x	Résistance de la portion de canal comprise entre le point d'abscisse o et le point x
S_O	Facteur de stabilité
T	Température (absolue en °k ou relative en °C)
t_{d(off)}	Retard à la décroissance
t_{d(on)}	Retard à la croissance
t_f	Temps de décroissance
t_j	Température de jonction
t_{off}	Temps total de décroissance
t_{on}	Temps total de croissance
t_p	Durée d'une impulsion

t_r	Temps de croissance
t_r	Temps de croissance commandée par la gâchette
t_{stg}	Température de stockage
V_a	Tension analogique
$V_{(BR)DSS}$	Tension de claquage drain-source, avec $V_{GS} = 0$ et I_D spécifié
$V_{(BR)DSX}$	Tension de claquage drain-source, avec V_{GS} de blocage et I_G spécifié
$V_{(BR)GDO}$	Tension de claquage grille-drain, source en l'air
$V_{(BR)GSO}$	Tension de claquage grille-source, drain en l'air
$V_{(BR)GSS}$	Tension de claquage grille-source, avec $V_{DS} = 0$ et I_G spécifié
V_{DD}	Tension d'alimentation appliquée au circuit électronique utilisant un TEC
V_{DS}	Tension (continue) drain-source
$V_{DS sat}$	Tension de saturation drain-source
v_{ds}	Tension alternative entre drain et source
V_G	Potentiel de grille
V_{GD}	Tension (continue) grille-drain
v_{gs}	Tension alternative entre grille et source
V_{GS}	Tension (continue) grille-source
$V_{GS off}$	Tension grille-source de blocage
V_p	Tension de pincement théorique, définie sur $I_D = f(V_{DS})$, sans tenir compte de ψ
V_S	Potentiel de source
V_u	Tension d'utilisation

$V(x)$	Potential au point d'abscisse x du canal
$W(x)$	Extension de la zone désertée à l'abscisse x du canal
Y_{11s}	Admittance d'entrée, sortie en court-circuit en source commune
Y_{12s}	Admittance de transfert inverse, entrée en court-circuit en source commune
Y_{21s}	Admittance de transfert direct, sortie en court-circuit en source commune
Y_{22s}	Admittance de sortie, entrée en court-circuit en source commune
Z	Impédance de charge
α	Variation de mobilité suivant la température
β	Repère de l'électrode "Substrat" "Bulk"
ϵ	Constante diélectrique du silicium ($\epsilon_0 \epsilon_r = 12 \times 8,86 \times 10^{-14}$ F/cm)
μ_n	Mobilité des électrons ($\simeq 1350$ cm ² / V.S)
μ_p	Mobilité des trous ($\simeq 500$ cm ² / V.S)
ψ	Barrière de potentiel d'équilibre d'une jonction PN
ρ	Résistivité du semiconducteur formant le canal du TEC
ρ_s	Résistance superficielle de l'oxyde
τ	Durée de vie des porteurs dans la zone déserte



INTRODUCTION AUX TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

par M. NEYROZ

1.1 – APPLICATIONS GENERALES – FAMILLES DE TRANSISTORS

Le transistor à effet de champ (TEC) reste un dispositif semiconducteur très demandé, bien que les technologies aient fortement progressé dans le domaine des microstructures analogiques et digitales. Ses performances et son mode d'utilisation permettent de réaliser, de façon simple, de nombreuses fonctions, et parfois mieux que des dispositifs bipolaires. Il est possible de décrire brièvement ses principales applications.

1.1.1 – Domaine UHF et VHF

Amplification faible bruit : le transistor à effet de champ (TEC) a de meilleures performances en distorsion que le transistor bipolaire.

1.1.2 – Commutation

Le transistor à effet de champ (TEC) présente une impédance très élevée au blocage (plusieurs mégohms) et une impédance faible à la conduction (de 5 à 100 ohms). Dans certaines applications, il remplace un relais : multiplexage de signaux analogiques ou logiques, commutateur de gain.....

1.1.3 – Electronique générale

Le transistor à effet de champ (TEC) est utilisé pour réaliser des amplificateurs à très haute impédance d'entrée. En mesure, le signal issu d'un thermocouple est appliquée à un TEC et non pas à un transistor bipolaire. Avec un transistor double, monté en étage amplificateur d'entrée, devant un amplificateur opérationnel ordinaire, on réalise un amplificateur à très hautes performances.

1.1.4 – Fonction CAG

Dans ce cas, le transistor à effet de champ (TEC) fonctionne en résistance variable.

On rencontre donc, le transistor à effet de champ (TEC) :

– dans les amplificateurs :

- petits signaux
- faible distorsion
- faible bruit
- grand gain
- continu
- basse fréquence
- haute fréquence
- sélectif

– dans la commutation :

chopper
multivibrateur
multiplexeur
porte analogique

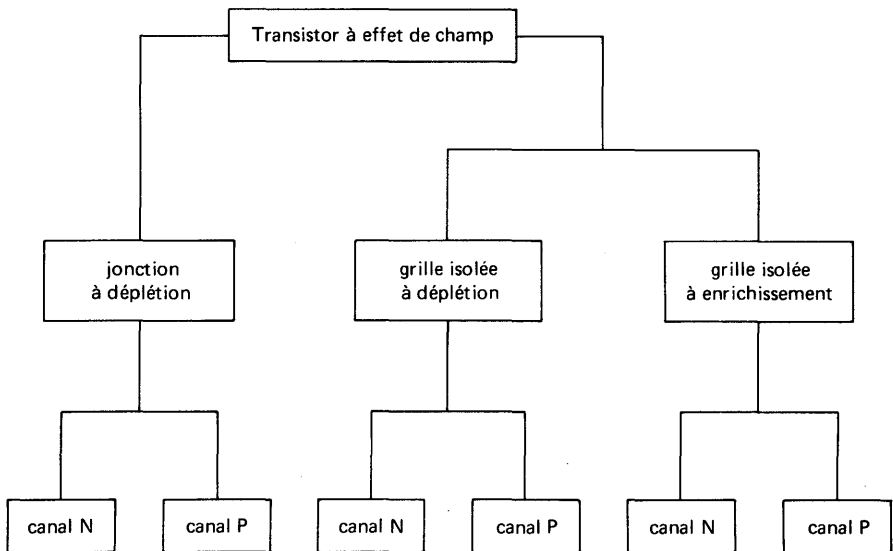
– dans les applications particulières :

limiteur de courant
résistance à contrôle de tension

La famille des TEC peut se diviser en deux groupes :

- le transistor à jonction TEC ou J. FET
- le transistor à grille isolée ou MOS-FET

Nous pouvons établir le tableau suivant des différents types :



Dans ce manuel nous parlerons exclusivement des TEC à jonction à déplétion, canal N de type planar épitaxié.

Extérieurement, comment se présente un TEC ? En boîtier métallique, trois broches (TO-18) : drain, grille, source. Parfois, une quatrième broche (TO-72) permet d'avoir le contact boîtier pour être mis à la masse et servir de blindage. En boîtier époxy (X-55, TO-92, TO-106), le TEC perd un peu de sa caractéristique fondamentale : le très faible courant de fuite.

1.2 – THEORIE DU TEC CANAL N, FONCTIONNEMENT, POLARISATION, TECHNOLOGIE : FAMILLES DE CARACTERISTIQUES

1.2.1 – Théorie et fonctionnement

1.2.1.1 – EXPLICATION DU PHENOMENE

L'idée du transistor à effet de champ (TEC) due à SHOCKLEY, consiste à utiliser en conduction une région (canal) d'un matériau semiconducteur sur lequel sont réalisées deux jonctions P - N. Selon le type du matériau de départ, on distinguera les TEC canal N ou canal P, le canal étant la portion de semiconducteur initial prise en sandwich entre les deux zones de même type diffusées de part et d'autre.

La figure 1.1 présente un TEC canal N simplifié et donne la terminologie usuelle. La notation P⁺ indique une zone fortement dopée P qui constitue la grille d'entrée et les zones N⁺ permettent d'améliorer les contacts source et drain. La zone appelée "MUR" permet de relier la zone P⁺ supérieure à la zone P⁺ inférieure (substrat).

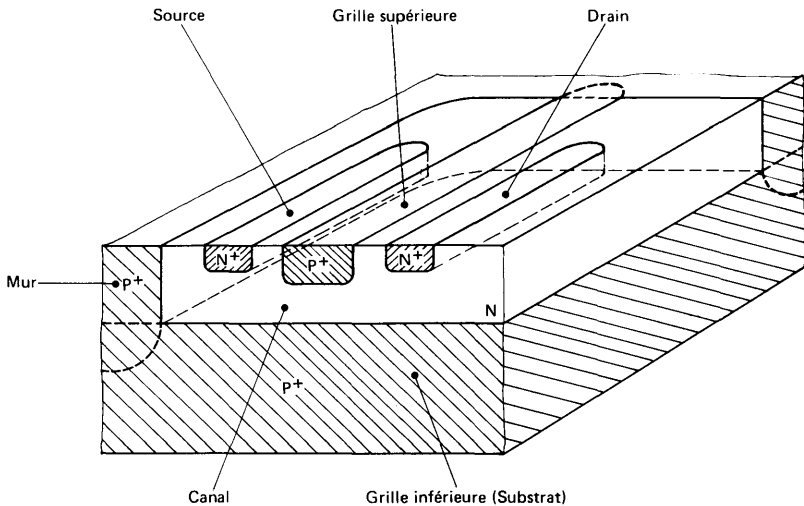


Figure 1.1 – Vue en perspective de la pastille semiconductrice d'un TEC à canal N

Un tel dispositif fonctionne par application d'une tension positive V_{DS} entre drain et source, entraînant un courant de porteurs majoritaires I_D (ici des électrons).

Celui-ci produit une chute de tension le long du canal, où le potentiel croît de 0 à V_{DS} quand on se déplace de la source vers le drain.

Si les deux parties P⁺ (grille) sont au potentiel de la source, les jonctions P⁺ - N sont en inverse et il en résulte une zone désertée en porteurs majoritaires (dite "zone de charge d'espace"), de profondeur $W_{(x)}$ dans le canal, fonction du potentiel au point "x" considéré.

Il s'en suit que l'extension de cette zone est plus importante du côté drain que du côté source.

Pour de faibles valeurs de V_{DS} , le canal joue le rôle d'une résistance, et le courant I_D varie linéairement (figure 1.2-a).

Pour des valeurs plus élevées de V_{DS} , la zone désertée s'étend davantage dans le canal ; la section de celui-ci, offerte au passage du courant, diminue et la caractéristique :

$$I_D = f(V_{DS}) \text{ s'incurve. (figure 1.2-b)}$$

Au delà d'une certaine tension, dite tension de pincement $V_{GS\ off}$, le courant I_D ne varie plus avec la tension V_{DS} , par suite de la limitation de vitesse des porteurs soumis à un champ électrique élevé (figure 1.2-c).

Si, maintenant, les deux grilles sont portées à un potentiel V_{GS} négatif par rapport à la source, la pénétration de la zone de charge d'espace $W_{(x)}$ sera plus importante, la section du canal plus faible, et, par voie de conséquence, le courant I_D plus faible.

La grille d'un TEC joue le rôle d'électrode de commande (analogie avec un tube à vide type penthode).

Figure 1.2 – Configuration du canal sous différentes valeurs de V_{DS} à $V_{GS} = 0$

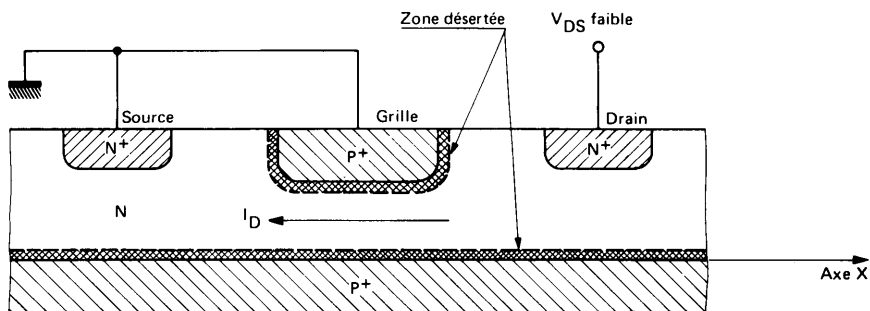


Figure 1.2-a – Faible polarisation V_{DS} . Zone linéaire de la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$

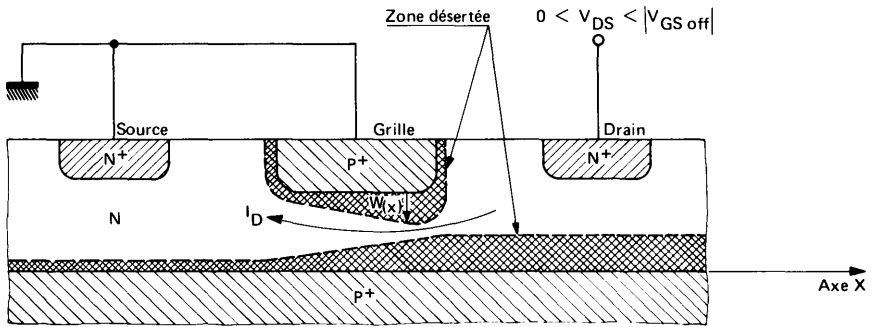


Figure 1.2-b – Polarisation V_{DS} inférieure à la tension de pincement $|V_{GS\ off}|$
 Zone incurvée de la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$

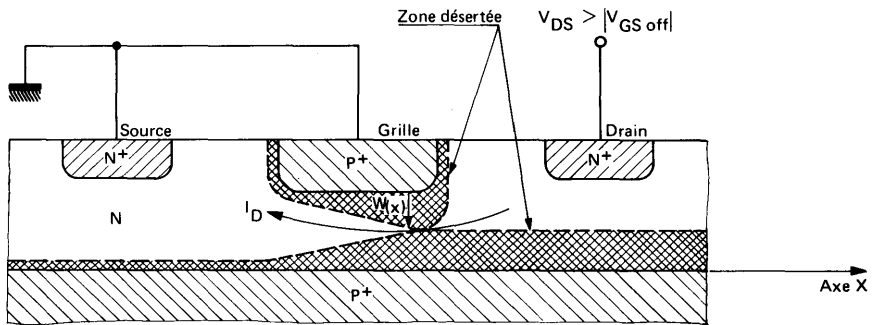


Figure 1.2-c – Polarisation V_{DS} supérieure à la tension de pincement $|V_{GS\ off}|$
 Zone de saturation de la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$

1.2.1.2 – RELATION ENTRE COURANT DANS LE CANAL ET TENSION V_{DS}

1.2.1.2.1 – Cas simplifié

L'étude théorique du phénomène est faite à partir de l'élément décrit par la figure 1.3, qui représente la partie active du dispositif de la figure 1.1.

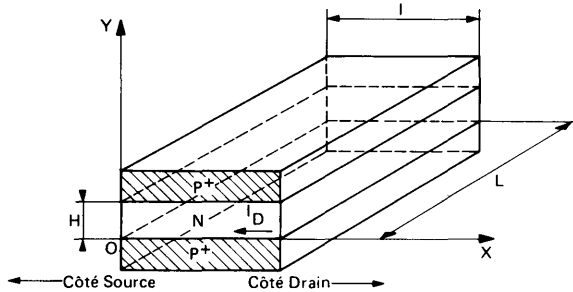


Figure 1.3 – Modèle théorique pour le calcul de la relation entre I_D et V_{DS}

Sans polarisation, le canal N est assimilé à une résistance :

$$R_o = \frac{\rho l}{HL} = \frac{1}{g_o} \quad (1.1)$$

avec :

$$\rho = \frac{1}{q \mu_n N_D} \quad (1.2)$$

Après polarisation, le phénomène décrit précédemment apparaît, et l'établissement de la relation liant le courant I_D aux tensions V_{DS} et V_{GS} est le suivant :

$$V_{(x)G} = V_{(x)S} + V_{SG} = V_{(x)S} - V_{GS} \quad \text{avec } V_{GS} < 0$$

$$V_{(x)S} = R_{(x)} \cdot I_D \quad \text{avec } V_{(x)S} > 0$$

où :

$$R_{(x)} = \frac{1}{2L} \int_0^x \frac{\rho \, dx}{\frac{H}{2} - w(x)} \quad (1.3)$$

où $W_{(x)}$ représente l'épaisseur de la zone désertée et s'exprime par :

$$W_{(x)} = \sqrt{\frac{2 \epsilon V_{(x)}G}{q N_D}} \quad (1.4)$$

ϵ = constante diélectrique du silicium $12 \times 8,86 \cdot 10^{-14}$ F/cm

q = charge de l'électron $1,6 \cdot 10^{-19}$ Cb

N_D = concentration du canal en atomes donneurs d'électrons $\simeq 10^{16}$ At/cm³

En tenant compte de la condition limite :

$$x = 0 ; V_{(x)S} = 0 \quad \text{et} \quad V_{(x)G} = -V_{GS}$$

l'intégration de $V_{(x)G} = -V_{GS} + R_{(x)}I_D$ permet d'obtenir la relation cherchée pour $x = l$, c'est à dire pour $V_{(x)S} = V_{DS}$

$$I_D = \frac{2L}{\rho l} \left[\frac{H}{2} V_{DS} - \frac{2}{3}K (V_{DS} - V_{GS})^{3/2} + \frac{2K}{3} (-V_{GS})^{3/2} \right] \quad (1.5)$$

avec :

$$K = \sqrt{\frac{2 \epsilon}{q N_D}} \quad (1.6)$$

La relation (1.5) montre que, pour $V_{DS} = 0$, $I_D = 0$.

Pour $V_{GS} = 0$, l'expression de I_D se simplifie et l'annulation de $\frac{dI_D}{dV_{DS}}$ donne la tension V_{DS} pour laquelle le courant drain est maximum. Cette tension V_p est appelée tension de pincement.

$$V_p = \frac{H^2}{2} \frac{qN_D}{2\epsilon} \quad (1.7)$$

Pour cette valeur de V_{DS} , le courant maximum I_{DSS} vaut :

$$I_{DSS} = \frac{2L}{\rho l} \frac{H}{2} \frac{V_p}{3} \quad (1.8)$$

En rapprochant les relations (1.1) et (1.8), il vient :

$$I_{DSS} = g_o \frac{V_p}{3} \quad (1.9)$$

Pour V_{GS} non nul, le courant I_{Dmax} est atteint pour une tension V_{DS} telle que :

$$V_{DS} = V_p + V_{GS}$$

et la conductance "g" du dispositif se déduit de la relation (1.5) :

$$g = \frac{d I_D}{d V_{GS}} \longrightarrow g = \frac{2 L}{\rho l} \left[\frac{H}{2} - K (-V_{GS})^{1/2} \right] \quad (1.10)$$

On peut rapprocher les relations (1.10) et (1.1) en prenant $V_{GS} = 0$.

Cette théorie simplifiée satisfait à l'expérience dans la région limitée par $V_{DS} = V_p + V_{GS}$ et permet de tracer le réseau de la figure 1.4.

Au delà de ce point, le dispositif travaille en régime de saturation et le calcul ne s'applique plus.

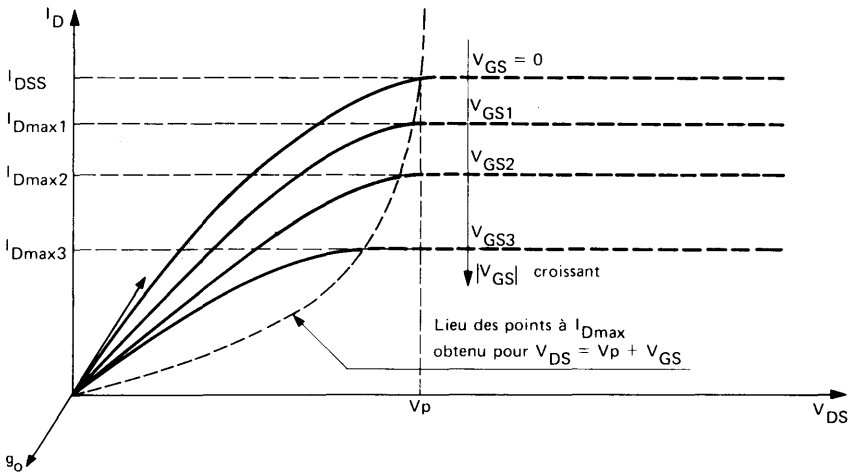


Figure 1.4 – Variations du courant de drain avec la tension drain-source, pour différentes polarisations V_{GS}

En réalité, la saturation du courant I_D , quand V_{DS} augmente au-delà de V_p , s'explique physiquement par la limitation de vitesse des porteurs soumis à un champ électrique élevé.

1.2.1.2.2 – Cas réel

Deux modifications doivent être apportées à la théorie exposée précédemment :

a) - D'une part, les contacts drain et source d'un TEC ne peuvent pas être pris aux extrémités exactes du canal, pour des raisons technologiques.

Il faut donc tenir compte des deux portions de semiconducteur joignant la source à l'entrée du canal et le drain à la sortie du canal, figure 1.5.

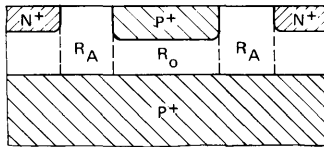


Figure 1.5 – Résistances d'accès au canal.

Ces résistances d'accès modifient essentiellement deux paramètres importants du TEC :

– La résistance mesurée entre drain et source pour V_{DS} faible et $V_{GS} = 0$, qui n'est plus R_o comme dans le cas théorique, mais devient :

$$r_{DSon} = R_o + 2 R_A \quad (1.11)$$

– La transconductance maximale, g_{mo} , qui n'est plus g_o , peut se calculer à partir de la figure 1.6.

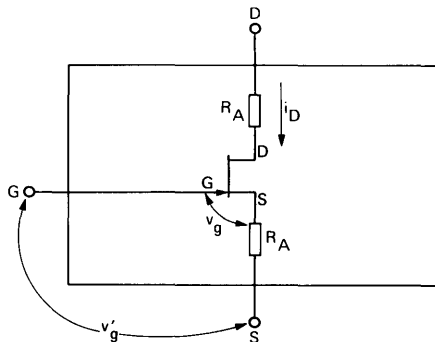


Figure 1.6 – Schéma équivalent du calcul de la transconductance maximale réelle.

Notons que la résistance R_A côté drain n'intervient pas, car elle est négligeable par rapport à la résistance de charge généralement utilisée dans les montages amplificateurs.

$$g_{mo} = \frac{i_D}{v'_g} = \frac{i_D}{v_g + R_A i_D} = \frac{1}{R_A + 1/g_o}$$

$$g_{mo} = \frac{g_o}{1 + R_A g_o} \quad (1.12)$$

g_{mo} représente la valeur réelle mesurée expérimentalement.

b) - D'autre part, dans toute jonction PN, s'établit une barrière de potentiel d'équilibre, due aux charges ionisées voisines de la jonction. La valeur de ce potentiel ψ est calculée, dans le cas d'une jonction abrupte, à partir de :

$$\psi = -\frac{kT}{q} \text{Log} \frac{N_A N_D}{n_i^2} \approx -0,9 \text{ V} \quad (1.13)$$

N_A , N_D étant les concentrations en impuretés des deux côtés de la jonction.

n_i concentration en électrons libres (et en trous) du silicium intrinsèque.

Cette tension contribue donc, même en l'absence de toute polarisation, à réduire la section du canal.

Cet effet peut éventuellement être négligé dans l'expression de $r_{D\text{Son}}$, mais intervient dans la valeur de la tension de pincement expérimentale :

$$|V_{GS \text{ off}}| = V_p + \psi \quad \text{où } \psi < 0 \quad (1.14)$$

Le courant de saturation mesuré, I_{DSS} , peut alors être approximé à partir de la relation (1.8).

$$I_{DSS} \approx \frac{V_p + \psi}{3 R_o} \quad (1.15)$$

1.2.1.2.3 – Approximation parabolique

L'expression (1.5) est peu exploitable pour l'utilisateur d'un TEC, qui n'a pas connaissance des paramètres géométriques de l'élément considéré. Aussi, pour atteindre la valeur du courant I_D , lorsque l'électrode de commande est polarisée à une tension V_{GS} donnée négative et que

$V_{DS} \geq |V_{GS}(\text{off})|$, Il est préférable d'utiliser la formule empirique suivante :

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS \text{ off}}} \right]^2 \quad (1.16)$$

Cette relation est satisfaisante aux limites puisque :

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

$$- V_{GS} = V_{GS \text{ off}} \longrightarrow I_D = 0$$

d'où la caractéristique de transfert : tension d'entrée (grille de commande) courant de sortie I_D , figure 1.7.

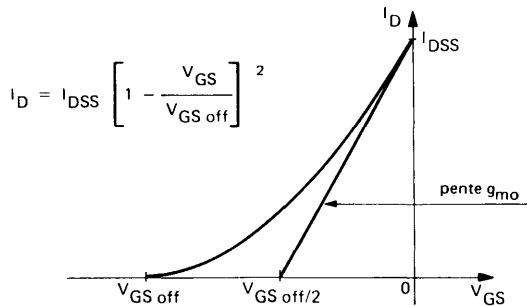


Figure 1.7 – Transconductance d'un TEC à canal N.

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

$$g_m = \frac{d I_D}{d V_{GS}} = - \frac{2 I_{DSS}}{V_{GS \text{ off}}} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS \text{ off}}} \right] \quad (1.17)$$

qui, avec $V_{GS} = 0$, devient :

$$g_{m0} = \frac{-2 I_{DSS}}{V_{GS \text{ off}}} \quad \text{où } V_{GS \text{ off}} < 0 \quad (1.18)$$

En portant g_{m0} dans l'équation (1.17), on a :

$$g_m = g_{m0} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS \text{ off}}} \right] \quad (1.19)$$

1.2.1.3 – COURANT DE FUITE

Le courant qui traverse la grille d'un TEC sera le courant de fuite de la jonction d'entrée, puisque celle-ci est polarisée en inverse.

Le courant I d'une diode comprend une composante de diffusion I_{diff} et une composante de génération-recombinaison $I_{géné}$:

$$I = I_{diff} + I_{géné} \quad (1.20)$$

Cette expression étant valable en polarisation directe et inverse avec :

$$I_{diff} = I_{Sat D} (e^{qV/kT} - 1) \quad (1.21-a)$$

$$I_{géné} = I_{Sat G} (e^{qV/2kT} - 1) \quad (1.21-b)$$

Avec une polarisation inverse relativement élevée (cas du TEC), les expressions deviennent :

$$I_{diff} = -I_{Sat D} = \frac{qD_p}{L_p} \frac{n_i^2}{N_D} A_j \quad (1.22)$$

$$I_{géné} = -I_{Sat G} = \frac{qn_i}{2\tau} W A_j \quad (1.23)$$

- où :
- D_p = coefficient de diffusion des trous
 - L_p = longueur de diffusion des trous
 - N_D = concentration en impuretés du type donneur 10^{16} At/cm³
 - n_i = concentration intrinsèque en porteurs $1,45 \cdot 10^{10}$ At/cm³
 - τ = durée de vie à l'intérieur de la région déserte $\approx 5 \mu s$
 - k = constante de Boltzmann $8,62 \cdot 10^{-5}$ eV/°K
 - A_j = aire de jonction polarisée en inverse

A température ambiante, le courant de diffusion est négligeable devant le courant de génération, et ce dernier gouverne donc l'impédance d'entrée du TEC, qui peut être calculée à partir des formules (1.4) et (1.23) en très basse fréquence :

$$\frac{\partial V}{\partial I} = \frac{4\tau^2 N_D I_{géné}}{q\epsilon n_i^2 A_j^2} \rightarrow \frac{\partial V}{\partial I} = \frac{2\tau}{n_i A_j} \sqrt{\frac{2V N_D}{\epsilon q}} \quad (1.24)$$

Pour $V = 20$ V, l'impédance d'entrée est de l'ordre de $6,3 \cdot 10^{12} \Omega$ (partie réelle).

A température élevée, le courant de diffusion devient prépondérant.

L'évolution du courant de fuite suivant la température sera examinée au paragraphe 2.1.2.

1.2.1.4 – CAPACITES

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

$$C = \frac{\epsilon}{W} A_j \quad \text{où } A_j \text{ représente l'aire de jonction}$$

et ϵ la constante diélectrique du silicium $12 \times 8,86 \cdot 10^{-14}$ F/cm

La variation de C suivant la polarisation aux bornes de la jonction considérée est donc en $V^{-1/2}$. (Hypothèse de la jonction abrupte).

1.2.2 – Polarisation

Si l'on excepte les montages impulsionnels (multivibrateurs.....), où l'on peut trouver, pour améliorer les temps de basculement, la jonction grille-canal en direct pendant un bref instant, les jonctions grille-source et grille-drain sont polarisées en inverse.

Pour le montage fondamental source commune, la figure 1.8 donne les conditions de polarisation normales pour un dispositif à canal N.....

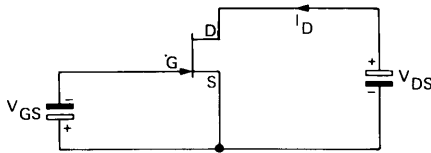


Figure 1.8 – Condition de polarisation normale pour un TEC à canal N.

.....et la figure 1.9 rappelle les réseaux de courbes déjà évoqués lors de l'étude théorique des principaux paramètres (cf. § 1.2.1.2).

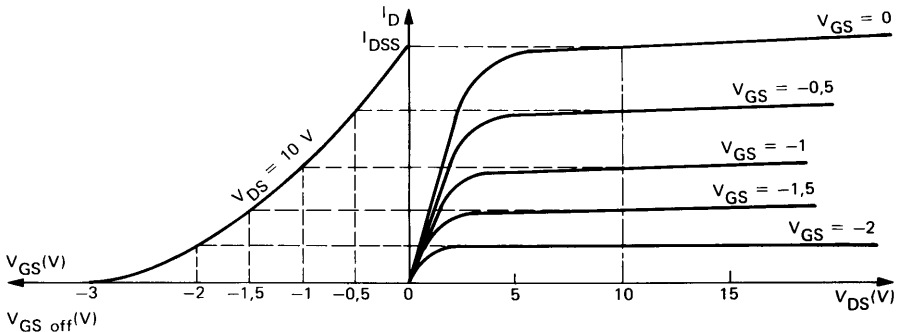


Figure 1.9 – Relevé expérimental des réseaux de caractéristiques d'un TEC.

Notons que ce type de polarisation est fondamentalement différent de celui des transistors classiques bipolaires, puisque ces derniers fonctionnent avec leur diode d'entrée émetteur-base en direct, ce qui entraîne une faible impédance par opposition aux TEC.

Les limites d'utilisation d'un TEC à jonction sont régies par deux phénomènes :

a) - La dissipation thermique $I_D \times V_{DS}$

b) - Le claquage des jonctions, qui aura tendance à se produire sur la jonction grille-drain puisque :

$$V_{DG} = V_{DS} + |V_{GS}|$$

Le TEC à jonction est utilisé sans trop de précautions, contrairement aux M.O.S non protégés, dans lesquels peut se produire un phénomène de perçage d'oxyde, par apport d'électricité statique sur la grille du dispositif.

1.2.3 — Technologie

La réalisation d'une pastille, schématisée sur la figure 1.1, nécessite la diffusion localisée en phase gazeuse de zones P et N fortement dopées. La technique utilisée, de type "Planar", consiste à générer, en surface du silicium monocristallin, une couche d'oxyde de silicium, SiO_2 , qui sert d'écran aux impuretés nécessaires au dopage de la source, du drain et de la grille. Cet oxyde est ouvert par photogravure, sur les zones à diffuser, à l'aide de masques photographiques adaptés aux dessins désirés. La figure 1.11 explicite ce procédé qui est utilisé avant diffusion des caissons d'isolement, des grilles, des zones N^+ fortement dopées de source et de drain, et pour la réalisation des contacts d'aluminium.

La structure d'un transistor à effet de champ est, en général, très "interdigitée".

A titre d'exemple, la figure 1.10 présente celle du dispositif SESCOSEM 2N 3966, et met en évidence une des six zones élémentaires dont les trois électrodes sont mises en parallèle chacune à chacune par les contacts d'aluminium ou par diffusion. La succession des étapes de réalisation d'une zone élémentaire est représentée par la figure 1.11.

Les différentes structures disponibles sur le marché diffèrent essentiellement par le nombre "n" et par la longueur "L" des zones élémentaires.

Le paragraphe suivant présente les principales structures fabriquées par la division SESCOSEM de la THOMSON-CSF.

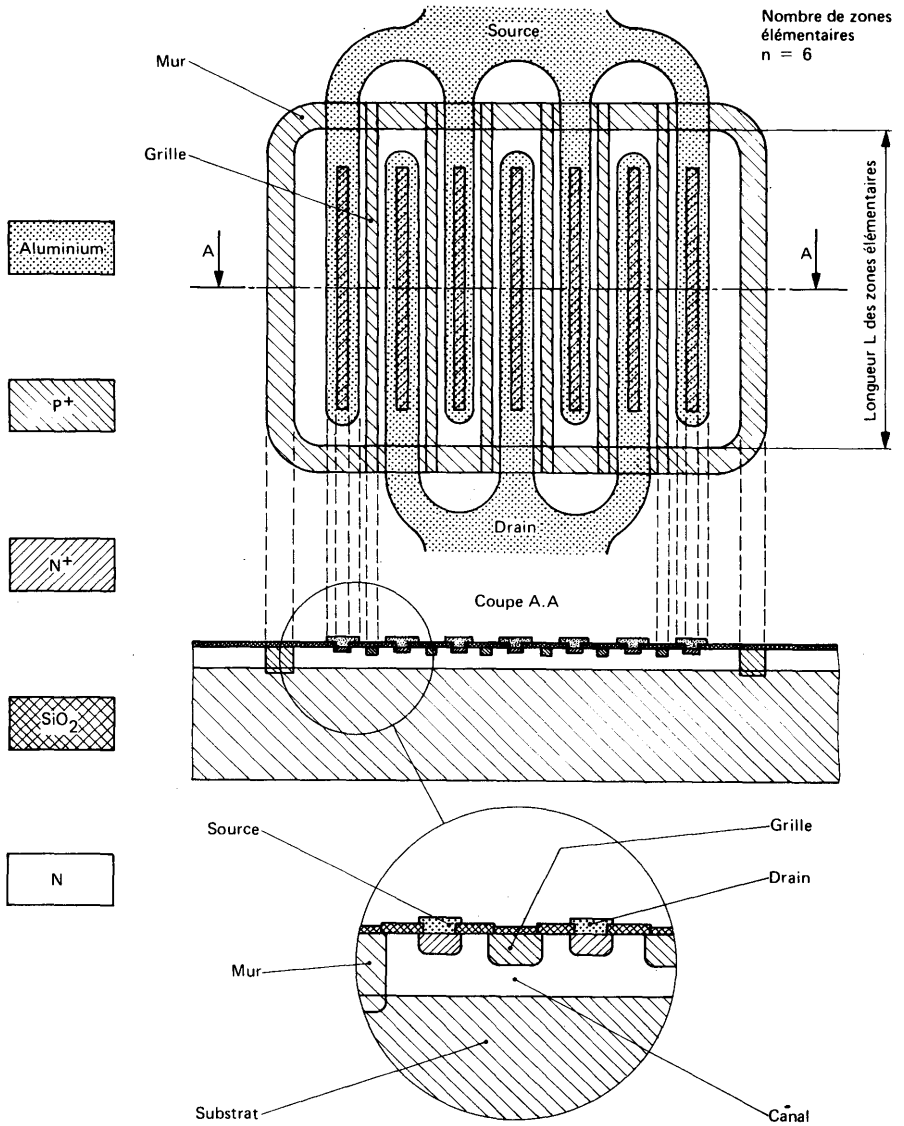
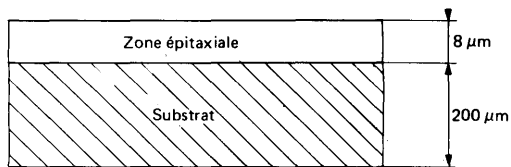
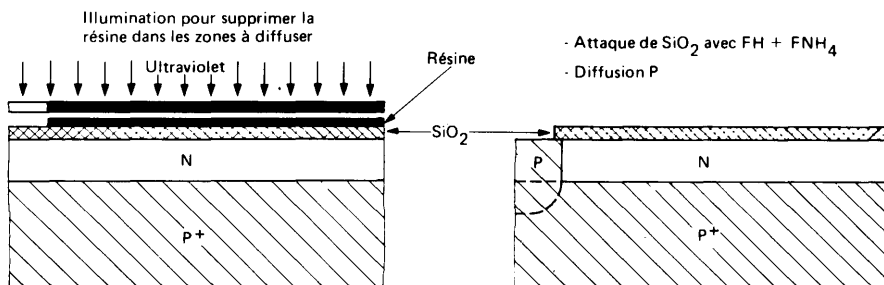


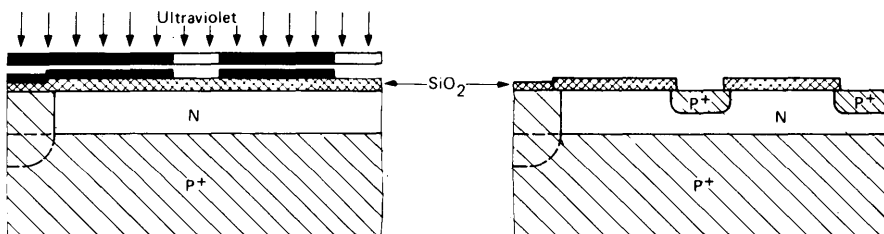
Figure 1.10 – Vue, coupe et détail d'une zone élémentaire, d'un TEC type 2N 3966 SESCOSEM.



1 - Matériau de départ

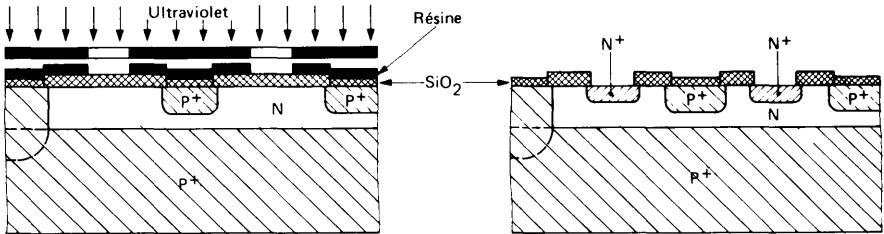


2 - Ouverture et diffusion des murs

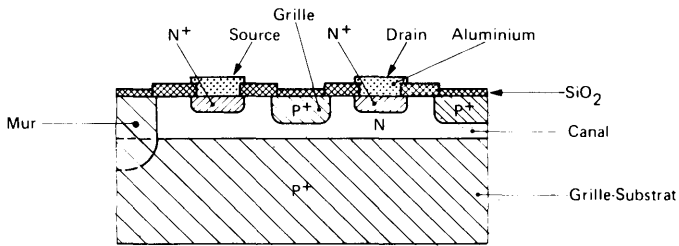


3 - Ouverture et diffusion des grilles

Figure 1.11 – Etapes de fabrication d'une zone élémentaire d'un TEC canal N.



4 - Ouverture et diffusion des N^+ de source et de drain



5 - Etat final

Figure 1.11 – Etapes de fabrication d'une zone élémentaire d'un TEC canal N. (suite)

1.2.4 – Familles de caractéristiques

L'utilisateur ayant à définir les caractéristiques d'un TEC pour une application déterminée, doit se souvenir que les paramètres ne sont pas indépendants les uns des autres. Il serait, par exemple, aberrant de réclamer au fabricant un TEC ayant simultanément un faible courant de saturation I_{DSS} et une faible résistance drain-source $r_{DS\ on}$.

En supposant que la largeur "l" des grilles soit identique pour les différentes structures à cause des limitations dues à la technique de photogravure, on peut déduire, à l'aide des formules théoriques du paragraphe 1.2.1.2, que :

- le courant de saturation I_{DSS} est proportionnel à nL .
- le courant de fuite I_{GSS} est proportionnel à nL .
- la transconductance g_{mo} est proportionnelle à nL .
- la capacité C_{GD} est proportionnelle à nL .
- la résistance drain-source $r_{DS\ on}$ est inversement proportionnelle à nL , où n représente le nombre de zones élémentaires de longueur L .

Le tableau ci-dessous montre que les valeurs expérimentales de I_{DSS} , $r_{DS\ on}$, C_{GD} , obtenues sur les principales structures fabriquées par la SESCOSEM suivent, en première approximation, la proportionnalité évoquée ci-dessus.

TYPE DE STRUCTURE	2N 3966	2N 4392	2N 4978	2N 5433	UNITES
nL	840	3300	6160	15640	μm
I_{DSS}	14,5	60	110	290	mA
$r_{DS\ on}$	140	38	19	7	Ω
C_{GD} pour $V = -7\text{ V}$	0,9	3,5	6,5	16,5	pF

Valeurs expérimentales des caractéristiques électriques des TEC-SESCOSEM.

Les valeurs expérimentales notées sur le tableau ci-dessus ont été mesurées sur des dispositifs dont la tension de pincement $V_{GS\ off}$ est de -4 V , c'est à dire dont l'épaisseur de canal H vaut $1,61\ \mu\text{m}$ calculée à partir des relations (1.4) et (1.7).

1.3 – CAS DU TEC CANAL P

Le TEC à canal P est identique au TEC à canal N en inversant les zones N et P, ce qui entraîne, pour la polarisation des alimentations, des signes opposés figure 1.13, et des réseaux de courbes inversés figure 1.14.

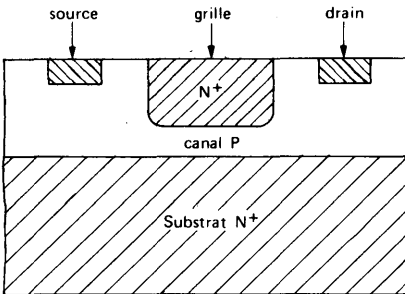


Figure 1.12 – Coupe schématique de la pastille semiconductrice d'un TEC à canal P.

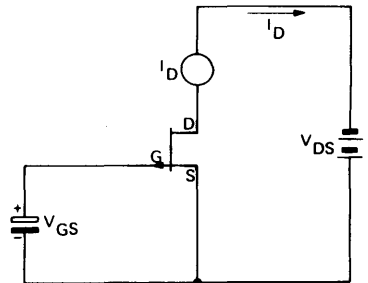


Figure 1.13 – Polarisation d'un TEC à canal P.

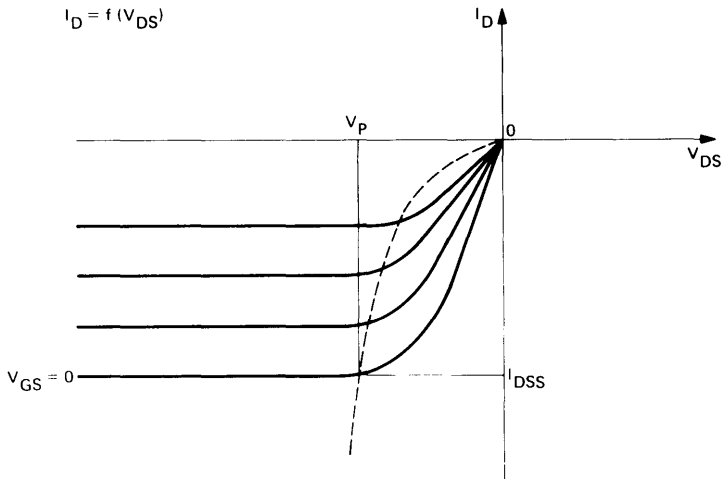


Figure 1.14 – Caractéristiques $I_D - V_{DS}$ d'un TEC à canal P.

Les TEC à canal P sont très peu utilisés pour deux raisons essentielles :

a) - la mobilité μ_p des trous ($\simeq 500 \text{ cm}^2/\text{V.s}$) est beaucoup plus faible que la mobilité μ_n des électrons ($\mu_n \simeq 1.350 \text{ cm}^2/\text{V.s}$) ce qui entraîne une résistance de canal plus grande, une pente plus faible, un courant de saturation plus faible, sachant que :

$$\rho = \frac{1}{q \mu_n N_D}$$

Donc, à structure identique, un TEC à canal N est plus performant qu'un TEC à canal P.

b) - l'alimentation V_{DS} des TEC à canal N est positive, comme l'alimentation V_{CE} des transistors bipolaires NPN. Ces derniers sont employés dans la grande majorité des montages électroniques, et il est plus facile de leur associer des TEC canal N.

La principale raison d'être du TEC à canal P est évidemment sa complémentarité du TEC à canal N.

CARACTERISTIQUES ET PARAMETRES ELECTRIQUES DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

par M. NEYROZ

2.1 – CARACTERISTIQUES STATIQUES

2.1.1 – Les tensions de claquage

Elles représentent les valeurs limites absolues d'utilisation des tensions à appliquer entre les différentes électrodes :

- entre grille et drain, source en l'air : symbole $V_{(BR)GDO}$ ou BV_{GDO}
- entre grille et source, drain en l'air : symbole $V_{(BR)GSO}$ ou BV_{GSO}
- entre grille et drain-source en court-circuit : symbole $V_{(BR)GSS}$ ou BV_{GSS}

Le niveau de courant généralement imposé pour la lecture de ces tensions est de $-1 \mu A$.

La figure 2.1 donne la configuration de mesure pour les trois cas.

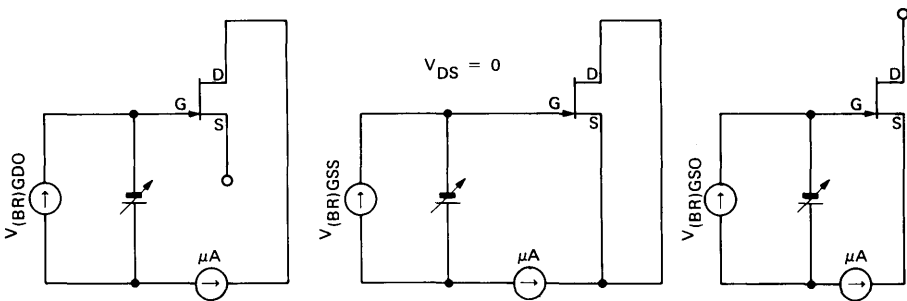


Figure 2.1 – Schémas de mesure des tensions de claquage.

2.1.2 – Les courants de fuite

Ils sont mesurés pour une tension inverse (appliquée sur la jonction considérée) inférieure à la tension de claquage :

- entre grille et drain, source en l'air : symbole I_{GDO}
- entre grille et source, drain en l'air : symbole I_{GSO}
- entre grille et drain, drain-source en court-circuit : symbole I_{GSS}
- entre drain et source, le TEC étant alimenté normalement en V_{DS} et bloqué par une tension $|V_{GS}|$ supérieure au $|V_{GS(off)}|$: symbole $I_{DS\ off}$ ou I_{DSX}

Pour les trois premiers paramètres, la configuration de mesure reste identique à celle de la figure 2.1, en fixant la tension et en visualisant le courant.

Le dernier paramètre caractérise l'efficacité du pincement. Il est égal, dans le meilleur des cas, à la somme des courants de fuite des jonctions grille-drain et grille-source, respectivement polarisées à $(V_{GS} - V_{DS})$ et à V_{GS} , figure 2.2.

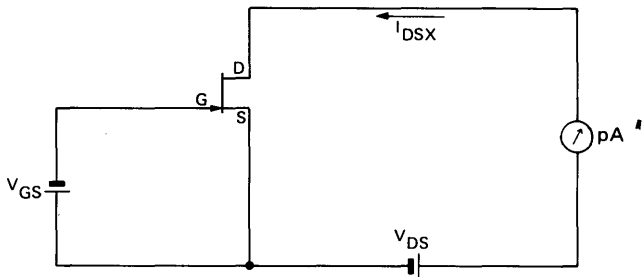


Figure 2.2 – Schéma de mesure du courant de fuite I_{DSX} .

La variation expérimentale du courant de fuite I_{GSS} suivant la température est représentée sur la figure 2.3. On peut expliquer cette évolution à partir des courants I_{diff} et $I_{gén}$ donnés au paragraphe 1.2.1.3, et de l'évolution de n_i suivant la température (voir figure 2.4).

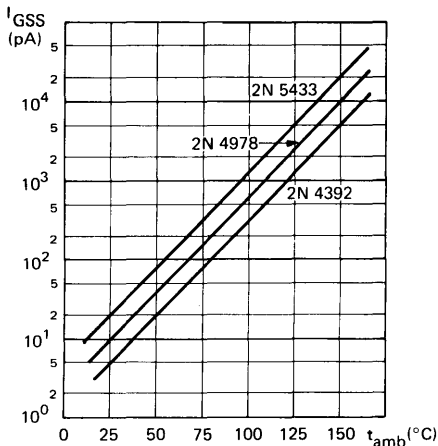


Figure 2.3 – Variation du courant de fuite en fonction de la température

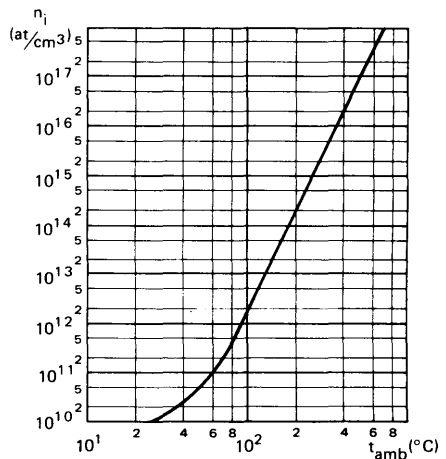


Figure 2.4 – Concentration intrinsèque du Si en fonction de la température.

2.1.3 – COURANT DE SATURATION I_{DSS}

Ce paramètre, déjà évoqué, est mesuré pour $V_{GS} = 0$ à une tension V_{DS} spécifiée supérieure à $|V_{GS\ off}|$ comme le montre la figure 2.5.

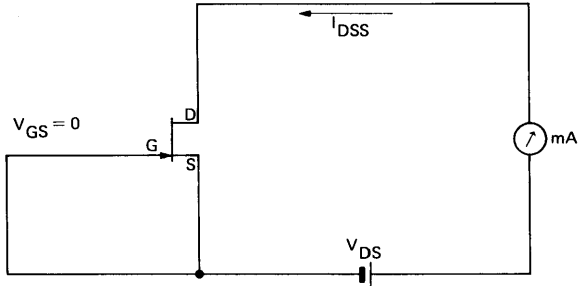


Figure 2.5 – Schéma de mesure de I_{DSS}

La variation mesurée de ce courant de saturation avec la température est concrétisée sur la figure 2.6

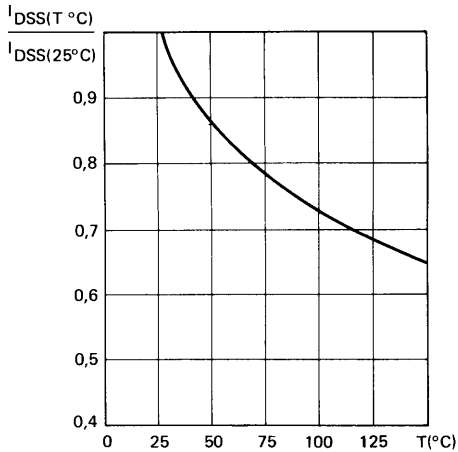


Figure 2.6 – Variation du courant de saturation I_{DSS} en fonction de la température.

L'étude théorique de cette évolution est basée sur les relations (1.15), (1.1) et (1.2) qui donnent :

$$I_{DSS} = \frac{HL}{3l} qN_D \mu_n (V_p + \psi) \quad (2.1)$$

En différenciant cette expression par rapport à T, il vient :

$$\frac{dI_{DSS}}{dT} = \frac{HL}{3l} qN_D \left[(V_p + \psi) \frac{d\mu_n}{dT} + \mu_n \frac{d(V_p + \psi)}{dT} \right] \quad (2.2)$$

D'où, après transformation :

$$\frac{dI_{DSS}}{dT} = I_{DSS} \left[\frac{1}{\mu_n} \frac{d\mu_n}{dT} \right] + \frac{q_0}{3} \frac{d\psi}{dT} \quad (2.3)$$

En première approximation, la variation de I_{DSS} avec la température n'est due qu'à celle de la mobilité des électrons μ_n , le deuxième terme (fonction de $d\psi/dT$) étant négligeable à ces niveaux de courant.

La figure 2.7 donne $\mu_n = f(T)$, et justifie la courbe de la figure 2.6.

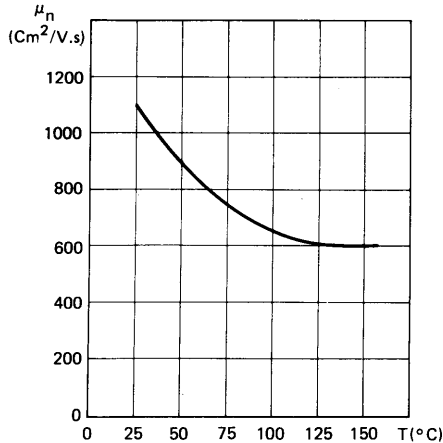


Figure 2.7 – Variation de la mobilité des électrons avec la température. (cas du silicium)

Deux remarques importantes sont à noter :

- Contrairement aux transistors bipolaires classiques, le TEC n'est pas sujet à l'emballement thermique mais jouit, au contraire, d'un phénomène d'autostabilisation.
- Dans l'étude théorique faite au paragraphe 1.2.1.2, les effets dus à la température ont été volontairement omis, ce qui sous entend que les expressions formulées ne sont valables que pour des dispositifs ne subissant pas d'élévation de température. En conséquence, un dispositif dont le courant de saturation est élevé (type 2N 5432), doit être mesuré en impulsions, afin d'éviter une élévation anormale de température, voire sa destruction.

2.1.4 – Tension de pincement

Généralement représenté par $V_{GS(off)}$ ou V_{GSX} , ce paramètre est mesuré dans les mêmes conditions que le courant de fuite au blocage, présentées sur la figure 2.2, mais cette fois le courant I_D est imposé à une valeur très faible (en général quelques nanoampères). Pour de faibles niveaux de courant I_D , le phénomène de variation avec la température est inverse de celui observé sur des courants élevés, comme c'était le cas pour I_{DSS} . En conséquence, la tension $|V_{GS(off)}|$ nécessaire pour maintenir un courant I_D spécifié faible, va donc augmenter si la température s'élève.

Cette variation peut-être déduite des relations (1.7), (1.13), (1.14) par dérivation de $V_{GS(off)}$ par rapport à la température, où $V_{GS(off)} < 0$:

$$\frac{dV_{GS(off)}}{dT} = - \frac{d\psi}{dT} \quad (2.4)$$

A titre d'exemple, la figure 2.8 donne l'évolution de la tension de pincement pour des TEC du type 2N 4220 et 2N 4392.

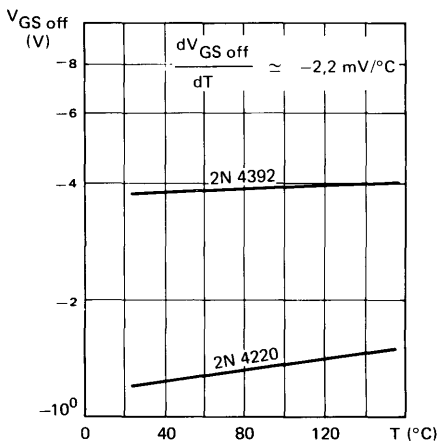


Figure 2.8 – Variation de la tension de pincement avec la température, TEC types 2N 4220 et 2N 4392.

Ce phénomène sera développé plus en détail sous le titre : point à dérive nulle en température. Paragraphe 2.1.6.

2.1.5 – Résistance de canal pour $V_{GS} = 0$

Cette caractéristique $r_{DS\ on}$ est déduite du rapport $\frac{V_{DS}}{I_D}$ où I_D a une valeur faible devant I_{DSS} , afin de se trouver dans la partie linéaire de la région ohmique, figure 2.9.

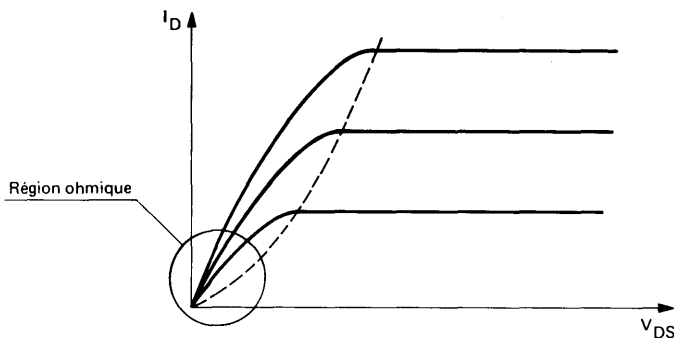


Figure 2.9 – Caractéristique I_D/V_{DS} , mise en évidence de la région ohmique.

$r_{DS\ on}$ est un paramètre fondamental, lorsque le TEC est utilisé en commutation (voir chapitre 6, paragraphe 6.1.1).

La division SESCOSEM de la THOMSON-CSF présente pour ces applications une gamme absolument complète de dispositifs, du 2N 5432 au 2N 3966, pour lesquels la résistance de canal s'étage entre 5 et 220 Ω .

$r_{DS\ on}$ (Ω)	Types
220	2N 3966
100	2N 4393
80	2N 4093
60	2N 4392
50	2N 4092
40	2N 4979
30	2N 4091
	2N 4391
20	2N 4978
15	2N 4977
12	ESM 4448
10	2N 5434
8	ESM 4446
7	2N 5433
5	2N 5432

L'expression donnant la variation de $r_{DS\ on}$ en fonction de la température, déduite des relations (1.1), (1.2) et (1.11) est de la forme :

$$\frac{dr_{DS\ on}}{dT} = -\frac{d\mu_n}{dT} \frac{A}{\mu_n^2}$$

où A est une constante fonction des paramètres géométriques du dispositif.

La figure 2.10 en donne la courbe typique expérimentale.

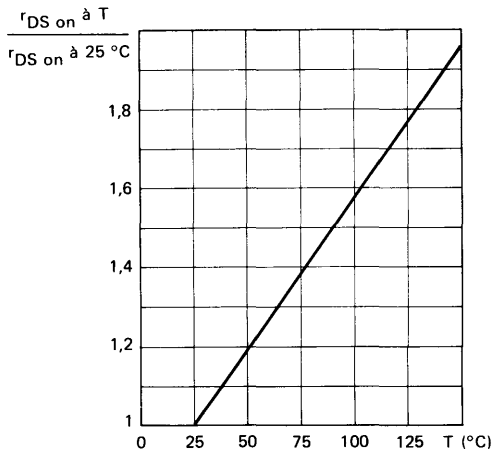


Figure 2.10 – Variation de $r_{DS\ on}$ en fonction de la température.

Il est à noter que l'on peut définir et mesurer, dans les mêmes conditions que $r_{DS\ on}$, une résistance r_{DS} en imposant cette fois une tension V_{GS} au lieu de $V_{GS} = 0$.

Une telle mesure conduit aux réseaux de courbes donnés sur la figure 2.11.

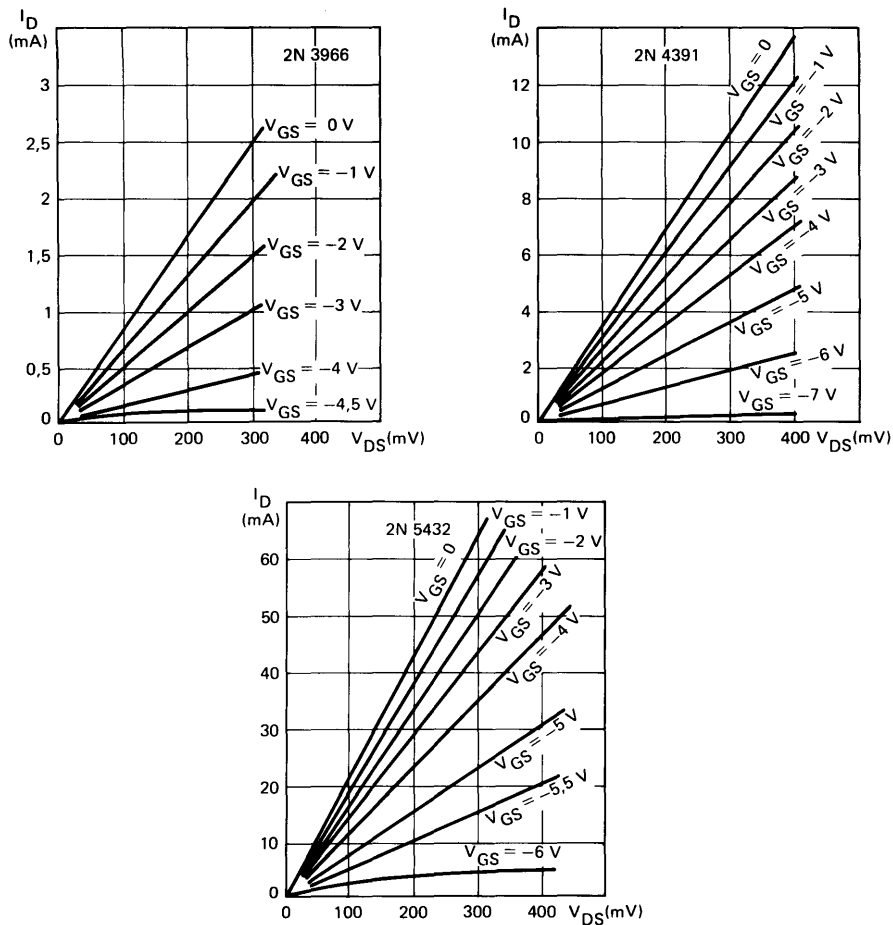


Figure 2.11 – Evolution de la caractéristique ohmique, à V_{DS} faible, pour différents V_{GS}

2.1.6 – Point à dérive nulle en température

La relation (2.3) a mis en évidence les deux phénomènes qui régissent l'évolution de I_{DSS} avec la température : variation de mobilité et variation de la barrière de potentiel naturelle.

Il faut procéder de même pour un niveau de courant I_D quelconque à partir de la relation (1.5) :

- le courant I_{Dmax} correspondant à V_{GS} est obtenu pour $V_{DS} = V_p + V_{GS}$
- à la tension V_{GS} doit être ajoutée la barrière de potentiel ψ
- ρ doit être remplacé par l'équation (1.2).

Ainsi transformée, la relation (1.5) devient :

$$I_D = q \frac{\mu_n \cdot N_D \cdot 2L}{l} \left[\frac{H}{2} (V_p + V_{GS} + \psi) - \frac{2}{3} K (V_p)^{3/2} + \frac{2}{3} K (-V_{GS} - \psi)^{3/2} \right] \quad (2.5)$$

en incorporant l'équation (1.10) (pente) dans le résultat de $\frac{dI_D}{dT}$, il vient :

$$\frac{dI_D}{dT} = \frac{1}{\mu_n} \frac{d\mu_n}{dT} I_D + g_m \frac{d\psi}{dT} \quad (2.6)$$

En posant :

$$\alpha = \frac{1}{\mu_n} \frac{d\mu_n}{dT} \quad (\text{où } \frac{d\mu_n}{dT} < 0) \quad (2.7)$$

Et :

$$\beta = \frac{d\psi}{dT} \quad (\text{où } \frac{d\psi}{dT} > 0 \text{ et } \psi < 0) \quad (2.8)$$

Le niveau de courant, pour lequel les deux effets s'annulent, est obtenu en écrivant $\frac{dI_D}{dT} = 0$ dans l'équation (2.6) :

$$\alpha I_D + \beta g_m = 0 \quad (2.9)$$

A partir des relations (1.16) et (1.17) combinées dans (2.9) ; il est facile de déduire la tension V_{GS} pour obtenir le courant I_D à dérive nulle :

$$V_{GS} = V_{GS\ off} - \frac{2\beta}{\alpha} \quad (2.10)$$

$$I_D (\text{dérive nulle}) = I_{DSS} \left[\frac{2\beta}{\alpha \cdot V_{GS\ off}} \right]^2 \quad (2.11)$$

Les valeurs de α et β sont extraites respectivement des figures 2.6 et 2.8

$$\begin{aligned} \alpha &\simeq -0,65 \% / ^\circ C \\ \beta &\simeq 2,2 \text{ mV} / ^\circ C \end{aligned} \quad (2.12)$$

D'où l'expression approchée utilisable pour déterminer le point à dérive nulle :

$$I_D (\text{dérive nulle}) \approx I_{DSS} \left[\frac{2/3}{V_{GS \text{ off}}} \right]^2 \quad (2.13)$$

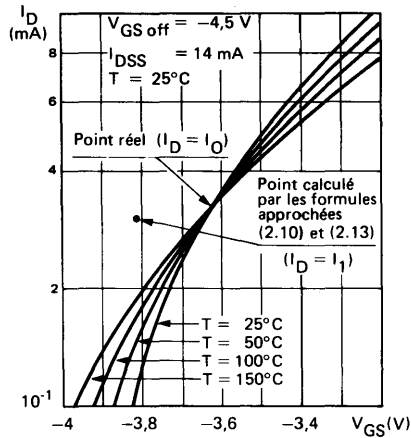


Figure 2.12 — Détermination du point à dérive nulle pour un 2N 3823

Cette figure, qui donne les caractéristiques $I_D = f(V_{GS})$ à différentes températures ($I_{DSS} = 14 \text{ mA}$) met bien en évidence l'existence du point à dérive nulle.

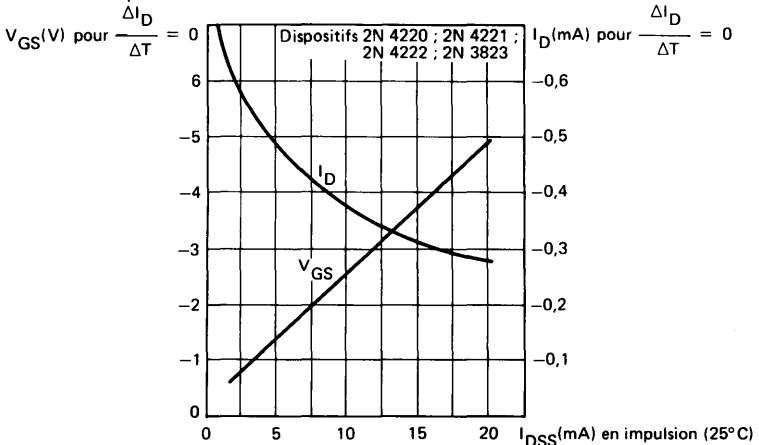


Figure 2.13 — Point de fonctionnement à dérive nulle en température en fonction de I_{DSS} .

Cette figure présente, en fonction du courant de saturation I_{DSS} , le point de fonctionnement ($I_D \cdot V_{GS}$) à dérive nulle en température, pour des dispositifs 2N 3823, 2N 4220 à 2N 4222. (résultats expérimentaux)

2.2 – CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES

2.2.1 – Paramètres admittances et schéma équivalent

Pour de faibles signaux alternatifs de fréquence s'étalant du continu jusqu'à quelques dizaines de MHz, le transistor à effet de champ est caractérisé par ses paramètres "y" généralement établis à partir du montage "source commune". La grille est l'électrode d'entrée et le drain l'électrode de sortie, ce qui permet d'écrire les deux relations ci-dessous, utilisant les coefficients de la matrice admittance :

$$\begin{aligned} i_g &= Y_{11s} v_{gs} + Y_{12s} v_{ds} \\ i_d &= Y_{21s} v_{gs} + Y_{22s} v_{ds} \end{aligned} \quad (2.14)$$

et de représenter le quadripôle équivalent :

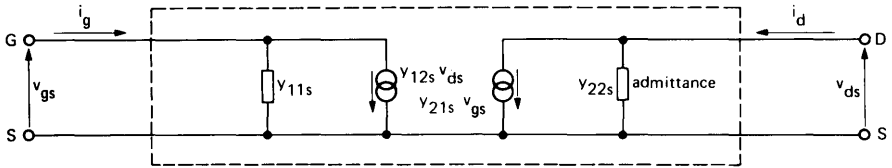


Figure 2.14 – Représentation du quadripôle admittance.

Correspondances entre les notations françaises et anglo-saxonnes :

Notations françaises	Notations anglo-saxonnes
Y_{11s}	Y_{is}
Y_{12s}	Y_{rs}
Y_{21s}	Y_{fs}
Y_{22s}	Y_{os}

Le schéma équivalent du TEC représenté par la figure 2.15 est établi à partir des jonctions grille-source et grille-drain (polarisées en inverse), du canal drain-source et de la modulation du courant drain par la tension grille-source (mise en évidence de la pente ou transconductance g_m).

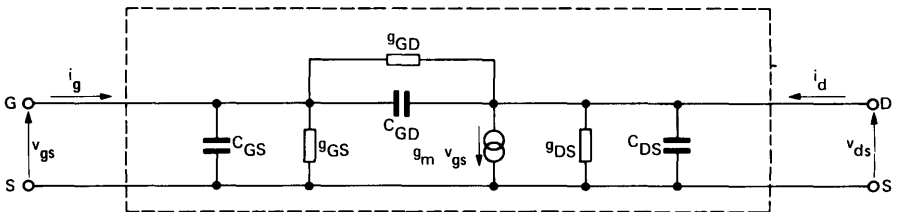


Figure 2.15 – Schéma équivalent aux moyennes fréquences. (quelques MHz)

Les relations (2.14) permettent de donner la définition des paramètres admittances "y" pour lesquels on désigne par "g" la partie réelle (conductance) et "b" la partie imaginaire (susceptance) :

– Sortie en court-circuit (signal alternatif $v_{ds} = 0$):

- Admittance d'entrée

$$Y_{11s} = \frac{i_g}{v_{gs}} = g_{11s} + j b_{11s} \quad (2.15)$$

- Admittance de transfert direct

$$Y_{21s} = \frac{i_d}{v_{gs}} = g_{21s} + j b_{21s} \quad (2.16)$$

– Entrée en court-circuit (signal alternatif $v_{gs} = 0$).

- Admittance de transfert inverse

$$Y_{12s} = \frac{i_d}{v_{ds}} = g_{12s} + j b_{12s} \quad (2.17)$$

- Admittance de sortie

$$Y_{22s} = \frac{i_g}{v_{ds}} = g_{22s} + j b_{22s} \quad (2.18)$$

L'expression des paramètres "y" en fonction des éléments introduits dans le schéma équivalent du TEC se fait par application des lois de KIRCHOFF à la figure 2.15.

$$Y_{11s} = (g_{GS} + g_{GD}) + j\omega (C_{GS} + C_{GD})$$

avec $g_{11s} \approx g_{GS} = \frac{1}{r_{GS}}$ et $C_{GS} + C_{GD} = C_{11s}$ (2.19)

$$Y_{21s} = (g_m - g_{GD}) - j\omega C_{GD}$$

avec $g_{21s} \approx g_m$ (2.20)

$$Y_{12s} = -g_{GD} - j\omega C_{GD}$$

avec $g_{GD} = -g_{12s}$ et $C_{GD} = C_{12s}$ (2.21)

$$Y_{22s} = (g_{DS} + g_{GD}) + j\omega (C_{GD} + C_{DS})$$

avec $g_{22s} \approx g_{DS} = \frac{1}{r_{DS}}$ et $C_{GD} + C_{DS} = C_{22s}$ (2.22)

Le terme g_{GD} , de valeur très faible, est, en général, négligé par rapport à g_{GS} , g_m et g_{DS} , ce qui permet d'obtenir des relations simples pour les paramètres "y".

La connaissance de ces derniers donne la possibilité de calculer, par exemple, le gain en puissance d'un étage amplificateur à fréquence connue. Il suffit d'incorporer, au schéma équivalent de la figure 2.15, le circuit d'entrée, le circuit de neutrodynage et le circuit de sortie sous leur forme admittance.

2.2.2 – Evolution suivant les polarisations continues

Les capacités et conductances introduites dans le schéma équivalent, figure 2.15, sont des éléments non linéaires qui dépendent des polarisations continues appliquées.

En effet, au cours des paragraphes précédents, il a été vu que :

a) - La transconductance g_m (partie réelle de la transadmittance y_{21s}) est fonction de la tension continue V_{GS} appliquée : relations (1.10), (avec les paramètres technologiques) ou (1.17), (approximation parabolique). Cette dernière permet aussi d'exprimer g_m en fonction de I_D correspondant à V_{GS} :

$$g_m = \frac{-2 \sqrt{I_{DSS}}}{V_{GS \text{ off}}} \cdot \sqrt{I_D} \quad (2.23)$$

La figure 2.16 donne le relevé expérimental de $g_m = f(I_D)$ comparé à la relation approchée (2.23) pour un dispositif 2N 4222. Rappelons que le symbole S correspond au "Siemens", unité de conductance, inverse de l'ohm, anciennement appelé "mho". Un millisiemens (mS) correspond à un "millimho", soit : 1 mA/V.

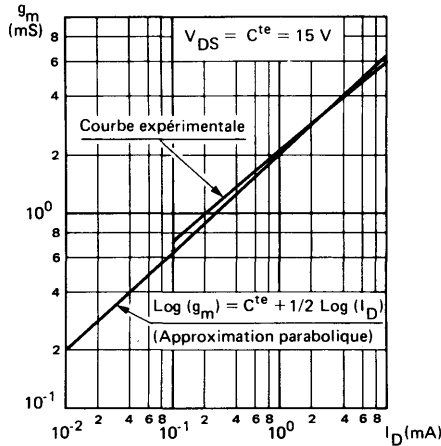


Figure 2.16 – Variation de la pente g_m suivant le niveau de courant drain I_D pour un dispositif 2N 4222.

b) - La partie réelle de l'impédance d'entrée :

$$\frac{\partial V}{\partial I} = \frac{1}{g_{GS}} = r_{GS}$$

augmente suivant la racine carrée de la tension inverse appliquée sur la jonction grille-source (relation 1.24). De même, g_{GD} varie avec V_{GD} mais, comme V_{GD} est toujours très supérieur à V_{GS} dans les configurations de mesures classiques "(exemple : $V_{DS} = 15 \text{ V}$ et $V_{GS} = 0$), il s'en suit

que $g_{GS} \gg g_{GD}$.

Ceci confirme, a posteriori, l'approximation faite au paragraphe 2.2.1.

c) - La capacité d'une jonction polarisée en inverse est fonction de la tension aux bornes (paragraphe 1.2.1.4). En tenant compte de la barrière de potentiel naturelle ψ , qui vient s'ajouter à la tension V appliquée, la figure 2.17 montre que l'hypothèse de la jonction abrupte est une bonne approximation, par comparaison aux courbes obtenues pour des dispositifs 2N 4416, 2N 4391 et 2N 5432.

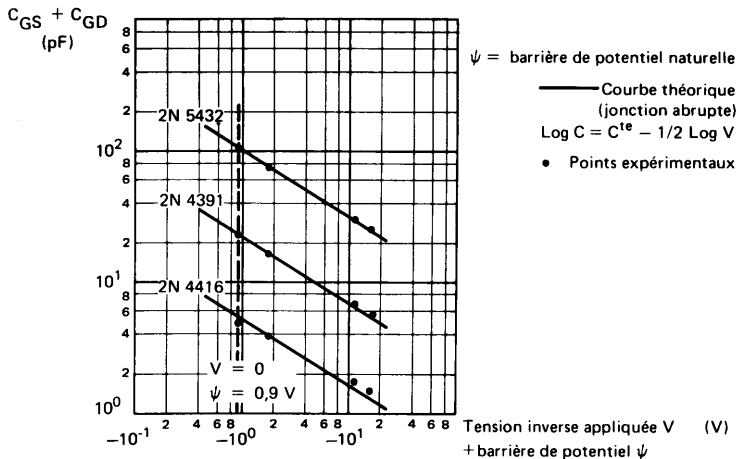


Figure 2.17 – Variation des capacités suivant la polarisation inverse aux bornes de la jonction grille-canal.

Il faut noter que la capacité C_{DS} est la capacité répartie du canal.

Elle n'obéit pas du tout à la loi de variation de la capacité d'une jonction mise en évidence sur la figure 2.17. Il suffira à l'utilisateur de savoir que sa valeur est très faible (comparée à C_{GD}), de l'ordre de 0,1 pF pour des dispositifs du genre 2N 4220.

En outre, la partie réelle de y_{22s} (relation 2.22) fait appel au paramètre r_{DS} , déjà évoqué au paragraphe 2.1.5, mais où la mesure est faite cette fois en dynamique et en régime de saturation. Or, à la saturation, le modèle mathématique utilisé au paragraphe 1.2.1 suppose que r_{DS} est infini, ce qui n'est pas le cas physiquement, puisque $\frac{V_{ds}}{i_d}$ a une valeur finie.

Une meilleure modélisation peut être faite, mais elle dépasse le cadre de ce manuel d'applications, et il faut alors se fier aux courbes expérimentales pour connaître les variations de g_{DS} suivant le point de polarisation. La figure 2.18 donne celles obtenues suivant V_{DS} sur des dispositifs 2N 4220 et 2N 4222, et la figure 2.19 présente la courbe :

$$r_{DS} = f(I_D) \text{ où } r_{DS} \cdot I_D \simeq \text{constante, du dispositif 2N 3823.}$$

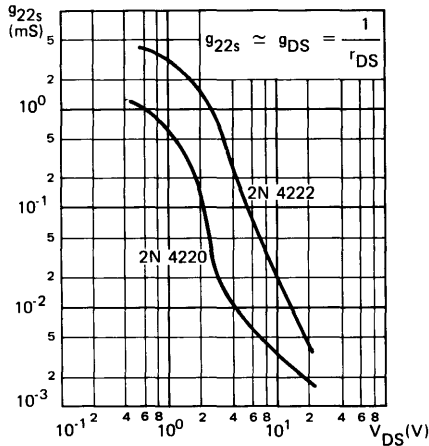


Figure 2.18 – Courbes expérimentales pour $V_{GS} = 0$ et $f = 1$ kHz

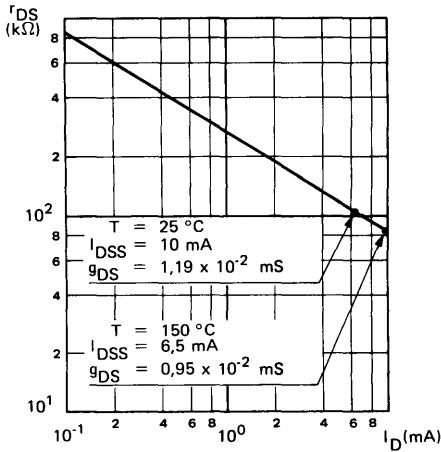


Figure 2.19 – Relevé expérimental pour un dispositif type 2N 3823, dont $I_{DSS} = 10$ mA ($25^\circ C$) à $V_{DS} = 15$ Volts

2.2.3 – Evolution suivant la température

Dans un TEC monté en amplificateur, où le point de polarisation est caractérisé par un courant I_D de l'ordre de quelques centaines de microampères, (voire quelques milliampères) et une tension V_{DS} voisine de 10 V, on peut considérer en première approximation, avec ψ négligeable, que :

a) - g_m suit la même évolution en température que I_{DSS} ; ceci s'obtient en négligeant la variation de $V_{GS\ off}$ dans la relation (1.8) et (1.10) dans lesquelles ρ dépend de la température par μ_n (relation 1.2).

La figure 2.20, donnant g_m en fonction de la température, rappelle effectivement la courbe :

$I_{DSS} = f(T)$ de la figure 2.6

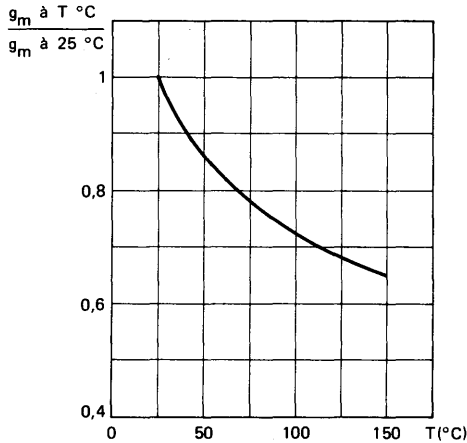


Figure 2.20 - Variation de g_m avec la température

b) - La variation des capacités C_{GS} ou C_{GD} suivant la température peut être négligeable. Cette hypothèse se vérifie à partir de la relation :

$$C = \frac{\epsilon}{W} A_j \quad (\text{paragraphe 1.2.1.4})$$

où la variation de l'épaisseur de zone désertée W n'est due qu'à celle de ψ :

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q N_D} (V + \psi)} \quad (\text{transformation de la relation (1.4)})$$

qui entraîne :

$$\frac{dC}{dT} = -\frac{\epsilon A_j}{2} \left(\frac{2\epsilon}{q N_D} \right)^{-1/2} (V + \psi)^{-3/2} \frac{d\psi}{dT} \quad (2.24)$$

Compte tenu de la faible valeur de $\frac{d\psi}{dT} \approx 2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ (relation (2.4) et figure 2.8) et du potentiel V considéré, l'expression (2.24) donne des valeurs de l'ordre $10^{-3} \text{ pF}/^\circ\text{C}$ pour des C_{11s} de dispositifs du genre 2N 4220 à 2N 4222.

c) - Les conductances g_{GS} ou g_{GD} (inverse de r_{GS} ou r_{GD}), vont suivre la loi de variation de n_i avec la température, comme le montre la relation (1.24) après transformation :

$$\frac{\partial I}{\partial V} = \frac{\epsilon n_i A_j}{2\tau N_D W} \quad (2.25)$$

Le courant de fuite de génération est, lui aussi, proportionnel à n_i (relation (1.23)), ce qui entraîne une évolution identique en fonction de T pour g_{GS} et $I_{géné}$ figure 2.3.

d) - La conductance $g_{DS} = \frac{1}{r_{DS}}$ va diminuer pour une augmentation de température. En effet, à cette dernière va correspondre une diminution du courant drain I_D (paragraphe 2.1.3), qui entraînera une augmentation de r_{DS} (paragraphe 2.2.2).

Le calcul numérique effectué sur un dispositif 2N 3823 ($I_{DSS} \simeq 10 \text{ mA}$) à partir des figures 2.6 et 2.19 montre que g_{DS} passe de $1,19 \cdot 10^{-2} \text{ m.S}$ à $0,95 \cdot 10^{-2} \text{ m.S}$ quand la température augmente de 25°C à 150°C .

2.2.4 – Evolution aux très hautes fréquences

Pour des TEC utilisés en VHF, comme le 2N 4416 caractérisé à 400 MHz, il convient d'incorporer, dans le schéma équivalent, les résistances R_A d'accès au canal (cf. paragraphe 1.2.1.2 et figure 1.5).

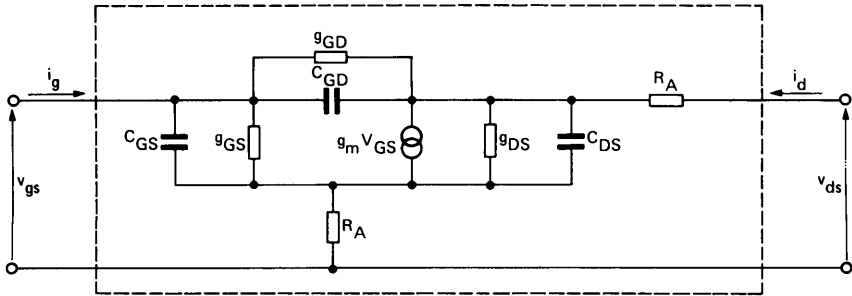


Figure 2.21 – Schéma équivalent du TEC pour des fréquences supérieures à 100 MHz, montage source commune.

L'introduction de R_A dans les paramètres "y" du TEC nécessite de remplacer un circuit série, figure 2.22-a par un circuit parallèle, figure 2.22-b.

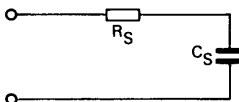


Figure 2.22-a

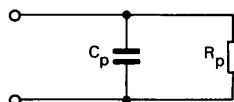


Figure 2.22-b

Figure 2.22

Une telle transformation est courante dans la théorie des circuits, elle consiste à évaluer :

$$Y_p = \frac{1}{Z_S}$$

et on obtient :

$$\frac{1}{R_p} = \frac{\omega^2 C_S^2 R_S}{1 + \omega^2 C_S^2 R_S^2} \quad (2.26)$$

$$C_p = \frac{C_S}{1 + \omega^2 C_S^2 R_S^2} \quad (2.27)$$

Sachant que $\omega^2 C_S^2 R_S^2$ est faible comparé à 1, il vient :

$$Y_p \simeq \omega^2 C_S^2 R_S + j \omega C_S \quad (2.28)$$

La relation (2.28) permet de montrer que la partie réelle de Y_p varie avec le carré de la fréquence et que la partie imaginaire est proportionnelle à cette dernière.

Les calculs faits pour le circuit de la figure 2.21 conduisent, après simplifications (notamment pour g_{GD} et C_{DS}), à :

$$Y_{11s} = \left[g_{GS} + R_A \omega^2 (C_{GS}^2 + C_{GD}^2) \right] + j \omega (C_{GS} + C_{GD}) \quad (2.29)$$

$$Y_{21s} = \left[g_m - R_A \omega^2 C_{GD}^2 \right] - j \omega C_{GD} \quad (2.30)$$

$$Y_{12s} = \left[-g_{GD} - R_A \omega^2 C_{GD}^2 \right] - j \omega C_{GD} \quad (2.31)$$

$$Y_{22s} = \left[g_{DS} + R_A \omega^2 C_{GD}^2 \right] + j \omega C_{GD} \quad (2.32)$$

Il faut rappeler ici que g_m est la vraie valeur (mesurée) de la pente en très basse fréquence, compte tenu de R_A (voir relation (1.12)).

Les figures 2.23 à 2.26 donnent les résultats de mesure des paramètres "y" sur des dispositifs 2N 4416 SESCOSEM et comportent :

- les valeurs limites notées pour Y_{11s} et Y_{22s}
- la partie imaginaire de l'admittance, terme b, calculée à titre d'exemple à 100 MHz à partir des valeurs mesurées des capacités C_{11s} , C_{12s} , C_{22s} .

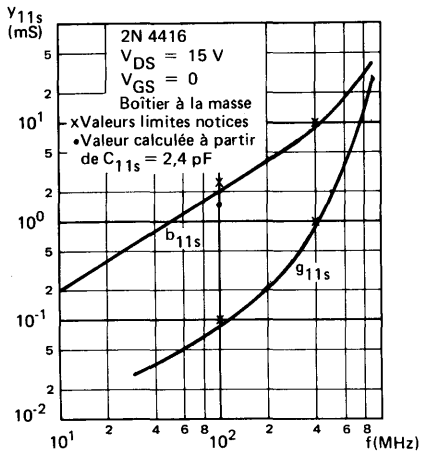


Figure 2.23 - Y_{11s}

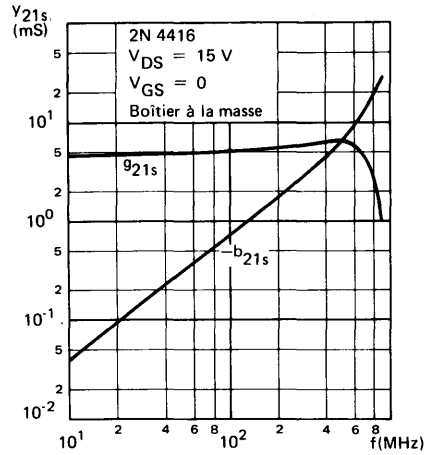


Figure 2.24 - Y_{21s}

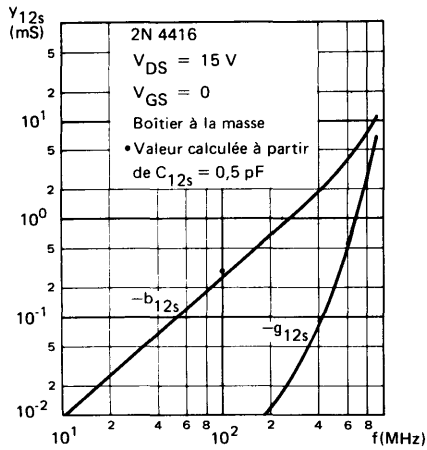


Figure 2.25 - Y_{12s}

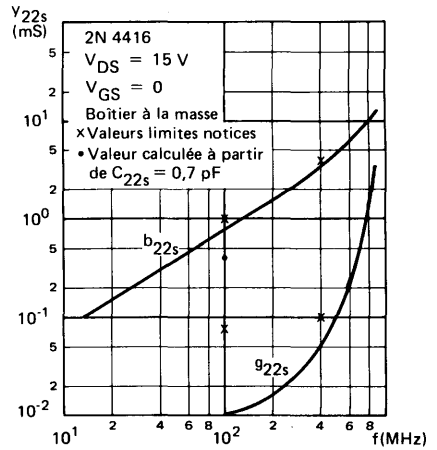


Figure 2.26 - Y_{22s}

2.2.5 – Facteurs de mérite

Deux facteurs de mérite sont généralement employés pour les TEC :

– le premier caractérise la fréquence maximale d'utilisation qui est égale à l'inverse de la constante de temps "résistance de canal-capacité grille canal", c'est à dire :

$$M = \frac{g_m}{C_{11s}} \quad (2.33)$$

– le deuxième, moins souvent employé, caractérise la non-linéarité de la caractéristique de transfert du TEC (voir figure 1.7)

$$M' = \frac{g_{mo} \cdot V_{GS\ off}}{I_{DSS}} \quad (2.34)$$

2.3 – CORRELATIONS ENTRE PARAMETRES

Après avoir évoqué les divers paramètres d'un TEC, il est intéressant de connaître les corrélations réellement obtenues entre I_{DSS} , $V_{GS\ off}$, $r_{DS\ on}$ et g_{mo} .

Grâce à elles et au paragraphe 1.2.4, ("familles de caractéristiques"), l'utilisateur pourra choisir efficacement le dispositif adapté à son problème.

Les figures 2.27, 2.28 et 2.29 donnent $V_{GS\ off}$, $r_{DS\ on}$ et g_{mo} suivant les valeurs de I_{DSS} (mesure en impulsions, $T \approx 25\ ^\circ C$) pour les principaux dispositifs SESCOSEM.

Les relations théoriques (1.1), (1.7), (1.8) et (1.14) permettent de déduire :

$$|V_{GS\ off}| = C_1 \cdot I_{DSS} + \psi \quad (2.35)$$

$$r_{DS\ on} = \frac{C_2}{\sqrt[3]{I_{DSS}}} \quad (2.36)$$

$$g_{mo} \approx C_3 \sqrt[3]{I_{DSS}} \quad (2.37)$$

où C_1 , C_2 et C_3 sont des constantes qui dépendent des caractéristiques géométriques et physiques du dispositif, que le lecteur pourra retrouver (§ 1.2.1.2).

Les courbes expérimentales obtenues confirment les expressions ci-dessus.

L'approximation parabolique (§ 1.2.1.2.3) permet d'établir (voir figure 1.7) que :

$$g_{mo} = -\frac{I_{DSS}}{V_{GS\ off}/2} \implies -\frac{g_{mo} \cdot V_{GS\ off}}{I_{DSS}} = 2$$

En réalité, la valeur expérimentale de $-\frac{g_{mo} \cdot V_{GS\ off}}{I_{DSS}}$ est plus proche de 2,2.

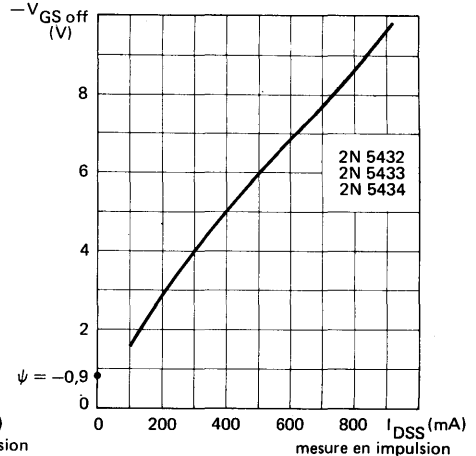
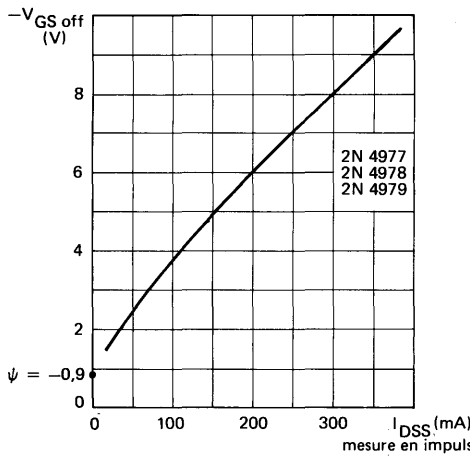
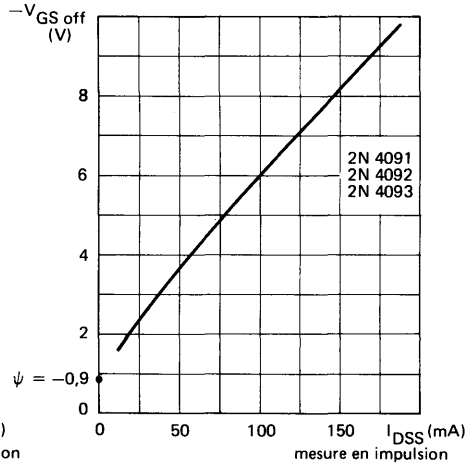
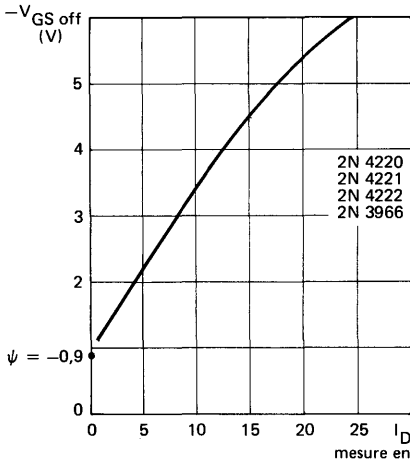
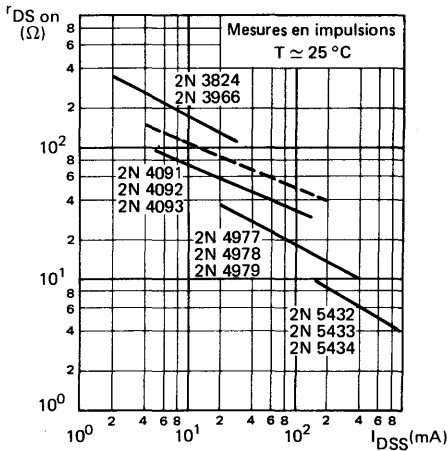
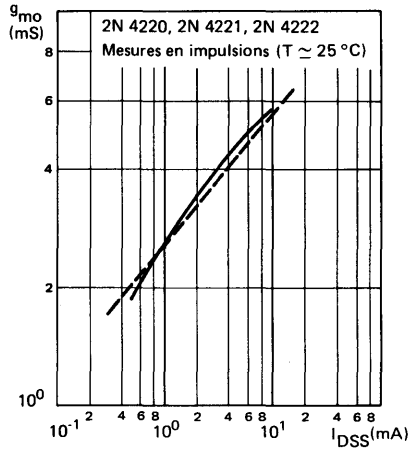


Figure 2.27 - Corrélation $V_{GS\ off} = f(I_{DSS})$



--- Mise en évidence de la pente de la courbe théorique, relation (2.36):
 $\text{Log}(r_{DS\ on}) = -1/3 \text{Log}(I_{DSS}) + C^{te}$

Figure 2.28 – Corrélation $r_{DS\ on} = f(I_{DSS})$



— Courbe expérimentale
 --- Courbe théorique, relation (2.37):
 $\text{Log}(g_{mo}) = 1/3 \text{Log}(I_{DSS}) + C^{te}$

Figure 2.29 – Corrélation $g_{mo} = f(I_{DSS})$

LES MONTAGES AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE

par M. OEHMICHEN

Les transistors à effet de champ (TEC) présentent un grand intérêt pour la réalisation des montages amplificateurs B.F. en raison :

- de leur grande impédance d'entrée
- de leur faible facteur de bruit.

Mais, justement en raison de la grande impédance d'entrée et du fait que ces dispositifs sont attaqués par des sources de tension, la manière de les utiliser diffère profondément de celle que l'on rencontre dans le cas des transistors bipolaires (transistors à jonctions classiques).

Nous nous limiterons, dans ce chapitre, à l'étude des montages utilisant les TEC dans des amplificateurs audiofréquence, ne transmettant pas la composante continue (le cas des amplificateurs à liaisons continues sera traité plus loin).

3.1 – GENERALITES - TYPES DE MONTAGES

Etant donné qu'un TEC a trois électrodes (source, grille et drain), que l'on doit appliquer le signal d'entrée sur l'une d'elles, et obtenir le signal de sortie sur une autre, il y aura essentiellement trois types de montages possibles, suivant celle des trois électrodes qui est commune au circuit d'entrée et au circuit de sortie.

De même, que avec les transistors bipolaires, on distingue les montages émetteur commun, collecteur commun et base commune, on aura donc, pour les TEC les montages : source commune, drain commun et grille commune (ce dernier n'étant pratiquement jamais utilisé en régime B.F., où il ne présente que fort peu d'intérêt). Donc, dans la quasi totalité des cas, on attaque le TEC par sa grille.

Le premier de ces trois montages sera donc du type "source commune", tel que le présente la figure 3.1. La tension d'entrée, e , attaque la grille par rapport à la masse ; l'impédance de charge, Z , se trouve dans le circuit de drain, entre le $+V_{DD}$ et le drain, la sortie de l'étage étant le drain.

Le second est le "drain commun" ou "source commune" ou "source follower" ou "sourçodyne", représenté sur la figure 3.2. La tension d'entrée, e , est toujours appliquée entre grille et masse, mais la tension de sortie est prise sur la source, cette dernière étant reliée à la masse par l'impédance de charge, Z . Le drain est alors relié (du point de vue de la composante alternative en tous cas) au $+V_{DD}$.

Le troisième montage, figure 3.3, indiqué ici uniquement pour que la liste soit complète, est le montage "grille commune" (on dit aussi "grille à la masse"). On ne l'emploie pratiquement qu'en haute fréquence, car, en B.F. il ne présente que très peu de différence avec le montage "base à la masse" d'un transistor à jonctions classiques.

Si l'on compare entre eux les deux premiers montages, on peut préciser que le montage à source commune procure un gain en courant considérable, et un gain en tension assez notable. Le second (drain commun) correspond au cas où l'on dispose d'une source qui a une F.E.M suffisante (on ne souhaite pas de gain en tension), mais une résistance interne considérable : le montage drain commun a un gain

en tension inférieur à l'unité (éventuellement assez voisin de 1), son gain en courant étant, comme chaque fois que l'on attaque un TEC sur sa grille, considérable.

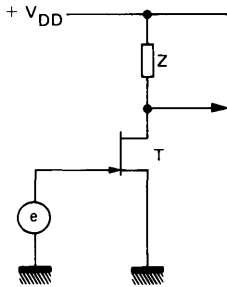


Figure 3.1 – Montage d'un TEC en "source commune". La charge Z est dans le circuit de drain.

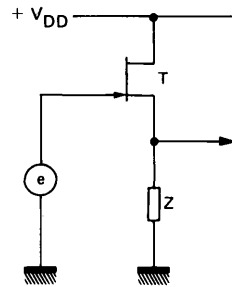


Figure 3.2 – Montage d'un TEC en "drain commun" ou "source asservie", ou "source follower", ou "sourcodyne". La tension d'entrée est appliquée entre masse et grille, et la charge Z est entre la source et la masse

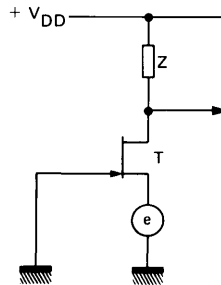


Figure 3.3 – Montage d'un TEC en "grille commune" (ou "grille à la masse"). La tension d'entrée e est appliquée à la source.

Dans les trois schémas, 3.1, 3.2 et 3.3, nous avons simplifié la structure réelle des montages. Par exemple dans le premier, nous supposons que la source est directement connectée à la masse, la tension alternative, e, attaquant directement la grille. Or, il peut se faire que la source soit portée à un potentiel constant par rapport à la masse (pour faire fonctionner le TEC à un régime convenable), ou que la grille reçoive la somme de la tension e et d'une tension continue (par exemple une tension quasi-constante aux bornes d'un condensateur de liaison), toujours pour assurer un point de fonctionnement adéquat.

Dans le montage "drain commun", de la figure 3.2, il peut se faire que la grille ne soit pas attaquée directement par la tension alternative, e, mais que l'on soit amené à ajouter (ou à retrancher) à celle-ci une tension constante. Il peut se faire également que l'impédance de charge, Z, connectée à la source, ne retourne pas à la masse, mais à une tension continue (négative par exemple).

Comme on le verra plus loin, le gain en tension du montage "source commune", figure 3.1, dépend de la pente du TEC. Donc, pour assurer une amplification constante (sans distorsion), il faut limiter l'amplitude du signal, e . Il n'en va pas forcément de même pour le montage de la figure 3.2, puisque son gain en tension peut s'approcher de l'unité, donc dépendre moins de la valeur de la pente du TEC.

Dans la quasi-totalité des cas, le courant grille peut être négligé, en ce qui concerne la chute de tension qu'il représente dans la source d'attaque. En revanche, il ne faut pas le considérer comme rigoureusement nul : on ne doit pas laisser la grille "en l'air", du point de vue de la composante continue. Donc, quand on utilise une résistance entre grille et masse (ou entre la grille et un point à potentiel fixe), pour fixer le potentiel moyen de grille, on peut dire que, pratiquement, cette résistance représente la valeur réelle de l'impédance d'entrée du montage ; le TEC lui-même n'intervient que pour la valeur réactive de cette impédance (mise à part la composante active ramenée à l'entrée pour les fréquences élevées, par suite de la capacité drain-grille, et de la rotation de phase de la tension drain, comme on le verra par la suite).

Précisons enfin que, dans la détermination des éléments passifs d'un montage à TEC, on doit toujours tenir compte de la dispersion possible de ses paramètres, en particulier de sa tension de blocage $V_{GS\ off}$ (appelée aussi V_{GSX} ou V_p) et de son courant drain à polarisation nulle, I_{DSS} . Cette dispersion peut être assez notable pour un dispositif donné : par exemple, pour le 2 N 4393, la tension de blocage $V_{GS\ off}$ peut varier de $-0,5$ à -3 V, soit dans un rapport de 1 à 6, son courant I_{DSS} pouvant varier de 5 à 30 mA. Malgré la grande variation relative de ces paramètres, l'emploi de quelques méthodes simples permet de réduire fortement l'influence de cette dispersion sur le montage final.

3.2 – MONTAGE "SOURCE COMMUNE"

Le montage "source commune", représenté très simplifié sur la figure 3.1, comporte plusieurs améliorations et modifications par rapport à ce schéma élémentaire.

D'abord, il peut être envisagé de faire fonctionner le TEC sans aucune polarisation, avec une tension moyenne grille-source nulle, mais seulement dans le cas où la tension d'attaque, e , est très faible. De toutes façons, la grille ne doit pas devenir positive : de plus de 0,3 à 0,4 V par rapport à la source, ce qui limite à $0,2 V_{eff}$ la valeur maximale de la tension, e .

Le montage est alors celui de la figure 3.4, avantageux par sa simplicité. Il faut, quand on prévoit la valeur de R , faire en sorte que le drain ait toujours un potentiel suffisamment positif (supérieur au $V_{GS\ off}$) par rapport à la grille, soit, pratiquement, par rapport à la source.

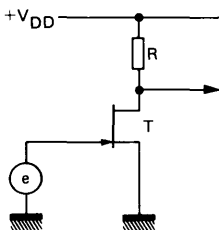


Figure 3.4 – Le montage source commune du TEC utilisé, le plus souvent, une charge de drain constituée par une résistance pure.

Supposons donc que le TEC, T, soit un 2 N 4393, avec un I_{DSS} compris entre 5 et 30 mA. Comme son $V_{GS\ off}$ peut atteindre 3 V, nous voulons que, pour le courant drain maximal (30 mA), il y ait plus de 3 V entre drain et source. Si la tension d'alimentation V_{DD} est, par exemple, de 12 V, il ne faudra pas plus de 9 V de chute de tension dans R pour $I_D = 30$ mA, soit une résistance, R, inférieure ou égale à 330 Ω . Or, dans un TEC, si la pente (ou transconductance, ou y_{21s}) est g_m et la résistance de chaque drain, R, le gain en tension, en source commune, est très voisin de : $R g_m$.

Donc, dans notre exemple, avec une pente de l'ordre de 6 mS (six millièmes, ou 6 mA/V), on n'aura guère que 2 comme gain en tension.

3.2.1 – Les méthodes de polarisation

Le fonctionnement sans polarisation étant, comme on vient de le voir, assez déconseillé, il est préférable de porter la grille du TEC à une tension moyenne négative par rapport à la source, il y a plusieurs méthodes pour cela.

3.2.1.1 – POLARISATION PAR LE COURANT DETECTE PAR LA GRILLE

On peut éventuellement utiliser, pour polariser la grille, le courant passant par la jonction grille-source pendant les faibles parties du temps où elle se trouve polarisée en direct. Le schéma est alors celui de la figure 3.5. En raison de la valeur relativement importante du signal, e, la grille devient nettement positive par rapport à la source pendant une faible partie de l'alternance positive. Le courant qui en résulte, détecté par cette jonction, passe dans R et y produit une chute de tension rendant le potentiel moyen de la grille négatif.

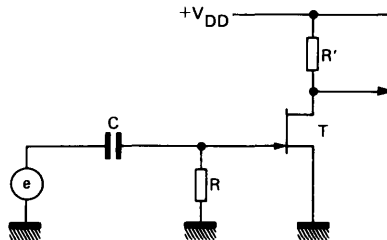


Figure 3.5 – La polarisation de la grille d'un TEC en source commune peut être assurée par le courant détecté par la jonction grille-canal (pendant les alternances positives de e). Ce montage est à éviter, à part certains cas où e est d'amplitude constante.

Ce procédé ne doit être utilisé que pour un signal, e, d'amplitude suffisante (plus de 0,8 V_{eff}), et si l'on ne désire pas une amplification linéaire. On l'emploie généralement pour un signal d'amplitude fixe et surtout quand on désire un gain en tension qui diminue quand le signal d'entrée augmente, réalisant ainsi une certaine "réduction de dynamique". On peut, par exemple, employer ce type de polarisation pour les amplificateurs d'entretien d'oscillations pour un quartz B.F. : on a l'avantage de bénéficier, quand le TEC n'est pas encore attaqué (avant le démarrage des oscillations), d'un gain maximal. Encore faut-il, pour que cela soit vrai, que le fonctionnement sans polarisation ne conduise pas à une tension drain-source trop faible, réduisant le gain.

3.2.1.2 – POLARISATION PAR UNE TENSION FIXE

Il y a principalement trois méthodes pour polariser un TEC par une tension fixe, déterminée à l'avance, indépendamment de ses caractéristiques propres : elles correspondent aux schémas des figures 3.6, 3.7 et 3.8. Dans les trois cas, on désigne par p une tension qui assure la valeur moyenne de la polarisation grille-source. Dans le cas de la figure 3.8, cette tension doit être fournie par un générateur ayant une faible résistance interne, puisque ce générateur est placé en série dans le circuit source-masse du TEC : la présence d'une résistance entre source et masse réduit la pente dynamique comme nous le verrons plus loin. En revanche, pour les méthodes de polarisation correspondant aux figures 3.6 et 3.7, la résistance interne du générateur qui fournit la tension p est sans importance.

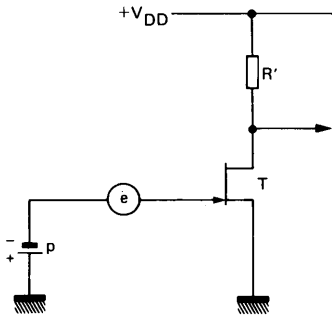


Figure 3.6 – La polarisation du TEC peut être assurée en plaçant la source de polarisation p en série avec la tension d'attaque e , si celle-ci n'a pas obligatoirement un pôle à la masse.

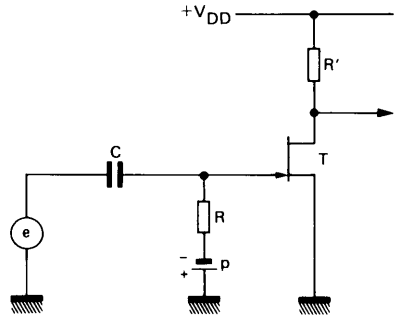


Figure 3.7 – Pour des tensions d'attaque alternatives, une liaison R-C permet de polariser le TEC par la source p , à travers la résistance R "de fuite de grille". On peut prendre R considérable, donc C relativement petit.

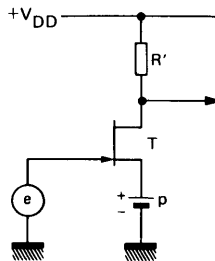


Figure 3.8 – On peut aussi polariser un TEC en portant sa source à un potentiel positif p .

La méthode de polarisation par la source, figure 3.8, correspond, par exemple, au branchement d'une diode Zener entre source et masse.

D'une façon générale, on peut dire que les trois schémas des figures 3.6, 3.7 et 3.8 sont à déconseiller si p est une tension fixe, non ajustable et imposée à l'avance : la dispersion de caractéristiques des TEC conduira à une valeur bien trop basse de la résistance de drain R' . Toutefois, cette

méthode de polarisation par une tension fixe reprend de l'intérêt si une régulation interne, opérée par une boucle de contre-réaction qui ne transmet que la composante continue, ajuste la valeur de p en fonction des caractéristiques intrinsèques du TEC utilisé (ce qui sera, en partie, le cas pour la polarisation automatique par résistance de source).

3.2.1.3 – POLARISATION "AUTOMATIQUE" PAR RESISTANCE DE SOURCE

Le schéma de la figure 3.9 est directement dérivé de ce que l'on faisait avec les tubes à vide. La chute de tension, p , produite dans la résistance R par le courant drain I_D (le courant drain est égal au courant source, puisque le courant grille doit être considéré comme nul par rapport à I_D), polarise la source positivement par rapport à la masse, donc par rapport au potentiel moyen de la grille.

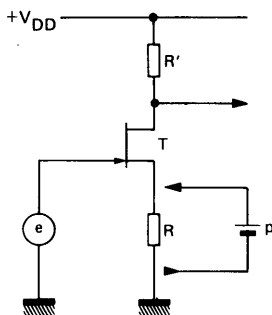


Figure 3.9 – Un bon moyen pour rendre positive la source d'un TEC consiste à la relier à la masse par une résistance. Mais il y a alors une contre-réaction qui intervient, par suite de la variation du potentiel de la source en fonction du courant source.

Cependant, la présence de R introduit une contre-réaction : le potentiel de la source a tendance à "suivre" celui de la grille. Voyons le problème quantitativement, désignons par V_G le potentiel de grille et par V_S le potentiel de source (mesurés l'un et l'autre par rapport au potentiel de la masse). Nous admettons que, autour du point de fonctionnement choisi, la caractéristique $I_D = f(V_G - V_S)$ du TEC est linéaire, soit :

$$I_D = I_0 + g_m (V_G - V_S) \quad (3.1)$$

Le potentiel de source, V_S est donné par :

$$V_S = R I_D \quad (3.2)$$

qui, reporté dans (3.1) après modification de l'expression, donne :

$$I_D = \frac{I_0}{1 + R g_m} + \frac{g_m}{1 + R g_m} V_G \quad (3.3)$$

On voit que tout se passe comme si la pente du TEC dans le montage était réduit à une valeur g'_m :

$$g'_m = \frac{g_m}{1 + R g_m}$$

Cette valeur g'_m s'appelle la "pente dynamique" du TEC, elle peut être très faible. Par exemple, avec un 2 N 3823, on trouve une courbe $I_D = f(V_G - V_S)$ telle que l'indique la figure 3.10 (cas du fonctionnement à 25 °C).

On peut trouver le point de fonctionnement par une construction graphique, indiquée sur la figure 3.10. On trace (trait mixte) la droite d'équation :

$$V_G - V_S = -R I_D$$

et l'on voit où elle coupe la caractéristique :

$$I_D = f(V_G - V_S)$$

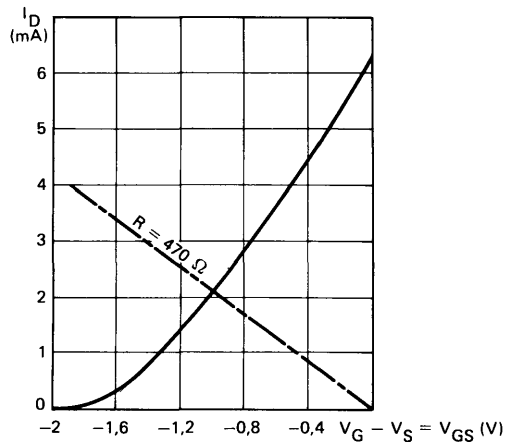


Figure 3.10 — Détermination graphique de la tension de polarisation dans le cas d'un TEC 2N 3823. La courbe en trait plein est la caractéristique I_D/V_{GS} et la droite en trait mixte correspond à une résistance source-masse de 470 Ω .

Dans le cas présent, avec $R = 470 \Omega$, on trouve un courant drain très voisin de 2 mA, et l'on peut déterminer graphiquement la pente g_m correspondante, voisine de 3,6 mS. Le coefficient $R g_m$ vaut donc :

$$470 \times 3,6 \cdot 10^{-3} = 1,7$$

La pente dynamique est donc réduite dans le rapport $1 + 1,7 = 2,7$, ce qui donne :

$$g'_m = 1,33 \text{ mS}$$

Signalons, toutefois, que cette réduction de pente s'accompagne d'une contre-réaction, améliorant la linéarité de l'amplification.

La construction graphique, utilisée précédemment, permet de se rendre compte de l'influence de la dispersion des paramètres. Il suffit, figure 3.11, de tracer sur un même graphique la droite en trait mixte de la figure 3.10 et les deux caractéristiques extrêmes $I_D = f(V_G - V_S)$ (ces caractéristiques sont tracées à 25 °C d'après deux dispositifs pris dans un lot, correspondant au maximum et au minimum trouvés dans ce lot).

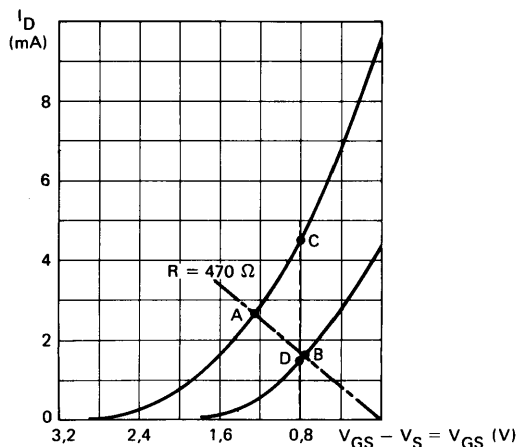


Figure 3.11 – La méthode de la figure 3.10 permet de voir la dispersion des valeurs de courant drain entre différents modèles de 2N 3823, en prenant les courbes correspondant aux cas extrêmes. On voit que l'écart des valeurs de courant drain avec une résistance de source (trait mixte) est bien plus faible qu'en choisissant une polarisation grille-source constante (trait pointillé).

On voit que le régime de fonctionnement pour le 2 N 3823 à courant maximal et ($V_{GS \text{ off}}$) maximal est de 2,6 mA (point A), alors que, pour le dispositif à I_{DSS} et ($V_{GS \text{ off}}$) minimaux, on trouve 1,6 mA (point B).

Sur ce même graphique, on voit à quel point l'utilisation de la résistance de source en polarisation automatique est supérieure à la polarisation fixe : la droite verticale, en pointillés, correspond au cas d'une polarisation fixe, p, (environ $-0,8$ V) : les points de fonctionnement C et D correspondent respectivement à 4,7 et 1,6 mA, soit un rapport I_{Dmax}/I_{Dmin} de 2,9, alors que, avec la résistance de source, le même rapport est seulement de 1,6.

Découplage de la résistance.

Nous avons signalé la réduction de pente par suite de la contre-réaction de source. Si l'on veut éviter cette réduction, il suffit de découpler la source par un condensateur de capacité suffisante, placé en parallèle sur la résistance de source.

Si son impédance, aux fréquences les plus basses à amplifier, est suffisamment faible, la composante alternative du courant source passera en quasi-totalité dans le condensateur, la composante continue passant dans la résistance.

On croit souvent que l'impédance de ce condensateur, aux plus basses fréquences à amplifier, doit être faible par rapport à la valeur de la résistance insérée entre source et masse. Il s'agit là d'une erreur : il faut que la composante alternative, V_S , de tension sur la source soit négligeable par rapport à V_G (composante alternative sur la grille). Or, d'après les expressions (3.2) et (3.3) vues au début de ce paragraphe, on voit que la composante alternative V_S vaut :

$$V_S = Z i_D = \frac{Z g_m}{1 + Z g_m} V_G \quad (3.4)$$

en désignant par Z le module de l'impédance du circuit source-masse. On veut donc que le terme $Z g_m$ soit petit, pour réduire le coefficient de V_G , autrement dit que Z soit petit par rapport à $1/g_m$.

Si nous prenons le cas du 2 N 3823, avec 470Ω entre source et masse, et une pente moyenne de $3,6 \text{ mS}$, la valeur $1/g_m$ correspond à 278Ω . Si nous voulons amplifier correctement les fréquences supérieures à 20 Hz , nous devons choisir C pour que son impédance à 20 Hz soit, en module, très inférieure à 278Ω . L'impédance d'un condensateur de $220 \mu\text{F}$ à 20 Hz représentant un module de $36,2 \Omega$, on voit que cette valeur convient.

Amélioration du montage.

On s'affranchira d'avantage des dispersions de caractéristiques en utilisant le montage de la figure 3.12, dans lequel la résistance de source retourne à un point à potentiel, $-E$, négatif par rapport à la masse. En effet, on augmente alors la valeur de R ; on fonctionne presque à courant constant. La figure 3.13 montre comment ce nouveau montage diminue la variation de I_D d'un TEC à l'autre. Sur ce graphique, les caractéristiques extrêmes en $I_D = f(V_G - V_S)$ sont tracées en traits continus maigres, la droite correspondant au cas de la polarisation fixe (parallèle à l'axe des I_D) en pointillés la droite correspondant au cas d'une résistance R entre source et masse en trait mixte, et la droite correspondant au cas de la figure 3.12 en trait gras. On voit que cette droite coupe les deux caractéristiques extrêmes en deux points correspondants à des courants drains fort proches l'un de l'autre.

Le montage de la figure 3.12 présente l'avantage de ne pas réduire l'amplitude de l'excursion maximale de potentiel drain. Il nécessite, en revanche, une source de tension négative, $-E$. Si on ne dispose pas de cette source, on peut appliquer une polarisation positive à la grille, par le montage de la figure 3.14, ou celui de la figure 3.15. On n'a plus besoin, dans ces deux cas, de

tension négative, mais tout se passe comme si la tension disponible pour alimenter le TEC n'était plus V_{DD} , mais : $V_{DD} - p$.

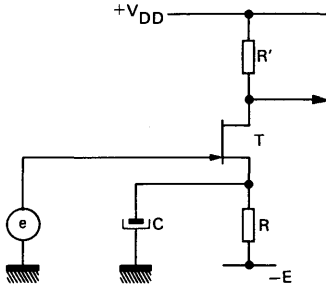


Figure 3.12 – Pour réduire encore la dispersion de courant drain en fonction des dispositifs, on peut augmenter la valeur de la résistance de source, en faisant revenir celle-ci à un point à potentiel négatif. Un condensateur de source la découple, faisant disparaître l'effet de contre-réaction noté sur le montage de la figure 3.9.

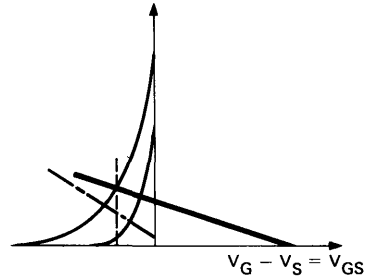


Figure 3.13 – La construction graphique de la figure 3.11, appliquée au cas de la résistance de source augmentée retournant à $-E$, permet de voir comment cette dernière solution est préférable (trait gras) au cas de la résistance source-masse (trait mixte) et surtout au cas de la polarisation fixe (trait pointillé).

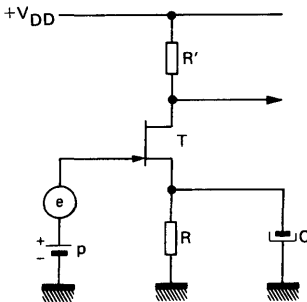


Figure 3.14 – Plutôt que d'utiliser une tension négative comme sur la figure 3.12, on peut porter la grille à un potentiel positif. Exemple d'application : $T = 2N\ 3823$, $V_{DD} = 24\ V$, $p = 10\ V$, $R = 5,6\ k\Omega$, $R' = 3,9\ k\Omega$, $C = 220\ \mu F$.

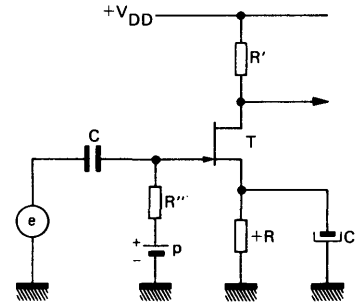


Figure 3.15 – Quand on ne peut porter à un potentiel p positif un des pôles de la source d'attaque, on utilise une liaison par condensateur. Par rapport à l'exemple précédent, on utilise $C = 10\ nF$, $R'' = 10\ M\Omega$.

3.2.2 – Impédance d'entrée

L'intérêt principal des TEC en montage source commune tient à la valeur très élevée de l'impédance d'entrée. C'est pour cette raison que l'on utilise presque exclusivement les TEC dans les étages d'entrée des amplificateurs prévus pour les tensions des capteurs piézo-électriques, par exemple.

Cette impédance comporte un terme réactif (capacité) et un terme résistif.

Dans la plupart des cas, la partie résistive de l'impédance est donnée par une résistance réellement placée dans le montage, entre grille et masse, (ou entre grille et générateur de polarisation), comme c'est le cas pour les montages des figures 3.5, 3.7 et 3.15.

Cependant, il ne faut pas oublier que la présence d'une capacité, C_{GD} , entre la grille et le drain, peut ramener à l'entrée une composante résistive parasite. En effet, on trouve sur le drain une tension Ae , e étant la tension d'attaque de grille (composante alternative) et A l'amplification de l'étage (qui est très voisine de $R g_m$, g_m étant la pente du TEC, R la résistance de charge de drain). Quand cette composante est rigoureusement en phase avec e , l'effet de la capacité C_{GD} est de ramener une composante capacitive de l'impédance d'entrée, cette composante valant :

$$C_{GD} (1 + A) \quad (3.5)$$

Ce phénomène est connu sous le nom d' "effet Miller". Mais, s'il y a un déphasage φ entre le courant drain et la composante alternative de tension drain, la capacité C_{GD} provoque l'apparition d'un terme réel, donc résistif, dans l'impédance d'entrée, ce terme valant :

$$R_i = \frac{1}{C_{GD} \cdot A \omega \cdot \sin \varphi} \quad (3.6)$$

où ω désigne la pulsation de la tension e (produit de sa fréquence par 2π).

Le terme $\sin \varphi$ étant, lui aussi, proportionnel à la fréquence, on trouve donc une composante résistive de l'impédance d'entrée qui est inversement proportionnelle au carré de la fréquence.

Si le déphasage est dû à la présence d'un condensateur de capacité C_L (très supérieure à C_{GD}), en parallèle sur la résistance R de charge drain, la composante résistive ramenée à l'entrée est de l'ordre de :

$$R_i = \frac{1}{g_m \cdot R^2 \cdot \omega^2 \cdot C_{GD} \cdot C_L} \quad (3.7)$$

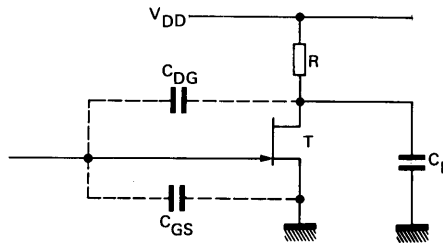


Figure 3.16 — Du fait d'une capacité parasite C_L en sortie, les capacités parasites C_{DG} et C_{GS} perturberont le signal d'entrée, en y provoquant l'apparition d'une composante ohmique (réelle) de l'impédance d'entrée, en plus de la composante purement réactive.

Il est d'ailleurs souvent illusoire de vouloir trop augmenter la composante résistive de l'impédance d'entrée pour un amplificateur alternatif. En effet, la capacité d'entrée, augmentée par l'effet Miller, atteint souvent 10 pF ; à une fréquence de 10 kHz, 10 pF représentent une impédance de moins de $1,6 \text{ M}\Omega$: il serait inutile d'augmenter la partie résistive de l'impédance d'entrée au delà de $5 \text{ M}\Omega$.

Il est à noter que la très grande valeur de l'impédance d'entrée à basse fréquence permet d'utiliser des condensateurs de liaison de faible capacité, même si l'on désire une fréquence de coupure très basse. Dans le montage de la figure 3.7, par exemple, si l'on a pris $R = 10 \text{ M}\Omega$, on peut avoir une fréquence de coupure (à 3 dB) à 10 Hz avec un condensateur de 1,6 nF seulement.

3.2.3 — Couplage à un transistor bipolaire

Si le TEC présente un grand intérêt comme étage d'entrée, il est, en revanche, beaucoup moins intéressant pour les étages suivants. L'impédance de sortie d'un étage source commune est pratiquement égale à la résistance de charge de drain, ce qui représente généralement une valeur faible. Donc, lorsque l'on attaque l'étage suivant par une source à basse impédance, il est aussi intéressant, et souvent même préférable, d'employer pour cet étage un transistor bipolaire.

Il y a, dans ce cas, un montage assez simple et intéressant, dont le principe est indiqué sur la figure 3.17 : on utilise le courant drain du TEC T_1 comme courant base du PNP T_2 . On a ainsi l'avantage d'une simplification de l'ensemble, et l'on ne limite pas la bande passante du côté basse fréquence, puisque le montage transmet la composante continue. Il est à noter que la tension de sortie, S , est en phase avec la tension d'entrée, e : toute augmentation de potentiel de la grille du TEC augmente le courant drain de T_1 , donc le courant collecteur de T_2 , donc la chute dans R_2 .

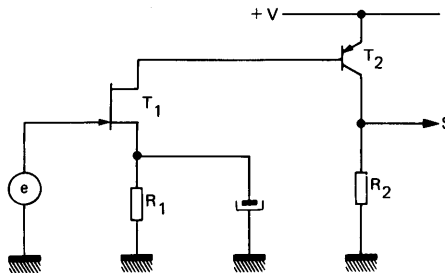


Figure 3.17 — Principe d'un ensemble de deux étages couplés, le premier étant un TEC qui commande un PNP par sa base.

Le montage limité au schéma de la figure 3.17 présente pourtant plusieurs inconvénients.

D'abord, il fait fonctionner le TEC avec un courant drain très faible, limité à la seule valeur du courant base de T_2 : dans ces conditions, la pente du TEC est faible.

Ensuite, il fixe très mal le courant moyen de T_2 : la polarisation du TEC maintient à une valeur relativement bien connue le courant drain de ce dernier, mais, en fonction des dispersions de gain de T_2 , il peut y avoir une forte variation du point de repos du collecteur de T_2 .

On élimine ce second inconvénient par l'artifice indiqué sur la figure 3.18. La résistance R_3 fixe le potentiel moyen de source du TEC à une valeur proportionnelle à la valeur moyenne du potentiel collecteur du PNP.

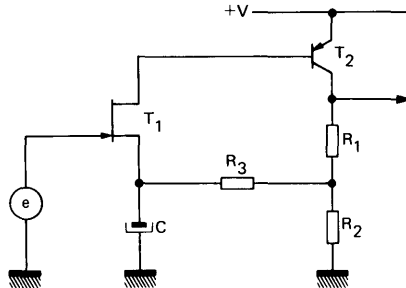


Figure 3.18 – Pour que le montage de la figure 3.17 ait un point de fonctionnement bien défini, il est préférable de prévoir une compensation automatique de la polarisation du TEC en ce qui concerne la composante continue. Exemple pratique : $T_1 = 2N\ 4093$, $T_2 = 2N\ 2907$, $+V = +12\ V$, $R_1 = R_2 = 3,3\ k\Omega$, $R_3 = 82\ k\Omega$, $C = 330\ \mu F$.

La résistance R_2 est, évidemment, parcourue par le courant base de T_2 (courant drain de T_1), en plus du courant collecteur de T_2 , mais ce courant base est généralement négligeable par rapport au courant collecteur.

Grâce au montage de la figure 3.18, il y a stabilisation automatique de la polarisation de T_1 , pour amener le courant collecteur de T_2 à une valeur convenable. La résistance R_3 est à prendre relativement élevée, sans que, toutefois, la chute de tension due au courant drain de T_1 dépasse une fraction (assez faible) de la tension moyenne souhaitée pour le point commun de R_1 et R_2 .

Dans ce montage, il faut majorer légèrement la valeur de la capacité de C , par rapport à celle que nous avons calculée plus haut.

Le gain en tension de l'ensemble est égal à :

$$g_m \beta_2 (R_1 + R_2) \quad (3.8)$$

où : g_m désigne la pente du TEC (pour le courant de fonctionnement)

β_2 désigne le gain en courant du PNP, T_2 .

Si l'on veut encore améliorer ce montage, en permettant au TEC de fonctionner avec une pente plus élevée, on réalise la modification indiquée sur la figure 3.19. La présence de la diode Zener Z maintient le potentiel de l'émetteur de T_2 à une tension égale à : $U - V_Z$. Il y a donc, entre la base de T_2 et le $+U$, une différence de potentiel de l'ordre de $V_Z + 0,7\ V$. Un courant pratiquement constant, de l'ordre de $(V_Z + 0,7) / R_3$, passe dans R_3 . Il s'ajoute au courant base de T_2 pour donner le courant drain de T_1 : ce dernier fonctionne donc avec un courant drain notablement plus grand que dans le cas de la figure 3.18, donc avec une pente bien plus grande.

Indépendamment de cette amélioration, le montage de la figure 3.19 prévoit une stabilisation améliorée de la composante moyenne de courant collecteur de T_2 : la totalité de la tension collecteur de T_2 se retrouve sur la source de T_1 , la grille de ce dernier étant polarisée positivement par le pont $R_1 - R_2$, pour assurer une meilleure stabilité, comme sur le montage de la figure 3.15.

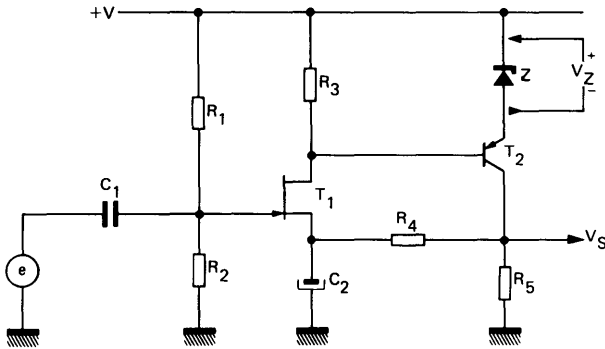


Figure 3.19 — Le montage précédent est encore amélioré par envoi d'une composante continue de courant (par R_3) dans le drain du TEC et par une polarisation positive moyenne de la grille de ce dernier. Exemple de réalisation : $+V = 12\text{ V}$, diode $Z = \text{BZX } 46 - \text{C3 V3}$, $T_1 = 2\text{N } 4093$, $T_2 = 2\text{N } 2907$, $R_1 = 22\text{ M}\Omega$, $R_2 = 15\text{ M}\Omega$, $R_3 = 47\text{ k}\Omega$, $R_4 = 10\text{ k}\Omega$, $C_1 = 22\text{ nF}$, $C_2 = 1000\text{ }\mu\text{F}$, $R_5 = 1\text{ k}\Omega$.

Enfin, on peut prévoir une amélioration supplémentaire en réalisant une contre-réaction en alternatif sur la source du TEC, indépendamment de la contre-réaction totale en continu (destinée à stabiliser le courant collecteur moyen de T_2). On arrive alors au schéma de la figure 3.20.

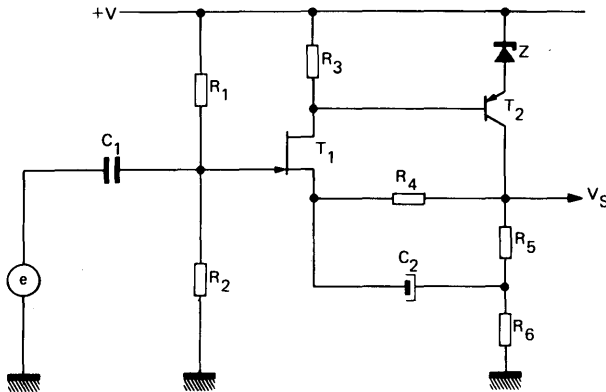


Figure 3.20 — Le montage de la figure 3.19 reçoit maintenant, sur la source du TEC une contre-réaction en alternatif, qui définit le gain en tension du montage. Exemple : valeurs précédentes, avec $R_5 = R_6 = 1,5\text{ k}\Omega$ environ, le rapport $(R_5 + R_6)/R_6$ définit le gain en tension.

On y reconnaît tous les éléments de la figure 3.19, à ceci près que le condensateur de découplage de la source, C_2 , retourne à une prise intermédiaire sur la résistance de charge, $R_5 + R_6$, du collecteur de T_2 . On applique donc à la source une composante alternative de contre-réaction qui vaut :

$$k S = \frac{R_5}{R_5 + R_6} S \quad (S = \text{tension alternative de sortie}) \quad (3.9)$$

Dans la mesure où le gain en boucle ouverte de l'ensemble $T_1 - T_2$ est grand par rapport à $1/K$, le gain du montage de la figure 3.20 vaut alors :

$$G = \frac{1}{K} = \frac{R_5 + R_6}{R_6} \quad (3.10)$$

Comme on obtient aisément un gain en boucle ouverte de plus de 500 avec le montage de la figure 3.19, l'amplificateur de la figure 3.20 permet de réaliser facilement un étage de gain 100, avec une bonne contre-réaction, donc avec une linéarité améliorée.

Signalons, pour terminer, que, lorsque l'on réalise le montage des figures 3.19 et 3.20 sous forme symétrique, le courant total des PNP finaux étant constant, on peut alors remplacer la diode Zener par une simple résistance.

Couplage à un transistor NPN

Le montage de la figure 3.21 semble appartenir au type "drain commun". En réalité, on utilise bien le courant source (donc le courant drain) de T_1 pour commander T_2 , et, dans la mesure où l'on néglige la variation du V_{BE} de T_2 en fonction de son courant base, on peut admettre que le potentiel source de T_1 est constant. On utilise donc bien le TEC en source commune.

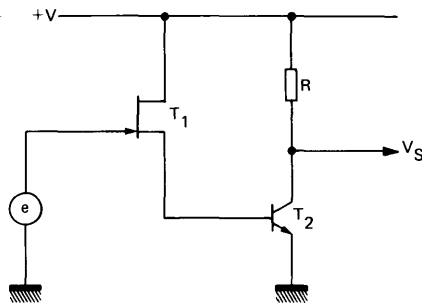


Figure 3.21 — Couplage par la source d'un TEC à la base d'un NPN. Contrairement à ce que l'on pourrait croire, le TEC fonctionne pratiquement en source commune.

Là aussi, il est préférable de prévoir un système qui agit sur la polarisation de grille d'un TEC en fonction du potentiel moyen du collecteur de T_2 , pour stabiliser le point moyen de fonctionnement.

3.3 – MONTAGE "DRAIN COMMUN"

3.3.1 – Généralités

Comme on demande essentiellement à un étage d'entrée à TEC une grande impédance d'entrée, la possibilité d'avoir un gain en tension pour cet étage est souvent secondaire. En revanche, il est intéressant d'avoir un étage dont le gain soit bien connu, surtout si ce gain est proche de l'unité.

C'est la raison pour laquelle on utilise si souvent le montage "drain commun", et surtout sa version améliorée que nous verrons plus loin. C'est, en particulier, le cas quand la source de tension a une forte résistance interne, mais a, aussi, une force électro-motrice relativement importante, ce qui se produit souvent.

3.3.2 – Gain en tension

Si l'on monte un étage drain commun comme l'indique la figure 3.22, il est facile de voir, en se rapportant au calcul du paragraphe 3.2.1.3, que le gain en tension de l'étage est donné par :

$$G = \frac{R g_m}{1 + R g_m} \quad \text{où } g_m \text{ est la pente du TEC} \quad (3.11)$$

Il est donc d'autant plus proche de l'unité que $R g_m$ est grand.

Traçons, figure 3.23, la caractéristique $I_D = f(V_G - V_S)$ du TEC et, sur cette caractéristique, traçons la droite d'équation :

$$V_G - V_S = -R I_D$$

(qui correspond au cas où la tension d'entrée, e , est nulle, la tension source-masse étant, évidemment, $R I_D$).

Le point de rencontre, M, de la droite et de la courbe caractéristique du TEC indique le régime de fonctionnement moyen. Traçons aussi la tangente en M à la caractéristique du TEC : cette tangente est TM.

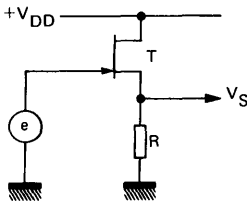


Figure 3.22 – Montage pratique d'un TEC en drain commun (ou source asservie) avec une simple résistance dans la source : le gain en tension est souvent bien inférieur à l'unité des valeurs de 0,7 étant assez courantes.

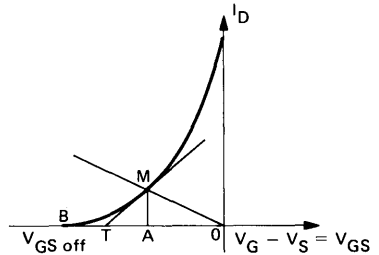


Figure 3.23 – Détermination graphique du gain en tension d'un étage drain commun.

La valeur de la résistance R vaut :

$$R = \frac{AO}{AM}$$

et la pente du TEC vaut : $g_m = \frac{AM}{TA}$

Le terme $R g_m$ correspond au rapport :

$$R g_m = \frac{AO}{TA}$$

On voit que l'on peut alors matérialiser le gain G donné par la relation (3.11) sous la forme :

$$G = \frac{AO}{TO}$$

Si l'on veut que ce gain se rapproche le plus possible de l'unité, la seule solution est donc d'augmenter autant que possible R, ce qui fait tendre les points M, A et T vers le point B.

Toutefois, cette méthode présente un inconvénient : on peut facilement montrer que la résistance interne de sortie de l'étage drain commun est la valeur que l'on obtient en mettant en parallèle : la résistance R, une résistance égale à $1/g_m$. Si l'on fait tendre R vers l'infini et g_m vers zéro, on fait donc tendre vers l'infini la résistance interne de sortie de l'étage.

C'est pourquoi, il est souvent préférable d'utiliser des montages mixtes à TEC + transistor bipolaire, pour arriver à un gain proche de l'unité sans augmenter abusivement l'impédance interne de sortie de l'étage.

3.3.3 – Impédance d'entrée

Dans l'impédance d'entrée d'un étage drain commun, il y a essentiellement un terme capacitif. Si l'on désigne par :

- A : le gain en tension de l'étage
- C_{GD} : la capacité parasite grille-drain
- C_{GS} : la capacité parasite grille-source

on trouve, comme composante capacitive d'entrée :

$$C_i = C_{GD} + (1 - A) C_{GS} \quad (3.12)$$

On peut d'ailleurs réduire cette composante capacitive en dessous de la valeur indiquée si l'on utilise un montage qui sera décrit plus loin. On arrive alors à une capacité parasite d'entrée qui peut tomber en dessous de picofarad.

En ce qui concerne le terme résistif, si l'on n'a pas mis une résistance en parallèle sur l'entrée, entre

grille et masse, comme on le fait quelquefois pour polariser la grille, on ne peut guère en définir la valeur. Il vaut mieux, dans ce cas, parler du "courant parasite d'entrée". Il y a, en effet, un courant I_G qui "sort" par la grille, ce courant dépendant peu de la tension grille. En toute rigueur, la valeur de la composante réelle de l'impédance d'entrée serait le quotient des variations de tension grille par les variations correspondantes du courant parasite de grille. On trouve ainsi des valeurs difficiles à mesurer, mais toujours situées au delà de $10^9 \Omega$ et souvent bien supérieures (cf. 1.2.1.3).

3.3.4 — Montages pratiques à TEC seul

Le schéma de la figure 3.22 peut fort bien être utilisé tel quel. Il n'y a pas lieu de se préoccuper de la tension drain : comme un TEC demande, pour un fonctionnement correct, que la tension drain-grille soit supérieure à $V_{GS\ off}$, il suffira d'une tension d'alimentation V_{DD} supérieure à la valeur maximale du $|V_{GS\ off}|$ relative au dispositif utilisé. Pour un 2 N 3823, par exemple, dont le $|V_{GS\ off}|$ maximal est de 8 V, il suffira donc d'employer une tension d'alimentation supérieure à 8 V (en admettant que la composante continue de la tension grille-masse soit nulle).

Il faudra, cependant, tenir compte de l'amplitude maximale de la tension grille, pour majorer d'autant la tension d'alimentation de drain.

Un tel montage sera relativement limité comme emploi ; on ne l'utilisera pas pour des applications où l'on désire un gain bien connu : en effet, plus le gain est éloigné de l'unité, moins il est fixe.

Dans le cas du 2 N 3823, on pourrait, par exemple, prendre une résistance source-masse de $1\ K\Omega$, le courant drain étant alors de 2 mA, la polarisation moyenne grille-source de 2 V et la pente de 1,7. Le terme $R g_m$ ne vaut que 1,7 ce qui donne un gain de $1,7 / 2,7 = 0,63$. Il suffira d'une variation faible de la pente, par exemple avec la température, pour que le gain change d'une façon notable.

On améliore déjà le gain en utilisant le montage de la figure 3.24, avec la résistance de source retournant au potentiel $-P$, négatif par rapport à la masse. On peut concilier une valeur élevée de R et un courant drain pas trop faible, donc une pente correcte.

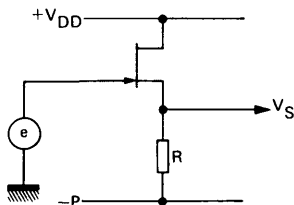


Figure 3.24 — En augmentant la résistance R de la figure 3.22 et en la ramenant à un potentiel $-P$, on rapproche de l'unité le gain en tension.

Pour reprendre l'exemple du 2 N 3823 polarisé à 2 V, avec un courant drain de 2 mA, on peut envisager une tension $-P$ de $-24\ V$, soit une résistance R de $13\ K\Omega$. Le terme $R g_m$ vaut alors 22,1, le gain est alors :

$$22,1 / 23,1 = 0,957$$

3.3.5 – Montages à charge infinie

On sait qu'un transistor bipolaire, monté avec une tension constante sur la base, et une forte résistance de contre-réaction dans son émetteur, se comporte comme une résistance presque infinie.

Il est donc recommandé d'utiliser une telle "résistance infinie" comme charge de source pour un TEC en drain commun, ainsi que le montre le schéma de la figure 3.25.

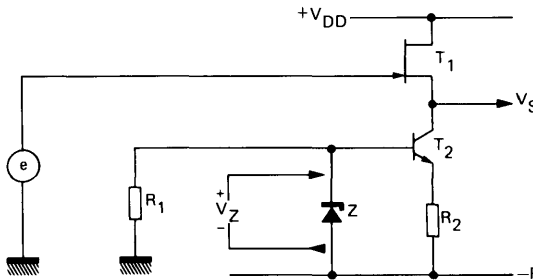


Figure 3.25 – On rapproche beaucoup le gain d'un TEC en source asservie de l'unité si l'on charge la source par une "résistance infinie", soit une source à courant constant. Exemple de réalisation : $+V_{DD} = 12\text{ V}$, $-P = -12\text{ V}$, $T_1 = 2\text{N } 3823$, $T_2 = 2\text{N } 2222$, $Z = 82\text{X } 46 - \text{C}6\text{ V}2$, $R_1 = 2,2\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,5\text{ k}\Omega$ (attention : employer un transistor collecteur commun pour utiliser la tension S).

Le transistor T_2 a sa base maintenue, par la diode Zener Z, à un potentiel V_Z par rapport au pied de la résistance R_2 . Il y a donc, aux bornes de R_2 , une tension presque constante, très proche de :

$$V_Z - 0,7$$

Il passe, alors, dans le collecteur de T_2 , un courant quasi-constant, très proche de :

$$(V_Z - 0,7) / R_2$$

Un transistor monté comme T_2 représente une résistance dynamique qui peut dépasser le mégohm. Avec une pente du TEC de plus de 1 mS, très facile à obtenir, on a donc un gain dynamique de plus de 1000 / 1001, soit l'unité à 0,1 % près.

Il suffit donc de choisir, pour le courant constant de T_2 , une valeur inférieure à la valeur minimale du I_{DSS} du TEC.

Remarquons, toutefois, que ce gain, tellement proche de l'unité, ne reste tel que si l'on ne réduit pas abusivement l'impédance de charge de source par le circuit qui "utilise" la tension de sortie. Il faut donc que ce circuit ait au moins une impédance d'entrée de 100 $\text{K}\Omega$, pour bien profiter de la précision du gain. On y arrive assez facilement en utilisant, après l'étage de la figure 3.25, un étage collecteur commun, à transistor bipolaire : si la charge émetteur de cet étage collecteur commun est de 5 à 10 $\text{K}\Omega$, on arrive facilement à réaliser une impédance d'entrée de plus de 200 $\text{K}\Omega$.

3.3.6 – Montage à TEC et étage PNP

Le montage de la figure 3.26 est simplement l'application d'une contre-réaction totale en continu au cas du montage de la figure 3.17 ou de la figure 3.20. Il utilise le TEC avec un très faible courant drain, mais le gain qu'aurait le montage en boucle ouverte (avec la source de T_1 découplée à la masse, au lieu d'être réunie au collecteur de T_2) est facilement supérieur à 100, ce qui donne un gain de plus de 0,99 en boucle fermée.

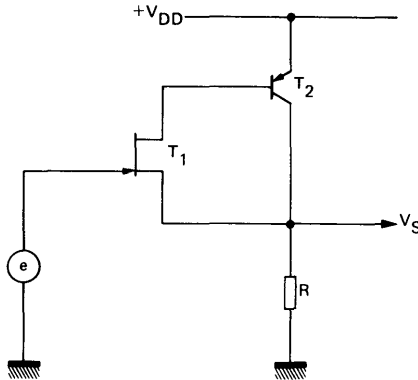


Figure 3.26 – Un excellent moyen de s'approcher très près du gain unité en tension, dans un montage équivalent au type drain commun, est d'appliquer une contre-réaction totale, de la sortie vers la source, au montage de la figure 3.17. Exemple : T_1 pratiquement quelconque, $T_2 = 2N 2907$ (pratiquement quelconque aussi, même au germanium), $V_{DD} = + 12 V$, $R = 1 k\Omega$.

L'impédance de sortie de ce montage est extrêmement faible : elle est égale au quotient de R par le gain en boucle ouverte : on arrive facilement à quelques dizaines d'ohms, ou moins encore.

On peut améliorer les performances du montage en utilisant le montage le plus élaboré de la figure 3.19 : on augmente alors la composante continue de courant drain du TEC, donc sa pente, et l'on augmente, par là même, le gain en boucle ouverte de l'ensemble [TEC + PNP]. Le gain du montage se rapproche encore plus de l'unité, et l'impédance de sortie peut tomber en dessous de 10Ω .

Il est d'ailleurs possible d'obtenir un gain rigoureusement égal à l'unité, au moyen du montage de la figure 3.27. Ce montage comporte déjà l'amélioration de gain par la diode Zener Z et la résistance R' qui injecte un courant quasi-constant, s'ajoutant au courant base de T_2 , vers le drain de T_1 . La contre-réaction sur la source de T_1 , n'est pas totale : au lieu de réappliquer à cette source la totalité de la tension de sortie S , on ne renvoie que la fraction :

$$k \cdot V_S \quad \text{avec} \quad k = \frac{R}{R+r}$$

Il suffit donc d'ajuster le potentiomètre r pour amener le gain à une valeur rigoureusement égale à l'unité. La valeur maximale de r est souvent inférieure à $R / 50$.

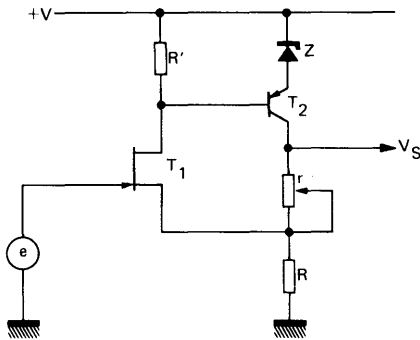


Figure 3.27 — En réduisant très légèrement la contre-réaction dans le montage de la figure 3.26, on arrive, par un réglage adéquat de r , à obtenir un gain rigoureusement égal à l'unité, ou même de 1 à 2 % au-dessus, ce qui est très utile pour la réalisation d'un générateur de dents de scie du type "bootstrap" de très haute linéarité. Exemple de réalisation : $+V = 24 \text{ V}$, $T_1 = 2\text{N } 4093$, $T_2 = 2\text{N } 2907$, $Z = \text{BZX } 46 - \text{C } 12 \text{ V}$, $R' = 120 \text{ k}\Omega$, $R = 1 \text{ k}\Omega$, r ajustable de 0 à 50Ω .

Il convient de noter qu'un montage comme celui de la figure 3.27 peut donner, suivant la composante continue (positive) de la tension d'entrée, un gain variant un peu de part et d'autre de 1,000..., car la pente du TEC change en fonction de son courant. Cette variation de gain n'affecte en général que la troisième décimale.

3.3.7 — Réduction des capacités d'entrée par les "bootstrap"

Il y a des cas où l'on souhaite surtout une grande impédance d'entrée pour la composante alternative (capteurs de vibrations ou d'accélération piézo-électriques par exemple). On peut alors utiliser la technique "bootstrap", à la fois pour réduire les capacités d'entrée et pour augmenter la composante réelle de l'impédance d'entrée.

Le schéma de la figure 3.28 indique le principe de la méthode. On y a représenté l'étage drain commun (normalement réalisé par plusieurs transistors bipolaires plus un TEC) par un triangle.

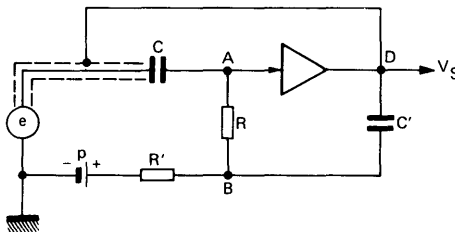


Figure 3.28 — Le montage de la figure 3.27 (symbolisé par le triangle) permet de réduire les capacités d'entrée par la méthode du "bootstrap", appliquée aussi bien au point "froid" de la résistance de liaison qu'au blindage du fil d'entrée.

Comme chaque fois que l'on utilise un amplificateur à grande impédance d'entrée, surtout lorsqu'il est attaqué par une source de grande résistance interne, il est indispensable de protéger l'entrée de l'amplificateur contre les perturbations extérieures, produites par influence électro-statique. C'est ce que l'on fait au moyen d'un blindage autour de la connexion d'entrée. Mais ce blindage augmente beaucoup la capacité d'entrée, quand il est relié à la masse. C'est pourquoi, dans le montage de la figure 3.28, on a réuni le blindage à la sortie de l'étage drain commun. Dans la mesure où le potentiel du point (D) est contammant égal, à une constante additive près, à celui du point (A), l'effet de la capacité entre le conducteur central et la gaine blindée qui entoure ce dernier est éliminé, le blindage remplissant cependant son office de protection contre les champs électro-statiques extérieurs.

Le condensateur C' , appliquant au point (B) une composante alternative, pratiquement égale à celle que l'on applique au point (A), maintient, aux bornes de la résistance R , une composante alternative nulle. Donc, du point de vue alternatif, tout se passe comme si la résistance R était infinie.

Le montage de gain unité, symbolisé par le triangle, peut être celui des schémas 3.27, 3.26 ou 3.25 (le gain du montage simple 3.24 est trop éloigné de l'unité pour obtenir des résultats corrects). Dans le cas où l'on utilise le montage de la figure 3.25 (suivi d'un étage collecteur commun pour maintenir très élevée l'impédance de charge de source du TEC), on peut encore améliorer les performances par une connexion de bootstrap sur le drain du TEC et une autre sur son boîtier' comme le montre le schéma de la figure 3.29.

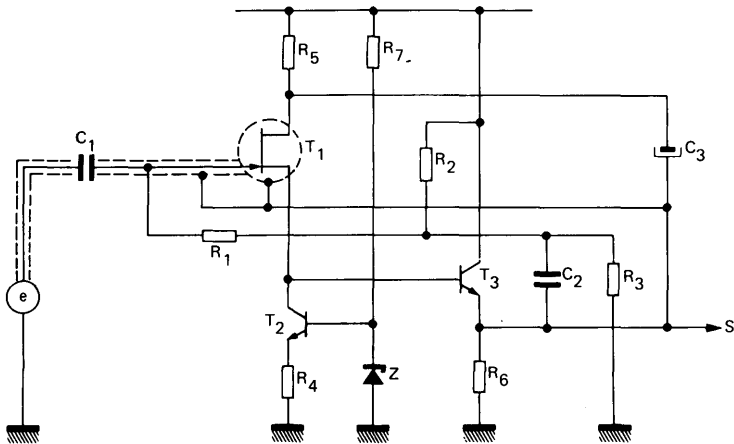


Figure 3.29 — Exemple de réalisation d'un amplificateur de gain en tension pratiquement égal à l'unité, avec une capacité d'entrée extrêmement faible (moins de 1 pF) et une impédance (partie réelle) d'entrée de plus de 1000 M Ω . Exemple de réalisation : + U = 18 V, T₁ = 2N 4093 ou 2N 3823, T₂ = 2N 2222, T₃ = 2N 2219, R₁ = 10 M Ω , R₂ = 2,2 M Ω , R₃ = 3,3 M Ω , R₄ = 12 k Ω , R₅ = 4,7 k Ω , R₆ = 1,8 k Ω , R₇ = 3,9 k Ω , Z = BZX 46 - C6 V2, C₁ = 10 nF, C₂ = 0,1 μ F, C₃ = 100 μ F.

Ici, on retrouve le schéma de la figure 3.25, mais avec un décalage des composantes continues vers le positif, pour pouvoir alimenter le tout avec une seule source positive. La grille du TEC est portée à un potentiel positif par le diviseur R₂ - R₃ (correspondant à la source p de la figure 3.28). Ce point reçoit la composante alternative de sortie via C₂.

Cette même composante est appliquée au drain via C_3 , la résistance R_5 ayant pour but de permettre les variations de potentiel drain. Il faut prendre R_5 suffisamment petite pour ne pas avoir trop de chute de tension à ses bornes, mais élevée par rapport à l'impédance de sortie. La constante de temps $R_5 \times C_3$ doit être grande par rapport à la valeur maximale de la période du signal à amplifier.

On trouve enfin une connexion venant de la sortie de l'étage vers le blindage du conducteur d'entrée, puis une connexion de cette même sortie vers le boîtier du TEC. En effet, les types 2 N 3823, 2 N 3966, 2 N 4220, 2 N 4221, 2 N 4222 et 2 N 4416 sont présentés en boîtier TO-72 à quatre connexions (une pour le boîtier). En réalisant le montage de la figure 3.29, on peut arriver à réduire la capacité parasite d'entrée bien en dessous du picofarad, ce qui est nécessaire pour profiter pleinement de l'impédance d'entrée des étages à TEC : il ne faut pas oublier qu'un condensateur de 1 pF à 10 kHz représente une impédance un peu inférieure à 16 M Ω .

3.4 — MONTAGE "GRILLE COMMUNE"

Le montage à grille commune typique, tel que le représente la figure 3.3, ne s'emploie pratiquement pas en basse fréquence. Il n'a, en effet, aucun intérêt dans ce domaine. On trouve, avec ce montage, une impédance d'entrée relativement faible ($1/g_m$), la pente g_m d'un TEC beaucoup plus faible que celle d'un transistor bipolaire à courant égal.

C'est en haute fréquence qu'il présente de l'intérêt, car la mise à la masse de la grille permet de réaliser un découplage efficace entre l'entrée et la sortie.

Le seul cas où on l'utilise pratiquement en B.F est celui qui est indiqué sur la figure 3.30 : on a voulu obtenir une source de courant constant. Cette solution est très classique dans les circuits intégrés (où l'on connecte souvent la grille directement à la source). Elle présente, par rapport à l'emploi d'un transistor bipolaire en base commune, l'avantage suivant : la source du TEC du montage de la figure 3.30 ne consommant aucun courant, il est inutile de prévoir une diode Zener à la place de R_2 quand P est bien stabilisé. Dans le cas d'un montage à transistor en base commune, il aurait fallu prévoir une variation de consommation de la base d'un transistor à l'autre, et stabiliser la tension entre base et -P par une diode Zener.

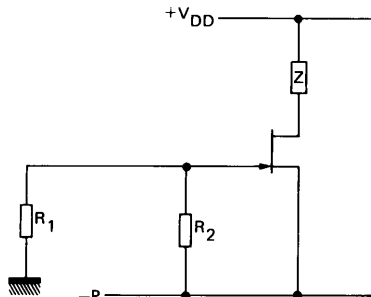


Figure 3.30 — Exemple d'application du TEC en grille commune pour constituer une source de courant constant (se rencontre dans les circuits intégrés).

Un autre avantage de ce montage par rapport au transistor en base commune tient à la faible valeur de la capacité parasite drain-grille du TEC, bien plus faible que la capacité collecteur-base d'un transistor classique. On peut ainsi envoyer, dans la charge Z, un courant constant, même si l'impédance de cette charge varie très rapidement.

3.5 – LE BRUIT DANS LES AMPLIFICATEURS B.F A TEC

3.5.1 – Considérations théoriques

3.5.1.1 – LES SOURCES DE BRUIT DANS UN TEC

Le bruit de tout quadripôle linéaire actif est simulé par l'association d'un générateur de tension e_n (de valeur quadratique moyenne e_n^2), monté en série, et d'un injecteur de courant i_n (de valeur quadratique moyenne i_n^2), placé en parallèle, sur l'entrée de ce quadripôle supposé idéal (sans bruit).

La tension e_B de bruit sur l'entrée s'exprime donc, pour une bande de fréquence Δf , par :

$$e_B^2 = e_n^2 + e_R^2 + R_g^2 \cdot i_n^2 \quad (3.13)$$

avec $e_R^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot R_g \cdot B$

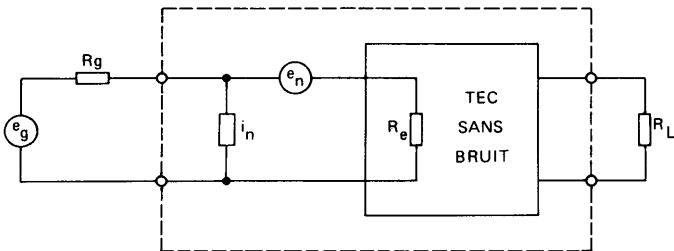
avec : $K =$ constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$)

$T =$ température absolue en $^\circ\text{K}$

$R_g =$ résistance du générateur placé à l'entrée en ohm

$B =$ bande de fréquence spécifiée en hertz

à la température ambiante ($T \approx 300 \text{ }^\circ\text{K}$), le terme, 4 kT , est voisin de $1,6 \cdot 10^{-20} \text{ W/Hz}$.



Résistance d'entrée R_g très élevée

Figure 3.31 – Simulation du bruit dans un TEC

Dans un TEC, la présence de e_n et i_n est due essentiellement à :

a) - la présence du courant de fuite de grille I_G (où $I_G \simeq I_{GSS}$), traversant la jonction grille-canal polarisée en inverse, qui engendre un bruit de grenaille exprimé par la formule de Schottky :

$$\overline{i_g^2} = 2 \cdot q \cdot I_G \cdot \Delta f \quad (3.14)$$

où : q = charge de l'électron = $1,6 \times 10^{-19}$ Cb

Δf = intervalle de fréquence de la mesure de bruit

b) - la résistance du canal qui entraîne une tension de bruit due à l'agitation thermique aléatoire des électrons ; cette tension, identique à celle produite par une résistance $1/g_m$ (travaux de Van der Ziel), s'exprime par la relation :

$$\overline{e_{th}^2} = 4 \cdot k \cdot T \cdot \frac{1}{g_m} \cdot \Delta f \quad (3.15)$$

c) - au phénomène de génération-recombinaison dans la zone de charge d'espace, dû à la présence de "centres d'impuretés" introduits dans la bande interdite lors de l'élaboration du dispositif. Ces centres agissent comme des marches d'escalier qui favorisent le transit des électrons et des trous entre les deux bandes (conduction et valence), entraînant une tension de bruit. Pour l'utilisateur, nul n'est besoin de pénétrer la théorie de la physique du solide, il lui suffit de connaître l'expression de cette tension de bruit, dite "en $1/f$ " :

$$\overline{e_f^2} = \overline{e_{th}^2} \cdot \left(1 + \frac{f_c}{f}\right) \quad (3.16)$$

où f_c est la fréquence au-dessous de laquelle le bruit en $1/f$ devient prépondérant.

D'une façon générale, la représentation des générateurs de bruit de la figure 3.31 devrait faire intervenir un facteur de corrélation entre e_n et i_n . En réalité, pour les TEC, il n'existe aucune corrélation entre le bruit dû au courant de fuite et le bruit thermique, si bien que ce facteur est pris égal à zéro.

3.5.1.2 – CARACTERISATION D'UN TEC EN BRUIT

a) - Le paramètre prépondérant est la densité spectrale de tension équivalente de bruit ramenée à l'entrée sur une bande de fréquence Δf égale à 1 Hz :

$$e_n = \sqrt{\frac{\overline{e_n^2}}{\Delta f}} \quad (3.17)$$

Le principe de la mesure est de réaliser $R_g \simeq 0 \ll R_e$, et $R_g \cdot i_n \ll e_n$ (voir figure 3.31). Après lecture du courant de bruit i_{db} aux bornes de la résistance de charge R_L , on peut obtenir, à partir

de la relation (3.16), l'expression de e_n :

$$e_n = \frac{i_{db}}{g_m} = \sqrt{e_{th}^2 \cdot \left(1 + \frac{f_c}{f}\right)}$$

ou encore :

$$e_n = \frac{\sqrt{e_{RL}^2}}{R_L} \cdot \frac{1}{g_m} \quad (3.18)$$

avec e_{RL}^2 = tension quadratique moyenne lue aux bornes de la résistance R_L . Rappelons que la mesure se fait dans une bande de fréquence Δf (si possible égale à 1 Hz) et que les appareils de mesure industriels affichent directement la valeur de la tension, e_n , en fraction de volts par $\sqrt{\text{Hz}}$. C'est sous cette forme que l'utilisateur la trouve dans les notices techniques du TEC.

La figure 3.32 met en évidence les deux sources de bruit qui composent e_n aux basses fréquences ; bruit thermique et bruit en $1/f$. L'exemple porte sur les dispositifs 2 N 4220 A à 2 N 4222 A au point de polarisation $V_{DS} = 15$ Volts et $I_D = 200 \mu\text{A}$.

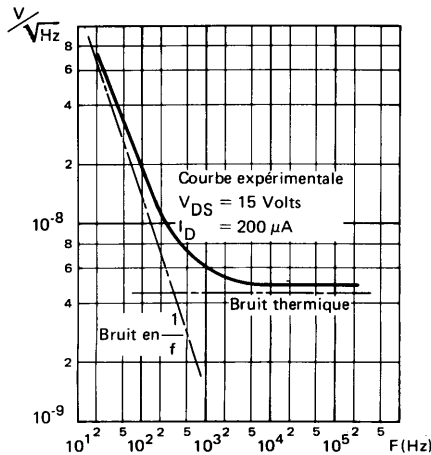


Figure 3.32 – Evolution de e_n en fonction de la fréquence sur des dispositifs de la série 2N 4220 A

b) - La mesure de i_n est plus délicate puisqu'elle nécessite l'entrée ouverte $R_g \approx \infty \gg R_e$ (figure 3.31). Certains appareils élaborés permettent d'atteindre i_n mais il est plus facile d'utiliser, en première approximation, l'équation (3.14) transformée :

$$i_n = \sqrt{2 \cdot q \cdot I_{GSS} \cdot \Delta f} \quad (3.19)$$

Ce paramètre est beaucoup moins intéressant que e_n , car il est négligeable aux basses et moyennes

fréquences. Par contre, il intervient de façon prépondérante en VHF. Comme pour e_n , la valeur de i_n est donnée par $\sqrt{\text{Hz}}$:

$$i_n = \sqrt{\frac{i_n^2}{\Delta f}} \quad (3.20)$$

c) - Le facteur de bruit F' est en général défini comme étant "le rapport de la puissance de bruit totale, recueillie en sortie, à la puissance de bruit recueillie en sortie due au bruit thermique de la résistance R_g du générateur seulement, amplifié par le TEC supposé parfait".

Compte tenu de la relation (3.13) et de la figure 3.31, on obtient :

$$F' = 1 + \frac{e_n^2 + i_n^2 \cdot R_g^2}{4 \cdot k \cdot T \cdot R_g \cdot \Delta f} \quad (3.21)$$

en remplaçant e_n et i_n par leur valeur, il vient :

$$F' = 1 + \frac{q \cdot I_{GSS} \cdot R_g}{2 \cdot k \cdot T} + \frac{1 + \frac{f_c}{f}}{g_m \cdot R_g} \quad (3.22)$$

Les notices fournissent généralement le logarithme décimal F de F' , exprimé en dB, c'est-à-dire :

$$F \text{ en dB} = 10 \log_{10} (F') \quad (3.23)$$

Si l'on considère le bruit dû au courant de fuite comme négligeable, F devient :

$$F \# 10 \log_{10} \left(1 + \frac{1 + \frac{f_c}{f}}{g_m \cdot R_g} \right) \quad (3.24)$$

L'expression (3.24) amène trois remarques :

- pour diminuer F , on a intérêt à travailler avec des résistances R_g élevées ; cela présente en outre l'avantage de repousser le coude de la caractéristique de F suivant la fréquence vers une fréquence plus basse que f_c (définie sur la courbe $e_n = f$ (fréquence)).
- F peut atteindre des valeurs très nettement inférieures à 1 dB.
- une valeur de F doit être obligatoirement accompagnée, en plus du point de polarisation, de la valeur de R_g et de la bande de fréquence Δf considéré ; cela limite l'intérêt de F pour l'utilisateur, puisqu'il ne disposera que d'une valeur particulière, qui, dans la majorité des cas, ne correspondra pas à l'application désirée.

La mesure de F se fait par lecture des tensions de bruit E_N et E_T en sortie, aux bornes de R_L , dans les deux cas suivants :

- l'entrée est court-circuitée ; on déduit la puissance de bruit du TEC seul, P_{TEC} , en sortie
- où la résistance du générateur, R_g , est connectée à l'entrée ; on déduit la puissance de bruit totale ($R_g + \text{TEC}$), P_T en sortie.

Ceci permet d'obtenir, à partir de la définition de F :

$$F = 10 \log_{10} \frac{P_T}{P_T - P_{TEC}} \quad (3.25)$$

où : $P_T = (A \cdot e_t \cdot \sqrt{\Delta f})^2 / R_L = (E_T \cdot \sqrt{\Delta f})^2 / R_L \quad (3.26)$

$$P_{TEC} = (A \cdot e_n \cdot \sqrt{\Delta f})^2 / R_L = (E_N \cdot \sqrt{\Delta f})^2 / R_L \quad (3.27)$$

A = gain en tension de l'étage, maintenu constant pour les deux mesures.

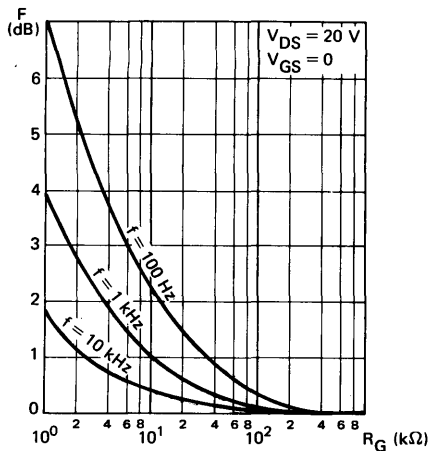
ainsi :
$$F = -10 \log_{10} \left[1 - \left(\frac{E_N}{E_T} \right)^2 \right] \quad (3.28)$$

Ajoutons que la résistance de générateur R_g est optimisée à partir de l'équation (3.21), en faisant $\frac{\partial F'}{\partial R_g} = 0$, ce qui conduit à :

$$-\frac{\overline{e_n^2}}{R_g^2} + \overline{i_n^2} = 0 \quad (3.29)$$

c'est-à-dire : $R_{g \text{ opt.}} = \frac{e_n}{i_n} \quad (3.30)$

La figure 3.33 indique les variations de F en fonction de R_G , pour $f = 100 \text{ Hz}$, 1 kHz , 10 kHz .



Le facteur de bruit peut être aussi défini comme "le rapport des rapports signal sur bruit à l'entrée et à la sortie". L'expression de F devient alors :

$$F' = \frac{1}{G_p} \times \frac{\text{Puissance de bruit à la sortie}}{\text{Puissance de bruit à l'entrée}} \quad (3.31)$$

où G_p est le gain en puissance du TEC :

$$G_p = A^2 \cdot \frac{R_g}{R_L} \quad (3.32)$$

A = le gain en tension.

Le développement de la relation (3.31) donne :

$$F' = \frac{A^2 \cdot e_B^2 \cdot R_L}{A^2 \cdot \cancel{R_g} / R_L \cdot \frac{4 \cdot k \cdot T \cdot R_g \cdot \Delta f}{R_g}} \quad (3.33)$$

qui avec l'expression (3.13) permet de retrouver exactement la relation (3.21)

3.5.1.3 – VARIATIONS AVEC LA POLARISATION

Il faut retenir que, toutes choses étant égales par ailleurs :

- e_n est sensiblement constant pour des tensions V_{DS} telles que $V_{DS} > |V_{GS\ off}|$;
- pour des tensions $V_{DS} < |V_{GS\ off}|$, e_n croît d'autant plus que V_{DS} est faible ;
- e_n croît :
 - très légèrement pour des fréquences supérieures à f_c ;
 - de façon importante pour des très basses fréquences ($f \ll f_c$) ;

lorsque le niveau de courant I_D diminue.

3.5.2 – Résultats pratiques

La mesure du bruit dans les amplificateurs à TEC en B.F n'a guère de sens par les moyens classiques : à des facteurs de bruit égaux (mesurés au psophomètre) correspondent des "bruits subjectifs" (dans un haut parleur) très différents, suivant qu'il s'agit d'un premier étage à TEC ou d'un premier étage à transistor bipolaire.

Le TEC, en effet, s'il est de bonne qualité, rejette très bas la fréquence pour laquelle le bruit commence à croître en $1/f$, ce qui est préférable du point de vue de l'impression auditive.

On peut dire simplement ceci :

Quand l'impédance de la source attaquant le premier étage est bien inférieure à $10\ K\Omega$, il est relativement désavantageux d'utiliser un TEC en étage d'entrée. On obtient de meilleurs résultats

avec des transistors bipolaires à très faible facteur de bruit, utilisés avec un courant collecteur de $100 \mu\text{A}$. Il est recommandé, par exemple, d'employer un 2 N 2484 à l'entrée, à condition de ne pas détériorer le facteur de bruit par l'emploi de résistances agglomérées dans les charges de collecteur et dans les polarisations de base (moins importantes que la charge collecteur).

Pour une impédance de source d'attaque de l'ordre de 10 à $20 \text{K}\Omega$, les résultats "subjectifs en haut parleur" sont à peu près équivalents pour un 2 N 2484 ou pour un bon TEC (comme le 2 N 3823 ou le 2 N 4220 A). Dès que l'impédance de la source qui attaque l'entrée dépasse nettement $20 \text{K}\Omega$, on note une amélioration avec le TEC par rapport au transistor bipolaire, aussi bon soit ce dernier.

C'est ce qui explique l'intérêt de l'utilisation du TEC dans les préamplificateurs de microphones à condensateurs munis d'électrets : on bénéficie à la fois de la très grande impédance d'entrée du TEC et du bon facteur de bruit, surtout à basse fréquence, l'impédance de source devenant très élevée lorsque la fréquence diminue.

Le TEC est également bon pour les étages d'entrées des électrophones utilisant une tête de lecture piezo-électrique. Lorsque l'on emploie une tête de lecture ou un microphone d'une impédance assez faible (quelques centaines d'ohms), on gagne beaucoup en facteur de bruit par l'emploi d'un transformateur élévateur d'impédance, comme on en employait pour attaquer les tubes électroniques.

LES MONTAGES AMPLIFICATEURS CONTINUS

par M. OEHMICHEN

Quand on utilise un amplificateur à TEC en couplage continu, c'est, dans la quasi-totalité des cas pour faire des mesures. On doit alors tenir compte de plusieurs phénomènes qui n'avaient pas tellement d'importance en régime B.F, comme dans la variation des caractéristiques avec la température, en particulier la dérive de la tension grille-source. Il faut aussi, comme on veut transmettre une composante continue, ne pas perturber cette dernière ; il est donc nécessaire de bien connaître le courant de grille du TEC et sa variation avec la température.

4.1 – LE COURANT GRILLE DU TEC

4.1.1 – Rappel de la définition

On appelle "courant grille", ou IGSS, le courant inverse de la jonction grille-canal, quand la grille est négative par rapport au canal. On doit donc mesurer ce courant en court-circuitant le drain et la source. En réalité, on mesure, le plus souvent le courant grille avec une tension drain-source positive, le TEC étant en fonctionnement normal. Il y a donc, en réalité, deux courants grille, un du drain vers la grille, un autre de la source vers la grille (en parlant du sens conventionnel du courant). Les deux s'ajoutent dans le IGSS, mais pratiquement, on obtient presque la même valeur que lors de la mesure avec une tension VDS non nulle. En effet, la tension canal-grille n'agit pas tellement sur le courant grille, donc la source contribue presque autant que le drain à ce courant, même si la tension source-grille est beaucoup plus faible que la tension drain-grille (les deux tensions sont positives).

4.1.2 – Mesure

Le courant de fuite grille, surtout à la température ambiante, est extrêmement faible. On garantit souvent moins de 100 pA (cas du 2 N 3966), mais la valeur réelle est beaucoup plus basse. On trouve fréquemment 20 pA (soit $2 \cdot 10^{-11}$ A), on descend au dessous de 10 pA dans beaucoup de cas, et certains TEC arrivent en dessous du picoampère.

La meilleure solution pour mesurer ce courant est de l'utiliser pour charger un condensateur de capacité C. Le courant i le charge de façon telle que sa tension V(t) aux bornes croisse suivant la loi :

$$i = C \frac{dV}{dt} \quad (4.1)$$

$$\text{soit :} \quad \frac{dV}{dt} = \frac{i}{C} \quad (4.2)$$

(il n'y a pas de signe – devant la dérivée $\frac{dV}{dt}$ parce qu'il s'agit d'un courant de charge, dont nous considérons la valeur arithmétique).

Par exemple, un condensateur d'une capacité de 1 nF (10^{-9} F) se charge de 1 V/s si on lui envoie un courant de 1 nA.

Le problème consiste donc à mesurer la tension $V(t)$ pour que l'on puisse apprécier sa dérivée $\frac{dV}{dt}$.

La difficulté de cette mesure tient au fait que l'on ne peut utiliser aucun appareil de mesure classique, placé aux bornes du condensateur, vu que le dit-appareil doit présenter une résistance infinie.

On emploie alors le TEC lui-même pour mesurer son propre potentiel de grille, en le montant dans un amplificateur de gain unité, par exemple celui de la figure 3.26 ou celui de la figure 3.27. En représentant ce dernier symboliquement par un triangle, le principe de la méthode de mesure est celui qu'illustre la figure 4.1.

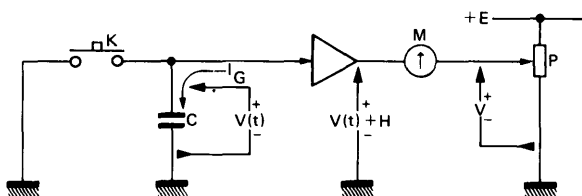


Figure 4.1 – Principe de la méthode utilisée pour mesurer le courant de fuite grille d'un TEC : ce dernier, monté en amplificateur de gain 1 en tension, charge, par sa fuite de grille, un condensateur C, dont la tension aux bornes $V(t)$ varie de telle façon que $I_G = C \cdot \frac{dV}{dt}$. On dispose, en sortie de l'amplificateur, d'une tension égale à $V(t)$, augmentée d'une quasi-constante H, et on en mesure la variation avec un contrôleur universel M. Une contre-tension u, réglable par P, permet d'utiliser une échelle correcte du contrôleur.

Initialement, on court-circuite le condensateur C, pour le décharger au moyen du poussoir K. Le voltmètre M (contrôleur universel) est placé entre :

- la sortie de l'étage (qui "recopie" la tension d'entrée $V(t)$, à une constante additive H près).
- un point à potentiel +V par rapport à la masse, (la valeur de V étant réglable par action sur le curseur du potentiomètre P).

On règle, par exemple, la position de ce curseur pour annuler presque complètement la valeur lue sur M (cette valeur est : $H - V$, si C est parfaitement déchargé).

En cessant d'agir sur K, on permet au courant grille I_G de charger C, la tension V à ses bornes croît, de même que la tension de sortie $V + H$, de même que la tension aux bornes de M (ces trois tensions s'accroissent de la même valeur à chaque seconde).

Si l'on note la tension V_1 lue sur M au temps t_1 , puis la tension V_2 lue sur M au temps t_2 , on n'a plus qu'à effectuer :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_2 - V_1}{t_2 - t_1} \quad (4.3)$$

Bien entendu, on note le moment où V passe par une valeur simple, en déclenchant un chronomètre. On arrête ce dernier quand V passe par une autre valeur simple. Par exemple, en utilisant un contrô-

leur universel sur son échelle 1 V, on met en route le chronomètre quand V arrive à 0,2 V, on l'arrête quand V atteint 0,7 V. Supposons qu'il faille 12 s pour que V passe de 0,2 à 0,7 V, la relation (4.3) donne :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{1}{24}$$

(si le condensateur C est de 1 nF, cela représente un courant grille de $\frac{1}{24} \cdot 10^{-9} = 4,17 \cdot 10^{-11}$ ou 41,7 pA).

Le contact K, dans le montage de la figure 4.1, permet seulement de décharger totalement C, autrement dit de charger C à partir de zéro. Il peut être intéressant de faire partir cette tension de charge depuis une valeur positive : le contact K est donc à brancher entre la grille et le curseur d'un potentiomètre.

Il ne faut pas oublier que la résistance équivalente de la source de tension, V, est mise en série avec la résistance propre du voltmètre M, sur le montage de la figure 4.1. Cette résistance est donnée par la mise en parallèle des deux parties du potentiomètre P ; elle passe donc par un maximum, égal au quart de la résistance totale de P, quand le curseur de ce dernier est à mi-course. Si l'on désire pouvoir utiliser un voltmètre sur une échelle de 0,5 V, avec un appareil de 10 K Ω /V, sa résistance peut donc descendre à 5 K Ω , il faudrait que la résistance de P soit de moins de 400 Ω pour ne pas introduire une erreur de plus de 2 %.

On peut arriver à une résistance interne faible pour la source, V, en réalisant celle-ci au moyen d'un étage collecteur-commun. On arrive donc au montage d'essai schématisé sur la figure 4.2

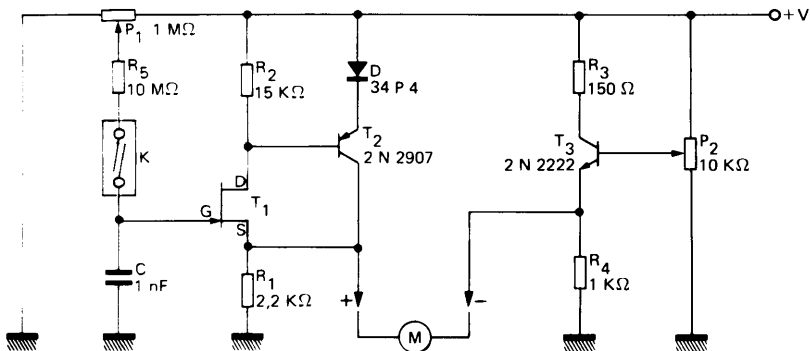


Figure 4.2 – Montage pratique destiné à la mesure du courant grille des TEC. L'interrupteur K est du type "I.L.S." (interrupteur à lames souples), scellé dans une ampoule de verre, commandé par un aimant extérieur.

Le potentiomètre P1 règle la valeur de tension aux bornes de C au moment où l'on ouvre le contact K. Ce dernier est un "interrupteur à lames souples" (ou I.L.S.), à commande magnétique, dans une ampoule de verre, ce qui est nécessaire pour assurer un excellent isolement entre contacts à l'état ouvert. Le condensateur C est un très bon modèle, au mica ou au "Mylar", dont on aura vérifié la résistance d'isolement (nous verrons plus loin comment). Le support dans lequel on place le TEC T1 à essayer doit aussi être à très bon isolement.

Initialement, on maintient le courant K fermé, par un aimant placé contre l'ampoule. On règle le potentiomètre P₁ avec son curseur très près de la masse, pour appliquer une tension légèrement positive (ou nulle) à la grille de T₁.

Un contrôleur universel est branché entre les points "M+" et "M-". On ajuste la position de P₂ pour annuler presque la déviation lue sur M (on commence par l'échelle 12 V de ce dernier, ou une échelle voisine).

On ouvre le contact K et l'on fait la lecture comme indiqué plus haut.

Avant les premiers essais, il faut vérifier la qualité des composants du point de vue de leur isolement. Pour cela, on choisit, parmi plusieurs TEC, celui qui présente la fuite grille minimale : on doit facilement trouver des dispositifs ayant moins de 20 pA de fuite (soit plus de 50 s pour 1 V).

Avec ce dispositif, on recommence plusieurs mesures en connectant l'armature "basse" du condensateur C (celle qui n'est pas connectée à la grille de T₁) au curseur d'un potentiomètre de 10 K Ω , sa piste résistante étant connectée entre +V (généralement 12 V) et la masse. Pendant chaque mesure, on ne touche pas à ce potentiomètre, mais on en change le réglage entre deux mesures.

Si, toutes les autres conditions étant égales par ailleurs, les lectures faites ne dépendent pas de la position du curseur de ce potentiomètre, on peut en conclure avec certitude que la fuite propre du condensateur C est négligeable.

Pour vérifier la qualité d'isolement du contact K, il suffit de commencer une mesure normalement, puis, pendant que C se charge et qu'on en suit la charge sur M, on agit sur le potentiomètre P₁, pour placer son curseur à l'extrémité reliée au +V. Il est normal que la variation de V, lue sur M, soit perturbée pendant cette manoeuvre, mais, une fois que l'on n'agit plus sur P₁, le fait que l'évolution de V en fonction du temps suive la même loi qu'avant, montre que la fuite de K est négligeable.

Plus le courant grille du TEC à caractériser est faible, plus on doit soigner le montage, la stabilisation de la tension qui l'alimente, la qualité des composants. Mais on est généralement surpris de la facilité avec laquelle on peut obtenir des isolements relevant de l'électrométrie.

Si l'on doit mesurer, par exemple, des courants grille de 0,2 pA, soit 200 fA (ou $2 \cdot 10^{-13}$ A), ce qui peut se rencontrer dans certains TEC, comme le ESM 25 par exemple (TEC double), avec un condensateur C de 1 nF, la vitesse de charge est alors de :

$$2 \cdot 10^{-4} \text{ V/s}$$

Pour réduire la durée de mesure à 100 s (soit déjà plus d'une minute et demie), on doit se limiter à une variation de tension de 20 mV. On peut mesurer une telle tension sur un contrôleur universel, sur son échelle 0,5 V, à condition que la tension d'alimentation du montage de la figure 4.2 soit particulièrement stable. Il faut avoir apprécié, avant de faire une telle mesure, la régularité parfaite de la montée de la tension lue.

Dans ces mesures extrêmes, il est préférable de limiter la variation possible de la tension du curseur de P₂, quitte à limiter les possibilités de mesure correspondant à une charge initiale non nulle dans C. On place alors une résistance en série entre le +V et le haut du potentiomètre P₂. Il faut aussi faire attention aux fortes variations de température pendant la mesure.

Enfin, toujours dans le cas des mesures "quasi-électroniques", pour des TEC dont le courant grille est inférieur au picoampère, il faut protéger le montage, pendant la mesure, aux influences électrostatiques. A l'extrême, il faut placer le montage de la figure 4.2 au fond d'une boîte métallique, relativement haute par rapport à sa largeur et à sa hauteur, reliée au pôle de l'alimentation (et, éventuellement, à une prise de terre). Il faut également rester relativement immobile pendant la mesure, et choisir un moment où l'on ne risque pas de perturbations par des passages de personnes à proximité du montage. Il ne faut pas oublier, en effet, qu'une personne peut présenter une grande différence de potentiel par rapport à la terre, si l'isolement des semelles le permet (ce qui arrive souvent) : le montage de la figure 4.2 joue alors le rôle d'un "détecteur de proximité", ce qui perturbe la mesure. Il y a lieu de signaler que, pour obtenir un courant grille exceptionnellement bas, il est bon de limiter la tension drain-source à moins de 12 V, éventuellement moins encore : le courant grille de nombreux TEC croît rapidement pour des valeurs de tension drain-source bien en deçà de la tension maximale donnée par les caractéristiques.

C'est la raison pour laquelle, si l'on veut obtenir le maximum d'isolement d'entrée (le minimum de courant grille), il faut réduire la tension drain-source au strict minimum : on gagne encore, dans quelques TEC, en réduisant cette tension à 6 V. Evidemment, étant donné que l'on souhaite une forte variation de potentiel du drain ou de la source (ou des deux), il faut utiliser des montages spéciaux pour permettre l'utilisation du TEC sous une tension drain-source presque constante. Pour cette raison, le montage abaisseur d'impédance que nous verrons sur la figure 4.4 doit être limité comme utilisation à une faible excursion de tension d'entrée, pour ne jamais soumettre les TEC à une tension drain-source supérieure à 8 V (si on peut même ne pas dépasser 6 V, c'est encore mieux)..

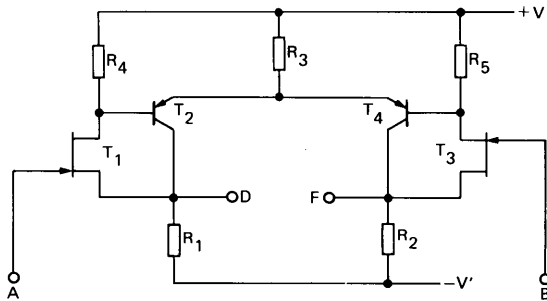


Figure 4.4 — Amplificateur de mesure symétrique (pour compenser les V_{GS} des deux TEC appariés T_1 et T_3). Exemple de réalisation : T_1 et $T_3 = \text{ESM } 25$, $T_2 = T_4 = \text{2N } 2907$, $R_1 = R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$, R_3 à ajuster pour avoir, dans les conditions d'emploi, environ 2 V de chute à ses bornes, ou à remplacer par deux ou trois diodes 1N 4148 dans le sens passant, $R_4 = R_5 = 27 \text{ k}\Omega$.

4.1.3 — Variation avec la température

Le courant grille "global" que l'on mesure sur un TEC est dû à plusieurs causes, dont les principales sont :

- le courant grille "réel", dû à la fuite de la jonction à l'intérieur du boîtier du TEC.

- le courant de "fuite de surface", se produisant sur la pastille du TEC, mais pas dans la jonction.
- le courant de fuite du boîtier, uniquement dû à la fuite entre les connexions arrivant dans le boîtier.

Le premier de ces trois courants, qui est souvent le plus faible, suit la loi habituelle de variation avec la température : il double pour toute élévation de la température d'environ 10 °C. Il peut donc être multiplié par près de 1.000 pour une élévation de température de 100 °C (car $2^{10} = 1.024$). Les autres courants de fuite varient beaucoup moins en fonction de la température, ce qui fait que le courant "global" peut varier fort peu quand on modifie la température du boîtier.

A titre d'exemple, le courant grille total relevé sur un ESM 25 à 0 °C est de 0,83 pA. Ce même dispositif, à 60 °C, a un courant grille de 38,4 pA, soit un rapport de près de 47, qui est proche de $2^{5,5}$. Pour 60 °C d'élévation de température, la valeur de courant grille a, si l'on peut dire, "doublé 5,5 fois", ce qui revient à dire qu'elle double en 60/5,5 soit 10,8 °C. La loi de variation est très proche de la loi théorique des jonctions, donc on peut conclure que le courant de fuite est essentiellement dû à la véritable fuite de la jonction grille-canal.

A l'opposé, un autre dispositif a montré un courant de fuite grille de 33 pA à 0 °C, passant à 57,5 pA à 60 °C. En admettant que la variation de I_G entre 0 °C et 60 °C (soit pour le deuxième TEC $57,5 - 33 = 22,5$ pA) ne soit due qu'à celle du "vrai" courant de fuite de jonction (dont nous avons mesuré la variation sur le premier TEC, où elle valait 46 fois sa valeur à 0 °C), on en conclut que ce "vrai" courant est égal à 0 °C à :

$$22,5 : 46 = 0,49 \text{ pA}$$

Il y a donc $33 - 0,49 = 32,5$ pA de courant de fuite de surface et de boîtier.

4.2 — VARIATION DE LA POLARISATION AVEC LA TEMPERATURE

Examinons maintenant comment la température agit sur la caractéristique $I_D = f(V_{GS})$. La modification de cette caractéristique sous l'influence de la température agit sur la polarisation du TEC, soit sur un décalage continu de tension ramené à l'entrée : il est donc essentiel de connaître l'importance de cette variation et les moyens de s'en affranchir plus ou moins complètement.

4.2.1 — Rappel de la justification physique

Le mouvement des charges dans le canal d'un TEC est dû au champ électrique entre drain et source. Ce mouvement est d'autant plus important que la mobilité des porteurs est grande ; de plus il est affecté par la variation de la barrière de potentiel en fonction de la température.

Or, l'effet de la température sur la mobilité (qui croît quand la température décroît) va en sens inverse de son effet sur la barrière de potentiel. L'effet sur la mobilité sera donc prédominant (avec réduction du courant drain quand la température augmente) pour les fortes valeurs de courant drain. (cf. § 2.1.3).

En revanche, pour les faibles valeurs du courant drain (au voisinage du blocage), c'est l'effet de la barrière de potentiel qui est prédominant ; donc, à faible courant, on constatera une augmentation du courant drain quand la température croît. (cf. § 2.1.4).

La courbe donnant le courant drain en fonction de la tension grille-source est tracée sur la figure 4.3, en trait plein (courbe A) pour la température de 25 °C, et en trait mixte (courbe B) pour la température de 75 °C. On voit donc que, pour la température de 25 °C, le courant I_{DSS} est supérieur à ce qu'il est pour 75 °C. En revanche, la tension de blocage $V_{GS\ off}$ est plus faible (en valeur absolue) à froid qu'à chaud.

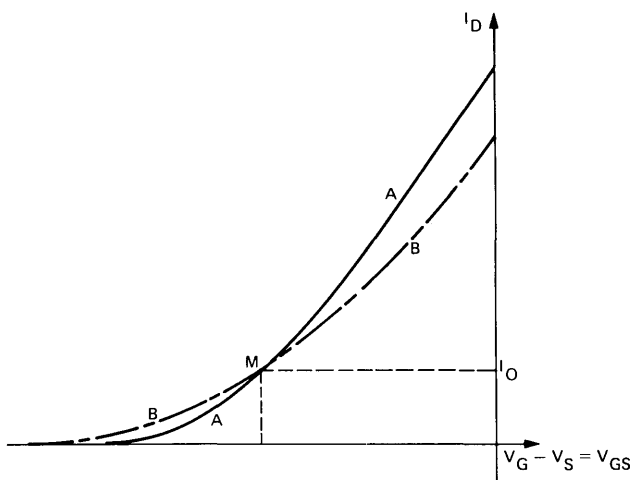


Figure 4.3 — La courbe $I_D = f(V_{GS})$ d'un TEC se présente comme en (A) (trait gras) à une certaine température, comme en (B) (trait mixte) à une température plus élevée. Au point M (courant drain I_O), la température n'agit pas.

4.2.2 — Le point à dérive nulle

On voit, sur les courbes de la figure 4.3, qu'il y a un point M où elles se coupent. L'expérience montre que les courbes d'un même TEC, tracées pour de nombreuses températures toutes différentes, passent pratiquement par ce même point. Il correspond donc à un régime de fonctionnement pour lequel, à une polarisation donnée, est lié un courant drain donné, indépendant de la température. (cf. § 2.1.6).

Seule, une détermination expérimentale permet de trouver rigoureusement ce point. (cf. figure 2.12) Cependant, on a vu que l'on peut donner une valeur approchée du courant I_O correspondant à ce point, à partir des valeurs de :

I_{DSS} (courant de drain pour $V_{GS} = 0$ et $V_{DS} > V_{GS\ off}$; $V_{GS\ off}$ (ou V_{GSX}), tension grille-source

provoquant le blocage du TEC.

Le courant I_0 est très voisin de :

$$I_1 = \frac{4 I_{DSS}}{9 (V_{GS \text{ off}})^2} \quad \text{tiré de la relation (2.13)}$$

L'écart entre I_0 et I_1 augmente pour les faibles valeurs de I_{DSS} . On pourrait conclure de la formule ci-dessus que, pour un TEC dont la tension $V_{GS \text{ off}}$ est de 0,66 V, le point à dérive nulle correspond à une polarisation nulle ; ce n'est pas tout à fait exact, mais, pour les TEC à très faible $V_{GS \text{ off}}$ (moins de 0,5 V), on ne trouve plus de point à dérive nulle.

La valeur I_1 sert d'indication ; elle permet de choisir une première valeur de courant drain quand on veut trouver expérimentalement le point à dérive nulle.

Si l'on a affaire à un TEC dont le courant I_{DSS} est élevé, il peut être relativement difficile de bien mesurer ce courant : le TEC s'échauffe pendant la mesure, et cela provoque une diminution de I_{DSS} , alors que la valeur de $V_{GS \text{ off}}$ est mesurée avec un courant drain presque nul, sans aucun échauffement du boîtier. Donc, pour mesurer I_{DSS} , il faut procéder en impulsions, en appliquant à la grille une polarisation connue $-P$ ($P > |V_{GS \text{ off}}|$) et en superposant à cette polarisation des impulsions courtes, à faible rapport cyclique, d'amplitude $+P$ (amenant, pendant un temps très court, la grille au potentiel de la source) : on mesure le courant drain pendant ces impulsions.

On y arrive facilement, avec un traceur de courbes comme le 576 de TEKTRONIX : on utilise le générateur de marches (pour la grille ou la base) en positif, produisant N marches de K volts (K étant 0,5, 1 ou 2), en mettant la commande de décalage "offset" sur "oppose", le potentiomètre d'offset étant réglé exactement à N tours. On emploie alors le fonctionnement en impulsions, d'une largeur de 80 μs ou 300 μs indifféremment. Par exemple, on a réglé le générateur de marches sur 1 V / marche, le nombre N étant 6 (si le $|V_{GS \text{ off}}|$ est inférieur à 6 V), la polarité du générateur en "positif" (contrairement à ce que l'on fait habituellement pour le relevé du réseau des TEC à canal N) et le potentiomètre d'offset à 6,00. La tension grille-source est alors de -6 V, des trains de six impulsions viennent se superposer à cette tension: La première impulsion est de 1 V, portant la grille à la valeur crête -5 V ; la deuxième impulsion est de 2 V, portant la grille en crête à -4 ... la dernière impulsion a une amplitude de 6 V, portant la grille, pendant 80 ou 300 μs suivant le régime choisi, au potentiel zéro. Le point brillant le plus haut sur le cadran du tube cathodique permet alors de lire le I_{DSS} sans aucun échauffement du TEC.

Si nous prenons, par exemple, un dispositif ayant un courant I_{DSS} de 6,4 mA à 25 °C et un $V_{GS \text{ off}}$ à cette même température de 1,90 V (pour réduire I_D à environ 1 nA), la détermination théorique donne :

$$I_1 = 0,79 \text{ mA}$$

La détermination expérimentale de ce point à dérive nulle donne :

$$I_0 = 0,72 \text{ mA}$$

Avec ce même TEC, si l'on maintient constant le courant drain à $I_D = 1,5$ mA, on trouve une variation de polarisation en fonction de la température qui est de l'ordre de 0,8 mV/°C, soit environ 70 mV pour une variation de température de 90 °C (de -40 °C à $+50$ °C).

4.2.3 – Les TEC doubles

C'est pour réduire la dérive de polarisation en fonction de la température que l'on a réalisé des TEC doubles, faits de deux dispositifs appariés montés dans le même boîtier, comme le ESM 25 ou le 2 N 5198.

Ces TEC doubles sont spécifiés en appariement par trois valeurs garanties :

- Le rapport des I_{DSS} (écart inférieur à 20 % pour le ESM 25)
- La différence des deux V_{GS} pour le même I_D (soit moins de 25 mV pour le ESM 25 et moins de 10 mV pour le 2 N 5198, pour $I_D = 200 \mu A$)
- La variation de $V_{GS1} - V_{GS2}$ en fonction de la température (soit moins de $80 \mu V/^{\circ}C$ pour le ESM 25).

On voit que, pour le ESM 25, par exemple, la dérive thermique d'un étage symétrique est donc, au maximum, le dixième de ce que donne un seul TEC à courant drain constant (celui-ci étant le 2 N 3823 de l'exemple précédent, qui donnait déjà trois fois moins de dérive que le V_{BE} d'un transistor à jonctions).

Pour le 2 N 5199, la dérive différentielle thermique est réduite à $40 \mu V/^{\circ}C$; elle tombe à $20 \mu V/^{\circ}C$ pour le 2 N 5198. Signalons, en outre, que ces deux dispositifs sont certifiés en fuite de grille avec un maximum de 25 pA à $25^{\circ}C$.

4.3 – LES AMPLIFICATEURS CONTINUS A TEC ET TRANSISTORS BIPOLAIRES

Comme nous l'avons précisé plus haut, dans le cas des amplificateurs à liaisons continues, le but essentiel est d'obtenir une grande impédance d'entrée, liée à une dérive d'entrée aussi faible que possible.

On utilise alors presque toujours les montages du type "drain commun" (ou "source follower", ou "sourçodyne") et ceux qui s'y rattachent.

L'étage d'entrée à TEC peut être constitué d'un seul TEC en montage non-symétrique, mais c'est assez rare : une telle disposition introduit un décalage de tension, que l'on doit compenser, et qui n'est pas constant, si la température varie. L'utilisation d'un TEC au régime spécial correspondant à la dérive thermique nulle est assez délicate ; de plus, elle nécessite une détermination précise de ce régime. Cette détermination doit être faite individuellement sur chaque TEC ; elle est longue à faire avec précision.

On préfère donc, le plus souvent, un étage d'entrée symétrique, soit avec deux TEC du même type, soit, de préférence, avec un TEC double, du genre ESM 25 ou 2 N 5198.

4.3.1 – Circuits utilisés

Une bonne solution pour réaliser un amplificateur à couplage continu avec un TEC en drain commun à l'entrée est d'employer le montage de la figure 3.26, amélioré pour le rendre symétrique. On arrive alors au montage de la figure 4.4. Etant donné qu'il est normalement destiné à fonctionner en diffé-

rentiel, le courant total des deux PNP doit être constant. On peut donc se contenter de la résistance R_3 pour réaliser la chute de tension fixe entre $+V$ et les émetteurs PNP. Cette chute de tension a pour but de permettre l'envoi d'un courant constant par R_4 et d'un autre par R_5 , ces deux courants étant égaux, pour faire fonctionner les TEC avec une composante continue de courant drain suffisante, ce qui accroît leurs pentes. Cependant, comme nous le verrons plus loin, il peut y avoir un "mode commun" important sur les entrées A et B, le courant total des collecteurs de T_2 et T_4 varie : il y a, alors intérêt à remplacer R_3 par deux ou trois diodes au silicium dans le sens direct.

Le circuit de la figure 4.4 a deux entrées, A et B, deux sorties D et F et deux connexions d'alimentation, $+V$ et $-V'$. En réalité, il s'agit plutôt de deux amplificateurs de gain unité, maintenant respectivement constantes les tensions :

$$V_1 = V_D - V_A \quad \text{et} \quad V_2 = V_F - V_B,$$

avec cette condition supplémentaire que les valeurs de V_1 et V_2 sont très proches l'une de l'autre, de telle sorte que la valeur de $V_D - V_F$ (tension différentielle de sortie) est très proche de celle de $V_A - V_B$ (tension différentielle d'entrée).

Les potentiels des entrées A et B ne peuvent être quelconques par rapport à $-V'$ et $+V$. En effet, si le potentiel d'une entrée, A par exemple, devient trop bas (inférieur à $-V'$), T_1 tend à se bloquer, et il n'y a plus une tension constante entre la sortie D et l'entrée A.

Quand le potentiel d'une des entrées, A par exemple, monte trop, le transistor T_2 arrive à saturation, il n'y a plus de gain pour l'amplificateur correspondant. Si V_A continue à augmenter, la jonction grille-canal de T_1 devient conductrice.

En général, on porte une des grilles à un potentiel donné par rapport aux alimentations $-V'$ et $+V$. La seconde reçoit la tension d'entrée, comptée par rapport à la première grille (à un décalage constant près pour faire la remise au zéro de l'ensemble). Le tout est donc monté comme l'indique la figure 4.5.

Les résistances R_1 et R_4 fixent le point moyen de fonctionnement de l'entrée B de l'amplificateur (le montage de la figure 4.4 est représenté par un rectangle avec les mêmes lettres repère). Les résistances R_2 et R_3 , de petite valeur et égales entre elles, fixent l'excursion de tension du point B par rapport au point H suivant la position du potentiomètre P.

La résistance R_5 , de forte valeur, sert à protéger le TEC d'entrée contre l'application accidentelle d'une tension trop grande : si celle-ci rend le point A positif, la jonction grille-canal du TEC conduira, le courant étant limité à une valeur faible. Si l'on rend le point A fortement négatif, il y aura passage de courant en régime d'avalanche dans la jonction grille-canal : vu la limitation de sa valeur maximale par R_5 , il n'y aura pas de dommage causé au TEC.

Le choix des résistances R_1 et R_4 dépend de la polarité et de l'amplitude de la tension que l'on veut appliquer à l'entrée de l'étage.

Pour les déterminer, on commence par mesurer l'intervalle de variation du potentiel de A pour lequel la tension $V_D - V_A$ reste constante. Supposons que cette mesure nous ait indiqué que la section $T_1 - T_2$ du montage de la figure 4.4 gardait un gain constant pour V_A compris entre $-V' + 1$ et $-V' + 6$ (potentiels mesurés en volts) ; si nous désirons appliquer à l'entrée des tensions ayant tou-

jours tendance à rendre le point A positif par rapport au point H, nous ferons alors en sorte que la chute de tension aux bornes de R_4 soit de l'ordre de 0,9 V, les tensions aux bornes de R_3 et de R_2 étant de 0,1 V chacune.

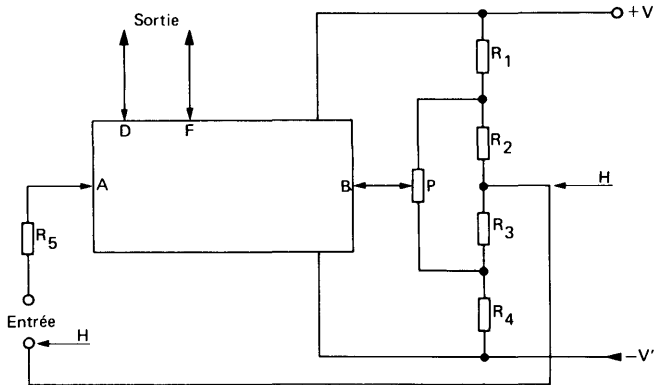


Figure 4.5 – Emploi du montage de la figure 4.4 pour réaliser un voltmètre continu à TEC. Exemple de réalisation (cas des tensions d'entrée rendant A positif par rapport à H): tension de $+V$ à $-V' = 12$ V, $R_1 = 10$ k Ω , $R_2 = R_3 = 120$ Ω , $R_4 = 1$ k Ω , P valeur quelconque de 1 k Ω à 1 M Ω , $R_5 = 4,7$ M Ω , entrée admettant jusqu'à 3 V (pour les tensions d'entrée rendant le point A négatif par rapport au point H, prévoir un commutateur qui remplace R_1 par une 5,6 k Ω et R_4 par une 3,9 k Ω , les autres résistances et le potentiomètre sans changement). Pour les tensions d'entrée supérieures à 3 V, prévoir un diviseur passif à très haute résistance à l'entrée.

Si l'on avait voulu, au contraire à l'entrée des tensions ayant tendance à rendre A négatif par rapport à H, il aurait fallu choisir une polarisation positive plus importante du point H, par exemple une chute de tension de 5,8 V aux bornes de R_4 .

Dans le cas où l'on désire appliquer à l'entrée une tension qui peut être soit positive soit négative, avec des excursions égales dans les deux sens, on porte alors à 3,4 V la chute de tension dans R_4 , toujours en supposant que les tensions aux bornes de R_3 et R_2 sont de 0,1 V chacune. On dispose alors d'une excursion de $\pm 3,5$ V en entrée.

4.3.2 – Performances

Le point le plus important, dans un amplificateur symétrique du type de la figure 4.4, est la dérive ramenée à l'entrée en fonction de la température. Nous avons vu plus haut que le 2 N 5198, par exemple, était garanti comme ayant moins de 20 μ V/ $^{\circ}$ C de dérive thermique différentielle. Donc, dans une gamme de température de $+10$ à $+40$ $^{\circ}$ C (gamme assez courante pour un emploi à l'intérieur d'une pièce, dans un ensemble dégageant fort peu de chaleur), on aurait moins de $30 \times 20 = 600$ μ V, soit, 0,6 mV de dérive thermique.

Si l'amplificateur est destiné à constituer l'étage d'entrée d'un pH-mètre, cette dérive correspond à 0,1 unité de pH. Il convient, toutefois, d'y ajouter la dérive due à la variation de courant grille en

fonction de la température' multipliée par la résistance interne de la source. Pour un pH-mètre, l'électrode de verre atteint couramment $10^8 \Omega$. La valeur maximale de courant grille à 25 °C, pour un 2 N 5198, est de 25 pA. Donc, pour une température de 40 °C, cette valeur maximale passe à 70 pA (en supposant un courant grille qui double tous les 10 °C, la valeur maximale tombe à 8,8 pA. On aura donc une variation maximale de 61 pA environ, soit, dans une résistance de $10^8 \Omega$:

$$10^8 \times 61 \cdot 10^{-12} = 6,1 \cdot 10^{-3} = 6,1 \text{ mV}$$

On réduira l'importance de cette seconde dérive, bien plus gênante que la première dans ce cas, en insérant une résistance, du même ordre de grandeur que celle de la source, en série dans l'autre grille (dans celle du TEC normalement relié au curseur de P dans le montage de la figure 4.5).

Répétons encore que ces valeurs de dérives ont été calculées à partir des caractéristiques maxima des notices, les seules qui soient garanties. Si l'on réalise le montage, on a généralement beaucoup de chance de trouver des dérives dix ou cent fois plus faibles, mais on ne peut compter dessus a priori.

4.3.3 — Montage amélioré à tension drain-source constante et faible

Comme nous l'avons vu plus haut, paragraphe 4.1.3, il faut maintenir la tension drain-source d'un TEC au strict minimum pour réduire le courant de fuite grille à sa valeur minimale, donc pour obtenir les meilleures performances du montage.

Le schéma de la figure 4.4 est parfaitement utilisable, mais, pour en tirer le maximum, il faut soigneusement choisir les valeurs +V et -V, ainsi que les polarisations des entrées A et B par rapport à -V. On le fait en amenant la tension drain-source de chaque TEC au repos à 6 V ou moins si c'est possible.

Comme un TEC demande, pour fonctionner correctement une tension entre drain et grille supérieure à son V_{GSX} , il faut donc, dans le montage 4.4, avoir une tension supérieure à $V_{GSX} + 0,6$ entre le point A et les émetteurs de T₂ et T₄, ainsi qu'une tension supérieure à $V_{GSX} + 0,6$ entre le point B et ces deux émetteurs. Mais ces deux tensions doivent être voisines de cette valeur $V_{GSX} + 0,6$, en tous cas ne pas la dépasser de plus de 3 ou 4 V, ce qui réduit l'excursion possible de tension sur les entrées A et B.

On peut réaliser toutefois un montage permettant une très grande excursion de tension sans faire varier la tension drain-source du TEC utilisé, ceci par le montage de la figure 4.6.

Le montage semble fort compliqué, mais sa réalisation l'est moins. Le but est de maintenir une tension constante entre source et drain du TEC "actif" T₁ (le TEC T₂ ne sert que de compensation, il peut avoir un courant grille plus élevé, d'ailleurs on n'a pas à faire varier le potentiel de sa grille, sauf pour l'ajustage du zéro).

Pour cela, on envoie un courant constant de 1 mA (avec les valeurs de composants indiqués sur le schéma, données ici à titre indicatif), fourni par le transistor T₆ monté en générateur de courant constant, dans la chaîne de résistance R₂ - R₃. On maintient donc une tension constante de 4,7 V entre le point (G) et le point (F). Le transistor T₅, en collecteur commun, est commandé par le point (G) et donne, en (H) une tension supérieure de 4,7 - 0,6 = 4,1 V à celle de (D). Il y a encore 0,6 V de chute de tension dans la jonction base-émetteur de T₃, il reste donc 4,1 - 0,6 = 3,5 V entre

source et drain de T₁ (cette valeur a été choisie pour un ESM 25 ou 2 N 5198 car elle suffit dans ce cas, on peut avoir à l'ajuster pour un autre TEC en modifiant la valeur de R₂).

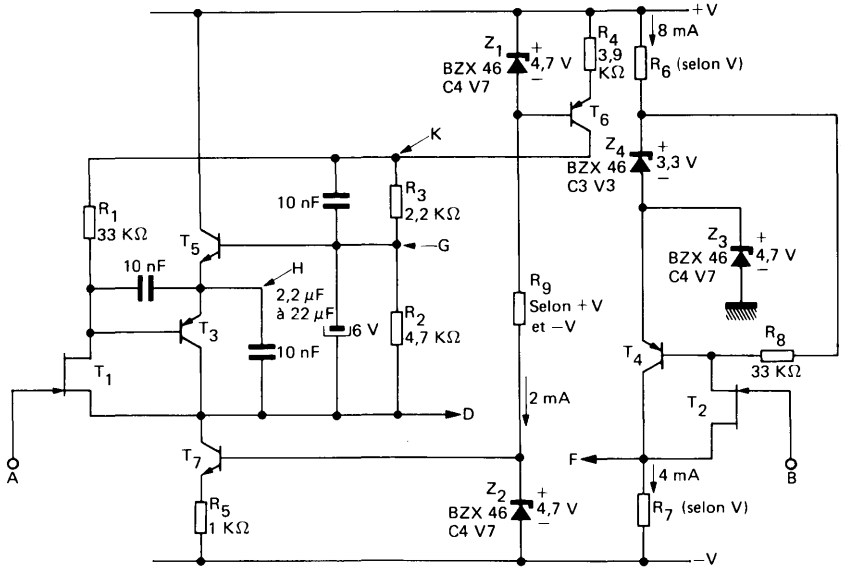


Figure 4.6 – Montage amélioré réduisant le courant grille du TEC

Le transistor T₇ est un montage à courant constant, destiné à faire fonctionner T₃ avec un courant collecteur constant d'environ 4 mA ; on a donc, pour T₃ une charge de résistance dynamique presque infinie.

La résistance R₃ sert à disposer, au point (K), d'un potentiel supérieur de 2,2 V à celui du point G, donc supérieur de $2,2 + 0,6 + 0,6 = 3,4$ V à celui du drain de T₁, ce qui envoie par R₁ un courant constant, voisin de 100 μA, dans le drain de T₁, pour améliorer le gain de boucle de l'ensemble T₁ – T₂.

Les autres condensateurs indiqués servent à empêcher que le tout oscille en haute fréquence : il y a plusieurs boucles dans le circuit et les gains de boucle sont importants. Avec les condensateurs indiqués, le tout fonctionne sans accrochage.

Pour la partie "compensation", utilisant les transistors T₂ (aussi identique que possible à T₁) et T₄, on n'a pas répété le schéma de la partie active, ceci pour deux raisons :

- ce schéma est assez complexe
- il n'est pas nécessaire de prévoir une grande excursion de potentiel de l'entrée (B) par rapport à la référence (ou "masse", correspondant à la cathode de la diode Zener Z₃), d'ailleurs cette

partie de l'ensemble n'a pas besoin d'avoir un courant grille exceptionnellement réduit.

La résistance R7 est à choisir pour que le courant collecteur de T4 soit d'environ 4 mA, comme celui de T3 (le potentiel collecteur de T4 variant à peine, contrairement à celui du collecteur de T3, il est inutile de prévoir un transistor à courant constant, homologue de T7, pour la charge collecteur de T4).

Ce montage permet d'obtenir le maximum d'un TEC de très haute qualité comme le ESM 25 ou le 2 N 5198, et, si l'on a bien choisi les transistors T5, T6 et T7 pour qu'ils aient un $V(BR)_{CEO}$ égal ou supérieur à $+V + -V$, on peut obtenir, au point (D), une excursion de potentiel allant de $-V + 5$ à $+V - 12$, qui peut donc atteindre ± 30 V si c'est nécessaire.

Malgré la dissymétrie "apparente" du montage, les TEC T1 et T2 fonctionnent d'une façon tout à fait symétrique, réduisant la dérive des tensions VGS en fonction de la température.

Le schéma de la figure 4.6 peut être utilisé avec un montage du type de celui de la figure 4.5, mais il n'y a plus lieu de modifier les résistances R1 et R4 pour passer du cas où (A) est positif par rapport à (H) au cas opposé.

4.4 — LES AMPLIFICATEURS CONTINUS A TEC ET AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

On emploie souvent, dans les amplificateurs continus à haute résistance d'entrée, un étage d'entrée à TEC suivi d'un amplificateur opérationnel. Ce dernier est chargé du gain en tension (et, certains cas, du gain en courant supplémentaire).

L'intérêt de cette méthode est qu'elle permet d'utiliser un amplificateur opérationnel dont le courant de polarisation d'entrée est relativement important (par exemple $1 \mu A$ si l'on n'a pas trouvé mieux), sans que ce courant perturbe la source d'attaque.

4.4.1 — Les montages utilisés

On peut, pour coupler des étages d'entrée à TEC à un amplificateur opérationnel, les monter en drain commun comme l'indique la figure 4.7. Dans ce montage, quand on tend à rendre la grille de T1 positive, il y a augmentation de potentiel de sa source, ce qui augmente le potentiel de l'entrée plus celui de l'amplificateur opérationnel A, provoquant immédiatement une augmentation du potentiel de la sortie S de A. Cette sortie S étant reliée à la grille de T2, le potentiel de cette grille tend donc à varier exactement dans la même proportion que celui de la grille de T1.

On a utilisé le -15 V d'alimentation de l'amplificateur A pour pouvoir augmenter notablement les résistances de charge R1 et R2 : ainsi, les gains des deux étages drain commun sont plus proches de l'unité. Il n'est d'ailleurs pas nécessaire que ces gains soient égaux à l'unité, il suffit qu'ils aient des valeurs aussi proches que possible. Dans la mesure où A maintient, par la contre-réaction sur la grille de T2, une différence de potentiel pratiquement nulle entre les sources des TEC, il y a, de même, une différence de potentiel pratiquement nulle entre les grilles de ces TEC, si leurs tensions grille-source sont égales.

Pour l'alimentation des drains, on n'a pas utilisé le +15 V de A, car il est préférable, ainsi que nous l'avons expliqué plus haut, de limiter la tension d'alimentation drain à une valeur pas trop grande pour bien profiter du courant grille minimal des TEC.

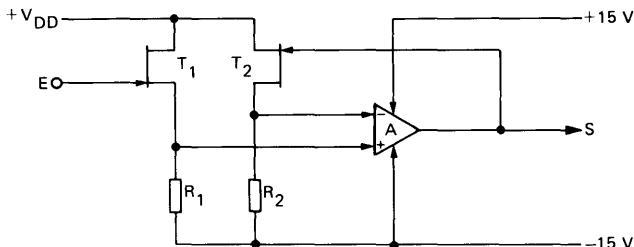


Figure 4.7 – Utilisation d'un TEC double à l'entrée d'un amplificateur opérationnel pour augmenter l'impédance d'entrée. Exemple d'utilisation : T_1 et $T_2 = 2N\ 5198$, $R_1 = R_2 = 15\ k\Omega$, $A = SF.C\ 2741$, gain unité en tension.

Dans ce montage, nous avons affaire à deux sources possibles de décalage de tension entre l'entrée E et la sortie S.

Il y a d'abord la différence des deux tensions grille-source des deux TEC (on la minimise par emploi d'un TEC double apparié) ; on trouve ensuite le décalage propre de tension d'entrée (tension résiduelle d'entrée, ou offset) et de l'amplificateur A.

Ces deux tensions ayant des signes quelconques, on doit considérer le pire cas : celui où elles s'ajoutent. On ajoute donc aussi les dérives thermiques de ces tensions.

Prenons un exemple numérique : T_1 et T_2 sont les deux éléments d'un 2 N 5198 et A est un amplificateur opérationnel du type SFC 2301 A.

En tension résiduelle statique, le SFC 2301 A a une valeur maximale de 7,5 mV (la dérive en température est garantie inférieure à $30\ \mu V/^{\circ}C$) : Le 2 N 5198 a un écart entre les deux V_{GS} inférieur à 10 mV, la dérive correspondante étant de $20\ \mu V/^{\circ}C$ maximum.

On voit donc que, pour le tout, l'écart maximal de tension entre E et S est de :

$$7,5 + 10 = 17,5\ mV$$

et que la dérive thermique maximale de l'ensemble est de :

$$30 + 20 = 50\ \mu V/^{\circ}C$$

On remarque que, ici, le TEC double intervient plus que l'amplificateur opérationnel pour la tension résiduelle, mais moins que ce dernier pour la dérive thermique.

De toutes façons, on aurait intérêt à éliminer, au premier ordre près, la tension résiduelle et la dérive de l'amplificateur opérationnel, puisque nous ne pouvons pas nous passer du double TEC pour des problèmes de résistance d'entrée.

On y arrive, dans une certaine mesure, en faisant en sorte que le premier étage à double TEC ait un certain gain en tension, ce qui est le cas du montage indiqué sur la figure 4.8.

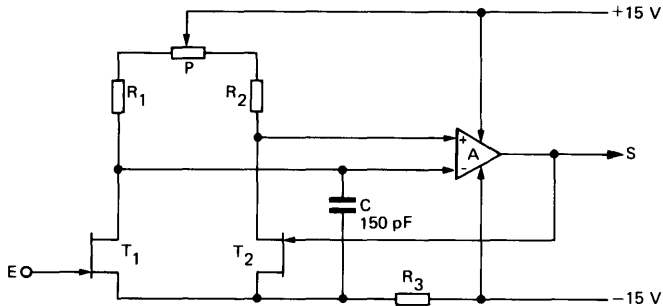


Figure 4.8 — En montant les deux TEC à l'entrée en source commune, on peut ne tenir compte que de l'offset et de la dérive du double TEC, sans avoir à y ajouter ceux de l'amplificateur opérationnel (contrairement au cas du montage de la figure 4.7).
Exemple de réalisation : $T_1 - T_2 = 2N\ 5198$, $A = SF.C\ 2741$, $R_1 = R_2 = 56\ k\Omega$, $R_3 = 39\ k\Omega$, $P = 4,7\ k\Omega$, gain unité en tension.

Ici, les deux TEC, T_1 et T_2 , sont montés en amplificateur différentiel avec une forte résistance commune de source, R_3 . Les résistances de charge de drains, R_1 et R_2 (augmentées chacune d'une partie du potentiomètre d'équilibrage P), sont calculées de telle sorte que les tensions de drain soient relativement faibles, en tous cas pour que l'amplificateur opérationnel puisse supporter le mode commun correspondant.

Le courant de polarisation d'entrée de l'amplificateur opérationnel ne compte pas ici ; pour un SFC 2301 A, il est de l'ordre de 250 nA max, alors que les courants drain des deux TEC sont de l'ordre de 200 μ A (ce qui suppose une résistance R_3 de l'ordre de 40 $K\Omega$) pour se trouver dans la condition de meilleur appariement selon la notice du 2 N 5198 : le courant drain de chaque TEC est donc au moins 800 fois plus grand que le courant de polarisation d'entrée de l'amplificateur.

Si l'on a des pentes de 0,3 mS pour chaque TEC, avec des résistances R_1 et R_2 de l'ordre de 60 $K\Omega$, cela représente un gain de l'ordre de 9, en tension, entre la variation du potentiel de E et celle des potentiels des deux drains, en supposant le potentiel de la grille de T_2 fixe.

Dans, les dérives spécifiques de l'amplificateur opérationnel interviennent dans celles de l'entrée après division par 9 : autant dire que ces dérives ne comptent absolument plus. On peut même se permettre de choisir un amplificateur opérationnel moins performant que le SFC 2301 A.

Il ne restera rigoureusement que l'écart des V_{GS} des deux TEC (soit moins de 10 mV dans le cas du 2 N 5198) entre la tension d'entrée E et la tension de sortie S. La dérive thermique sera celle des TEC, soit moins de 20 $\mu V/^\circ C$.

Les avantages de l'utilisation de l'amplificateur opérationnel, surtout dans le montage de la figure 4.7, sont : le très grand gain de ce dernier, qui permet d'obtenir un gain global extrêmement proche de l'unité (à 10^{-5} près), et l'impédance de sortie presque nulle de l'ensemble, en raison du taux de contre-réaction énorme du montage.

Il reste toutefois un point qui est désavantageux pour le montage de la figure 4.8 : la stabilité en fréquence.

Pour le montage de la figure 4.7, il suffit, généralement, de prendre, comme condensateur de compensation en fréquence pour l'amplificateur opérationnel, celui qui aurait permis de fonctionner en gain unité (en "suiveur"), dans la mesure où l'on estime que le déphasage apporté par les étages à TEC en drain commun est négligeable. On se contente donc de placer un condensateur de 30 pF entre les broches 1 et 8 du SFC 2301 A.

Mais, dans le cas du montage de la figure 4.8, en raison du gain supplémentaire apporté par les étages à TEC et des déphasages possibles, on est obligé d'augmenter le condensateur de compensation, éventuellement de le porter à 50 ou 100 pF, pour reculer vers les fréquences basses le premier pôle de l'amplificateur A, et assurer ainsi la stabilité de l'ensemble.

Le potentiomètre P sur le schéma de la figure 4.8 sert à équilibrer les résistances drain des deux TEC. Pour le régler, la meilleure solution consiste à supprimer momentanément la connexion entre S et la grille de T₂, et de porter simultanément les deux grilles au potentiel de la masse (le point commun des alimentations +15 et -15 du montage). On règle alors le potentiomètre P aussi près que possible du point pour lequel la tension de sortie de S passe de -13 V à +13 V. En effet, vu le gain considérable de A, il est pratiquement impossible, le montage étant en boucle ouverte, d'amener la sortie à une tension proche de zéro : un millivolt de déséquilibre entre les tensions des drains suffit pour amener A en "butée", soit dans un sens soit dans l'autre.

Les montages des figures 4.7 et 4.8 ont un gain en tension égal à l'unité. Si l'on désire un montage ayant un gain en tension plus grand que 1, on peut employer un TEC double plus un amplificateur opérationnel, avec une contre-réaction qui ne soit pas totale. Un exemple de ce type d'amplificateur est indiqué sur la figure 4.9.

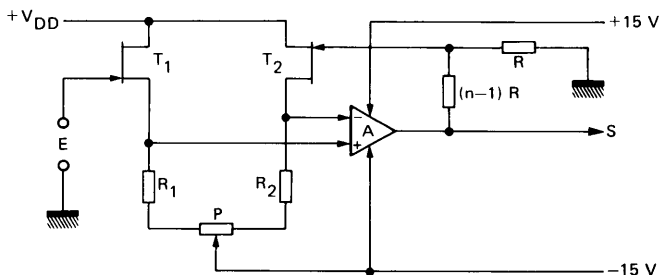


Figure 4.9 – Modification du montage de la figure 4.7 pour avoir une grande impédance d'entrée avec un gain en tension égal à n.

Ce montage présente une grande analogie avec celui de la figure 4.7, mais il en diffère par le diviseur de tension $(n-1)R - R$, de rapport n, qui applique sur la grille de T₂ 1/n de la tension de sortie S. On a donc un gain en tension de n. Le potentiomètre P règle l'équilibrage des résistances de source des deux TEC.

Ce montage, utilisant les TEC en source commune, présente, comme nous l'avons vu plus haut,

l'inconvénient d'ajouter le décalage de tension et la dérive thermique de l'amplificateur opérationnel à ceux des TEC. Si nous l'avons indiqué, c'est qu'il est préférable au montage de la figure 4.8 pour les valeurs faibles de n . En effet, pour un gain faible, on peut avoir à appliquer une tension de plusieurs volts entre la grille de T_1 et la masse, alors que, dans le montage de la figure 4.8, l'admission grille est réduite, en raison de la grande valeur de mode commun qui en résulte sur les entrées de A.

Toutefois, le montage de la figure 4.8 est parfaitement adaptable au cas où on désire un gain en tension relativement important (plus de 20 par exemple), et l'on obtient le montage de la figure 4.10.

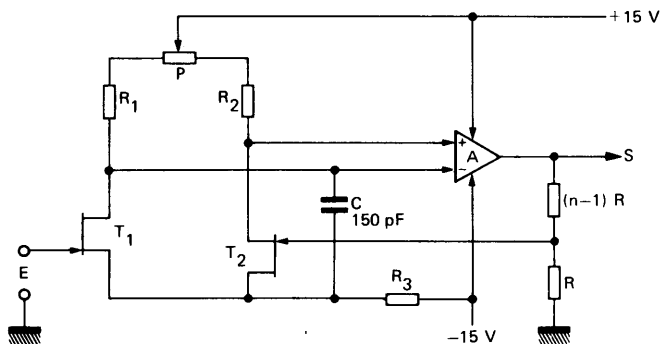


Figure 4.10 — Modification du montage de la figure 4.8 pour avoir un gain en tension égal à n , avec une grande impédance d'entrée.

Comme dans tous les montages utilisant un amplificateur opérationnel, il faut placer, entre les broches adéquates, un condensateur de compensation de fréquence, si l'amplificateur en nécessite un. Dans le cas d'un SFC 2741, on peut se passer de cette compensation, car elle est intégrée.

On assure presque toujours l'arrêt des oscillations H.F éventuelles d'un montage à TEC plus amplificateur opérationnel avec le TEC en source commune par utilisation d'un simple condensateur de 100 à 330 pA entre la source des TEC et l'entrée "moins" (entrée inverseuse) de l'amplificateur opérationnel, ainsi qu'on le voit sur les figures 4.8 et 4.10.

4.2.2 — Comparaisons avec les amplificateurs opérationnels à faible courant d'entrée

Dans de nombreuses applications, on voit des amplificateurs opérationnels spéciaux, dont les transistors d'entrée sont du type "super gain", qui permettent de réduire la consommation de courant aux entrées à une valeur très faible.

C'est ainsi que le SFC 2108, par exemple, ne consomme, en courant de polarisation d'entrée, qu'une intensité inférieure à 2 nA, la valeur typique étant de 0,8 nA (800 pA). Sa dérive thermique n'est que de $5 \mu V/^{\circ}C$, son décalage de tension n'étant que de 0,5 mV à $25^{\circ}C$.

On a donc là des possibilités fort intéressantes, en ce qui concerne le décalage et la dérive thermique. L'impédance d'entrée est également bonne, quoique nettement plus faible que celle des étages à TEC.

Néanmoins, il faut comparer les deux possibilités dans toute la gamme de température possible.

En ce qui concerne les TEC, on sait que leur courant grille double à peu près tous les 10 °C. Pour le courant d'entrée des amplificateurs opérationnels, au contraire, le courant diminue quand la température augmente. Par exemple, un relevé effectué sur un SFC 2108 A a montré que le courant d'entrée, partant de 1,31 nA à 25 °C, passait à 1,02 nA à 60 °C. Ce phénomène s'explique par le fait que le courant d'entrée des amplificateurs opérationnels est le courant base des transistors d'entrée, alors que le gain moyen de ces transistors augmente avec la température.

Si l'on compare cet amplificateur avec un 2 N 5198, dont le courant grille est de 25 pA max à 25 °C, on voit que, pour une élévation de température de 55 °C environ, la valeur maximale du courant grille est multipliée par 40, ce qui l'amène à 1 nA, soit au même ordre de grandeur que le courant de polarisation d'entrée du SFC 2108 A. On en conclut donc que, à partir de 80 °C, l'amplificateur opérationnel du type SFC 2108 A est plus performant que le montage à TEC double.

Si l'on considère un TEC dont le courant grille maximal à 25 °C est de 100 pA, par rapport au courant maximal de polarisation d'entrée d'un SFC 2108 A qui est de 2 nA, il suffirait de passer à 65 °C pour que le courant maximal de grille des TEC soit supérieur au courant maximal de polarisation de l'amplificateur opérationnel.

Comme l'amplificateur opérationnel donne un décalage d'entrée bien plus faible et une dérive thermique plus réduite que les valeurs correspondantes des TEC, on pourrait en conclure que la solution à TEC est presque toujours inférieure à la solution à SFC 2108 A.

En réalité, il faut tenir compte des faits suivants :

- Dans de nombreux cas, on opère à la température ambiante soit à près de 25 °C, auquel cas les TEC sont toujours avantageux en courant de fuite grille par rapport aux amplificateurs opérationnels.
- Les valeurs données pour les courants d'entrée des amplificateurs opérationnels sont des maxima, mais la valeur réelle, si elle est inférieure à la valeur maximale, ne l'est pratiquement jamais dans un rapport de plus de 4 ou 5 (le courant de polarisation d'entrée d'un SFC 2108 A ne descend jamais en dessous de 0,4 nA), alors que la valeur réelle de fuite grille d'un TEC est souvent inférieure dans un rapport 20 ou même 100 à la valeur maximale indiquée.

On peut donc conclure que, quand on opère à la température ambiante normale (20 °C), l'amplificateur à TEC à l'entrée sera toujours largement supérieur au SFC 2108 A en ce qui concerne les courants d'entrée ; il lui est inférieur en ce qui concerne la dérive thermique et surtout en ce qui concerne le décalage de tension à l'entrée.

En revanche, à température élevée, l'amplificateur à TEC à l'entrée peut éventuellement être inférieur en courant de fuite à l'amplificateur opérationnel du type SFC 2108 A (et l'avantage de l'amplificateur opérationnel en ce qui concerne le décalage de tension d'entrée et la dérive thermique est toujours aussi marqué à cette température).

Si l'utilisateur admet de trier lui-même des dispositifs, pour sélectionner ceux qui ont les meilleures caractéristiques, on arrivera alors à une très nette supériorité, sur presque tous les points, pour l'amplificateur à TEC à l'entrée, même par rapport à des SFC 2108 A sélectionnés dans un lot. Mais il ne

faut pas oublier que cette façon de faire est très déconseillée, et ceci pour plusieurs raisons :

- un dispositif à performances exceptionnelles, obtenu par ce tri , peut ne pas garder ces performances, tout en restant conformes aux spécifications extrêmes de la notice ;
- il peut se faire qu'un nouveau tri ne donne pas le rendement identique à celui d'un tri précédent parce que le centrage des valeurs typiques de la production peut changer : on ne peut plus, dans ce cas, retrouver un dispositif pour le remplacement.

Signalons que le constructeur peut réaliser des opérations de tri et de sélection suivant un cahier des charges présenté par l'utilisateur et agréé par le constructeur.

LES AMPLIFICATEURS HAUTE-FREQUENCE

par M. DECES

Le transistor à effet de champ présente de nombreux avantages dans les applications H.F. comparativement aux transistors bipolaires. Tout d'abord, il a moins de bruit, y compris dans la bande U.H.F. Ensuite, grâce à sa très grande résistance d'entrée (en montage source commune), il dissipe une puissance négligeable, et ainsi augmente les performances des étages d'entrée de tuner. Enfin, grâce à sa caractéristique à transconductance parabolique, il est, non seulement capable de recevoir une gamme de tensions d'entrée beaucoup plus grande que les bipolaires, mais aussi il génère moins de composantes indésirables en sortie.

Les paragraphes suivants décrivent brièvement les problèmes rencontrés dans l'étude des circuits H.F., utilisant des transistors à effet de champ, et quelques circuits pratiques.

5.1 — LES PROBLEMES DE L'AMPLIFICATEUR H.F.

Quand la fréquence du signal dépasse de peu la région audio-fréquence, les capacités inter-électrodes du TEC commencent à présenter une réactance suffisamment faible pour dégrader les performances du circuit, en particulier l'impédance d'entrée. Pour le montage source commune, la dominante "capacité" due à l'effet Miller, est telle que l'impédance d'entrée est largement une réactance de valeur :

$$X_I = \frac{1}{2 \pi f C_I} \quad (5.1)$$

avec $C_I = C_{GS} + C_{GD} (1 + A)$ (5.2)

Pour le montage source commune, ce sera de l'ordre de quelques milliers, ou même quelques centaines d'ohms à des fréquences situées dans la région des mégahertz. Pour le montage source suiveuse, et plus particulièrement pour le montage grille commune, la capacité Miller est beaucoup plus faible. Pour cette raison, la configuration grille commune est d'un usage courant dans les amplificateurs H.F.

La capacité de transfert inverse du TEC, à part une diminution de la réactance d'entrée, opère une contre-réaction du signal depuis la sortie sur l'entrée, pouvant contribuer à une instabilité, spécialement si la charge est elle-même réactive. Par conséquent, beaucoup d'efforts dans l'étude de l'amplification H.F. sont orientés vers la réduction des effets de cette capacité de transfert inverse ; efforts réalisés par les fabricants et les utilisateurs ; les premiers, en étudiant des structures avec de faibles capacités inter-électrode, et les seconds, en choisissant les configurations optimales. Voici quelques unes des techniques :

- Emploi des techniques habituelles des circuits H.F. : par exemple, inclure la capacité inter-électrodes comme élément des circuits résonnants ; disposer un écran adéquat entre les éléments d'entrée et ceux de sortie.
- Utilisation du montage grille commune si possible. En dehors de l'absence d'inversion de phase, la capacité entre l'entrée et la sortie est C_{DS} , qui est extrêmement petite, ce qui conduit à une capacité Miller beaucoup plus faible que pour le montage source commune. (cf. § 2.2.2)

-
- Neurodynamage du TEC, ce qui amène à shunter la capacité Miller par un circuit inductif, produisant ainsi un circuit réjecteur à la fréquence de résonance. Ceci aboutit idéalement à l'unilatéralisation de l'amplificateur : par exemple le déplacement de la plupart des contre-réactions internes au voisinage de la fréquence de réjection.

Ces techniques de circuit, associées à un choix correct du TEC, rendent possible l'étude d'amplificateurs H.F. qui se comparent très favorablement avec les circuits similaires utilisant des transistors bipolaires, et qui peuvent être stables dans toutes les conditions de fonctionnement. Les paragraphes suivants décrivent quelques unes de ces techniques et étudient les critères de Linvill-Gibbons pour la stabilité H.F. Le problème de la polarisation n'est pas abordé, puisqu'il est habituel dans les amplificateurs H.F. d'utiliser des transformateurs et des bobinages d'arrêt, pour lesquels les extrémités (froides) de l'enroulement correspondant sont simplement réunies aux points de polarisation, correctement découplés. La faible résistance de ces enroulements permet de s'assurer que les chutes de tension directe sont négligeables, de telle sorte que les méthodes de polarisation déjà discutées sont entièrement valables dans ce cas.

5.2 — LE TEC EN H.F

Les admittances de court-circuit (ou paramètres y) sont particulièrement utilisées dans les calculs H.F. et elles se réfèrent au quadripôle équivalent représenté figure 2.14. Les équations décrivant ce circuit équivalent sont données au paragraphe 2.2.1.

Chacun de ces paramètres est une quantité complexe, et peut être tiré du circuit équivalent "physique", qui est donné figure 2.21.

Les paramètres " y " sont, bien sûr, fonctions de la fréquence, et sont ainsi décrits dans les catalogues. Les valeurs numériques sont données pour des conditions spécifiées de fonctionnement, et les courbes reproduites permettent de calculer les valeurs correspondant à d'autres fréquences. Un exemple de telles courbes est donné en figure 5.1 pour le 2N 4416, et le BF 247. Notons que chaque paramètre est spécifié en partie réelle (g) et partie imaginaire (b).

Cette représentation est courante, parce qu'on est à même de calculer la stabilité comme nous le décrirons plus loin.

Sur la figure 5.1, on voit que l'échelle de fréquence va jusqu'à 1000 MHz, les capacités parasites dues au boîtier rendent les dispositifs encapsulés peu utilisables, il devient nécessaire d'employer des TEC sous forme de pastilles. De telles méthodes permettent d'obtenir de très bonnes performances jusqu'à 1,5 GHz environ.

Pour le montage grille commune, les paramètres " y " existent aussi, sans que le circuit équivalent soit changé, les valeurs numériques des paramètres étant différentes.

A basse fréquence, il est facile de mesurer C_{11ss} (capacité d'entrée), C_{22ss} (capacité de sortie), C_{12ss} (capacité de transfert inverse). Pour le 2N 4416 Sescosem à 1 Mhz, $V_{DS} = 15$ V, $V_{GS} = 0$ V.

$$\begin{aligned}C_{11ss} &= 4 \text{ pF max} \\C_{22ss} &= 2 \text{ pF max} \\C_{12ss} &= 0,8 \text{ pF max}\end{aligned}$$

Le facteur de bruit est aussi indiqué, parfois même avec des courbes, dans les catalogues, il est une fonction de i_n qui est le générateur important en haute fréquence, paragraphe 3.5.1.2. Pour le 2N 4416 Sescossem, le facteur de bruit est, au maximum, de 2 dB à 100 MHz, 4 dB à 400 MHz.

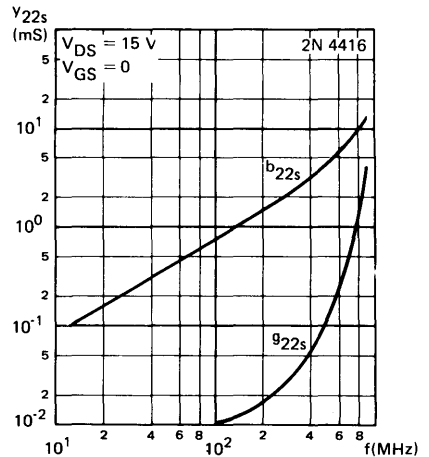
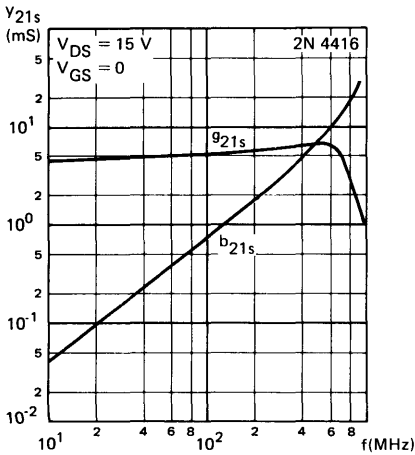
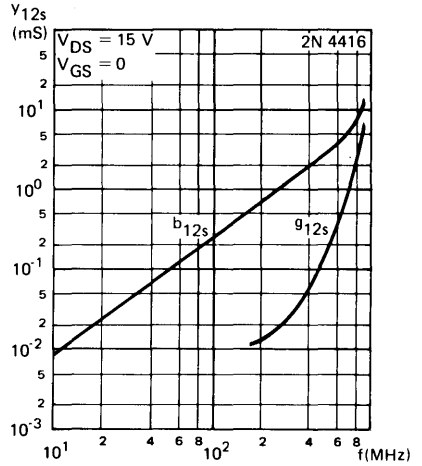
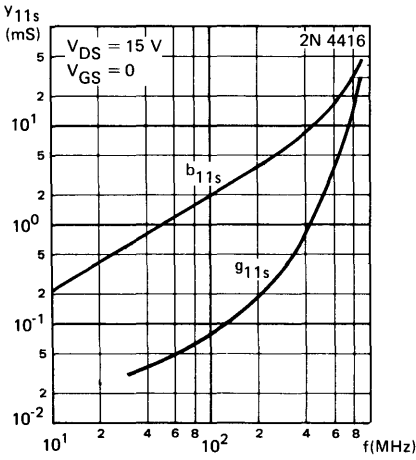


Figure 5.1

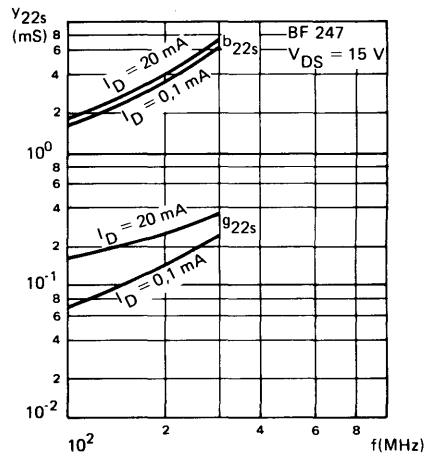
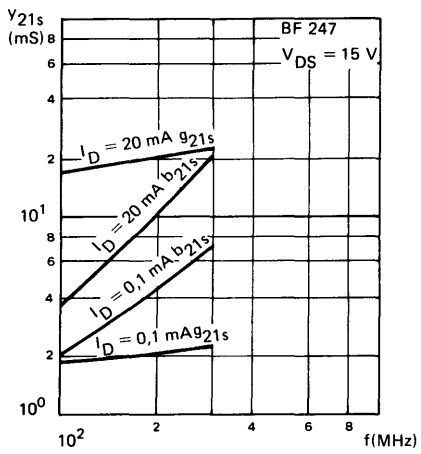
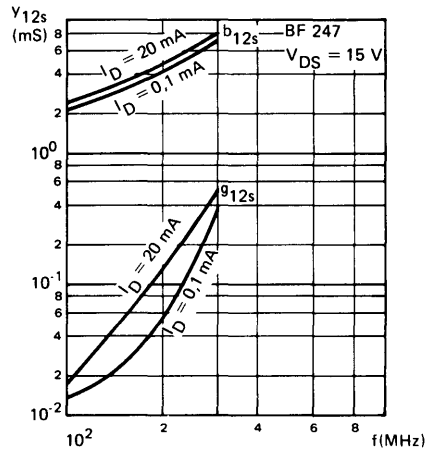
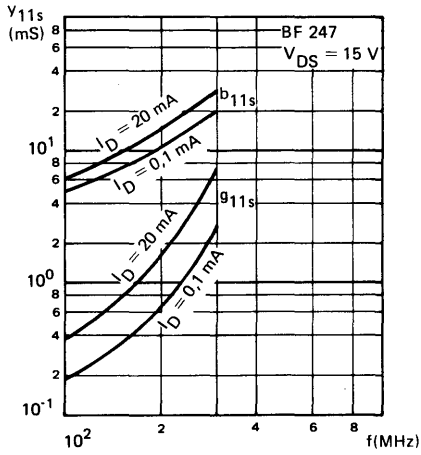


Figure 5.1 – (suite)

5.3 – NEUTRODYNAGE

Il a été expliqué précédemment que, pour annuler l'effet de la capacité C_{GD} dans le montage source commune en H.F., il suffisait de shunter les broches grille-drain par un circuit inductif. A cause de la configuration source commune, le TEC et son neutrodynage sont en parallèle ; il est possible de définir un groupe de paramètres "y" relatif au transistor avec son réseau de neutrodynage associé. Ceci est obtenu simplement en additionnant la matrice du transistor et la matrice du circuit de neutrodynage (admittance $\pm y_N$).

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} y_N & -y_N \\ -y_N & y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} + y_N & y_{12} - y_N \\ y_{21} - y_N & y_{22} + y_N \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

D'où les équations du réseau 2 pôles composites :

$$i_I = (y_{11} + y_N) v_I + (y_{12} - y_N) v_O \quad (5.4)$$

$$i_O = (y_{21} - y_N) v_I + (y_{22} + y_N) v_O \quad (5.5)$$

Si un neutrodynage parfait pouvait être mis en place de telle sorte que le circuit devienne unilatéral, alors :

$$y_{12} - y_N = 0$$

$$y_{12} = y_N$$

et la contre-réaction n'existe plus.

En pratique, y_{12} est largement négatif ; d'où un circuit de neutrodynage largement inductif, comportant une inductance L.

Les deux parties doivent avoir la même réactance à la fréquence pour laquelle l'amplificateur a été étudié.

$$2 \pi f L = \frac{1}{2 \pi f C_{GD}} \quad (5.6)$$

$$\text{d'où : } L = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 C_{GD}}$$

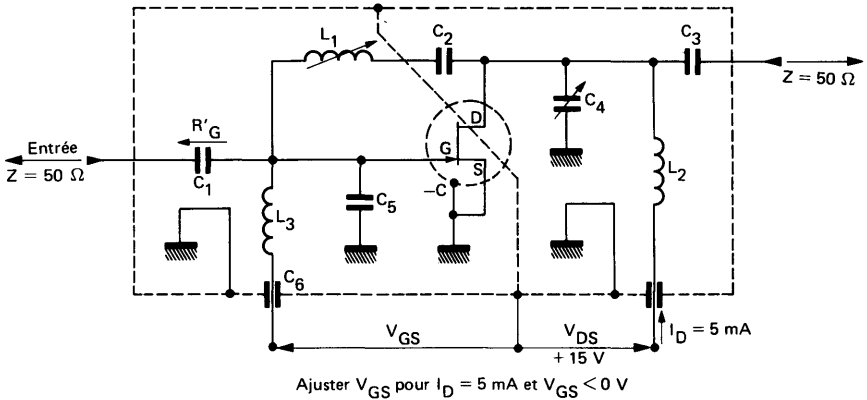
Cela est normalement obtenu en employant une inductance ajustable, connectée en série avec une grande capacité pour isoler en continu. Un tel circuit est donné figure 5.2 et la description dans le paragraphe suivant.

5.4 – AMPLIFICATEURS H.F.

5.4.1 – Montage source commune neutrodyné

La figure 5.2 montre un étage amplificateur 400 MHz utilisant un 2N 4416 neutrodyné. La contre-

réaction incorpore une capacité de 27 pF pour isoler en continu le drain de la grille, et l'inductance de neutrodynage est ajustable (noyau d'aluminium dans une carresse en céramique).



	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	L_1	L_2	L_3
100 MHz	7 pF	1000 pF	3 pF	1-12 pF	1-12 pF	1,5 pF	1,5 pF	3 μH	0,25 μH	0,14 μH
400 MHz	1,8 pF	27 pF	1 pF	0,8-8 pF	0,8-8 pF	1 pF	1 pF	0,2 μH	0,03 μH	0,022 μH

Gain en puissance à 100 MHz

L_1 – 17 tours de fil cuivre émaillé ϕ 32/100 de mm, bobiné sur un mandrin céramique de ϕ 7 mm. Self réglable par noyau plongeur en fer aggloméré.

L_2 – 4 tours 1/2 de fil cuivre émaillé ϕ 1 mm, 8 mm de longueur. Diamètre interne 9,5 mm (bobine en l'air)

L_3 – 3 tours 1/2 de fil cuivre émaillé ϕ 1 mm, 6,3 mm de longueur. Diamètre interne 9,5 mm (bobine en l'air)

Gain en puissance à 400 MHz

L_1 – 6 tours de fil cuivre émaillé ϕ 50/100 de mm, bobiné sur un mandrin céramique de ϕ 5,5 mm. Le réglage est fait par noyau plongeur en aluminium

L_2 – 1 tour de fil cuivre émaillé ϕ 1,3 mm, 1 spire ayant ϕ intérieur de 9,5 mm (bobine en l'air)

L_3 – 1/2 tour de fil cuivre émaillé ϕ 1,3 mm, 1 spire ayant ϕ intérieur de 6,3 mm (bobine en l'air)

Figure 5.2 – Etage amplificateur source commune 100 MHz ou 400 MHz neutrodyné.

Les circuits entrée et sortie sont accordés par des capacités, et, à l'entrée, la capacité inter-électrode contribue de façon significative à accorder le circuit.

Les difficultés pratiques résolues avec le neutrodynage ne doivent pas être minimisées ; pour chaque circuit, on doit faire les réglages avec beaucoup de soin pour avoir le gain maximum à la fréquence désirée.

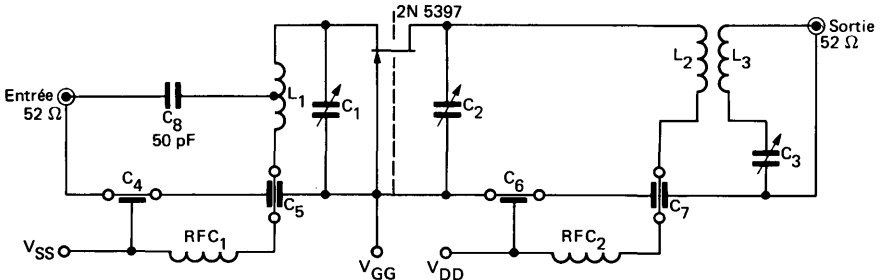
De plus, si un C.A.G. est utilisé, les changements du point de fonctionnement du TEC se traduiront par une variation de la valeur de la capacité grille-drain, de telle sorte que le neutrodynage ne pourra pas être maintenu. Cependant, on se rappellera qu'un étage à TEC est beaucoup moins critique qu'un étage bipolaire.

Sur la figure 5.2, le blindage est représenté par un pointillé ; celui-ci doit être entre les broches grille-drain pour diminuer les réactions parasites. L'emplacement exact de ce blindage, en relation avec les autres composants, est tout à fait critique et on y arrive par tâtonnements.

5.4.2 – Montage grille commune

Le circuit grille commune, qui n'a pas d'élément de neutrodynage dépendant de la fréquence, n'est pas seulement exempt de problèmes de réglages, mais il est aussi un bon amplificateur large bande. Il présente, cependant, un gain en puissance plus faible que le circuit équivalent source commune.

Bien que la faible valeur de la capacité drain-source rende l'étage grille commune très adapté, en principe, à l'amplification H.F., le problème de blindage reste critique. Par exemple, dans le circuit représenté sur la figure 5.3, la protection entre l'entrée et la sortie (entre les broches source et drain) doit rendre la capacité parasite inférieure à 0,05 pF environ.



C_{1-3}	–	0.8 - 12 pF
C_{4-7}	–	1000 pF
RFC_{1-2}	–	0.15 μ H
L_1	–	longueur = 38 mm, cuivre émaillé ϕ 1,3 mm
L_2	–	longueur = 31 mm, cuivre émaillé ϕ 1,3 mm
L_3	–	longueur = 51 mm, cuivre émaillé ϕ 0,7 mm étroitement couplé à L_2 (espacement 18 mm)

Figure 5.3 – Etage amplificateur grille commune 450 MHz.

5.4.3 – Montage cascode

Une autre solution pour neutrodynamer un étage source commune est d'utiliser le système cascode. Le circuit de base est donné figure 5.4 : on remarque que l'étage source commune a un TEC monté en grille commune comme charge active. Cela signifie qu'une charge très faible est appliquée à l'étage source commune, de telle sorte que son gain en puissance réalisé, et le gain en tension fourni par l'étage grille commune font que le résultat est comparable à celui d'un étage source commune neutrodyné. Le système cascode supprime la nécessité d'avoir une inductance de neutrodynage et rend possible la réalisation d'un amplificateur ayant une bonne bande passante.

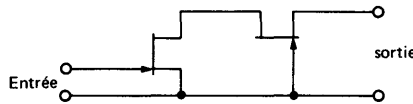


Figure 5.4 – Schéma de base de la configuration cascode.

Les paramètres "y", pour un montage cascode complexe, peuvent être tirés des paramètres "y" du montage source commune, et, en s'appuyant sur des calculs appropriés, on démontre que, seule, la valeur qui est fondamentalement différente de celle du montage source commune est la valeur de la transadmittance inverse, y_{12} .

C'est le paramètre qui représente la boucle de contre-réaction capacitive à l'intérieur de l'étage cascode, et pour deux TEC semblables, la capacité de cette contre-réaction est égale à :

$$\frac{g_{22s}}{g_{21s}} \quad \text{petit.}$$

Pratiquement, pour rendre cette capacité aussi faible que possible, il faut choisir un transistor ayant un rapport :

$$C_{(G_1 - D_2)} \approx C_{GD} \frac{g_{22s}}{g_{21s}} \quad (5.8)$$

La figure 5.5 donne le schéma d'un étage cascode utilisant deux transistors Sescosem BF 247 qui sont des types à usage "grand public". Ce circuit peut être accordé au-delà de 100 MHz environ, et pourtant son gain est inférieur au circuit équivalent utilisant un seul TEC H.F., mais les deux BF 247 sont moins chers, qu'un TEC H.F. professionnel.

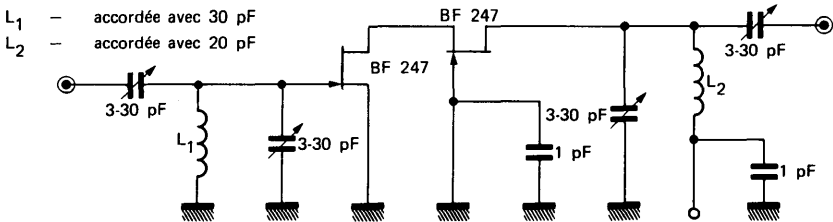


Figure 5.5 – Amplificateur cascode 40-80 MHz.

5.4.4 – Conclusion

Brièvement, on peut dire que, pour des étages fonctionnant aux environs de 200 MHz, le montage cascode doit être étudié comme étant la solution la meilleure marché possible ; pour des étages à gain en puissance élevé, fonctionnant aux environs de 500 MHz, le circuit source commune neutrodyné est probablement préférable, tandis que, pour des étages peu critiques, mais à gain plus faible, le circuit grille commune est mieux adapté. Quand on travaille à des fréquences supérieures à 600 MHz, l'emploi de TEC sous forme de pastille nue devient obligatoire.

5.5 – STABILITE A HAUTE FREQUENCE

5.5.1 – Généralités

Comme une boucle de contre-réaction existe entre la sortie et l'entrée d'un étage amplificateur à TEC (la capacité CGD dans le montage source commune), l'admittance à l'entrée est en partie une fonction de l'admittance à la sortie. La contre-réaction interne est incluse dans le circuit équivalent donnant les paramètres "y" par le générateur de courant, $y_{12s} v_O$. Si la charge :

$$Z_L = \frac{1}{y_L} ,$$

est un circuit accordé, comme cela est courant, à des fréquences proches de la résonance, l'admittance à la sortie ($y_L + y_{22s}$) sera inductive. Un calcul basé sur ce fait montre que, à l'intérieur d'une bande de fréquence, l'admittance à l'entrée prendra une partie réelle négative. Ceci signifie que, pour certaines valeurs de l'impédance du générateur d'entrée, il existe des fréquences pour lesquelles l'admittance totale à l'entrée peut être nulle ; alors, des oscillations peuvent être entretenues à ces fréquences. Si l'on désire faire fonctionner l'amplificateur avec un circuit accordé à l'entrée, cette condition pour osciller à toutes les chances d'être remplie, et donc il sera nécessaire de modifier l'étude initiale pour que la partie réelle de l'admittance à l'entrée reste positive.

Cette idée est retenue pour donner l'expression qui permettra de savoir si un étage amplificateur H.F est inconditionnellement stable. On peut définir le gain en puissance de la façon suivante :

$$G_P = \frac{(y_{21s})^2}{4 g_{11s} g_{22s} - 2 R_e (y_{21s} \cdot y_{12s})} \quad (5.9)$$

g_{11s} et g_{22s} sont les parties réelles de y_{11s} et y_{22s} . Le raisonnement est valable pour les montages source commune, cascode et autres pour lesquels les paramètres admittance-quadrupole sont connus. Ainsi, $|y_{21}|$ est le module de y_{21} ; et $R_e (y_{21} \cdot y_{12})$ est la partie réelle du produit $y_{21} \cdot y_{12}$. Le facteur de stabilité S_O est calculé ainsi :

$$S_O = 2 G_P \left[\frac{y_{12}}{y_{21}} \right] \quad (5.10)$$

Si S_O est plus petit que l'unité, et que G_P est positif, le circuit est inconditionnellement stable, et G_P est à moins de 3 dB du gain maximum possible en puissance, qui est :

$$G_{P_{\max}} = \frac{2 G_P \left[1 - \sqrt{1 - S_O^2} \right]}{S_O^2} \quad (5.11)$$

Les deux expressions (5.9) et (5.10) peuvent être combinées pour donner le critère de stabilité simple. Il s'écrit alors :

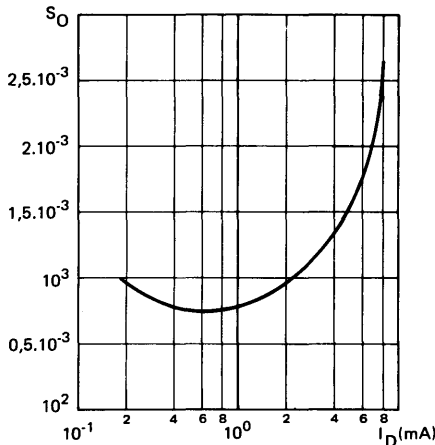
$$\left[g_{11} - \frac{R_e (y_{12} y_{21})}{2.g_{22}} - \frac{[y_{12} y_{21}]}{2.g_{22}} \right] > 0 \quad (5.12)$$

5.5.2 — Montage source commune

On peut remarquer que, pour un montage simple en source commune, g_{11s} reste généralement négligeable (à moins que la fréquence soit si élevée qu'on soit limité par les possibilités du circuit), alors l'inégalité ne peut pas être vérifiée. Cependant, si on réécrit l'inégalité pour inclure les conductances du générateur et de la charge, g_G et g_L , on a l'inégalité suivante :

$$\left[(g_G + g_{11s}) - \frac{R_e (y_{21s} \cdot y_{12s})}{2 (g_{22s} + g_L)} - \frac{[y_{21s} \cdot y_{12s}]}{2 (g_{22s} + g_L)} \right] > 0 \quad (5.13)$$

Il est maintenant possible de choisir les composants extérieurs pour que la stabilité soit assurée. On peut montrer que ce procédé est équivalent à une réduction du gain de l'étage à la fréquence intéressée, et on peut le comprendre en se reportant aux équations (5.9) et (5.10). La figure 5.6 indique les variations de S_0 en fonction de I_D pour un 2N 4416.



S_0 de l'ordre de $\frac{1}{1000} \lll 1$
d'où nécessité de neutrodyner
en source commune pour dimi-
nuer $|y_{12}|$ et augmenter S_0 .

Figure 5.6 — Variation du coefficient de stabilité intrinsèque S_0 en fonction de I_D pour un dispositif 2N 4416 (montage source-commune).

Supposons que le gain en puissance G_p prenne une valeur positive, mais que S_0 se trouve être plus grand que l'unité. Comme G_p fait partie du numérateur de S_0 , il est clair qu'il faut seulement réduire sa valeur jusqu'à ce que S_0 soit inférieur à l'unité. Ceci est très facile à réaliser en shuntant la sortie avec une conductance qui sera ajoutée à g_{22s} et qui sera suffisamment grande pour réduire G_p de la

quantité nécessaire pour faire passer S_0 en dessous de l'unité. Cette valeur réduite de G_p peut alors être insérée dans l'équation (5.11) pour calculer le gain réel en puissance de l'étage.

La stabilité peut être obtenue en neutrodynamant de façon aussi parfaite que possible un montage source commune, bien que ce soit très difficile en pratique. Pour un tel montage, le calcul montre que la transadmittance inverse n'existe pas, de telle sorte que S_0 est nul et que le montage est stable de façon inhérente. La valeur de G_p est alors :

$$G_p = \frac{[\gamma_{21s} - \gamma_{12s}]^2}{4(g_{11s} + g_{12s})(g_{22s} + g_{12s})} \quad (5.14)$$

C'est le gain maximum en puissance $G_{p_{max}}$ parce que, comme S_0 tend vers zéro, l'équation (5.11), donnant $G_{p_{max}}$, tend vers G_p .

5.5.3 — Montage grille commune

Le montage grille commune donne normalement une valeur positive pour G_p , et S_0 sera inférieur à l'unité. C'est pourquoi g_{11G} est grand comparé au montage source commune, comme on peut le voir sur les courbes de la figure 5.1. Cela ne signifie pas pour autant que le montage pratique est toujours stable, les problèmes de capacités parasites existent toujours. La figure 5.7 indique les variations de S_0 en fonction de I_D pour un montage grille commune.

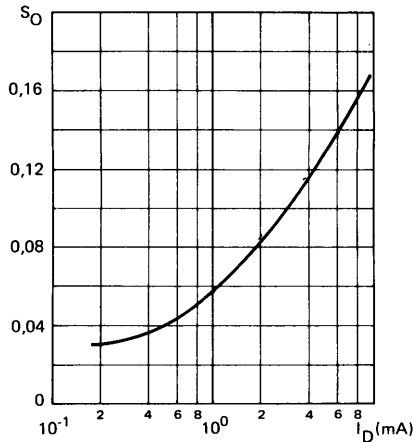


Figure 5.7 — Variation du coefficient de stabilité intrinsèque S_0 en fonction de I_D pour un dispositif 2N 4416 (montage grille-commune).

5.6 — LE GAIN EN PUISSANCE

Pour un montage quelconque, on peut écrire l'expression suivante, avec les paramètres "y", pour le gain en puissance, dans le cas d'un quadripôle désaccordé, en prenant l'admittance de charge y_L .

$$G_P = \frac{[y_{21}]^2 R_e (y_L)}{[y_{22} + y_L]^2 \cdot R_e (y_{12} + y_1)} \quad (5.15)$$

où :

$$y_1 = \frac{y_{21} \cdot y_{12}}{y_{22} + y_L}$$

Cette expression est difficile à résoudre, quand la charge est un circuit accordé, parce que y_L devient d'autant plus une fonction de la fréquence que l'on s'approche de la résonance. Cependant, pour un montage source-commune neutrodyné, ou pour un montage grille-commune où les paramètres "y" du transfert inverse peuvent être considérés comme nuls, y_1 devient alors nul. L'équation (5.15) peut être simplifiée comme suit, quand on est à la résonance :

$$G_P (\text{résonance}) = \frac{[y_{21}]^2 g_L}{g_{11} (g_{22} + g_L)^2} \quad (5.16)$$

Pour le cas où les conditions de transfert de puissance maximum donnent $g_L = g_{22}$, il vient :

$$G_P (\text{max}) (\text{résonance}) = \frac{[y_{21}]^2}{4 g_{22} g_{11}} \quad (5.17)$$

Cette équation implique, bien sûr, que le quadripôle est bouclé sur son impédance conjuguée, ce qui est la condition nécessaire pour déduire l'équation de l'expression du gain G_P . Pour un montage source commune neutrodyné, on procède de même façon avec l'équation (5.14) où les paramètres "y" complexes pour un réseau unilatéral sont remplacés par ceux des relations (5.4) et (5.5).

Prenons, comme exemple, les paramètres "y" du montage source-commune avec un 2N 4416, relevés sur la figure 5.1 à une fréquence de 100 MHz :

$$\begin{aligned} y_{11s} &\approx 0,08 + j 2 \\ y_{12s} &\approx -0,005 - j 0,26 \\ y_{21s} &\approx 5 - j 0,73 \\ y_{22s} &\approx 0,01 + j 0,75 \end{aligned}$$

$$G_P (\text{max}) (\text{résonance}) \approx \frac{[25 - 0,53j]}{4 \times 0,01 \times 0,08} = 7.646 \text{ ou } 38,8 \text{ dB}$$

Ceci est le gain en puissance maximum possible que l'on peut obtenir d'un circuit bien étudié comme celui représenté en figure 5.2. La figure 5.8 indique la variation du gain G_P en fonction de I_D .

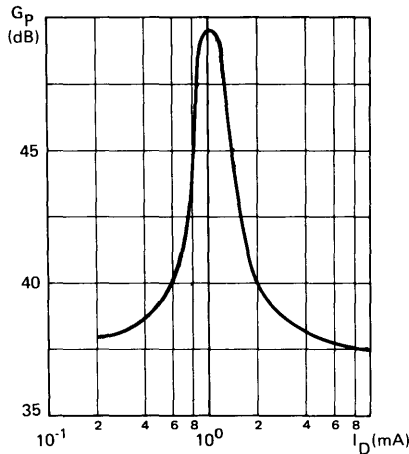


Figure 5.8 – Variation du gain G_p en fonction de I_D à 100 MHz (2N 4416 montage source-commune).

5.7 – LE BRUIT

Quand un TEC fonctionne à hautes fréquences, le générateur équivalent de courant de bruit i_n est susceptible d'être dominant. Comme on peut le voir sur la figure 5.9, e_n diminue, devient faible et presque constant en H.F., tandis que i_n croît continuellement. Ce fait provient principalement de ce que le bruit est transmis à travers les capacités inter-électrodes et aboutit aux deux générateurs de bruit d'entrée, devenant partiellement corrélés en H.F.

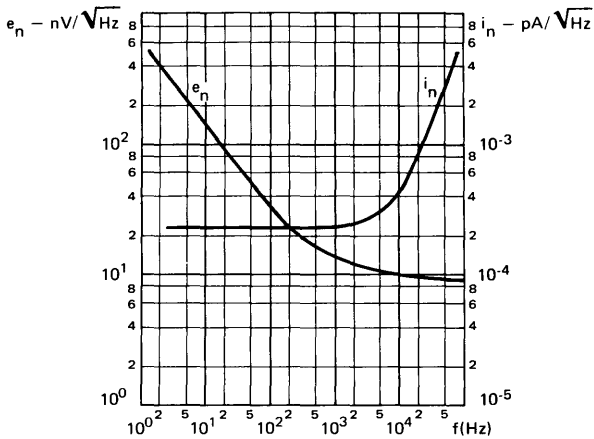


Figure 5.9 – Courbes typiques de e_n et i_n en fonction de la fréquence pour un TEC.

Une expression approximative du générateur de courant de bruit peut s'écrire :

$$i_n \approx \sqrt{2 q I_{GSS}} + e_n C_{12s} \omega \quad (5.18)$$

C_{12s} = capacité de transfert inverse

$\omega = 2 \pi f =$ pulsation

Malheureusement, la conductance optimale du générateur, qui aboutit au facteur de bruit minimal, est normalement très différente de ce qui est obtenu dans le transfert de puissance maximale. Si un amplificateur multi-étage est équilibré pour un gain en puissance maximum, en milieu de bande, alors les facteurs de bruit sont :

a - Pour un montage source commune :

$$F' = 1 + \frac{g_G}{g_{21s}} \quad (5.19)$$

b - Pour un montage grille-commune :

$$F' = 1 + \frac{1}{1 + \frac{g_{21s}}{g_G}} \quad (5.20)$$

On remarque que pour avoir des performances de faible bruit, il est souhaitable que la conductance du générateur soit faible.

5.8 - LES APPLICATIONS EN MELANGEUR

Un circuit mélangeur reçoit à l'entrée un signal H.F modulé, puis le combine avec un signal H.F non modulé, fourni par un oscillateur local. Il délivre une série de fréquences qui sont fonction des deux signaux. Une de ces données, la fréquence égale à la différence des fréquences incidentes, est sélectionnée par des circuits accordés, et est utilisée comme fréquence intermédiaire. Cette dernière est modulée avec la même forme d'onde que le signal d'entrée, elle est ensuite amplifiée et le signal modulant est extrait pour être exploité.

Le principe de ce système est de fournir un signal à fréquence plus basse que le signal d'entrée, pour être traité de façon plus efficace (ou plus économique). Normalement, le signal d'entrée, v_A , est appliqué à la grille du TEC, et le circuit d'entrée est accordé pour résonner à la fréquence f_A . Le signal de l'oscillateur local, v_B , peut être appliqué soit à la grille, soit à la source. Le signal de sortie est réglé par le circuit de sortie, de telle sorte que les composantes de fréquence autres que $(f_A - f_B)$ soient très atténuées.

Ce mélange a lieu en raison de la non-linéarité de la transconductance ; cela est dû au fait que g_{21s} est une fonction du courant drain I_D . Normalement, la tension de l'oscillateur local ($v_B = V_B \sin \omega Bt$) est grande ; elle est appliquée soit à la grille, soit à la source, si bien que la valeur de g_{21s} dépend de celle-ci. Alors, le signal d'entrée modulé (qui est petit) est appliqué à la grille, et, de ce fait, le courant

I_D devient une fonction des deux.

$$\begin{aligned} I_D &= f(g_{21s}, v_A) \\ &= f'(v_B, v_A) \end{aligned}$$

Une analyse de cette situation montre que la transconductance optimale de conversion :

$$g_c = \frac{d I_D}{d V_A}$$

à la fréquence intermédiaire, intervient pour n'importe quelle des deux conditions de polarisation :

a) $V_{GS} \longrightarrow V_{GS\ off}$

V_B peut être presque égal à $V_{GS\ off}$, si bien que, seulement une moitié de la forme d'onde de l'oscillateur local est vraiment utilisée pour contrôler g_{21s} .

b) $V_{GS} \longrightarrow 1/2 V_{GS\ off}$

$V_B = 1/2 V_{GS\ off}$, la forme d'onde entière contrôle g_{21s} .

Dans les deux cas, la valeur théorique de g_c tourne aux environs de $1/4 g_{m0}$, mais, comme la caractéristique de transfert est parabolique pour des faibles valeurs de I_D , g_c , pour le cas a), est réellement plus petit que prévu. Ceci est davantage aggravé par les harmoniques, du fait que, seulement, la moitié de la forme d'onde est utilisée dans ce cas.

Le gain de conversion en tension du mélangeur est donné simplement par :

$$A_C = g_c \cdot Z_L \quad (5.21)$$

avec : $Z_L =$ impédance de charge.

Un exemple de circuit mélangeur est donné figure 5.10.

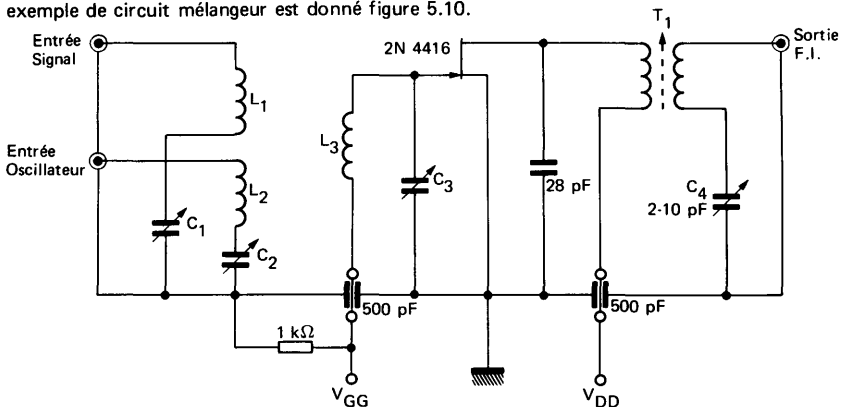


Figure 5.10 – Un étage mélangeur à injection sur la grille.

$C_1 - 4$	—	0,8 - 12 pF
L_1	—	longueur 36 mm ; fil cuivre émaillé 0,7 mm, étroitement couplé à L_3
L_2	—	longueur 41 mm ; fil cuivre émaillé 0,7 mm, étroitement couplé à L_3
L_3	—	longueur 44 mm ; fil cuivre émaillé 1,3 mm
T_1	—	Primaire : 13 tours, fil cuivre émaillé ϕ 0,7 mm à spires jointives sur mandrin ϕ 6,35 mm (environ 1 μ H).
	—	Secondaire : 3 tours, fil cuivre émaillé ϕ 0,7 mm bobiné directement sur le primaire.

Figure 5.10 — (suite)

5.9 — TRANSMODULATION

Si deux signaux entrent dans un étage amplificateur, l'un d'eux est modulé, l'autre sera modulé dans une certaine mesure par son passage à travers l'étage. Ceci s'appelle la transmodulation. Pour un étage H.F à large bande, cela peut être gênant, mais, pour un circuit accordé, c'est habituellement sans importance.

Dans le cas d'un mélangeur, il peut arriver que le signal de sortie à fréquence intermédiaire, soit modulé, non seulement par la modulation normale, mais aussi par n'importe quelle modulation parasite qui peut être présenté sur un autre signal d'entrée.

La transmodulation, pour un amplificateur et pour un mélangeur, est due à la caractéristique de transfert qui est vraiment parabolique. Pour un amplificateur, les termes de troisième ordre, se rapportant à cette courbe, produisent de la transmodulation ; pour un mélangeur, les termes du quatrième ordre aboutissent à la transmodulation observée à la fréquence intermédiaire. Comme la courbe de transfert d'un TEC est plus proche d'une vraie parabole que pour n'importe quel autre dispositif, ses performances dans les circuits H.F sont probablement très supérieures à celles d'un transistor bipolaire dans ces applications, la courbe de transfert de ce dernier étant exponentielle.

LES TEC EN COMMUTATION

par M. OEHMICHEN

Il y a deux manières principales d'utiliser les TEC en commutation :

1 — Le TEC a sa source à la masse, une résistance étant placée entre son drain et la tension d'alimentation V_{DD} ; on commande la grille entre le blocage ($V_{GS} < V_{GS\ off}$) et la polarisation nulle ($V_{GS} = 0$), la tension drain-source tombant alors à une valeur minimale faible.

2 — Le TEC est utilisé comme une résistance passive entre sa source et son drain, la valeur de cette résistance pouvant être commandée par la polarisation grille-canal.

Dans ce second type de fonctionnement, on fait varier, le plus souvent, la résistance équivalente drain-source entre une valeur très élevée, presque infinie, et un minimum. Le TEC est alors un élément d'un atténuateur commandé, à rapport variable, utilisé :

- pour transformer une tension continue en tension alternative, plus facile à amplifier, on dit alors qu'il fonctionne en modulateur tout ou rien ("chopper").
- pour laisser passer ou bloquer un signal alternatif, il fonctionne alors en "porte analogique".

Signalons aussi un emploi du TEC en résistance variable commandée par la tension de grille, mais sans se limiter aux valeurs extrêmes de cette résistance ; on utilise alors toute la variation possible de la résistance équivalente drain-source, par une commande continue sur la grille. Cette résistance s'emploie pour faire varier les caractéristiques d'un montage, le gain d'un amplificateur par exemple. Il ne s'agit pas d'un vrai fonctionnement en commutation, puisque la commande de grille n'est pas en tout ou rien mais le type d'utilisation se rattache à celui du TEC en commutation employé en résistance variable.

Pour utiliser correctement le TEC en commutation, il faut connaître les principaux paramètres qui régissent son fonctionnement. Nous commencerons donc par les rappeler, en indiquant comment on les mesure, si c'est nécessaire, avant de passer aux schémas d'application.

6.1 — LES PARAMETRES DE COMMUTATION DES TEC

6.1.1 — La résistance $r_{DS\ on}$

Quand on examine le réseau de caractéristiques d'un TEC, figure 6.1, on voit qu'elles semblent passer toutes par l'origine des coordonnées. En réalité, elles y passent rigoureusement, contrairement au cas du transistor à jonctions, comme nous le verrons plus loin.

Examinons de plus près ce qui se passe pour les faibles valeurs de la tension V_{DS} . Tout d'abord, il est possible de faire fonctionner le TEC en régime inverse, c'est à dire de polariser le drain négativement par rapport à la source. Il ne faut pas oublier que, dans ce cas, l'électrode appelée "drain" est, en réalité, la source : c'est par rapport à cette électrode que l'on doit compter la polarisation de grille. Tant que l'électrode nommée "drain" est négative par rapport à l'électrode normalement nommée "source", cette dernière joue le rôle de drain.

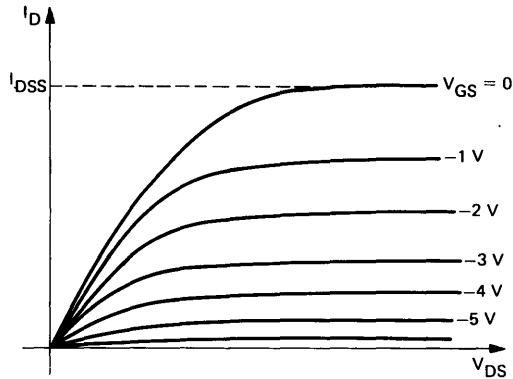


Figure 6.1 – Toutes les caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$ d'un TEC passent rigoureusement par l'origine des coordonnées.

Supposons (figure 6.2) que le TEC soit monté avec son électrode nommée "source" (que nous désignerons par la suite sous le nom d'électrode 2) à la masse, avec une polarisation négative V sur sa grille par rapport à la masse (donc par rapport à l'électrode 2). Son électrode nommée "drain" (que nous désignerons par la suite sous le nom d'électrode 1) peut être polarisée à une tension E par rapport à la masse.

Si E est positive, rendant l'électrode 1 positive par rapport à l'électrode 2, c'est l'électrode 1 qui est le vrai drain, l'électrode 2 est la "vraie source". La polarisation V est bien constante, appliquée entre source et grille.

Rendons maintenant E négative, portant l'électrode 1 à un potentiel négatif par rapport à celui de l'électrode 2. C'est cette dernière, étant reliée à l'extrémité positive du canal, qui va jouer le rôle de "vrai drain", alors que l'électrode 1 est devenue la "vraie source". La source de tension V , de la figure 6.2 est alors branchée entre drain et grille, comme si le TEC était monté ainsi que l'indique la figure 6.3.

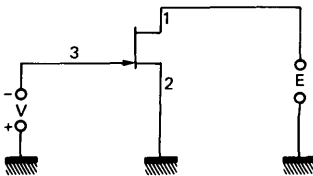


Figure 6.2 – Quand un TEC est utilisé en commutateur tout ou rien, il faut raisonner différemment suivant que l'électrode (1) est positive par rapport à l'électrode (2) : alors (2) est bien la "vraie source" et (1) le "vrai drain...". Si, au contraire, l'électrode (1) est négative par rapport à (2) : c'est alors (1) qui devient la "vraie source", le "vrai drain" étant l'électrode (2).

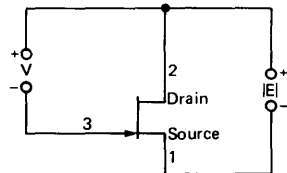


Figure 6.3 – Dans le cas du TEC de la figure 6.2, avec une tension E rendant (1) négative par rapport à (2), quand on fait varier E , tout se passe comme si la source de polarisation grille, V , était branchée entre drain et grille : il en résulte une variation rapide du courant drain en fonction de E .

On conçoit donc que, dans ce cas, la variation de courant canal en fonction de E , soit beaucoup plus rapide que dans le cas où E était positive, car, alors la variation de tension aux bornes du canal n'agissait pas sur la polarisation.

C'est ce qui explique l'allure des courbes de la figure 6.4, tracées pour des valeurs positives et négatives de E dans le montage de la figure 6.2.

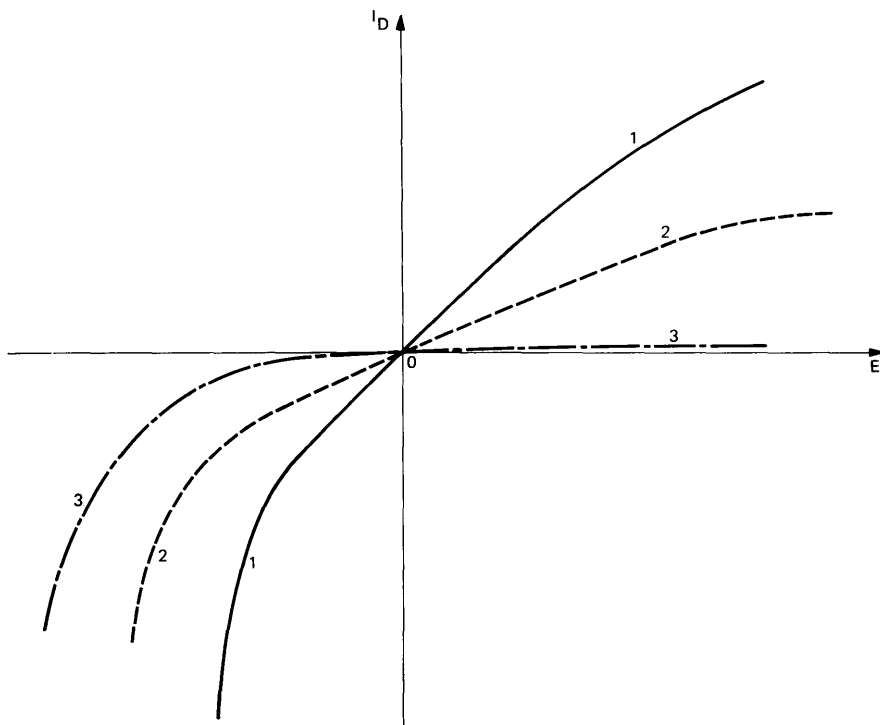


Figure 6.4 – L'effet de "source réelle" inversée se manifeste ici sur les courbes $I_D = f(V_{DS})$ autour du zéro. En (1), (trait plein), avec une faible polarisation de grille, la concavité de la courbe est plus forte vers la gauche. En (2), (trait pointillé), avec une polarisation plus forte de grille, la résistance dynamique est plus forte. En (3), (trait mixte), avec une polarisation suffisante pour bloquer le TEC avec des V_{DS} positifs, il y a débloquage pour des valeurs négatives de V_{DS} .

La courbe 1 (trait plein) correspond à une polarisation V faible. Autour du point 0, la résistance apparente du canal est assez faible, la courbe s'infléchit à droite (électrode 1 positive par rapport à 2) comme dans le réseau de la figure 6.1 : on tend vers le courant maximal de drain correspondant à la polarisation V . Vers la gauche, quand on rend l'électrode 1 négative par rapport à l'électrode 2, le tout fonctionne comme sur la figure 6.3 : il y a une variation rapide du courant en fonction de la tension, ce qui fait que le rayon de courbure de la courbe devient plus petit.

La courbe 2 (trait pointillé) correspond à une polarisation, V , plus importante. L'allure générale est la même, à part une pente plus faible autour du point 0, et un déplacement vers la gauche de la partie où la courbe tend à devenir parallèle à l'axe vertical (axe des courants).

La courbe 3 (traits mixtes) correspond au cas où la polarisation, V , est suffisante pour bloquer le TEC en régime normal. Il n'y a donc aucun courant pour E positif. En revanche, quand E devient négatif, passé une certaine valeur de E , le TEC se débloque.

Si on se limite à une toute petite zone de part et d'autre d'une tension source-drain nulle, on peut assimiler les courbes tracées sur la figure 6.4 à des droites. La pente de ces droites varie en fonction de la polarisation, V , comme le montre la figure 6.5. L'assimilation de ces portions de courbes à des droites parfaites, surtout à gauche de l'origine, n'est valable que pour des tensions drain-source ne dépassant guère 50 mV.

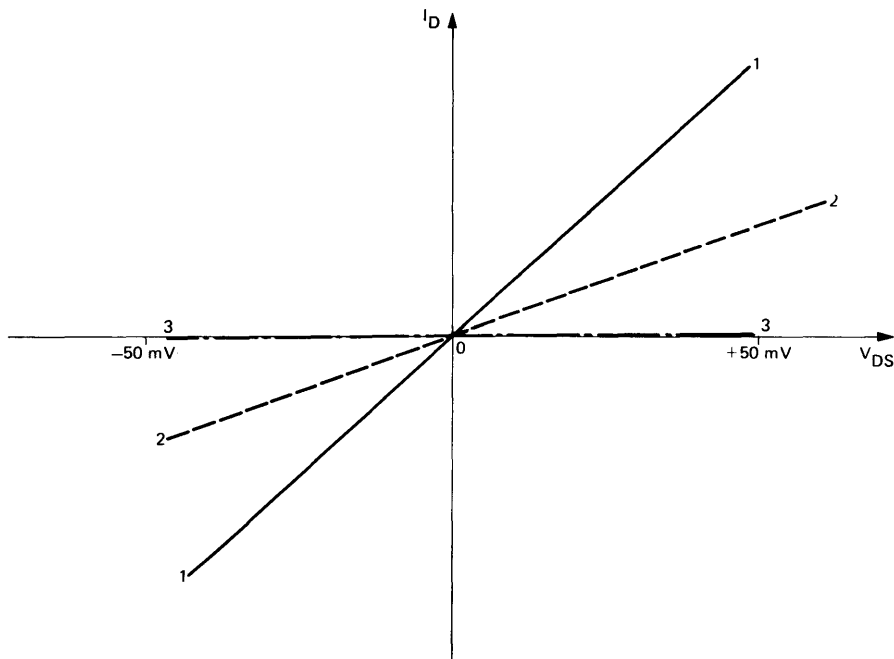


Figure 6.5

Si nous supposons que la droite 1 de la figure 6.5 est tracée avec une polarisation grille-source nulle, elle correspond à une certaine valeur de résistance que l'on nomme : $r_{DS\ 0n}$. Cette valeur est un paramètre important du TEC utilisé en commutation, quelle que soit la manière dont on le monte (cf. paragraphe 2.1.5).

En première approximation, cette résistance est égale à l'inverse de la pente maximale g_{mo} du TEC. Mais cette approximation n'est valable que pour les TEC dont le canal est relativement long : des mesures expérimentales de $r_{DS\ on}$ ont montré un écart du simple au double entre la valeur mesurée et la valeur calculée à partir de l'inverse de la pente. Toutefois, dans beaucoup d'autres cas, nous avons trouvé un accord des deux valeurs à moins de 20 % près.

Les TEC les plus performants du point de vue de la résistance $r_{DS\ on}$ arrivent à une valeur de l'ordre de 5 à 7 Ω (ce qui correspond à une pente maximale de 200 à 140 mS). C'est ce que l'on obtient avec le 2N 5432. Des modèles de commutation comme les 2N 4391 donnent une $r_{DS\ on}$ de 30 Ω max ; avec le 2N 4393 (I_{DSS} compris entre 5 et 30 mA), on arrive à 100 Ω , ce qui est déjà suffisamment faible pour de nombreuses applications :

Un calcul approximatif, déduit de l'approximation parabolique du paragraphe 1.2.1.2.3, permet de montrer que la résistance drain-source, pour une polarisation donnée V_{GS} (valeur négative) est de l'ordre de :

$$r_{DS} = \frac{r_{DS\ on}}{1 + \frac{V_{GS}}{V_{GS\ off}}} \quad (6.1)$$

L'importance de la valeur $r_{DS\ on}$ tient à la considération suivante : quand le TEC est monté avec une résistance de drain, comme sur la figure 6.6, la tension minimale drain-source, appelée aussi tension de saturation drain-source, est donnée par :

$$V_{DS\ min} = \frac{r_{DS\ on}}{R + r_{DS\ on}} V_{DD} \quad (6.2)$$

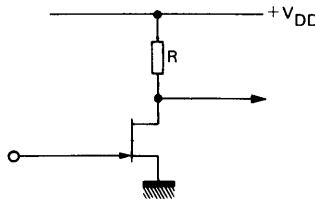


Figure 6.6 – Un TEC peut être utilisé en commutation comme un transistor classique.

En réalité, et il faut bien le noter, il n'y a pas analogie parfaite avec la saturation dans un transistor bipolaire : un TEC, amené dans cet état par annulation de la polarisation grille-source, ne nécessite aucun temps de désaturation : la remontée du potentiel de drain, lors du blocage par la grille, n'est limitée en vitesse que par les capacités parasites, et non par l'évacuation des charges stockées.

6.1.2 – Les capacités parasites

Dans un TEC, les éléments principaux qui limitent la vitesse de commutation sont les capacités parasites entre les électrodes. Nous les avons déjà rencontrées dans les montages amplificateurs basse fréquence, nous les rappellerons brièvement ici .

Il y a essentiellement trois capacités parasites dans un TEC :

- la capacité grille source C_{GS}
 - la capacité grille-drain C_{GD}
 - la capacité drain-source C_{DS}
- } (cf. figure 2.15)

Pour l'emploi en commutation, on utilise plus communément deux valeurs de capacité :

- 1) - La capacité d'entrée, notée C_{11ss} , mesurée en supposant que le drain et la source sont en court-circuit du point de vue haute fréquence. Elle est donc égale à la somme de C_{GD} et de C_{GS} .
- 2) - La capacité de transfert inverse C_{12ss} , qui est tout simplement la capacité C_{GD} . On la mesure en portant la grille à un potentiel suffisamment négatif pour que le TEC soit bloqué, ce qui "isole" le drain de la source. On maintient nulle la tension continue drain-source, mais on place un bobinage inductif entre drain et source, pour permettre l'application d'un signal H.F sur le drain. L'application d'une polarisation négative sur la grille pendant cette mesure permet de se rapprocher des conditions normales de fonctionnement : quand le TEC fonctionne, il y a normalement une certaine tension positive sur le drain par rapport à la grille ; or, suivant la tension inverse appliquée à une jonction, la capacité parasite de cette jonction varie, devenant plus faible au fur et à mesure que la tension augmente. (cf. paragraphe 2.2.2 et figure 2.17).

6.2 — LES TEC FONCTIONNANT EN COMMUTATION DANS LES MONTAGES SOURCE COMMUNE

Nous envisageons maintenant un TEC monté comme sur la figure 6.6, avec une commande de grille passant du blocage à la polarisation nulle, ou inversement.

6.2.1 — Les temps de commutation

Il s'agit de faire passer le TEC depuis le régime de blocage (point A sur la figure 6.7) au régime sans polarisation de grille (point B). La tension correspondant à ce second régime est V_1 , un peu plus élevée que celle que l'on calcule en réduisant le TEC sans polarisation à une résistance drain source égale à $r_{DS\ on}$ (cette tension est V_2 sur la figure 6.7).

Supposons que l'on passe de l'état conducteur (point B) à l'état bloqué. Indépendamment d'un petit retard, lié au temps que prend la tension grille pour prendre la valeur $V_{GS\ off}$, la remontée du potentiel de drain est limitée par la charge du condensateur C_{GD} à travers la résistance R . Le retard est d'ailleurs augmenté par le temps nécessaire pour charger initialement le condensateur C_{GD} à la tension de commande appliquée à la grille.

La remontée du potentiel de drain, une fois que la grille est entièrement bloquée, est régie par la constante de temps :

$$R \times C_{GD}$$

puisque, pendant la remontée, le potentiel de grille est constant. Pour une remontée de 10 % à 90 %, cela représente un temps voisin de $2,2 \cdot R \times C_{GD}$. Ce temps commence après le retard de commande, approximativement égal au produit de la résistance du générateur attaquant la grille, R_G , par la capacité d'entrée C_{11ss} . Si on compte, là aussi, la variation de 10 % à 90 %, le temps de retard sera donc de :

$$2,2 \cdot R_G \times C_{11ss}$$

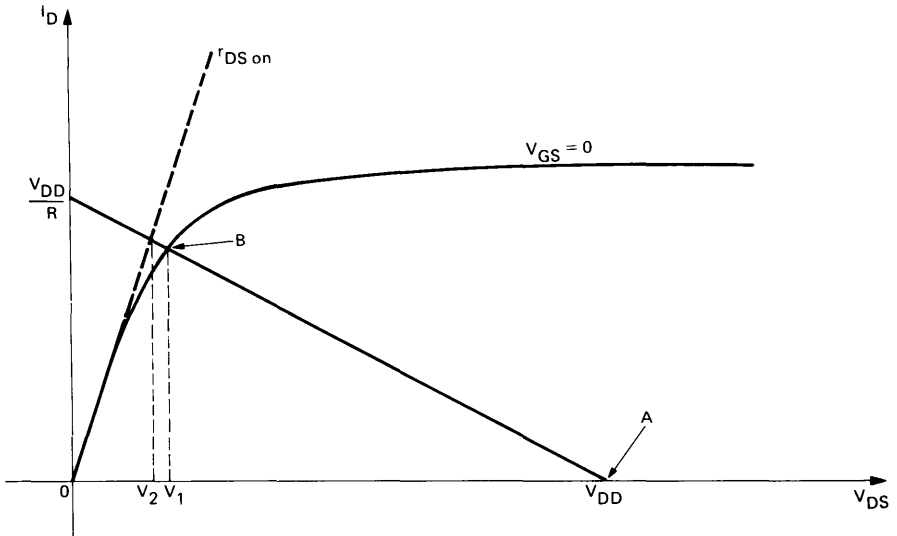


Figure 6.7 – Dans l'emploi du TEC en commutation de tension drain-source, la droite de charge AB rencontre la zone à forte pente de la caractéristique I_D/V_{DS} à $V_{GS} = 0$ en un point B, voisin de celui où AB rencontre la droite passant par l'origine et correspondant à une résistance $r_{DS\ on}$ passive.

Le temps de montée du potentiel drain de 10 % à 90 % est désigné par le symbole t_f , puisqu'il correspond à la chute (fall) du courant drain. On désigne par t_{off} la somme de t_f et du retard à la réponse.

Quand on débloque la grille, en lui appliquant un flanc raide montant, la réaction du drain n'est pas immédiate. Il faut, tout d'abord, que la capacité drain-grille soit déchargée à travers la résistance R_G du générateur (on doit aussi décharger la capacité C_{GS}). On aperçoit même une très légère pointe positive de tension sur le drain, résultant de la dérivation du flanc montant du signal de grille par C_{GD} et R (résistance de charge de drain).

Après ce léger retard, nommé $t_{d\ on}$, il y a descente rapide du potentiel de drain. Les capacités parasites se déchargent alors dans la résistance équivalente de sortie du TEC à l'état débloqué, soit $r_{DS\ on}$ en parallèle avec R . Le temps de chute du potentiel drain de 90 % à 10 % est nettement plus court que le t_{off} , puisque la résistance $r_{DS\ on}$ n'intervient pas lors du blocage du TEC.

Ce temps de descente de 90 % à 10 % du potentiel de drain est appelé t_r puisqu'il correspond à la montée (rise) du courant de drain.

6.2.2 — Intérêt de l'emploi des TEC en commutation en source commune

L'intérêt essentiel des TEC employés en commutation dans le montage à source commune tient à la grande impédance de leur électrode de commande (la grille). On peut donc transmettre, par exemple, une impulsion rectangulaire de grande longueur, sans déformation notable, en utilisant un condensateur de liaison de faible valeur.

Si, par exemple, on veut transmettre une impulsion de 2 secondes de durée, et que l'on désire que la variation de tension, pendant la durée de l'impulsion, soit de moins de 2 % (soit 1/50), il faut que la constante de temps $R' \times C$ (C condensateur de liaison, R' résistance du circuit de grille) soit au moins de $50 \times 2 = 100$ s. Pour améliorer une telle constante de temps avec une résistance R' de $100 \text{ K}\Omega$, il faut un condensateur C de plus de $1000 \mu\text{F}$. Avec une résistance grille de $100 \text{ M}\Omega$, valeur parfaitement courante dans les TEC, on peut se contenter d'un condensateur de $1 \mu\text{F}$ seulement.

On a donc la possibilité de réaliser, avec les TEC, des montages impulsionsnels utilisant des résistances très élevées, donc mettant en œuvre des constantes de temps considérables. Cela sera spécialement intéressant pour les montages astables (multivibrateurs) et monostables (univibrateurs). L'intérêt est beaucoup plus réduit dans les montages bistables, à part les bistables à commande par une tension d'entrée, type "Trigger de Schmitt", toujours en raison de la faible valeur du courant prélevé sur l'électrode de commande.

Les schémas correspondants sont indiqués dans la schématisation, paragraphe 6.5.

6.3 — LE TEC FONCTIONNANT EN COMMUTATION COMME RESISTANCE COMMANDEE

Le grand intérêt de l'utilisation des TEC comme résistance commandée, c'est à dire comme l'équivalent, entre source et drain, d'une résistance dont la valeur ohmique peut être modifiée par action sur la polarisation grille-canal, tient à l'absence totale de tension parasite, dite d'"offset".

Précisons ce dernier point. On peut utiliser un transistor bipolaire classique comme un court-circuit (ou presque) en régime saturé, passant à l'état de circuit ouvert (ou presque) quand il est bloqué. Mais, quand un tel transistor est saturé, la courbe donnant son courant collecteur en fonction de la tension collecteur ne passe pas par l'origine des coordonnées, ainsi que le montre la figure 6.8. Sur cette figure, nous avons tracé (courbe 1 en trait plein) la courbe $I_C = f(V_{CE})$ d'un transistor bipolaire pour un certain courant base. On voit que, pour un courant nul dans le transistor, il y a une petite tension, a , résiduelle entre collecteur et émetteur, c'est la tension dite d'"offset". Sur cette même courbe, nous avons tracé (courbe 2 en pointillé) la caractéristique du même transistor bipolaire, utilisé en sens inverse, soit en permutant le rôle de l'émetteur et du collecteur, pour le même courant base : la courbe monte moins haut en courant collecteur maximal, car le gain en régime inverse est plus faible qu'en régime normal, mais la tension résiduelle, pour un courant nul, est plus faible : la courbe en pointillé passe par le point b .

Sur les mêmes axes, celui des abscisses représentant maintenant V_{DS} et celui des ordonnées I_D , nous

avons tracé la courbe (n° 3, en trait mixte) correspondant à un TEC : elle passe rigoureusement par l'origine.

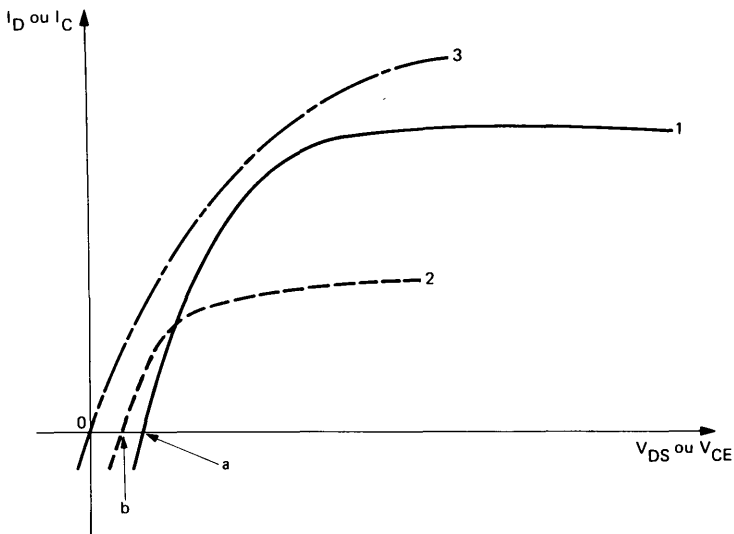


Figure 6.8 – Un transistor bipolaire, pour les faibles tensions V_{CE} , a une courbe $I_C = f(V_{CE})$ qui ne passe pas par l'origine (courbe 1 en trait plein). Si on l'utilise en "inverse" (en permutation du collecteur et de l'émetteur), il y a une amélioration (courbe 2 en pointillé). En revanche, la courbe $I_D = f(V_{DS})$ d'un TEC (courbe 3 en trait mixte), passe rigoureusement par l'origine.

Cette tension d'offset obligeait, quand on utilisait les transistors bipolaires comme "choppers" (modulateurs tout ou rien destinés à transformer une tension continue en tension alternative), d'en mettre deux en "opposition" pour annuler, tant bien que mal, cette tension résiduelle.

Un TEC débloqué se comporte donc, aux petites tensions drain-source, comme le dipole de la figure 6.9. Il peut se réduire à une résistance quasi-pure $r_{DS\ on}$ pour une polarisation nulle de grille (la linéarité n'est valable que pour les tensions drain-source faibles) en série avec un contact K, qui traduit la possibilité de rendre la résistance drain-source quasi infinie (K ouvert), si l'on polarise suffisamment la grille.

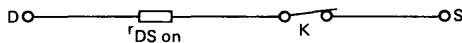


Figure 6.9 – En première approximation, un TEC utilisé en chopper peut être considéré comme une résistance passive $r_{DS\ on}$ en série avec un contact "K", qui traduit la possibilité de blocage par la grille.

Il y a deux classes d'utilisation du TEC en résistance commandée, en régime tout ou rien. Elles diffèrent par le but poursuivi. Dans un premier cas, on réalise avec le TEC un atténuateur à rapport variable (on souhaite, comme toujours, que ce rapport soit aussi voisin que possible de zéro dans un état et de un dans l'autre, pour connecter et déconnecter une tension continue de l'entrée d'un amplificateur).

On a ainsi transformé la tension continue (généralement faible) en une tension alternative, dont l'amplitude crête à crête est pratiquement égale à la tension continue d'entrée. Un tel emploi est appelé "chopper".

Dans un autre type d'emploi, on utilise l'atténuateur à rapport zéro ou un pour appliquer ou ne pas appliquer un signal alternatif à l'entrée d'un amplificateur. Le plus souvent, on emploie plusieurs atténuateurs de ce type, avec une sortie commune (l'entrée de l'amplificateur), pour permettre de sélectionner un signal alternatif parmi plusieurs, un seul des atténuateurs étant passant, les autres étant à l'atténuation infinie ou presque. Ce second type d'emploi s'appelle la "porte analogique".

6.3.1 — Le fonctionnement en chopper

La caractéristique fondamentale du TEC en chopper est sa résistance à l'état passant, $r_{DS\ on}$. Il faut aussi connaître sa résistance à l'état bloqué $r_{DS\ off}$; en réalité, cette dernière peut toujours être considérée comme infinie, mais il n'en va pas de même de l'impédance entre source et drain, car il y a une capacité parasite inévitable entre ces deux électrodes, qui se traduit par une transmission parasite des fréquences élevées.

6.3.1.1 — LES TROIS TYPES DE CHOPPERS

On peut utiliser un TEC comme court-circuit pendant qu'il est débloqué, pour court-circuiter l'entrée de l'amplificateur. C'est le montage dit "chopper shunt", car le TEC est monté, figure 6.10, en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur.

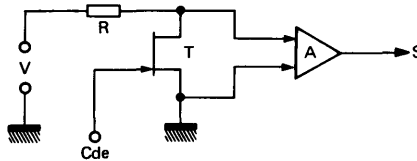


Figure 6.10 — Modulateur tout ou rien (ou "chopper") du type shunt : le TEC, lorsqu'il est débloqué, court-circuite l'entrée de l'amplificateur. Lorsqu'il est bloqué, on retrouve, aux bornes de R , la quasi-totalité de la tension V .

Il faut donc placer une résistance R entre la source de tension V à moduler en tout ou rien et l'entrée de l'amplificateur. Cette résistance doit être grande par rapport à la valeur $r_{DS\ on}$ du TEC, mais petite par rapport à la résistance aux bornes de l'amplificateur quand le TEC est bloqué. Précisons que cette dernière n'est pas seulement composée par la résistance $r_{DS\ off}$ que l'on peut pratiquement considérer comme infinie en continu, mais aussi par la résistance d'entrée de l'amplificateur A , qui se trouve en parallèle sur le canal du TEC.

On pourrait penser que les meilleurs TEC dans ce montage sont ceux qui ont la résistance $r_{DS\ on}$ minimale parmi tous les types. Ce n'est pas forcément vrai : la faible valeur de la résistance en question s'accompagne souvent d'une capacité parasite importante entre grille et canal, et nous verrons plus loin les effets de cette capacité.

Avec une résistance $r_{DS\ on}$ de quelques dizaines d'ohms (allant même jusqu'à 100 Ω), comme on réalise souvent un amplificateur dont la résistance d'entrée est de plusieurs mégohms (on a d'ailleurs intérêt à équiper cet amplificateur d'un TEC à l'entrée), la résistance R est souvent de l'ordre d'une dizaine de kilo-ohms. Le calcul montre que sa valeur optimale est égale à la moyenne géométrique de $r_{DS\ on}$ et de la résistance d'entrée de l'amplificateur. Avec une $r_{DS\ on}$ de 100 Ω et une résistance d'entrée de l'amplificateur de 1 $M\Omega$ (cette dernière étant faible par rapport à la résistance $r_{DS\ off}$ dont on ne tient pas compte ici), on voit que la racine carrée de 100×10^6 est 10^4 . C'est un ordre de grandeur assez courant.

Comme on le voit, la valeur de $r_{DS\ on}$ ne laisse alors, quand le TEC est conducteur, qu'une tension de 1/100 de V aux bornes de l'amplificateur.

La chopper série monté comme l'indique le schéma de la figure 6.11 : on demande alors au TEC d'avoir une résistance très grande à l'état bloqué. La différence fondamentale de ce chopper par rapport au précédent est qu'il permet d'utiliser un amplificateur dont la résistance d'entrée est petite (on en tiendra compte puisqu'elle vient en parallèle avec R , cette dernière étant de valeur peu élevée).

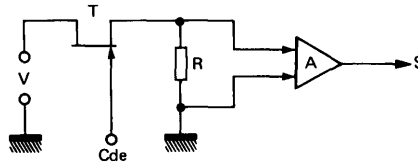


Figure 6.11 — Montage du TEC en chopper série : lorsque T est bloqué, on ne trouve aucune tension à l'entrée de A.

Ce chopper série présente, pour la commande de sa grille, des problèmes un peu plus complexes que ceux du chopper shunt, nous y reviendrons.

Le chopper mixte est monté comme le montre le schéma de la figure 6.12. Il nécessite l'emploi de deux TEC, leurs commandes de blocage étant en opposition pour que, quand T_1 est conducteur au maximum (sans polarisation) T_2 soit bloqué, et inversement.

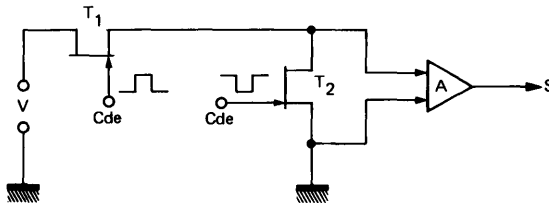


Figure 6.12 — Ensemble de deux TEC montés en "chopper mixte", avec un élément série et un élément shunt, bloqués à tour de rôle.

On réalise ainsi un système qui applique à l'entrée de l'amplificateur, même si sa résistance d'entrée n'est pas grande, une tension rectangulaire dont l'amplitude crête-crête est extrêmement proche de la valeur continue V .

6.3.1.2 – LE SIGNAL DE COMMANDE DES CHOPPERS

Pour commander le ou les TEC d'un chopper, il faut que le signal de grille amène, lors de la conduction, le canal à sa résistance minimale, donc en rendant la grille aussi peu négative que possible, mais en évitant soigneusement que la grille puisse devenir positive par rapport à une extrémité quelconque du canal, car il pourrait alors y avoir passage d'un courant par la jonction grille-canal, courant qui viendrait perturber complètement le signal que l'on veut produire.

Chopper shunt : La commande de la grille du chopper shunt, comme celui de la figure 6.10, ne pose pas de problèmes en ce qui concerne le déblocage du TEC. En effet, quand celui-ci est débloqué, on souhaite que la tension entre son drain et sa source soit aussi faible que possible, pratiquement nulle. Comme la source est alors à la masse, il suffit donc d'amener le potentiel de la grille à une valeur presque nulle (ou même nulle) pour réduire la résistance équivalente drain-source au minimum.

Les problèmes sont plus complexes en ce qui concerne le blocage du TEC d'un chopper shunt. La tension V peut être, en effet, positive ou négative. Si elle est positive, rendant l'électrode supérieure du TEC positive par rapport à la masse pendant le blocage, il suffit de porter la grille au potentiel $V_{GS\ off}$ pour le bloquer, puisque la "vraie" source est l'électrode du TEC reliée à la masse.

En revanche, si la tension V est négative, tendant à rendre l'électrode supérieure du TEC négative par rapport à la masse pendant le blocage, c'est alors l'électrode supérieure qui devient la „vraie source“, le „vrai drain“ étant connecté à la masse. Il faut donc que le potentiel de grille descende plus bas pour bloquer complètement le TEC : la grille devrait donc arriver au potentiel minimal :

$$V + V_{GS\ off} \quad (V \text{ est une valeur négative})$$

Par exemple, si le TEC a une tension de blocage $V_{GS\ off}$ de $-4,5\text{ V}$, il suffira de porter la grille de zéro à $-4,5\text{ V}$ quand V est positif. Mais, si V vaut $-1,2\text{ V}$, on ne pourra bloquer le TEC qu'avec une tension négative de :

$$-(1,2 + 4,5) = -5,7\text{ V}$$

Rappelons, toutefois, que les choppers sont généralement utilisés pour la modulation des faibles tensions, ce qui simplifie le problème. Cependant, pour parer à toute éventualité, indépendamment de la nécessité de tenir compte de la dispersion des $V_{GS\ off}$ des TEC d'un même type, on prend une marge de sécurité pour le signal de commande de grille : on lui donne une amplitude supérieure d'au moins un volt ou deux à la valeur maximale de $|V_{GS\ off}|$ des TEC de la famille utilisée.

Il serait toutefois contre indiqué d'augmenter abusivement l'amplitude du signal de commande, car nous verrons plus loin que cette amplitude provoque des parasites de commutation.

Commande du chopper série : Ici, le problème se complique. En ce qui concerne le blocage, nous retrouvons les mêmes problèmes que pour le chopper shunt, à savoir que, si V est négatif, la valeur de potentiel à donner à la grille pour bloquer le TEC doit être plus basse que :

$$V + V_{GS\ off}$$

Mais pour le déblocage, la difficulté est bien plus grande. En effet, on souhaite que, quand le TEC est déblocqué, il n'y ait pratiquement pas de tension à ses bornes. La totalité du canal est donc portée au potentiel V . Il faut donc que la grille arrive près de ce potentiel, un peu en dessous.

Si V est très faible (moins de 0,1 V en valeur absolue), on peut se contenter d'amener le potentiel de la grille à une valeur maximale nulle. Pour $V = +0,1$ V, on augmente un peu la résistance $r_{DS\ on}$, puisque la grille est polarisée à $-0,1$ V par rapport au canal ; pour $V = -0,1$ V, on porte la grille à $+0,1$ V par rapport au canal, ce qui ne provoque pas de passage de courant dans la jonction grille-canal.

Mais, dès que V devient plus important, il n'est plus possible de choisir le potentiel de la masse comme valeur maximale du potentiel de grille : pour V positif, le TEC serait mal déblocqué (ou pas déblocqué du tout si $V > V_{GS\ off}$), pour V négatif, on rendrait conductrice la jonction grille-canal, ce qui injecterait dans l'entrée de l'amplificateur un signal perturbateur important.

Un chopper doit pouvoir fonctionner pour une valeur quelconque de V (quoiqu'il soit assez fréquent de limiter l'utilisation du chopper à la réalisation de millivolts ou de microvolts—mètres continus). La seule solution, dans ce cas, consiste à réaliser une sorte de réglage automatique de la gamme de variation de V_G en fonction de V .

Le principe en est le suivant : si on couple le générateur de tension commandant la variation de V_G à la grille du TEC par un condensateur, ce dernier se chargera lors des alternances positives de la tension de commande, tant que, pendant ces alternances, le potentiel de la grille dépasse suffisamment celui du canal.

Mais généralement, toute liaison par condensateur vers une électrode donnée suppose l'existence d'une résistance qui définisse le potentiel moyen de l'électrode commandée. Si l'on place une telle résistance, même de valeur très élevée, entre la grille et un point quelconque, on constatera que, au début de la partie positive du signal de grille, un petit courant passe dans la jonction, pour équilibrer celui qui était passé dans la résistance pendant la partie de la période où la tension de grille était négative : il y a perturbation du signal par ce courant grille-canal au début de chaque partie positive du signal de commande de grille.

Une solution assez paradoxale consiste à utiliser le montage de la figure 6.13, dans lequel la grille est commandée à travers un condensateur C sans aucune résistance de fuite grille. Généralement, cette solution est inutilisable pour une amplification quelconque, mais ici, le courant de fuite grille tend toujours à ramener à une valeur relativement positive l'armature supérieure du condensateur C . La quantité d'électricité correspondante au passage de ce courant pendant la partie négative du signal appliqué à l'armature du bas de C est minuscule, en raison du faible courant de fuite de la grille. Il en résulte que, lors de la montée du potentiel de grille, il n'y a qu'un signal parasite absolument négligeable pendant que le condensateur C restitue, sous forme de courant grille-canal, la minuscule charge qu'il a reçue par la fuite de grille.

Il faut choisir la valeur de C en fonction de la période du signal de commande de grille et de la valeur moyenne du courant de fuite de grille.

Supposons, pour fixer les idées, que la fréquence de commande de la grille soit de 5 kHz, ce qui suppose environ 100 μs de conduction et 100 μs de blocage du TEC, en admettant que le signal

de commande est presque rectangulaire, et qu'il est symétrique. Admettons enfin que le courant grille soit de 50 pA.

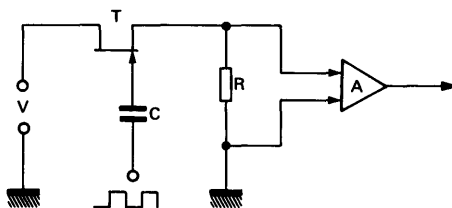


Figure 6.13 — Un moyen pour commander la grille d'un chopper série consiste à attaquer celle-ci par un condensateur SANS RESISTANCE DE FUITE.

Pendant la partie de commande où le condensateur porte la grille à une tension négative par rapport à l'extrémité la moins positive du canal, le courant de 50 pA va aller dans le condensateur. Un courant de 50 pA pendant un temps de 100 μ s représente une charge de :

$$50 \cdot 10^{-12} \times 100 \cdot 10^{-6} = 5 \cdot 10^{-15} \text{ Cb}$$

Dans un condensateur de 1 nF (10^{-9} F), une charge de $5 \cdot 10^{-15}$ Cb représente une différence de potentiel de $5 \cdot 10^{-6}$ V (soit 5 μ V). Cette tension ne va donc introduire, dans l'entrée de l'amplificateur, qu'une tension parasite de l'ordre de celles qui sont provoquées par les capacités parasites et dont nous parlerons plus loin. Il est donc inutile de donner au condensateur C une capacité supérieure à 1 nF

Pendant la partie négative du signal sur la grille, le courant de 50 pA charge le condensateur avec une vitesse :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{i}{C} = \frac{5 \cdot 10^{-11}}{10^{-9}} = 0,05 \text{ V/s}$$

Donc, si une fois le système fonctionnant correctement pour une valeur donnée de V, cette dernière augmente brusquement (cas le plus défavorable) de 1 V, il faudra environ 20 s pour que la charge du condensateur prenne la nouvelle valeur, plaçant exactement la grille dans la plage de variation optimale.

Si l'on trouve que c'est trop long, il faut diminuer la capacité du condensateur C. Avec 100 pF, il ne faudra plus que 2 s pour que le montage récupère son régime de fonctionnement normal. En revanche, la perturbation introduite au début de chaque demi-période de commande, portant la grille à un potentiel plus haut, sera, cette fois, de 50 μ V, ce qui peut être ennuyeux.

Il est facile de conclure que le système du chopper série, étant donné la difficulté qu'il présente pour le cas des tensions V importantes et pouvant varier rapidement, est réservé au cas où l'on n'envisage que des valeurs de V très petites, en dessous du centième de volt de préférence. Il n'y a plus, alors, aucun problème en ce qui concerne les niveaux de commande de la grille : on fera varier le potentiel de cette dernière de celui de la masse à une valeur légèrement inférieure à VGS off.

Commande du chopper mixte : Pour la commande du chopper mixte, on retrouve exactement ce qui a été dit pour la commande du chopper shunt en ce qui concerne T_2 , figure 6.12, et ce que l'on a indiqué à propos de la commande du chopper série en ce qui concerne T_1 . Toutefois, en plus, il faudra faire attention aux phases respectives des signaux de commande de T_1 et de T_2 . Ces deux TEC ne doivent jamais être ouverts tous les deux à la fois. En revanche, il est pratiquement sans inconvénient qu'ils soient bloqués simultanément pendant une petite partie de la période du signal de blocage.

Il est donc préférable que les parties du temps pendant lesquelles les signaux de commande sont au niveau bas, empiètent l'une sur l'autre.

6.3.1.3 – LES PARASITES EN COMMUTATION

Quand la tension V est de quelques dixièmes de volt, on obtient, à l'entrée de l'amplificateur, un signal qui a la forme indiquée sur la figure 6.14. En effet, il y a une capacité parasite entre la grille et le canal. Lors du déblocage de la grille, le flanc montant du signal déblocage est dérivé par le circuit formé par ce condensateur et par la résistance R , dans le cas du chopper série par exemple. Il en résulte une petite pointe positive au début du signal. A la fin de la conduction, le flanc descendant du signal de grille du TEC dérivé par ce même circuit R.C, produit une pointe négative sur la signal.

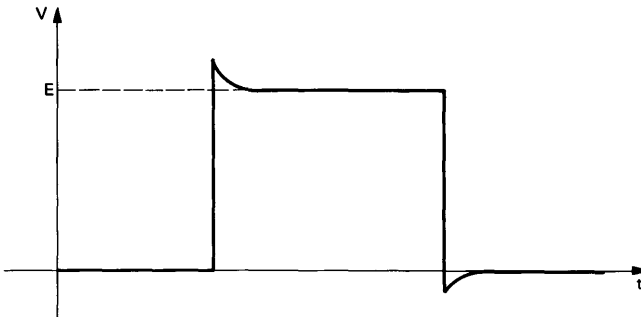


Figure 6.14 – Les capacités parasites entre grille et canal provoquent l'apparition de pointes de tension à la commutation. Pour une valeur élevée de V , ces pointes ne sont pas gênantes.

Etant donné la faible valeur de ces capacités et le fait que, comme on le verra, les flancs du signal de commande ne sont pas très raides, les pointes en question ne sont pas très importantes par rapport au signal utile d'amplitude voisine de V .

Mais quand il s'agit de valeurs de V de quelques millivolts, ou surtout de quelques microvolts, (cas pour lesquels le chopper présente son maximum d'intérêt), l'importance du signal perturbateur appliqué par dérivation devient plus grande. On arrive donc à un signal à l'entrée de l'amplificateur qui se présente comme sur la figure 6.15. Les pointes lors de la commutation sont alors devenues beaucoup plus importantes que le signal utile (signal rectangulaire d'amplitude V).

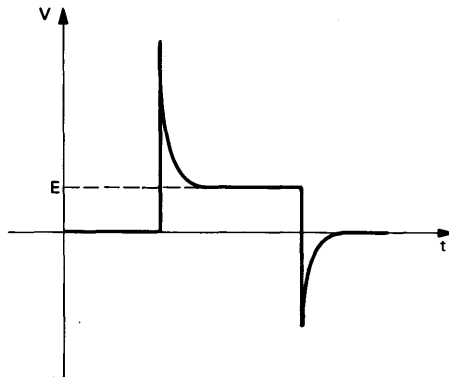


Figure 6.15 — Si la tension V à découper est petite, les pointes parasites de tensions, lors des commutations, deviennent prépondérantes.

Or, dans le cas de tensions V faibles, on doit utiliser, après le chopper, un amplificateur alternatif de grand gain. Cet amplificateur se trouve alors saturé par les signaux parasites, et la tension de sortie n'est plus du tout conforme à ce qu'on attendait. En particulier, pour une valeur nulle de V , on ne devrait avoir aucune tension de sortie ; les pointes parasites de commutation de forte amplitude perturbent l'amplificateur, et donnent une tension de sortie importante.

Pour réduire l'importance de ces signaux parasites, il y a essentiellement trois méthodes.

a) — Action sur la forme de la tension de commande. La tension de commande de grille doit être aussi constante que possible pendant les temps de blocage et de conduction (sinon, il y a passage d'une partie de la composante alternative pendant la conduction, ou le blocage, par capacité parasite grille-canal). D'autre part, les passages de la tension haute à la tension basse de grille doivent être aussi peu raides que possible. On est donc conduit à utiliser une tension de commande qui ait une forme trapézoïdale, comme l'indique la figure 6.16. On peut obtenir une tension variant de la sorte :

- par intégration partielle d'un signal rectangulaire
- par double écrêtage (haut et bas) d'une tension sinusoïdale.

On constate alors une nette amélioration du signal par rapport aux parasites de commutation.

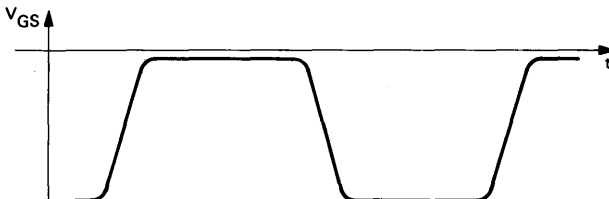


Figure 6.16 — La meilleure forme de tension pour commander une grille de chopper est un signal trapézoïdal.

b) — Compensation de la capacité parasite (neurodynamage). Puisque la tension de commande de la grille agit sur l'entrée de l'amplificateur par l'intermédiaire d'une capacité parasite, il est logique de tenter d'injecter, par un condensateur, une tension parasite en opposition de phase et de même amplitude. C'est la méthode dite de "neurodynamage". On réalise alors un générateur de signal de commande, figure 6.17, qui fournit deux sorties en opposition de phase, pas forcément d'amplitudes égales, mais dont le rapport des amplitudes reste constant.

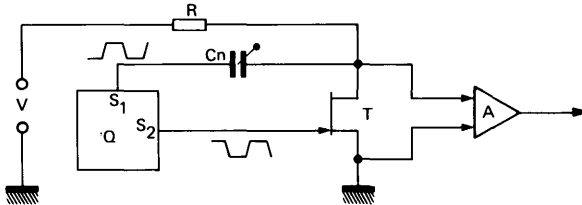


Figure 6.17 — Pour réduire les signaux parasites de commutation, on utilise la méthode du "neurodynamage" : on applique le signal S2 à la grille du TEC chopper, un signal S1, en opposition de phase, à l'entrée de l'amplificateur, par un condensateur ajustable C_n.

On envoie alors, au moyen d'un condensateur de neurodynamage ajustable, C_n, la tension S₁, en opposition de phase avec la tension S₂ commandant la grille du TEC, à l'entrée de l'amplificateur. Pour un réglage correct de la capacité de C_n, on arrive à réduire, dans une très forte proportion, les signaux parasites

L'ensemble des deux signaux et des condensateurs parasites se présente donc un peu comme sur la figure 6.18. En S₁, on a une tension variant au cours du temps suivant une loi S₁ = f (t) et en S₂, la variation est S₂ = -kf (t), k étant une constante positive. La capacité parasite grille-canal du TEC est représentée par le condensateur C_p. Si l'on a réalisé :

$$C_n = \frac{1}{K} C_p \quad (6.3)$$

le tout devient un pont de Sauty à l'équilibre, donc sans aucune tension sur sa diagonale.

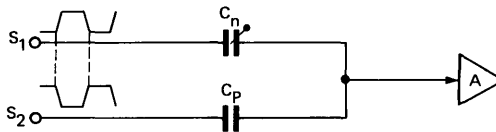


Figure 6.18 — Quand le condensateur C_n est réglé à la bonne valeur, l'ensemble se comporte comme un pont de Sauty à l'équilibre.

En réalité, on n'arrive pas ainsi à un résultat parfait, car le condensateur C_p est essentiellement formé par une jonction polarisée en sens inverse. Sa capacité dépend donc de la tension inverse, ce qui fait que la compensation n'est pas parfaite. Un certain réglage de C_n minimise le signal parasite à la montée de la tension de grille, un autre réglage minimise le signal parasite à la descente de cette tension. On doit choisir, pour C_n, un compromis entre ces deux valeurs.

Signalons que, dans l'emploi du chopper mixte, on dispose déjà, par principe, des deux tensions

S_1 et S_2 , puisqu'elles sont nécessaires pour commander les deux grilles des TEC série et shunt. Le neutrodynage s'en trouve donc facilité.

c) — Méthode du second chopper. Le signal produit par le chopper d'entrée est amplifié, très fortement si la tension V est petite. On ne réalise pas cette amplification en un seul étage. Donc, à la sortie du premier étage, l'amplification du signal n'étant pas considérable, on a des chances que les signaux parasites de commutation soient encore d'une amplitude insuffisante pour perturber l'amplificateur lui-même.

Il est donc possible de placer, entre ce premier étage et le second, un chopper shunt relativement simple (figure 6.19). Ce chopper est normalement passant, on ne commande sa grille, au déblocage (ce qui coupe la transmission de A_1 vers A_2), que pendant les brefs instants où la tension de commande grille du premier chopper varie, c'est à dire pendant les instants où se produisent les signaux parasites.

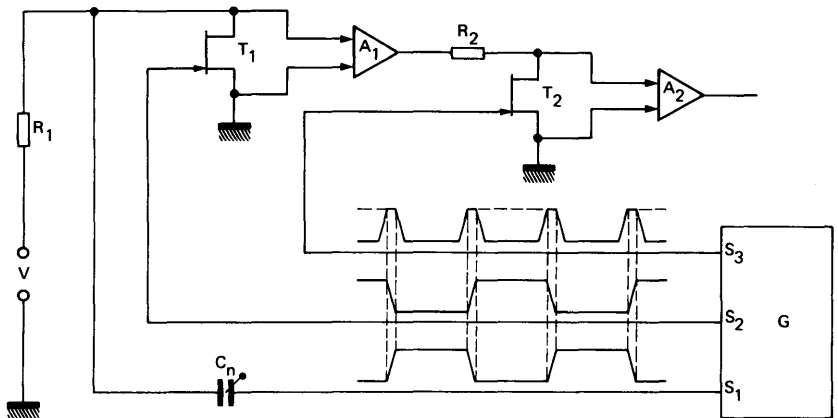


Figure 6.19 — On améliore encore l'élimination des signaux parasites de commutation en prévoyant un "chopper secondaire", après une amplification. La commande de ce chopper, S_3 , peut le débloquent uniquement pendant les transitions (trait plein) ou aussi pendant les instants où T_1 est débloquent (trait pointillé).

Ces derniers se trouvent donc fortement atténués par le second chopper, qui laisse passer sans atténuation la partie utile du signal.

Sur la figure 6.19, le générateur G fournit les trois signaux de commande du premier chopper shunt (S_2), de neutrodynage (S_1) et de commande du chopper secondaire (S_3). On remarquera que, comme la sortie de l'amplificateur A_1 doit être zéro pendant le déblocage de T_1 (parties hautes du signal S_2), on peut commander le second chopper T_2 par des signaux en impulsion pendant les transitions (en trait plein) mais aussi par des signaux rectangulaires plus longs que ceux qui commandent la grille de T_1 (en trait pointillé). Ces derniers signaux sont plus faciles à réaliser, par simple amplification du signal S_1 au moyen d'un transistor qui ne se trouve débloquent que juste au maximum du signal de S_1 , et qui est bloqué dès que le signal S_1 descend un tout petit peu en dessous de sa valeur maximale.

L'emploi simultané des trois précautions indiquées (signaux trapézoïdaux, neutrodynage, second chopper après un premier étage d'amplification), ainsi que des précautions toutes particulières pour minimiser les capacités parasites dues au câblage, permet d'utiliser le chopper pour des tensions V de quelques microvolts. On améliore encore les performances par emploi d'un filtre passe-bas dans les étages amplificateurs. Enfin, on gagne encore par une méthode d'exploitation des signaux de sortie de cet amplificateur utilisant la "démodulation synchrone" au lieu d'une simple détection.

6.3.2 — La commande tout ou rien en porte analogique

Dans les schémas de chopper que nous avons donnés jusqu'à présent, nous avons supposé que la tension V d'entrée était continue. Le chopper était donc uniquement destiné à transformer cette tension en une tension alternative pour l'amplifier plus facilement, dans le but de mesurer la faible tension continue V .

Nous supposons maintenant que V est un signal alternatif, que l'on désire transmettre ou non à l'entrée de l'amplificateur.

Ce que nous avons dit des choppers reste valable, en particulier sur le domaine d'excursion des tensions de commande de grille. Mais il s'y ajoute une difficulté supplémentaire.

En effet, dans le cas du découpage d'une tension continue pour la mesurer, on pouvait tolérer que, pendant que le chopper bloquait le passage, il reste, par exemple, 2 % de V à l'entrée de l'amplificateur. Dans la mesure où cette composante résiduelle restait bien proportionnelle à V , on n'avait qu'à en tenir compte dans la mesure du signal alternatif.

Dans la porte analogique, il en va tout autrement : s'il reste 2 % du signal V , cela signifie que la "porte", à l'état bloqué, n'a qu'une atténuation de 34 dB, ce qui est généralement considéré comme insuffisant.

C'est la raison pour laquelle la structure "chopper shunt" n'est généralement pas retenue pour les portes analogiques. Une autre raison tient au fait que, souvent, on souhaite pouvoir commuter, par n portes analogiques, l'entrée de l'amplificateur vers n signaux différents. La structure série le permet, et c'est elle qui présente l'atténuation maximale à l'état bloqué.

Un ensemble de portes analogiques à n directions se présente donc comme le représente la figure 6.20. Les entrées sont E_1, E_2, \dots, E_n ; les TEC de commutation sont T_1, T_2, \dots, T_n , commandés par les tensions V_1, V_2, \dots, V_n . Une seule de ces tensions est presque nulle, les autres sont négatives, de telle sorte qu'une seule des entrées se trouve, aussi peu atténuée que possible, à l'entrée de l'amplificateur A .

A l'état bloqué, un TEC a une résistance drain-source pratiquement infinie ; donc, si R n'est pas trop grande, il y a une atténuation considérable des entrées que l'on souhaite éliminer. Mais il ne faut pas oublier qu'il y a aussi une capacité parasite entre source et drain : l'atténuation des entrées à éliminer sera moins importante pour les fréquences élevées.

On minimisera donc, autant que faire se peut, les capacités parasites de câblage entre les entrées et

la sortie commune. Il restera cependant la capacité parasite interne, entre source et drain, que l'on ne peut éliminer. On pourrait penser à une sorte de neutrodynage, mais l'expérience a montré que les résultats en sont relativement décevants, à cause des rotations de phase.

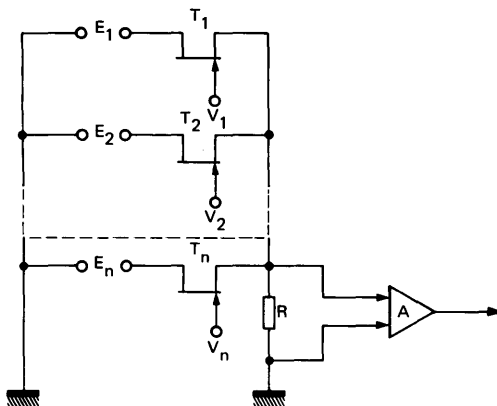


Figure 6.20 – Un groupe de n TEC permet de constituer un "commutateur analogique" à n directions, pour envoyer, à l'entrée de l'amplificateur A, un seul des n signaux V appliqués aux n entrées.

Il ne faut pas chercher à réduire abusivement l'atténuation de la porte à l'état passant. Cela conduirait à augmenter trop la résistance R (d'où augmentation de la résiduelle indésirable venant d'une entrée bloquée) et à choisir des TEC à très faible $r_{DS\ on}$, qui, du fait de leur structure, ont toujours des capacités parasites plus importantes.

Si nous avons utilisé, pour fixer les idées, des TEC dont le $r_{DS\ on}$ est de l'ordre de la centaine d'ohms, nous pouvons prendre une résistance R de $3,9\ K\Omega$: la porte passante ne transmettra "que" 39/40 du signal, mais cette atténuation (qui ne fait que 0,22 dB) est à peu près constante, et ne gêne presque pas l'utilisation.

Si la capacité drain-source, augmentée des capacités parasites de câblage, représente 3,5 pF, il y aura une atténuation, à l'état bloqué de :

107,3 dB	à	50 Hz
101,3 dB	à	100 Hz
87,3 dB	à	500 Hz
81,7 dB	à	1 kHz
67,3 dB	à	5 kHz
61,3 dB	à	10 kHz

En réalité, la présence de la capacité parasite d'entrée de l'amplificateur A vient améliorer les choses, et augmenter l'atténuation des entrées à rejeter.

Si l'atténuation obtenue est insuffisante, on peut parfaitement envisager des portes analogiques à deux étages, comme le représente la figure 6.21, dans laquelle nous avons supposé qu'il n'y avait que deux entrées.

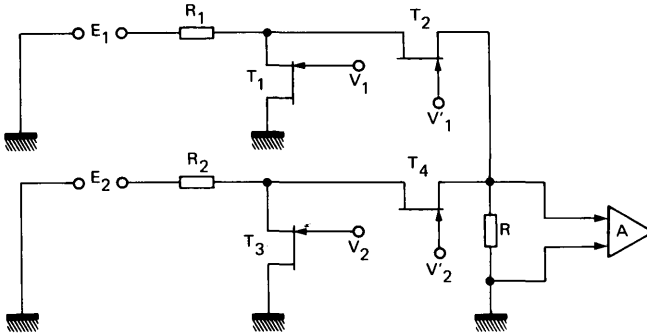


Figure 6.21 — Pour améliorer l'élimination des entrées non connectées dans un commutateur analogique, on peut utiliser un premier TEC éliminateur, T1, passant quand T2 est bloqué : l'élimination du signal V1 est alors bien meilleure qu'avec la seule action de T2.

On voit que, pour chaque entrée, il y a, pour l'éliminer, un premier "chopper shunt", qui l'atténue déjà considérablement avec une atténuation qui croît quand la fréquence du signal V croît. Ensuite, il y a un second chopper, du type série, qui complète l'atténuation.

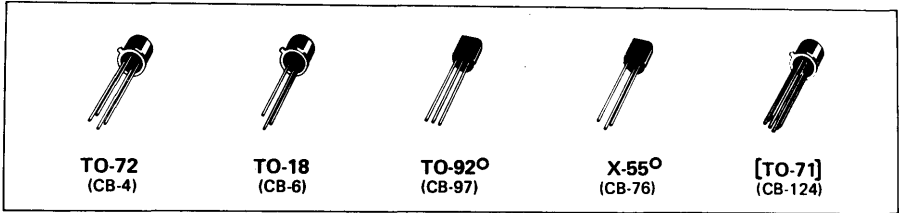
Pour la voie E1, par exemple, quand on veut l'éliminer, on débloque T1, en portant sa grille au potentiel $V_1 = 0$ et l'on débloque T2 en amenant le potentiel V'_1 de sa grille au dessous du VGS off du TEC. Pendant ce temps, on laisse passer E2 en bloquant le T3 par une tension V_2 au dessous de VGS off et l'on débloque T4 en appliquant une tension V'_2 presque nulle à sa grille.

Avec un soin particulier du câblage, on arrive alors facilement à 120 dB d'atténuation sur les voies non transmises.

De toutes façons, lors de l'emploi des TEC à jonction en portes analogiques, il est bon de ne commuter que des tensions d'entrées relativement faibles, d'abord parce que cela pose moins de problèmes pour la commande de grille (on a presque toujours des TEC montés en série et non en shunt pour la commutation analogique), ensuite parce que l'on peut, si l'amplitude du signal est faible, assimiler avec plus de précision le TEC passant à une résistance pure. Dans la mesure où l'on limite la transmission de la porte passante, en tolérant de 0,5 à 2 dB d'affaiblissement, il est bon que cet affaiblissement soit aussi constant que possible. C'est la raison pour laquelle on préfère souvent les portes analogiques en technologie MOS, puisque l'on peut alors polariser la grille beaucoup plus énergiquement dans le sens passant : la variation de résistance $r_{DS\ on}$ en fonction du signal est réduite.

Signalons qu'il existe un moyen de pallier cet inconvénient en commandant la grille à travers une diode (anode vers la grille). Quand on abaisse le potentiel cathode, la diode conduit et bloque le TEC ; dès que l'on porte la cathode à un potentiel positif, la diode se bloque, la grille, étant en "l'air", prend automatiquement le potentiel du canal et le TEC peut être assimilé à une résistance $r_{DS\ on}$ (cf. chapitre 7).

6.4 — RAPPEL DES DISPOSITIFS EXISTANTS



N channel field effect transistors (metal can)

Transistors à effet de champ, canal N (boîtier métal)

Type Type	Case Boîtier	$V_{(BR)GSS}$ (V)	I_{GSS} (nA) (pA)*	I_{DSS} (mA)	Y_{21s} (mS)	V_{GSoff} (V)	C_{11ss} (pF)	C_{12ss} (pF)	r_{DSon} (Ω)	F / f (dB) (Hz) (MHz)*
		min	max	min-max	min-max	min-max	max	max	max	max
2N 3458	TO-18	-50	0,25	3 -15	2,5-10	-8	18			1 1000
2N 3821	TO-72	-50	0,1	0,5 -2,5	1,5-4,5	-4	6	3		5 10
2N 3822	TO-72	-50	0,1	2 -10	3,0-6,5	-6	6	3		5 10
2N 3823	TO-72	-30	0,5	4 -20	3,5-6,5	-8	6	2		2,5 100*
2N 3824	TO-72	-50	0,1			-8	6	3	250	
2N 3966	TO-72	-30	0,1	2 -		-4 -6	6	1,5	220	
2N 4091	TO-18	-40	0,2	30 -		-5 -10	16	5	30	
2N 4091 A	TO-18	-50	25 *	30 -		-5 -10	16	5	30	
2N 4092	TO-18	-40	0,2	15 -		-2 -7	16	5	50	
2N 4092 A	TO-18	-50	25 *	15 -		-2 -7	16	5	50	
2N 4093	TO-18	-40	0,2	8 -		-1 -5	16	5	80	
2N 4093 A	TO-18	-50	25 *	8 -		-1 -5	16	5	80	
2N 4220	TO-72	-30	0,1	0,5 -3	1 -4	-4	6	2		
2N 4220 A	TO-72	-30	0,1	0,5 -3	1 -4	-4	6	2	5	100
2N 4221	TO-72	-30	0,1	2 -6	2 -5	-6	6	2		
2N 4221 A	TO-72	-30	0,1	2 -6	2 -5	-6	6	2	5	100
2N 4222	TO-72	-30	0,1	5 -15	2,5-6	-8	6	2		
2N 4222 A	TO-72	-30	0,1	5 -15	2,5-6	-8	6	2	5	100
2N 4391	TO-18	-40	0,1	50 -150		-4 -10	14	3,5	30	
2N 4392	TO-18	-40	0,1	25 -75		-2 -5	14	3,5	60	
2N 4393	TO-18	-40	0,1	5 -30		-0,5-3	14	3,5	100	
2N 4416	TO-72	-30	0,1	5 -15	4,5-7,5	-6	4	0,8	4	400*
2N 4416 A	TO-72	-35	0,1	5 -15	4,5-7,5	-2,5-6	4	0,8	4	400*
2N 4446	TO-18	-25	3	100-		2 -10	50	25	10	
ESM 4446	TO-18	-25	0,2	100-		-3 -10	50	25	8	
2N 4448	TO-18	-20	3	100-		-2 -10	50	25	12	
ESM 4448	TO-18	-25	0,2	50 -		-1 -5	50	25	12	

○ Plastic case
Boîtier plastique

N channel field effect transistors (metal can)

Transistors à effet de champ, canal N (boîtier métal)

Type Type	Case Boîtier	V _{(BR)GSS} (V)	I _{GSS} (nA) (pA)*	I _{DSS} (mA)	Y _{21s} (mS)	V _{GSoff} (V)	C _{11ss} (pF)	C _{12ss} (pF)	r _{DSon} (Ω)	F / f (dB) (Hz) (MHz)*
		min	max	min-max	min-max	min-max	max	max	max	max
2N 4977	TO-18	-30	0,5	50	-	-4 -10	35	8	15	
2N 4978	TO-18	-30	0,5	15	-	-2 -8	35	8	20	
2N 4979	TO-18	-30	0,5	7,5	-	-0,5-5	35	8	40	
2N 5432	TO-18	-25	0,2	150	-	-4 -10	30	15	5	
2N 5433	TO-18	-25	0,2	100	-	-3 -9	30	15	7	
2N 5434	TO-18	-25	0,2	30	-	-1 -4	30	15	10	

N channel field effect transistors (epoxy can)

Transistors à effet de champ, canal N (boîtier epoxy)

Type Type	Case Boîtier	V _{(BR)GSS} (V)	I _{GSS} (nA)	I _{DSS} (mA)	Y _{21s} (mS)	V _{GSoff} (V)	C _{11ss} (pF) typ. max*	C _{12ss} (pF) typ. max*	r _{DSon} (Ω)	F / f (dB) (kHz)
		min	max	min-max	min-max	min-max	max	max	max	max
2N 3819	TO-92	-25	2	2	-20	2 -6,5	-8	8*	4*	2 1
BC 264	X-55	-30	10	2	-12	2,5-	-0,5-	4	1,2	2 1
BC 264 A	X-55	-30	10	2	-4,5	2,5-	-0,5-	4	1,2	2 1
BC 264 B	X-55	-30	10	3,5	-6,5	3 -	-0,5-	4	1,2	2 1
BC 264 C	X-55	-30	10	5	-8	3,5-	-0,5-	4	1,2	2 1
BC 264 D	X-55	-30	10	7	-12	4 -	-0,5-	4	1,2	2 1
BF 245	X-55	-30	5	2	-25	3 -6,5	-0,5-8	4	1,1	
BF 245 A	X-55	-30	5	2	-6,5	3 -6,5	-0,5-8	4	1,1	
BF 245 B	X-55	-30	5	6	-15	3 -6,5	-0,5-8	4	1,1	
BF 245 C	X-55	-30	5	12	-25	3 -6,5	-0,5-8	4	1,1	
ESM 4091	X-55	-30	1	30	-	-5-10	28*	5*	30	
ESM 4092	X-55	-30	1	15	-	-2-7	28*	5*	50	
ESM 4093	X-55	-30	1	8	-	-1-5	28*	5*	80	

6.5 — SCHEMATIQUE DES MONTAGES A COMMUTATION A TEC

6.5.1 — Circuits bistables

Le basculeur bistable symétrique (type Eccles-Jordan) peut être réalisé avec des TEC ; il présente assez peu d'intérêt. En revanche, le Trigger de Schmitt à TEC est intéressant en raison de sa grande impédance d'entrée. Il peut en particulier, servir à détecter un seuil de courant, ce courant, très faible, passant dans une grande résistance.

Le montage de la figure 6.22 est le plus simple. La réaction positive est appliquée à la source de T₁ ;

quand son courant drain croît, la tension drain diminue, il en va de même du potentiel d'émetteur de T_2 , ce transistor étant monté en collecteur commun. On peut, éventuellement, remplacer la diode Zener Z par une résistance : on n'applique plus alors à la source du TEC qu'une partie de la variation du potentiel de son drain.

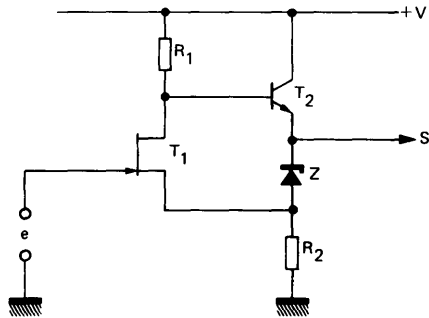


Figure 6.22 – Trigger de Schmitt à haute impédance d'entrée. Exemple de réalisation : $T_1 = 2N 4093$, $T_2 = 2N 1711$, $Z = BZX 46-C6 V2$, $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$, $+V = 24 \text{ V}$.

Le montage de la figure 6.23 est plus perfectionné. Le TEC agit par son drain sur l'amplificateur symétrique du type "L.T.P." à deux PNP. Le potentiomètre P_1 agit sur les valeurs des seuils haut et bas du trigger, le potentiomètre P_2 modifie l'écart des seuils.

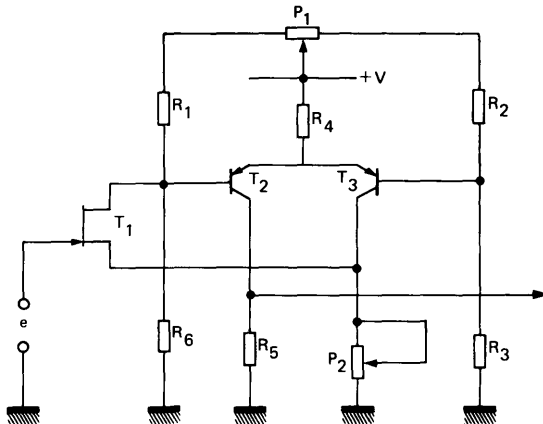


Figure 6.23 – Trigger de Schmitt à haute impédance d'entrée, permettant un réglage des seuils en écart et en valeur moyenne. Exemple de réalisation : $T_1 = 2N 4093$, T_2 et $T_3 = 2N 2907$, $+V = 12 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_6 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 390 \Omega$, $P_1 = 0,5 \text{ k}\Omega$, $P_2 = 500 \Omega$.

Pour ces deux montages, on a intérêt à utiliser des TEC à tension de blocage $|V_{GS \text{ off}}|$ relativement réduite (moins de 3 V si possible).

Bien entendu, on peut aussi constituer un Trigger de Schmitt à TEC par association de deux TEC, montés comme le montage équivalent à tubes ou à transistors, ainsi que le montre la figure 6.24. Suivant les valeurs des résistances et les pentes des TEC, le montage peut être un vrai Trigger, ou un amplificateur à grand gain, mais sans hystérésis.

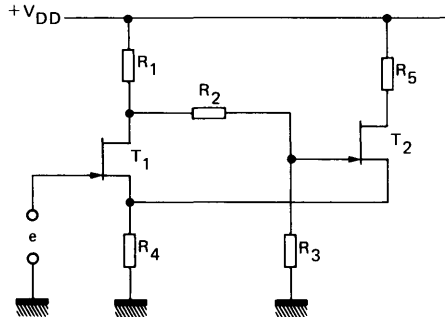


Figure 6.24 – Trigger de Schmitt de conception classique. Exemple de réalisation : T₁ et T₂ = 2N 4093, R₁ = 5,6 kΩ, R₂ = 330 kΩ, R₃ = 220 kΩ, R₄ = 1,2 kΩ, R₅ = 1 kΩ, +V_{DD} = 12 V.

6.5.2 – Circuits monostables

L'intérêt des monostables à TEC est qu'ils permettent la réalisation de périodes extrêmement longues, sans avoir à utiliser des condensateurs de trop forte capacité.

On peut transposer au cas des TEC le montage classique à transistors, mais la nécessité de polariser un TEC négativement, et la tension résiduelle importante aux bornes de l'autre TEC (débloqué), nécessitent l'emploi d'une source de tension négative. On arrive alors au schéma de la figure 6.25. T₁ est normalement bloqué ; on déclenche le monostable par un top négatif en Sy. On peut utiliser des valeurs très élevées de résistances pour R₃ et R₄.

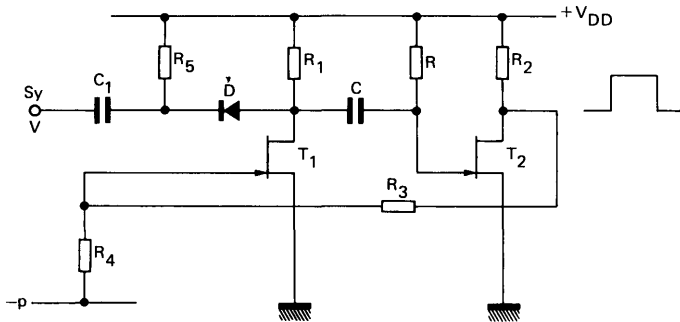


Figure 6.25 – Monostable du type classique. Exemple de réalisation : T₁ et T₂ = 2N 3823, R₁ = R₂ = 3,3 kΩ, R₃ = 330 kΩ, R₄ = 100 kΩ, R₅ = 47 kΩ, C₁ = 10 nF, C selon période à obtenir, R selon période (R supérieure à 100 kΩ), +V_{DD} = 12 V, -p = -6 V, D = 1N 4148.

Il est possible de réaliser des monostables beaucoup plus simples avec un TEC et un PNP. Le montage est celui de la figure 6.26. A l'état de repos, T₁ est conducteur, T₂ est saturé. La résistance R₄, qui limite la valeur du courant base de T₂ n'est par forcément nécessaire, mais elle permet de déclencher plus facilement le montage, car le taux de saturation de T₂ se trouve réduit, ce qui diminue son temps de stockage.

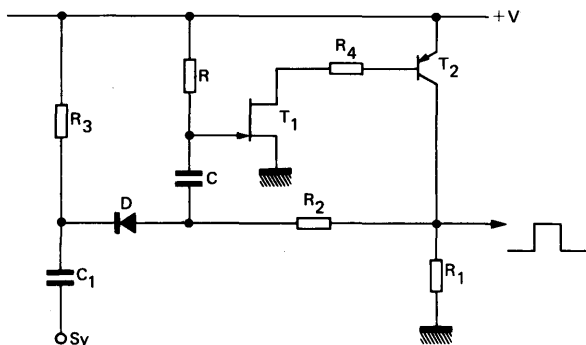


Figure 6.26 – Monostable à TEC et transistor bipolaire. Exemple de réalisation : T₁ = 2N 4393, T₂ = 2N 2907, R₁ = 2,2 k Ω , R₂ = 220 Ω , R₃ = 47 k Ω , R₄ = 5,6 k Ω , C₁ = 22 nF, C selon période, R selon période (R supérieur à 220 k Ω), D = 1N 4148, +V = 12 V.

Une impulsion négative en Sy amorce une diminution du courant drain de T₁, donc une diminution du courant collecteur de T₂. Le phénomène peut être cumulatif si la tension V est assez grande (notamment supérieure au $|V_{GS\ off}|$ de T₁) : on arrive au blocage simultanée de T₁ et de T₂, le potentiel de la grille de T₁ tombant pratiquement à $-V$, car la résistance R₂ est négligeable par rapport à R.

Le potentiel de la grille de T₁ remonte ensuite lentement, en raison du courant qui, à travers R, décharge C. Quand ce potentiel arrive suffisamment près de zéro pour que T₁ commence à conduire, le processus cumulatif à lieu en sens inverse. Le condensateur C se recharge à travers la jonction grille-canal de T₁, la résistance R₂ limitant la valeur crête de l'intensité de charge, pour ne pas endommager le TEC.

On peut rendre la période variable en faisant revenir l'extrémité supérieure de R sur le curseur d'un potentiomètre de valeur quelconque (notamment inférieure à R), branché entre masse et +V.

Avec une résistance R de $5 \cdot 10^9 \Omega$ et un condensateur C de bonne qualité ("mylar" ou "styroflex") de 2,2 μF , on arrive facilement à une période de plus de quatre heures. Un TEC d'excellente qualité, avec un courant grille de moins de 10 pA peut être utilisé avec une résistance R de $2 \cdot 10^{11} \Omega$. Avec un condensateur de 4,7 μF , on arrive à une période qui peut dépasser une semaine !

Dans ce dernier cas, il faut prendre les précautions habituelles relatives aux montages relevant de l'électrométrie. Il faut, en particulier, placer le TEC, le condensateur C et la résistance R dans une enceinte étanche, contenant un desséchant, le passage des connexions vers l'extérieur étant fait par des traversées en céramique métallisées soudées, d'excellente qualité.

Le circuit de la figure 6.26 peut aussi être déclenché, via une diode, sur la base de T₂ comme le montre la figure 6.27. Le pont diviseur R₃ - R₅ polarise l'anode de la diode à une valeur inférieure d'environ 1 V à + V, pour que la diode soit bien bloquée en dehors du passage des impulsions de déclenchement, appliquées en positif à l'entrée Sy. Sur ce monostable, nous avons représenté le potentiomètre P, qui permet d'ajuster la période.

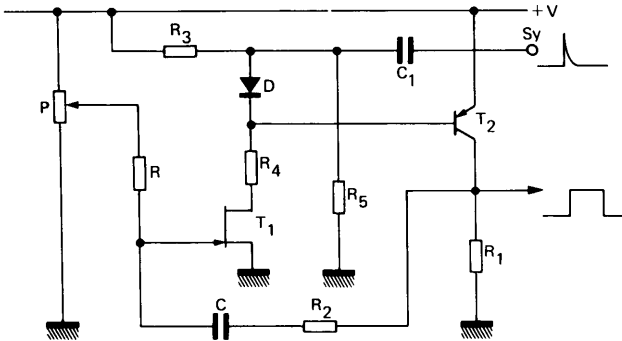


Figure 6.27 – Monostable à variation de période. Exemple de réalisation : T₁ = 2N 4222, T₂ = 2N 2907, D = 1N 4142, + V = 12 V, R₁ = 2,2 k Ω , R₂ = 220 Ω , R₃ = 47 k Ω , R₄ = 5,6 k Ω , R₅ = 560 k Ω , C₁ = 22 nF, C selon période, R selon période, (R supérieure à 220 k Ω , P de 10 k Ω à 5 M Ω (mais pas supérieur à R/5)).

Quand on veut réaliser des périodes extrêmement longues, le mieux, pour étalonner le monostable, est de remplacer le condensateur C définitif par un condensateur d'une valeur 100 ou 1000 fois plus petite. Si l'on règle cette période, par exemple, à une valeur voisine de 10 mn 5 s avec un condensateur de 4,5 nF, on sait que, pour un même réglage de P, la période sera proche de la semaine avec un condensateur de 4,7 μ F.

L'intérêt fondamental des montages des figures 6.26 et 6.27 est que ces monostables ne consomment aucun courant pendant la période, les deux transistors étant alors bloqués.

6.5.3 – Circuits astables

Là aussi, l'intérêt des TEC est de réaliser des multivibrateurs dont la période peut être extrêmement longue, sans avoir à employer des condensateurs de capacité prohibitive.

On peut transposer aux TEC le montage classique d'ABRAHAM & BLOCH, tel que le représente la figure 6.28. Contrairement au cas des transistors à jonction, il n'y a pas de limite pour les valeurs des résistances R₃ et R₄. D'autre part, les extrémités de ces résistances non reliées aux grilles peuvent être ramenées à un potentiel que l'on fait varier de zéro à + V_{DD}. On ajuste ainsi la fréquence d'oscillation dans un grand domaine de variation.

Si l'on veut obtenir des fréquences très basses, on peut utiliser des résistances de drain extrêmement élevées (mais cependant faibles par rapport aux résistances de grilles R₃ et R₄). On a ainsi un montage à faible consommation.

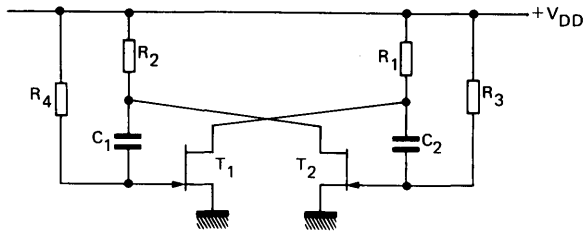


Figure 6.28 – Multivibrateur astable classique à deux TEC. Exemple de réalisation : T_1 et $T_2 = 2N\ 4093$, $R_1 = R_2 = 4,7\ k\Omega$, R_3 et R_4 selon période (supérieures à $100\ k\Omega$), C_1 et C_2 selon période (supérieurs tous deux à $10\ nF$, avec un rapport C_1/C_2 compris entre 0,2 et 5), $V_{DD} = +12\ V$.

Il y a un circuit intéressant, représenté sur la figure 6.29, qui fournit un signal de sortie extrêmement dissymétrique, par exemple un top de quelques millisecondes toutes les minutes, avec une consommation moyenne extrêmement réduite.

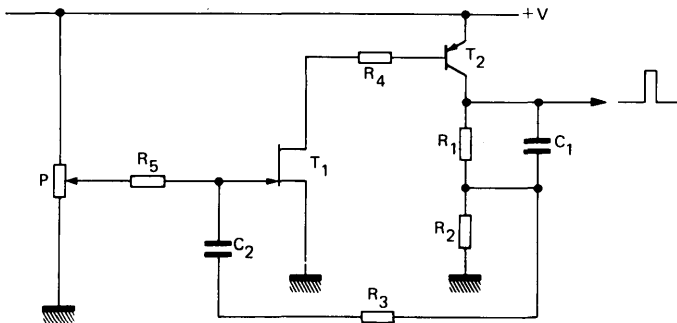


Figure 6.29 – Multivibrateur astable à grande dissymétrie (le TEC et le PNP sont presque toujours bloqués, n'étant débloqués, par exemple, que quelques millisecondes toutes les secondes). Exemple de réalisation : $T_1 = 2N\ 4393$, $T_2 = 2N\ 2907$, $R_1 = R_2 = 2,2\ k\Omega$, $R_3 = 100\ \Omega$, $R_4 = 5,6\ k\Omega$, $C_1 = 10\ \mu F$ (ou, dans tous les cas, plus de 5 fois C_2 et plus de $2,2\ \mu F$), C_2 selon période (plus de $0,1\ \mu F$), R_5 selon période (plus de $200\ k\Omega$), $P = 47\ k\Omega$.

Pour en expliquer le fonctionnement, nous supposons que les résistances R_1 et R_2 sont égales, et que la tension d'alimentation $+V$ est largement supérieure au double de la tension $V_{GS\ off}$ de blocage de T_1 .

Supposons au départ, les deux transistors bloqués. Du courant passe dans R_5 , avec une intensité qui varie suivant la position du curseur de P , ramenant le potentiel de la grille de T_1 vers zéro.

Quand ce potentiel atteint $V_{GS\ off}$, T_1 commence à conduire, entraînant la conduction de T_2 , qui, par C_2 réagit sur le courant de T_1 : le phénomène est cumulatif, et T_2 arrive à saturation. La variation de potentiel du collecteur de T_2 est rapide, aussi le condensateur C_1 (dont la capacité est très supérieure à celle de C_2) transmet la totalité de la variation de ce potentiel, soit environ V , à l'armature du bas de C_2 . Celui-ci se charge à peu près à la tension V à travers la résistance R_3 (qui limite l'intensité crête de charge, pour ne pas endommager T_1) et la jonction grille-source de T_1 .

Quand cette recharge est finie (ce qui est très court), le potentiel du point commun de R_1 et de R_2 , qui était momentanément monté à $+V$, redescend vers la valeur $V/2$, puisque R_1 et R_2 sont égales. Comme la résistance R_5 est très élevée, et que la constante de temps $C_2 \times R_5$ est très grande par rapport aux autres constantes de temps de montage, la descente de potentiel de l'armature inférieure de C_2 est retransmise à la grille de T_1 , qui commence à se bloquer, et le processus cumulatif se reproduit en sens inverse, les deux transistors se rebloquant.

On peut faire varier la durée qui sépare les tops positifs courts se produisant, pendant chaque déblocage des deux transistors, sur le collecteur de T_2 , au moyen du potentiomètre P.

6.5.4 – Circuit chopper

La figure 6.30 reproduit un chopper série avec neutrodynage, réalisé suivant le principe de la figure 6.19. Les signaux de commande sont obtenus à partir d'une tension sinusoïdale de 1 kHz, 0,45 V eff, amplifiée par les transistors T_2 et T_3 , montés en amplificateur différentiel. Le transistor T_4 joue le rôle de source à courant constant.

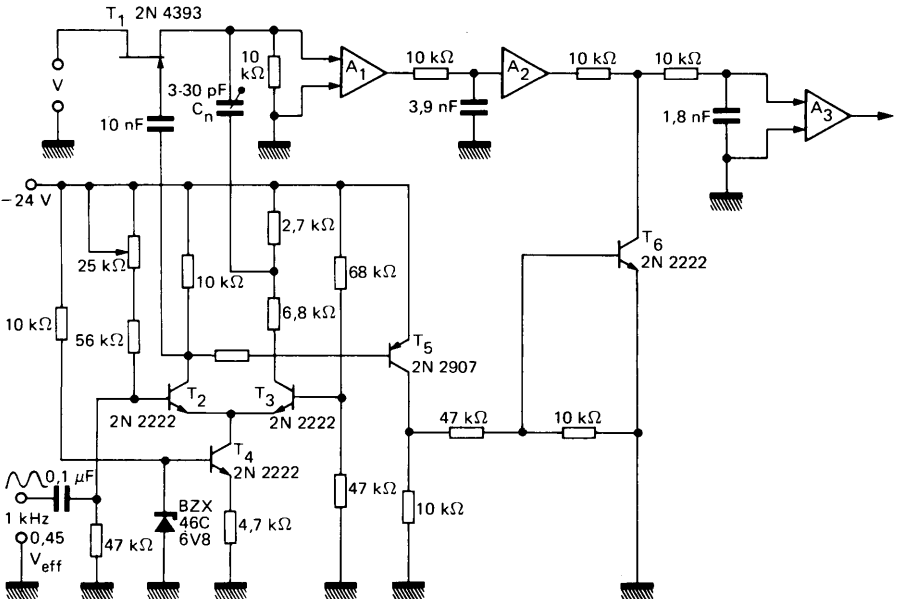


Figure 6.30 – Réalisation pratique d'un chopper à élimination de parasites, suivant le principe de la figure 6.19.

Le signal de T_2 commande la grille du chopper série T_1 par un condensateur, sans résistance de fuite, ainsi qu'on l'a vu sur la figure 6.13. L'amplificateur A_1 est un ensemble NPN + PNP, avec un 2N 2482 à l'entrée (pour réduire le bruit), dont le gain en tension est de l'ordre de 20 (26 dB).

A sa sortie, il y a un premier filtre pour réduire les composantes élevées, introduisant une atténuation de 3 dB autour de 4 kHz. Le second amplificateur, A₂, de gain 26 dB également, est équipé de deux transistors, un NPN et un PNP avec contre-réaction (le NPN est un modèle ordinaire, le bruit n'étant plus gênant). A sa sortie, on trouve le second chopper, qui, contrairement au cas de la figure 6.19, est un transistor bipolaire.

Le rôle de ce second chopper est seulement d'éliminer les signaux parasites pendant la commutation du chopper principal. Le niveau des signaux utiles est assez élevé pour que l'offset d'un transistor bipolaire ne gêne plus.

Un second filtre R.C, de la même fréquence de coupure que le premier, élimine encore le bruit résiduel.

Un tel chopper permet de mesurer des tensions continues de quelques microvolts, surtout si l'on admet, après détection synchrone, de munir le galvanomètre sur lequel s'affiche la mesure, d'un amortisseur important pour éliminer les composantes à basse fréquence de bruit.

LES PORTES ANALOGIQUES A TEC A JONCTIONS

par M. NEYROZ

7.1 — GENERALITES — COMPOSITION DE LA PORTE

Par définition, une porte analogique est un élément permettant de transmettre ou de bloquer, de façon aussi parfaite que possible dans les deux cas, un signal analogique qui peut être continu ou alternatif.

Les temps de passage d'un état à l'autre doivent être brefs, pour chercher à obtenir des intervalles de conduction ou de coupure aussi faibles que nécessaire.

Les portes analogiques SF.T 7001 à 7004 répondent à cette définition. Elles comprennent, dans un même boîtier TO-5 à six passages :

- un transistor à effet de champ type commutation
- une diode à capacité variable
- un transistor bipolaire PNP

Ces éléments, dont le rôle sera défini dans le paragraphe 7.2 sont câblés suivant la figure 7.1.

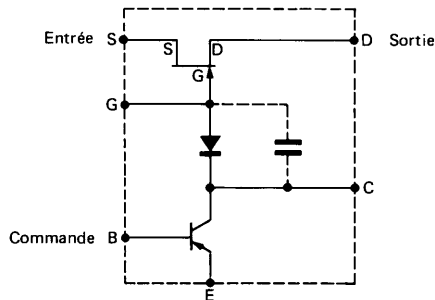


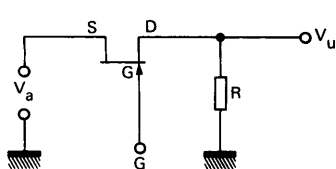
Figure 7.1 — Composition des portes analogiques SF.T 7001 à SF.T 7004

7.2 — FONCTION ET CARACTERISTIQUE DE CHAQUE ELEMENT

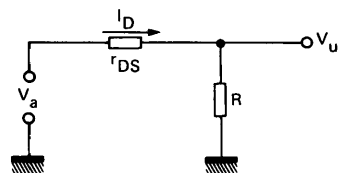
7.2.1 — Le transistor à effet de champ

Du type à jonction, canal N, c'est l'élément principal de la porte. Il joue le rôle d'interrupteur. Le signal analogique V_a , appliqué sur la source ou sur le drain (le dispositif est symétrique, cf. § 6.1.1) entraîne la circulation d'un courant I_D dans la résistance drain-source r_{DS} (canal du TEC) en série avec la résistance de sortie R . Sur cette dernière apparaît la tension d'utilisation V_u , comme le montre la figure 7.2 où :

$$V_u = V_a \frac{R}{R + r_{DS}} = R I_D \quad (7.1)$$



a - Si $|V_{GD}| >$ Tension de pincement :
 $r_{DS} \approx \infty$, $I_D \approx 0$, $V_u \approx 0$



b - Si $V_{GD} \approx 0$: r_{DS} est faible et $V_u \approx V_a$

Figure 7.2 – Le TEC utilisé en commutation

Le passage de l'état bloqué à l'état passant, et vice versa, fait l'objet du paragraphe 7.3. Deux cas sont possibles :

a) – La grille est à un potentiel suffisamment négatif tel que $|V_{GS}|$ ou $|V_{GD}|$ soit supérieur à la tension de pincement. Dans ce cas, r_{DS} atteint une valeur très élevée (en général $> 10^{10} \Omega$ pour les TEC utilisés, voir figure 7.3.c) et I_D se réduit au courant de fuite du TEC bloqué, c'est à dire I_{DSX} , qui est de l'ordre de quelques dizaines de picoampères à 25 °C (la notice donne 1 nA maximum).

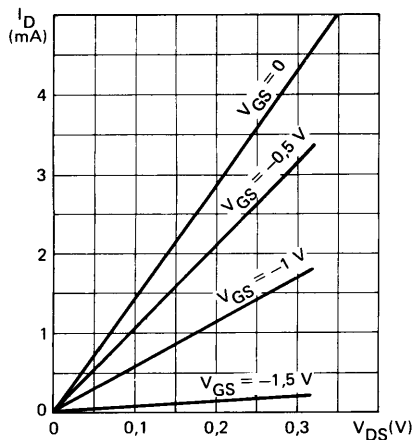
V_u devient alors quasiment nul ; en prenant par exemple :

$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

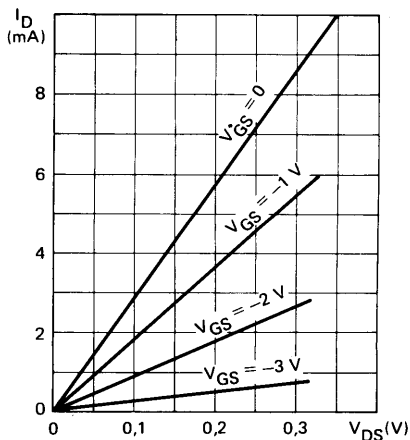
$$V_a = 1 \text{ V}$$

$$I_{DSX} = 100 \text{ pA}$$

V_u ne vaut que 1 μV . La porte est donc parfaitement fermée.



a – à faible tension V_{DS} pour les SF.T 7001 - 7002



b – à faible tension V_{DS} pour les SF.T 7003 - 7004

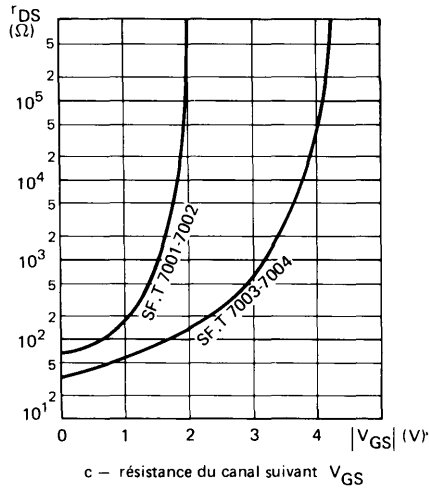


Figure 7.3 – Courbes typiques des TEC

b) – La grille est au même potentiel que le drain ($V_{GD} = 0$) ou que la source ($V_{GS} = 0$). r_{DS} tombe à sa valeur minimale $r_{DS\ on}$ (voir figure 7.3.c).

V_a se retrouve en sortie dans le rapport $R / (R + r_{DS\ on})$.

En posant : $R = 10\ k\Omega$; $V_a = 1\ V$; $r_{DS\ on} = 50\ \Omega$.

V_U atteint 0.995 V. La porte est ouverte : on retrouve en sortie la quasi-totalité du signal d'entrée.

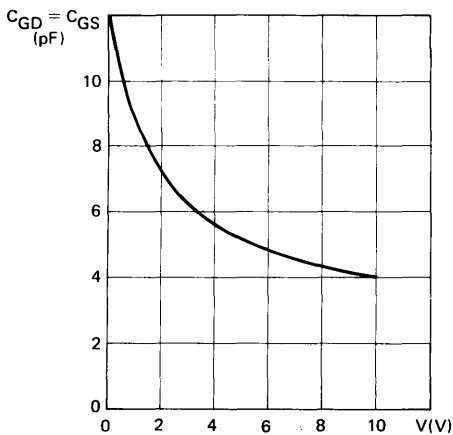


Figure 7.4 – Capacités du TEC en fonction de la tension

Les capacités grille-source C_{GS} et grille-drain C_{GD} jouent un rôle très important pour la commutation et la réponse en fréquence de la porte. La figure 7.4 donne l'évolution de ces capacités en fonction de la tension.

7.2.2 – La diode à capacité variable

Elle a un double but : d'une part, éviter une injection de courant dans la grille du TEC (canal N) quand la tension de commande devient positive, tout en permettant à une tension négative suffisante de bloquer le TEC ; d'autre part, sa capacité permet une ouverture rapide de la porte par absorption des charges des capacités parasites du TEC. Cette capacité intervient donc de manière prépondérante dans la commutation (voir paragraphe 7.3.3). La figure 7.5 indique la variation de la capacité en fonction de la tension.

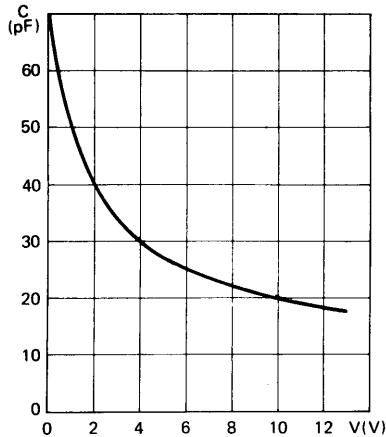


Figure 7.5 – Variation de la capacité de la diode en fonction de la tension

7.2.3 – Le transistor PNP

C'est l'organe de commande :

- lorsqu'il est bloqué, la tension d'alimentation du collecteur ($-V$) se retrouve sur la cathode de la diode, donc sur la grille du TEC : la porte est fermée.
- lorsqu'il est saturé, le collecteur passe au potentiel de l'émetteur qui est à la masse ou bien à un potentiel $+V$ (dans le cas où le montage est réalisé avec deux alimentations). La diode varicap est polarisée en inverse, la grille du TEC n'est plus polarisée : la porte est passante.

Les caractéristiques du PNP doivent permettre une bonne réponse en commutation ; sur les portes SF.T 7001 à 7004, les transistors montés ont donc :

- un gain relativement élevé
- une fréquence de coupure élevée
- une faible tension de saturation entre collecteur et émetteur.

7.3 – FONCTIONNEMENT

7.3.1 – Porte fermée

7.3.1.1 – TENSION ANALOGIQUE NEGATIVE CONTINUE

Les portes SF.T 7001 à 7004 sont fermées, quand V_{GS} (ou V_{GD}) est plus négatif que -7 volts, tension pour laquelle le TEC est garanti bloqué. En appliquant une tension V_a négative sur la source, si PNP est alimenté avec une tension de collecteur $-V$, il faut impérativement $|V_{GS}| > |-7V|$ sinon une fraction du signal se retrouverait en sortie.

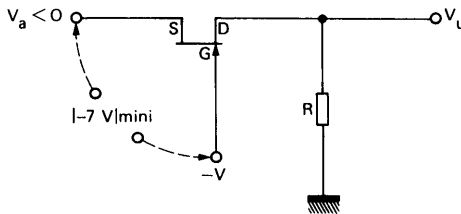


Figure 7.6 – Condition limite d'amplitude du signal analogique

Pour un signal d'entrée $V_a = -10$ V, il faudra donc alimenter le PNP avec $-V = -17$ V, valeur limite. Si l'on dispose seulement d'une alimentation de -15 V, on devra limiter l'amplitude négative du signal analogique à -8 V.

7.3.1.2 – TENSION ANALOGIQUE POSITIVE CONTINUE

Pour V_a positif quand la porte est fermée (donc $-V$ volts sur la grille) la tension $|V_{GS}| = V_a + |-V|$ est limitée par la tension de claquage grille canal BV_{GSS} (-30 V).

D'où la tension V_a à ne pas dépasser :

$$V_a \leq |V_{(BR)GSS}| - |-V|$$

7.3.1.3 – TENSION ANALOGIQUE ALTERNATIVE

Le transistor à effet de champ bloqué entraîne $r_{DS} \neq \infty$. Du point de vue alternatif, le schéma

équivalent de l'ensemble devient celui de la figure 7.7.a, où R_C est la résistance de charge du PNP. Le montage expérimental réalisé avec $R = 50 \Omega$; $R_C = 1,2 \text{ k}\Omega$; $V_a = 1 \text{ V}$ crête à crête et $-V = 12 \text{ V}$, montre qu'une fraction croissante de V_a se retrouve en sortie, quand la fréquence augmente (figure 7.7.b).

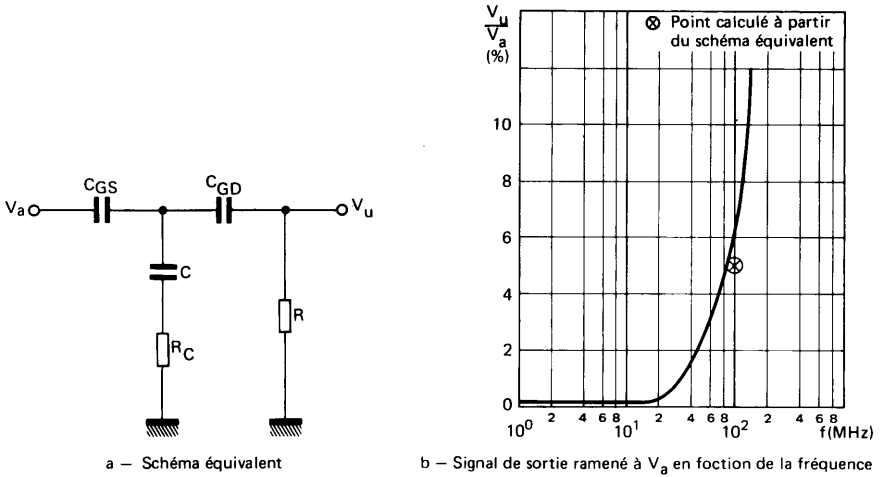


Figure 7.7 – Porte fermée

7.3.2 – Porte ouverte

7.3.2.1 – SIGNAL ANALOGIQUE CONTINU

En restant dans les limites données sur notice, pour le signal d'entrée, la tension de grille suit parfaitement la tension de sortie :

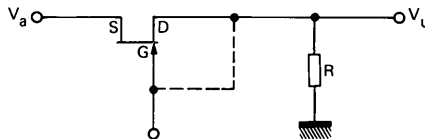


Figure 7.8 – Porte ouverte : le signal de grille suit le signal de sortie

Il faut mettre ici en évidence que le potentiel de grille est flottant du fait que l'on se trouve entre deux jonctions polarisées en inverse :

- la jonction de la varicap
- la jonction grille canal

La lecture de la tension en ce point ne pourra se faire qu'avec un voltmètre de forte impédance (10 GΩ par exemple) sinon cela reviendrait à mettre la grille à la masse et le fonctionnement de l'ensemble serait perturbé. (voir note 1).

La tension de sortie V_U est fonction du courant I_D qui traverse le TEC (figure 7.2.b). I_D est fixé par V_a , par R et par le transistor à effet de champ comme le montrent les figures 7.9 et 7.10.

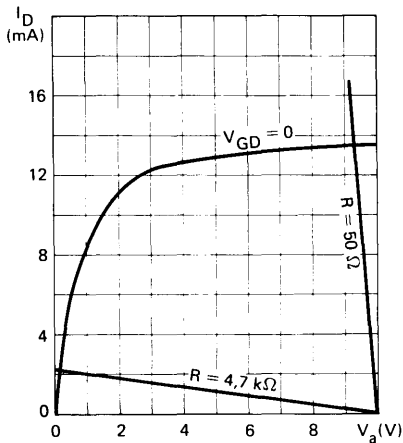


Figure 7.9 – Porte SF.T 7002

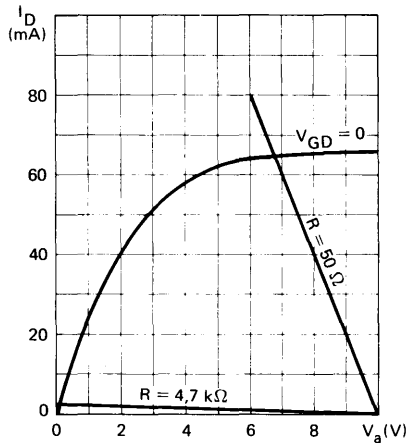


Figure 7.10 – Porte SF.T 7004

Pour obtenir une bonne linéarité du transfert $V_U = f(V_a)$, il faut augmenter la résistance de sortie R, ce qui permet de diminuer I_D et de se retrouver dans la zone purement résistive de la caractéristique $I_D = f(V_{DS})$ du TEC. Si R doit être impérativement faible, il sera nécessaire de limiter l'amplitude de V_a et d'avoir une résistance du canal $r_{DS\ on}$ faible (à $V_{GD} = 0$) ; dans ce cas, la porte SF.T 7003 serait la mieux adaptée.

Note 1 : Pour que la diode varicap soit polarisée en inverse, il faut que la tension de grille soit plus faible que la tension de collecteur, quand le PNP est saturé. Cette dernière vaut environ $+V$ (alimentation d'émetteur) et $V_G \approx V_U \approx V_a$. D'où la condition nécessaire :

$$+V > V_a \text{ quand } V_a \text{ est positif}$$

7.3.2.2 – SIGNAL ANALOGIQUE ALTERNATIF

Pour de basses fréquences, le signal alternatif va se retrouver en sortie dans le rapport $\frac{R}{R + r_{DS\ on}}$ comme pour un signal continu.

Aux fréquences élevées, les capacités du TEC et de la varicap modifient cette relation. Lorsque la porte est ouverte le PNP est saturé ; en supposant que ce dernier ait une résistance dans son émetteur R_E et en négligeant la résistance de saturation, le schéma équivalent devient en première

approximation celui de la figure 7.11.a, qui n'est que l'association parallèle-parallèle de deux quadripôles (figure 7.11.b).

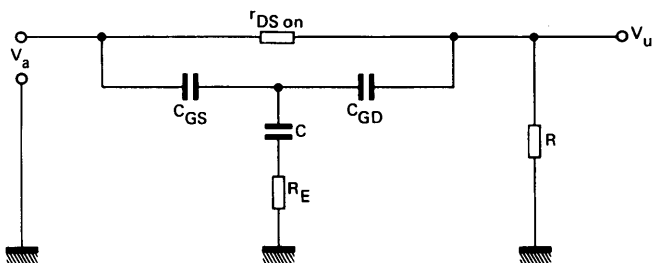


Figure 7.11.a

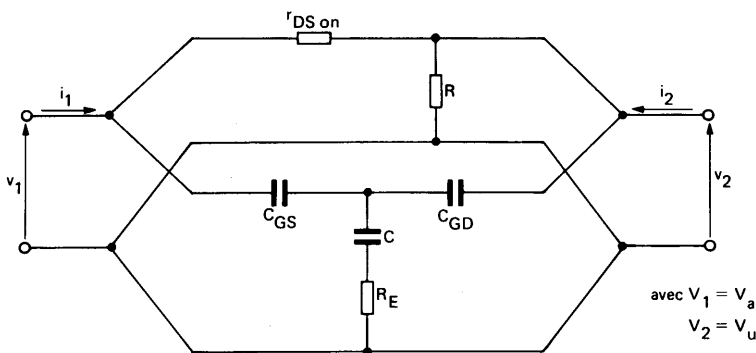


Figure 7.11.b

La matrice $[Y]$ du quadripôle complet est la somme des matrices $[Y_1]$ et $[Y_2]$ de chaque quadripôle. L'inversion de $[Y]$ donne la matrice $[Z]$.

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{DS\ on}} + \frac{1}{\Delta Z_2} \left(\frac{1}{jC'\omega} + R_E + \frac{1}{jC\omega} \right) & -\frac{1}{r_{DS\ on}} - \frac{1}{\Delta Z_2} \left(R_E + \frac{1}{jC\omega} \right) \\ \frac{1}{r_{DS\ on}} - \frac{1}{\Delta Z_2} \left(R_E + \frac{1}{jC\omega} \right) & \frac{1}{r_{DS\ on}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{\Delta Z_2} \left(\frac{1}{jC'\omega} + R_E + \frac{1}{jC\omega} \right) \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

avec $C' = C_{GD} = C_{GS}$ et $\Delta Z_2 =$ déterminant de $[Z]$ du deuxième quadripôle.

En passant par l'impédance itérative Z_0 telle que :

$$Z_0^2 - (z_{11} + z_{22}) Z_0 + \Delta Z = 0 \quad (7.3)$$

et sachant que $v_1 = Z_0 i_1$ et $v_2 = Z_0 i_2$, on déduit l'affaiblissement :

$$a = \frac{i_2}{i_1} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{Z_0 - z_{11}}{z_{12}} \quad (7.4)$$

Le calcul effectué à $f = 10$ MHz donne pour le module de a la même valeur que le rapport $R / (R + r_{DS\ on})$.

La figure 7.12 donne l'évolution du rapport (V_u / V_a) ramené à $R / (R + r_{DS\ on})$ en fonction de la fréquence, pour un montage expérimental réalisé avec :

- $V_a = 1$ volt crête à crête
- alimentation ± 12 volts
- $R = 50 \Omega$
- $r_{DS\ on} = 22 \Omega$
- $R_E = 56 \Omega$

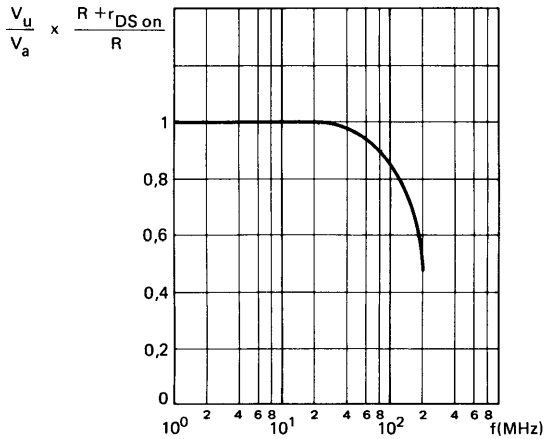


Figure 7.12 – Porte ouverte. Limitation en fréquence du signal analogique.

7.3.3 – Commutation

7.3.3.1 – MONTAGE

La figure 7.13 propose un schéma de montage pour exposer le processus de commutation. Deux alimentations $+V$ et $-V$, choisies en fonction de V_a (cf. § 7.3.1.1), sont utilisées avec la porte SF.T 7001 ; V_a est fixé à $+5$ volts et R à $5 \text{ k}\Omega$. Les résistances R_C , R_E , R_1 et R_2 sont telles que le gain forcé du PNP soit d'environ 2 et le courant de collecteur à la saturation de 5 mA.

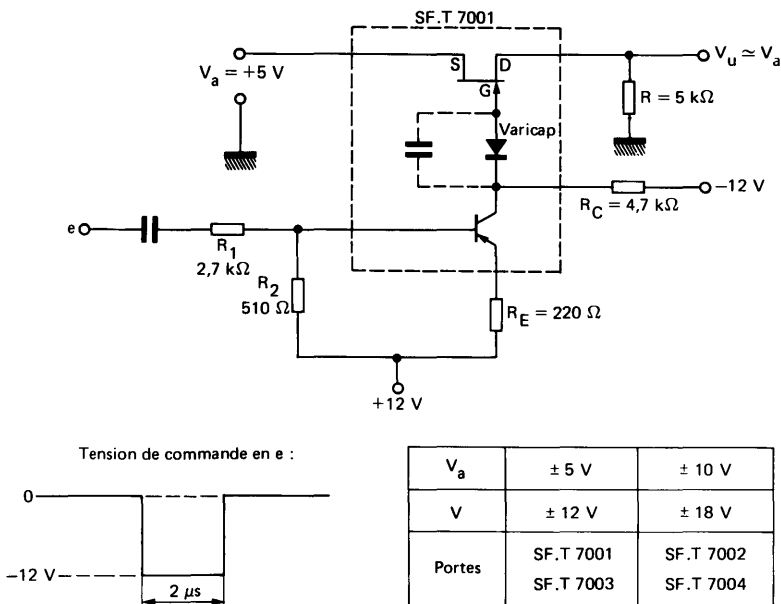


Figure 7.13 – Montage de test

7.3.3.2 – PROCESSUS

Les temps de réponse en commutation du PNP conditionnent pour une large part ceux de la porte. En effet, les temps du PNP sont de l'ordre de 100 ns et ceux du TEC d'une vingtaine de nanosecondes. Les signaux obtenus à partir du montage ci-dessus sont donnés sur la figure 7.14.

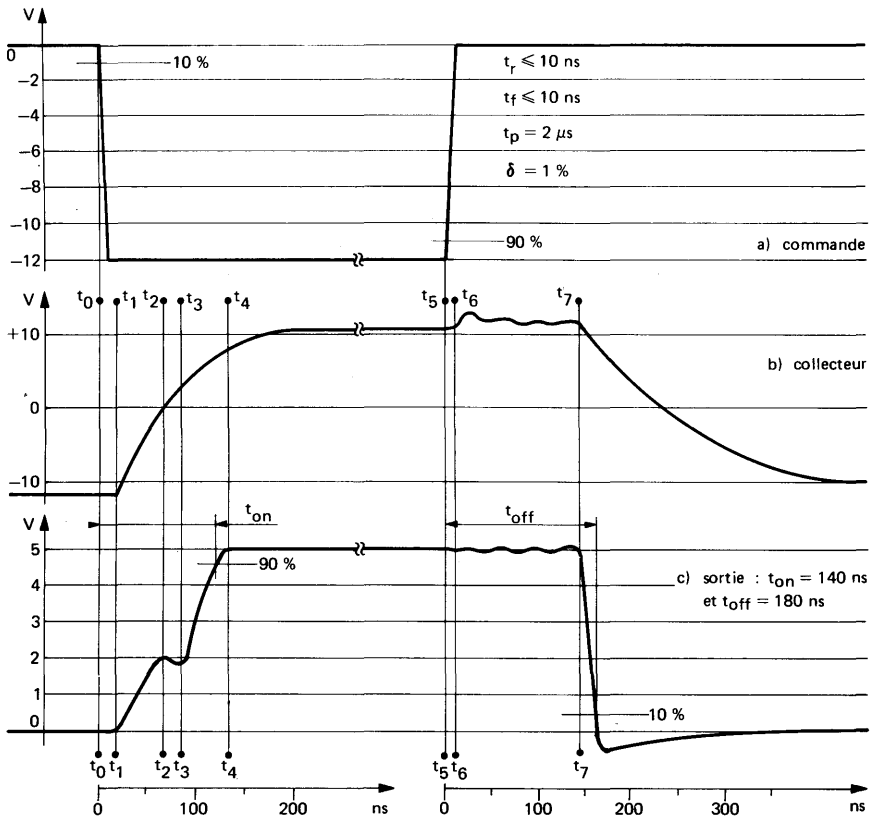
a – ouverture : à t_0 , le signal de commande est appliqué. La tension du collecteur du PNP passe de -12 volts à $+10.5$ volts environ. Au temps t_1 , la capacité C est maximale (≈ 70 pF) car la différence de potentiel à ses bornes est nulle, elle se comporte donc comme un court-circuit par rapport à C_{GD} (≈ 4 pF). La tension aux bornes de C_{GD} initialement chargé à -12 volts va évoluer avec le (dV/dt) du collecteur du PNP. Cette évolution entraînera le passage d'un courant de décharge $i = C_{GD} (dV/dt)$ dans la résistance R pendant l'intervalle $t_1 - t_2$.

Au temps t_2 , la charge initiale de C_{GD} est complètement évacuée et cette capacité commence à se charger à nouveau avec un potentiel positif du côté de la grille du TEC. Mais à ce moment là, le TEC n'est plus totalement bloqué, car V_{GD} devient inférieur à la tension de blocage $|-7 \text{ V}|$.

Un courant croissant traverse r_{DS} . Du temps t_3 au temps t_4 , la tension d'utilisation V_u augmente jusqu'à atteindre $R / (R + r_{DS\text{ on}}) \cdot V_a$.

b – fermeture : au temps t_5 , le signal de commande est annulé. Après le temps nécessaire à l'évacuation des charges stockées dans la base du PNP (t_6 à t_7), la tension collecteur décroît pour passer de +10.5 volts à -12 volts. Au temps t_7 , les deux capacités C et C_{GD} en série forment un circuit différenciateur avec la résistance de canal minimale $r_{DS\ ON}$. La chute de tension de collecteur différenciée apparaît sur la résistance R avec un flanc très raide, puisque la constante de temps $r_{DS\ ON} \times C_{GD}$ est faible. Dans le même temps, le potentiel de grille, devenu suffisamment négatif, bloque le TEC.

Remarque : l'utilisateur peut modifier la polarisation du PNP pour chercher à améliorer les temps de commutation de la porte. Les mécanismes de commutation d'un transistor bipolaire sont bien connus : rappelons seulement que si le courant de saturation I_C augmente, le t_{ON} diminue et le t_{OFF} augmente (pour un niveau de courant tel que le gain ne chute pas encore).



7.4 — INFLUENCE DE LA TEMPERATURE

7.4.1 — Sur le niveau de sortie

7.4.1.1 — PORTE FERMEE

Le courant de fuite I_{DSX} du TEC bloqué, évoqué au paragraphe 7.2.1 évolue avec la température comme tout courant de fuite d'une jonction au silicium, suivant l'allure de la figure 7.15. La tension V_U aux bornes de R variera donc proportionnellement avec I_{DSX} suivant la température.

7.4.1.2 — PORTE OUVERTE

Le niveau de sortie est fonction du rapport $R / (R + r_{DS\ on})$. La résistance du canal en conduction pour $V_{GS} = 0$, $r_{DS\ on}$, dépend des caractéristiques géométriques du TEC et des caractéristiques du matériau. (cf. § 1.2.1.2.1)

Nous avons vu au paragraphe 2.1.5 que la diminution de μ_n avec la température entraîne une augmentation de $r_{DS\ on}$, (cf. figure 7.16), et le rapport $R / (R + r_{DS\ on})$ diminue.

Notons que, pour minimiser l'effet de température, il est bon d'utiliser une résistance R suffisamment élevée devant $r_{DS\ on}$.

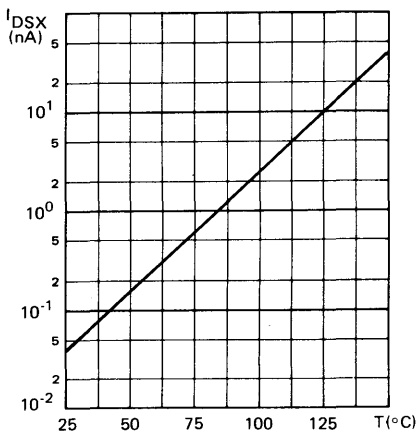


Figure 7.15 — Croissance du courant au blocage avec la température.

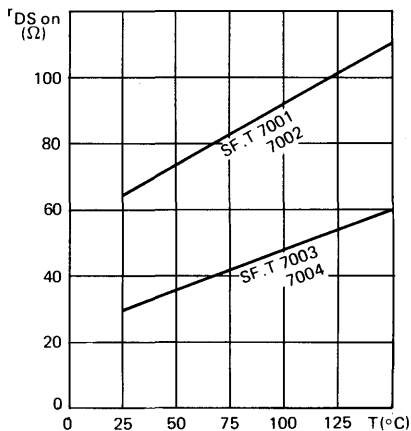


Figure 7.16 — Variation du $r_{DS\ on}$ avec la température.

7.4.2 — Sur les temps de commutation

Les temps d'ouverture et de fermeture de la porte sont, outre les valeurs de C_{GS} , C_{GD} et R,

principalement fonction de la capacité C de la Varicap et des temps de commutation du transistor PNP (cf. § 7.3.3). Or la température, si elle influe peu sur C, modifie nettement les temps de commutation du PNP :

- quand la température augmente, le t_{on} diminue car le gain augmente
- quand la température augmente, le t_{off} augmente, car les charges stockées dans la base sont plus nombreuses, et le temps nécessaire à les évacuer plus long.

Ces variations sont celles obtenues sur les temps de commutation de la porte (figure 7.17) à partir du montage donné au paragraphe 7.3.3 (figure 7.13).

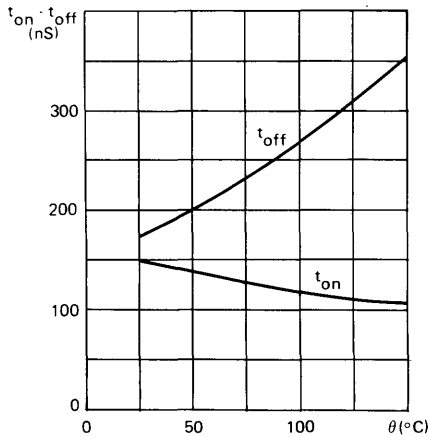


Figure 7.17 – Evolution des temps de commutation en fonction de la température.

7.5 – APPLICATIONS

Dans tous les cas, l'utilisateur devra se référer aux conditions de fonctionnement du paragraphe 7.3 que l'on peut résumer dans un tableau :

V_a	Porte fermée	Porte ouverte
Positif	$V_a \leq V_{(BR)GSS} - -V $	$+V \geq V_a$
Négatif	$ V_{GS} > -7V $	$ V_a + \cdot V \leq 30V$
Alternatif	– mêmes conditions d'amplitude que ci-dessus –	
	et pour $\frac{V_u}{V_a} \leq 2\%$, $f \leq 40\text{ MHz}$	et pour $\frac{V_u/V_a}{R/(R+r_{DS\ on})} \geq 98\%$, $f \leq 20\text{ MHz}$

7.5.1 – Logique TTL

A titre d'exemple deux schémas sont proposés :

– le premier, figure 7.18, utilise une porte SF.T 7001, directement commandée par un opérateur TTL. Le niveau logique haut bloque la porte. Pour obtenir le phénomène inverse, il suffit d'incorporer un circuit NAND supplémentaire.

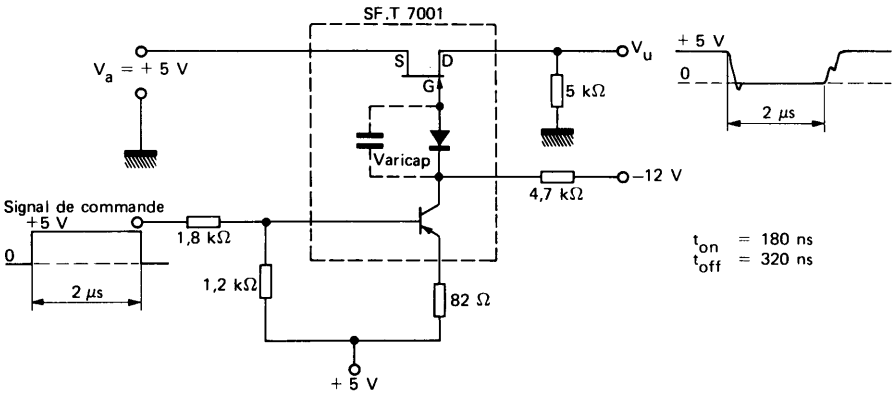


Figure 7.18 – Utilisation d'un signal logique TTL pour la commande d'une porte SF.T 7001, dans le cas d'une tension analogique à transmettre.

– le deuxième, figure 7.19, concerne une porte SF.T 7004. Les tensions d'alimentation sont de + 18 V et -18 V afin de découper un signal analogique de 10 volts. Cela entraîne l'utilisation d'un NPN supplémentaire, (2N 3605), de commutation rapide, entre l'opérateur TTL et la commande de la porte. Ce transistor inverse le signal de commande : le niveau logique haut ouvre la porte.

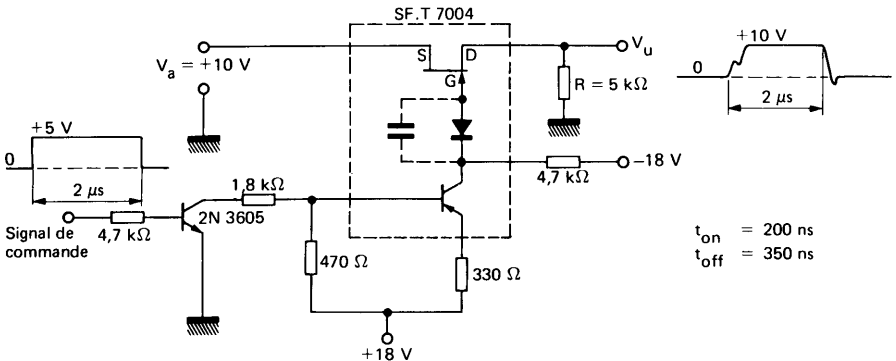


Figure 7.19 – Utilisation d'un signal logique TTL pour la commande d'une porte SF.T 7004, dans le cas d'une tension analogique élevée à transmettre.

Remarque : les impulsions parasites à l'ouverture et à la fermeture (cf. § 7.3.3.2) de la porte, peuvent être éliminées par adjonction d'une capacité de quelques picofarads en parallèle sur la charge R purement résistive.

7.5.2 – Commande par interrupteur

- Dans certains domaines particuliers, les signaux de commande sont véhiculés par un seul fil.
- Le montage de la figure 7.20 fonctionne par mise à la masse de l'électrode de commande.
- Le montage de la figure 7.21 nécessite un transistor NPN 2N 3605 pour permettre la commande de la porte par du +27 V.

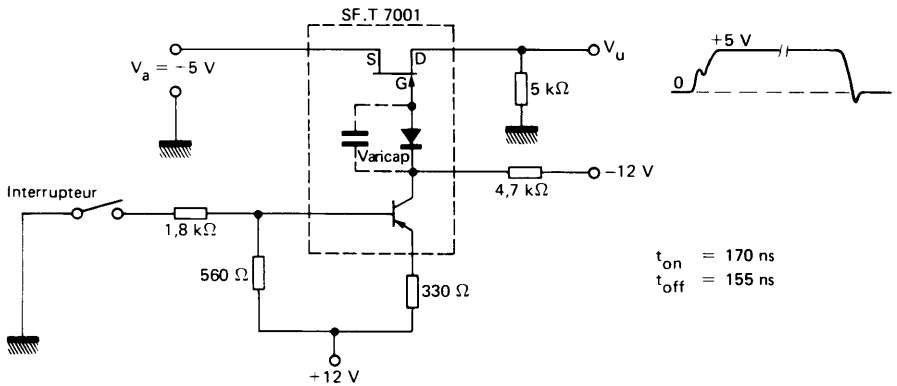


Figure 7.20 – Commande par mise à la masse.

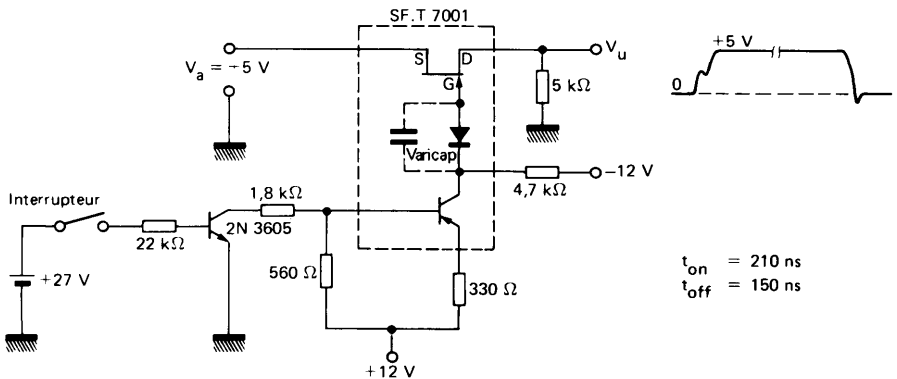


Figure 7.21 – Commande par mise à +27 V

7.6 – CONCLUSION

Les portes SF.T 7001 à 7004, analysées dans ce chapitre remplissent parfaitement leur rôle d'interrupteur puisqu'elles ont pour qualités principales :

- un très faible courant de fuite en position OFF (isolement aussi parfait que possible entre l'entrée et la sortie).
- une faible impédance en position ON (le signal de sortie suit avec une bonne précision le signal d'entrée).
- un bon isolement entre la commande et le signal analogique.
- des temps de commutation faibles avec des durées de fonctionnement élevées.

Elles sont plus particulièrement adaptées à la commutation de signaux analogiques à fort niveau (5 volts ou 10 volts) où elles supplantent les interrupteurs mécaniques trop lents (relais) et les transistors bipolaires à cause de leur phénomène d'offset.

LES PORTES ANALOGIQUES A MOS

par M. OEHMICHEN

L'emploi des transistors à effet de champ à grille isolée (MOS) permet de résoudre le problème des portes analogiques d'une façon plus simple que si l'on n'utilise que des TEC à jonction. Nous rappellerons donc, pour commencer, les difficultés inhérentes aux TEC à jonction utilisés comme portes analogiques à MOS.

8.1 — DIFFICULTES RENCONTREES DANS LES REALISATIONS A TEC A JONCTION UTILISES EN PORTES ANALOGIQUES

Supposons que nous utilisons un 2N 3822 dans un montage de porte analogique à effet de champ à jonction, tel que le représente la figure 8.1.

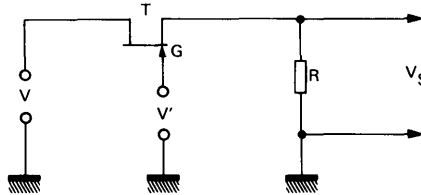


Figure 8.1 — Porte analogique utilisant un TEC à jonction : il y a des problèmes complexes pour la tension de déblocage de grille de T, quand l'amplitude de V est importante.

Si la blocage de la porte est facile (on peut porter la grille à une tension fortement négative), en revanche, le déblocage est moins aisé.

En effet, il ne faut pas que la grille devienne positive (en tous cas de plus de $+0,3$ V) par rapport à un point quelconque du canal. Or, quand T est déblocqué, on doit, en principe, avoir $V = V_S$: le canal est pratiquement équipotentiel à chaque instant. Donc, tout ce canal se trouve porté à la masse. La tension V étant généralement alternative, le canal se trouve, pendant les alternances négatives de V, négatif par rapport à la masse. Si la grille G est portée au potentiel de la masse, il se peut donc que la jonction grille-canal devienne conductrice, perturbant complètement le fonctionnement de la porte.

Pour éviter ce phénomène parasite, on peut :

- 1) - Limiter l'amplitude maximale de V à une valeur très faible (de l'ordre d'un dixième de volt), ce qui est toujours assez recommandable comme nous le verrons plus loin.
- 2) - Ne pas amener la grille G au potentiel zéro lors du déblocage de la porte, mais la maintenir à un potentiel légèrement négatif, un peu plus élevé en valeur absolue que la valeur crête de V. Cette deuxième solution présente l'inconvénient d'augmenter la résistance de conduction drain-source du TEC, cette résistance étant encore augmentée pendant les alternances positives de la tension V.

Prenons un exemple numérique. Supposons que nous utilisons un 2N 3822. Nous voulons commuter une tension V de $1,4 V_{eff}$ soit ± 2 V crête.

Nous polariserons donc la grille à -15 V pour le blocage (ce qui est très large, la tension max de blocage étant -6 V , auxquels il suffit d'ajouter les 2 V de tension crête de V pour que la grille soit toujours à -6 V par rapport à l'extrémité la plus négative du canal, soit une tension de -8 V sur la grille).

Pour le déblocage, nous devons donc limiter le potentiel de grille à -2 V , pour éviter que la jonction grille-canal puisse être polarisée en sens passant.

La résistance dynamique drain-source d'un tel dispositif est de :

$320\ \Omega$ pour $V = 0$

$500\ \Omega$ pour $V = -2\text{ V}$

$900\ \Omega$ pour $V = -4\text{ V}$

Donc, pour une valeur nulle de V , la résistance drain-source est déjà de $500\ \Omega$, au lieu des $320\ \Omega$ dont nous pourrions bénéficier s'il n'avait pas été nécessaire de polariser la grille à -2 V par rapport à la masse. Lors des crêtes positives ($+2\text{ V}$) de la tension V , la résistance drain-source monte même à $900\ \Omega$, soit près du triple de la valeur correspondant à une polarisation V_{GS} nulle.

Il faudra donc, dans le montage de la figure 1, prendre une résistance R de $10\text{ k}\Omega$ au moins. Même avec cette valeur, nous aurons encore une atténuation de l'ordre de 8% introduite entre V et S pour les crêtes positives de V , alors que cette atténuation n'est que de 3% pour les crêtes négatives de V , il en résulte une distorsion assez notable de la tension de sortie S .

Si avec ce même TEC, sans changer les valeurs, nous n'avions eu à commuter qu'une tension V de 70 mV eff., soit 100 mV crête, nous aurions très bien pu amener la grille au potentiel zéro pour rendre la porte passante. La crête négative de V n'aurait pas été suffisante pour rendre conductrice la jonction grille-canal (il faut au moins $0,3\text{ V}$ directs). La variation de la résistance drain-source entre le moment de la crête positive et celui de la crête négative de V n'aurait été que de $16\ \Omega$, soit $\pm 8\ \Omega$ par rapport à la valeur moyenne de $320\ \Omega$, ce qui n'aurait entraîné qu'une variation insignifiante de l'atténuation de S par rapport à V (cette atténuation n'est d'ailleurs, en moyenne, que de $0,28\text{ dB}$).

Les portes analogiques utilisant des transistors à effet de champ à jonction sont donc plus indiquées pour la commutation des tensions de faible amplitude, sauf en utilisant les dispositifs et les montages décrits au chapitre 7.

8.2 — EMPLOI DE MOS EN PORTES ANALOGIQUES

8.2.1 — Généralités

Dans un transistor MOS (Métal Oxyde Semiconducteur), la grille de commande est isolée du canal par une couche de silice : l'emploi est tout différent.

Nous pouvons en effet, polariser la grille dans le sens qui aurait rendue conductrice une jonction. C'est d'ailleurs ce que l'on est obligé de faire dans un transistor à grille isolée, du type MOS à enrichissement. Un tel transistor, contrairement au TEC à jonction, est bloqué quand il n'y a pas de polarisation entre sa source et sa grille.

D'autre part, la majorité des transistors MOS sont du type "canal P", autrement dit, c'est avec une polarisation négative de grille par rapport à la source que l'on peut les débloquer. Il faut dépasser un certain seuil de tension en dessous duquel le canal reste bloqué.

Prenons, par exemple (figure 8.2), une des six portes du circuit intégré SF.F 153 E (il comporte six transistors MOS, ayant les sources interconnectées, avec six commandes de grilles indépendantes).

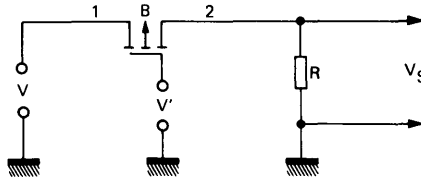


Figure 8.2 – En remplaçant le TEC à jonction de la figure 8.1 par un MOS, on simplifie beaucoup le problème de la commande.

Il faut porter sa grille à environ -3 V par rapport à sa source pour que le canal commence à conduire. En portant la grille à -20 V par rapport à la source, le canal n'a plus qu'une centaine d'ohms de résistance, et la variation du potentiel grille-source (et grille-drain) n'est pas très importante si les potentiels de drain et de source ne varient que de 2 ou 3 V.

On se pose souvent le problème de savoir comment sont différenciés la source et le drain dans un MOS : en réalité, il n'y a, le plus souvent, aucune différence. On considère comme source celle des deux extrémités du canal qui est la plus positive. Donc, quand le MOS est conducteur, le problème ne se pose guère, puisque l'on fait tout ce que l'on peut pour que la source et le drain soient à des potentiels aussi proches l'un de l'autre que possible. Lorsque le MOS est bloqué, le canal n'est plus équipotentiel. Dans une porte montée comme sur la figure 8.2, quand la tension de commande V' est nulle ou légèrement positive (porte bloquée), il faut considérer comme source :

- L'électrode (1) pendant les alternances positives de la tension V car c'est alors (1) qui est positive par rapport à la masse, (2) étant au potentiel de la masse.
- L'électrode (2) pendant les alternances négatives de la tension V .

Donc, pendant les alternances négatives de V , il n'y a aucune difficulté pour bloquer le MOS : une tension V' légèrement positive, nulle, ou même négative mais supérieure à -2 V suffit à bloquer parfaitement le canal, puisque la tension grille-source est supérieure à -2 V . En revanche, si l'on veut conserver un bon blocage pendant les alternances positives de V , il faudra que V' soit suffisamment positive pour que la grille G n'arrive jamais à 2 V au-dessous du potentiel de l'électrode (1), qui est alors à considérer comme source. La règle pratique est donc de porter la grille, pour assurer un bon blocage, à un potentiel presque égal à la valeur maximale du potentiel de l'électrode (1), soit à la valeur crête positive de la tension d'entrée V .

8.2.2 – La connexion de substrat

Dans un MOS, il y a une connexion dite "substrat" (souvent désignée par la lettre S comme substrat, ou par la lettre B comme "bulk"). Elle est reliée au silicium N dans lequel sont faites les deux

diffusions P qui constituent la source et le drain du MOS, comme le montre la figure 8.3.

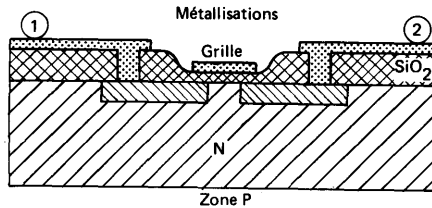


Figure 8.3 – Vue en coupe d'un transistor MOS, montrant les deux jonctions parasites qui existent entre les arrivées de drain et de grille d'une part, et le substrat d'autre part.

Tout se passe donc comme si nous avions deux diodes, dont les anodes sont respectivement reliées aux électrodes (1) et (2), leurs deux cathodes étant reliées à la connexion de substrat : si l'on rend une des électrodes (1) ou (2) positive de plus de 0,6 V par rapport au substrat, la diode correspondante devient conductrice. Le substrat doit donc être porté à un potentiel au moins égal à la valeur maximale positive de potentiel que l'on peut rencontrer sur les électrodes (1) et (2).

Mais il y a encore une troisième diode, assez spéciale cette fois, reliée à la grille

En effet, l'un des graves inconvénients du MOS était sa fragilité électrique : comme on le voit sur la figure 8.3 la couche de silice qui sépare la grille du canal est extrêmement mince (200 nm ou $0,2 \mu\text{m}$ est une valeur assez classique). Il suffit d'une tension assez faible pour percer cette couche, ce perçage étant destructif. Or, étant donné l'isolement parfait de la grille, la moindre charge statique porte facilement la grille d'un MOS non protégé à une valeur suffisante pour arriver à ce perçage.

Pour rendre la porte utilisable sans précautions spéciales, on a placé entre la grille et le substrat une diode Zener, qui limite à environ -40 V la tension maximale grille-substrat : Comme toutes les diodes Zener, elle devient conductrice dans le sens direct pour $+0,7 \text{ V}$.

Une porte analogique MOS se présente donc comme l'indique la figure 8.4.

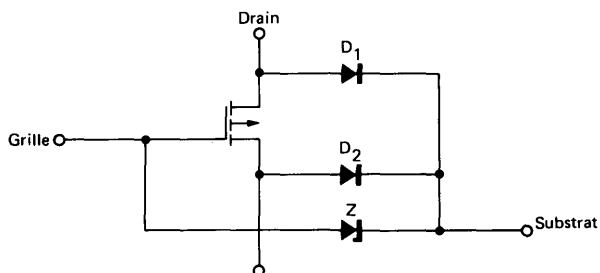


Figure 8.4 – En tenant compte de la diode Zener de protection de la grille du MOS, le tout se présente comme un ensemble comportant un MOS, deux diodes simples et une diode Zener vers le substrat.

Lorsqu'on l'emploie, il faut donc porter le substrat à un potentiel au moins égal à la valeur maximale positive de potentiel que l'on pourra trouver sur le drain, sur la source, et sur la grille. Pour l'emploi en porte analogique, il est contre-indiqué de relier ce substrat à la source, comme on le fait lors de l'emploi des MOS en amplificateurs conventionnels : on interdirait ainsi de rendre le drain positif par rapport à la source, la diode D_1 de la figure 8.4 serait passante. Il ne faut pas non plus laisser cette connexion "en l'air". Le substrat a, en effet, une action électrostatique sur le canal, exactement comme la grille des transistors à effet de champ² à jonction.

C'est pour cette raison qu'il convient de ne pas polariser trop positivement la connexion de substrat. On augmenterait ainsi la résistance de canal à polarisation grille-source donnée. D'autre part, comme la diode Zener Z de la figure 8.4 limite à 40 V la tension maximale grille-substrat, plus le substrat est positif, moins on peut porter la grille à un potentiel négatif. Avec le substrat à +10 V, par exemple, on ne peut porter la grille qu'à -30 V.

8.2.3 — Choix de la résistance R

Nous avons parlé d'une résistance R d'une dizaine de kilohms. On pourrait très bien prendre une valeur supérieure, par exemple 100 k Ω , ce qui minimiserait l'atténuation à l'état passant. Mais, si l'on prenait une valeur aussi élevée, on risquerait d'avoir un mauvais blocage de la porte pour les tensions alternatives d'entrée à fréquence élevée. En effet, à l'intérieur du circuit et surtout à l'extérieur, il y a forcément une capacité parasite entre les électrodes (1) et (2) de la figure 8.2, elle laisse passer un petit courant alternatif pour les composantes à fréquence élevée de la tension V ; il en résulte l'apparition d'une tension parasite de sortie, d'autant plus importante que la résistance R est plus grande. Pour réduire cette composante, il convient de choisir la valeur de R aussi basse que le permet l'atténuation maximale tolérée (et surtout la variation maximale de cette atténuation) entre V et V_s . De toutes façons, il est important de minimiser la capacité parasite entre l'entrée et la sortie par un cablage rationnel.

Dans de nombreux cas, on utilise plusieurs portes analogiques ayant des entrées différentes, des commandes différentes, et une sortie commune. Le modèle SF.F 153 E, en boîtier DIP (genre TO-116 à 14 passages) comporte six portes. On en trouve deux dans le modèle SF.F 150 (en boîtier rond TO-100 et quatre dans le modèle SF.F 151. Il y a d'autres modèles, ayant des groupements différents de portes, d'entrées, de sorties et de commandes.

8.2.4 — Commande d'une porte par transistor

Dans le montage de la figure 8.5, le signal d'entrée est obtenu sur le collecteur d'un transistor alimenté par du +5 V par rapport à la masse (cette tension est commode à utiliser s'il y a des logiques TTL dans le montage). La grille du MOS M est commandée par le collecteur du transistor T_2 qui peut être saturé (le MOS est passant) ou bloqué. La résistance collecteur du transistor T_2 peut être élevée, on a d'ailleurs intérêt à ce qu'elle soit forte, pour ne pas permettre des flancs trop raides sur la commande de porte : la capacité parasite grille-canal provoquerait en effet l'apparition de tensions parasites sur le signal de sortie lors de l'ouverture ou de la fermeture de la porte, par dérivation du signal de grille.

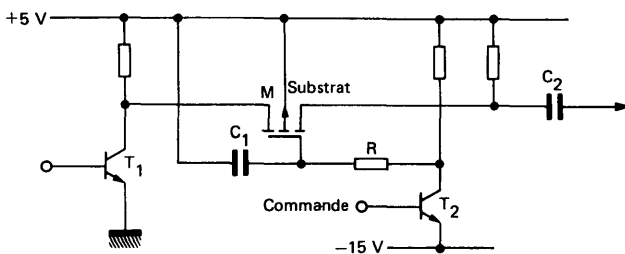


Figure 8.5 — Exemple d'utilisation d'une porte analogique à MOS, la grille étant commandée par T_2 entre $+5\text{ V}$ et -15 V (porte passante). La constante de temps $R \cdot C$ est essentiellement destinée à supprimer les flancs montants de la commande de grille, ce qui réduit le parasitage du signal.

Pour réduire encore la raideur des flancs du signal de commande de grille du MOS, le condensateur C , réalisé, avec R , un circuit intégrateur qui permet de rendre moins raides les flancs descendants : un simple condensateur sur le collecteur de T_2 diminuerait bien la raideur des flancs montants du signal de commande de grille, mais agirait moins sur les flancs descendants.

On doit évidemment limiter la constante de temps $R \times C$, si l'on veut commander rapidement le blocage et le déblocage de la porte, mais c'est relativement rare qu'on y soit obligé. Il est vraisemblable que de telles portes analogiques seront de plus en plus utilisées dans un proche avenir, en particulier pour la commutation dans les préamplificateurs des chaînes haute fidélité (commutation entre le phonocapteur magnétique et la tête piézo-électrique, l'entrée microphone, l'entrée magnétophone, l'entrée radio....). On sait, en effet, les problèmes que posent actuellement ces commutations, génératrices d'accrochages, de ronflements parasites et de bien d'autres phénomènes désagréables. Avec les portes analogiques, le signal de commande sera simplement composé de tensions continues, découplées par des condensateurs pour éviter toute captation de parasite, agissant exactement là où on le souhaite, sans avoir à allonger des connexions.

Le rôle de ces portes dans les instruments de musique électronique va être également très important : on peut, en utilisant de telles portes, limiter beaucoup le nombre de contacts que doit commander chaque touche d'un orgue, par exemple. Dans un avenir très proche, ce sera probablement la suppression totale de ces contacts, remplacés par un dispositif optoélectronique agissant sur les grilles des portes analogiques.

8.2.5 — Modulation en "percussion"

Une application possible d'une telle porte est l'obtention du son correspondant à une percussion, grâce au montage de la figure 8.6. Le signal sinusoïdal (ou chargé d'harmoniques) qui correspond au son à obtenir est appliqué à l'entrée de la porte M , sans composante continue. Au repos, la grille du MOS est polarisée à un potentiel défini par le potentiomètre P_1 , suffisamment peu positive (ou même légèrement négative) pour que la porte soit juste au blocage (ou même au-delà). Le transistor T est bloqué et le condensateur C est chargé à une tension constante.

Une impulsion positive de quelques dizaines de microsecondes à quelques millisecondes, appliquée en A , décharge le condensateur, abaissant le potentiel de la grille du MOS, débloquent la porte : le

signal BF apparaît en sortie avec une amplitude maximale, très rapidement atteinte.

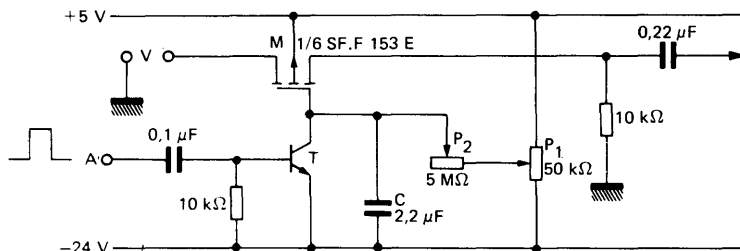


Figure 8.6 – Exemple d'emploi d'une porte analogique à MOS pour obtenir un effet sonore analogue à une percussion : lors du déblocage de T par une impulsion positive sur sa base, C se décharge et la porte devient passante. La recharge de C se fait plus ou moins rapidement (suivant la valeur de P2) jusqu'à une valeur ajustable par P1, qui règle le niveau final du signal.

Ensuite, le condensateur C se recharge à travers P2, rebloquant progressivement la porte et provoquant une extinction progressive du son. On peut régler la constante de temps en agissant sur P2 et le niveau du son résiduel (si l'on désire qu'il y en ait) en agissant sur P1.

8.2.6 – Générateur de "Tone Burst"

La porte analogique à MOS est très indiquée pour la réalisation de générateurs d'un train de sinusoïdes, commençant juste au moment où la tension passe par zéro en croissant, le train s'arrêtant après un nombre déterminé de sinusoïdes entières, figure 8.7.

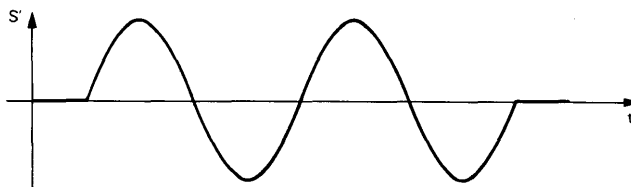


Figure 8.7 – Train de sinusoïdes, fourni par un système générateur de "tone burst" à porte analogique, très utile pour la vérification des amplificateurs audiofréquence de haute fidélité.

Ce signal est extrêmement intéressant pour l'étude des réponses aux signaux transitoires des amplificateurs audiofréquence.

On le réalise en partant d'un signal sinusoïdal d'amplitude constante fourni par un générateur B.F classique, que l'on transforme en signaux rectangulaires symétriques par un trigger, ce dernier étant commandé de telle sorte que le flanc raide du signal corresponde exactement au moment du début de la période du signal sinusoïdal. On compte alors les signaux rectangulaires du trigger dans un compteur prédéterminé, qui délivre, pendant la durée prévue (un, deux,n signaux rectangulaires) un signal rendant passante une porte analogique à MOS.

Ce système a été décrit en détails dans un article de la "Revue du Son" par M. HELBERT, Ingénieur au Laboratoire d'Applications SESCOSEM.

8.3 – PORTES ANALOGIQUES A COMMANDE CODEE

Dans un morceau de silicium, on groupe généralement plusieurs transistors, surtout s'il s'agit de MOS réalisés sans caissons d'isolement.

Les portes analogiques à MOS comportent donc, le plus souvent, un groupe de MOS. Il y en a quatre dans les SF.F 151, six dans les SF.F 153 et huit dans les SF.F 160.

A de rares exceptions près, on ne consacre pas trois sorties (source, drain et grille) à chaque MOS : on groupe plusieurs électrodes ensemble. Par exemple, dans le SF.F 151, les quatre sources des quatre MOS sont réunies entre elles ; il y a quatre commandes de grilles et quatre drains. Dans le SF.F 156, à six MOS, on a groupé les trois sources des trois premiers MOS, les trois autres sources, et il y a six commandes de grilles et six drains.

Précisons bien que, quand nous parlons de "source" ou de "drain", c'est uniquement à titre indicatif, dans une porte analogique à MOS, ces électrodes sont rigoureusement interchangeable. On se contente de porter la grille à un potentiel fortement négatif par rapport à ces deux électrodes pour rendre la porte passante.

Le groupement des sources s'explique par l'emploi des portes analogiques MOS multiples comme :

– "démultiplexeur" (figure 8.8), permettant d'envoyer, à l'entrée d'un amplificateur, un seul des n signaux $S_1, S_2 \dots S_n$ appliqués sur les n entrées.

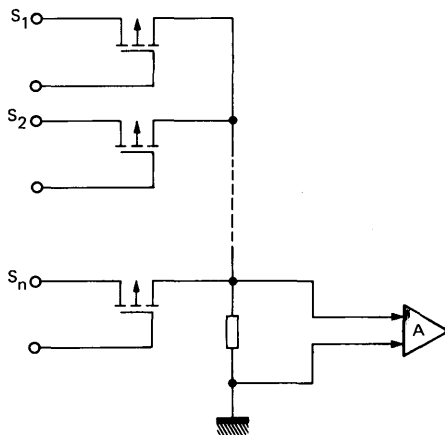


Figure 8.8 – Groupe de portes analogiques, fonctionnant en "démultiplexeur", envoyant à l'entrée de l'amplificateur un seul des n signaux $S_1, S_2 \dots S_n$ appliqués sur les n entrées.

– "multiplexeur" (figure 8.9) permettant, à partir d'un signal d'entrée V, de l'envoyer sur une seule des n voies de sortie.

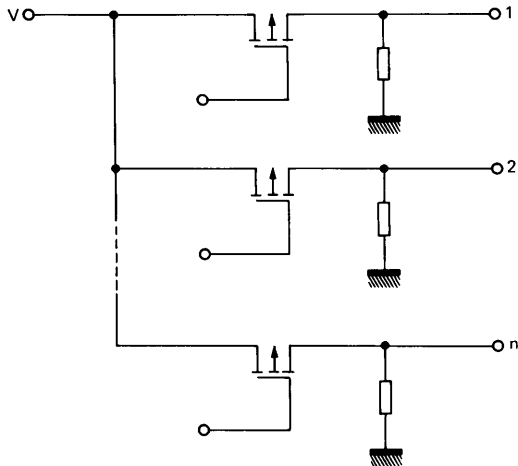


Figure 8.9 — Groupe de portes analogiques fonctionnant en "multiplexeur", pour diriger, sur une des n voies, le signal.

Pour commander les grilles des MOS, que ce soit en multiplexeur ou en démultiplexeur, il faut en bloquer n-1 par une tension positive, et en débloquer une seule (par une tension négative).

Dans une configuration simple, résultant de l'utilisation de n MOS sur une même "puce" de silicium, il faudra donc $2n + 2$ connexions (n drains, n grilles, et une source commune et le substrat). Pour 1 porte à huit voies, comme le circuit SF.F 160, il faudrait dix huit broches.

On peut simplifier l'utilisation et réduire le nombre de connexions nécessaires en commandant les grilles de n MOS par un décodeur binaire, commandé à l'entrée par p commandes, constituant une "adresse binaire" qui permet de débloquer une grille parmi 2^p grilles.

Par exemple, le SF.F 160 comporte trois entrées d'adresse, désignées par 2^0 , 2^1 , 2^2 . En appliquant des niveaux logiques bas sur ces trois entrées, par exemple, ce qui correspond à zéro en code binaire, on débloquent la grille du MOS n° 0 (pour simplifier, on le désigne par le repère S₁, soit Signal n° 1). Si l'on applique un niveau logique bas sur l'entrée 2^1 et des niveaux logiques hauts sur les entrées 2^0 et 2^2 , ce qui correspond, en code binaire, au nombre 5, on débloquent le MOS correspondant au signal 5 + 1, soit l'entrée de signal S₆.

Ces portes ont, en outre, une entrée d'adresse supplémentaire, repérée par OE (Output Enable = autorisation de sortie). Si cette entrée est portée au niveau logique bas, toutes les grilles sont polarisées au blocage, et aucune des entrées ne se trouve connectée au pôle commun. On peut utiliser cette commande OE pour réaliser un multiplexeur à plus de huit voies, ainsi que le montre la figure 8.10. Les deux sorties ont été interconnectées (ici, pour faire un démultiplexeur à seize voies).

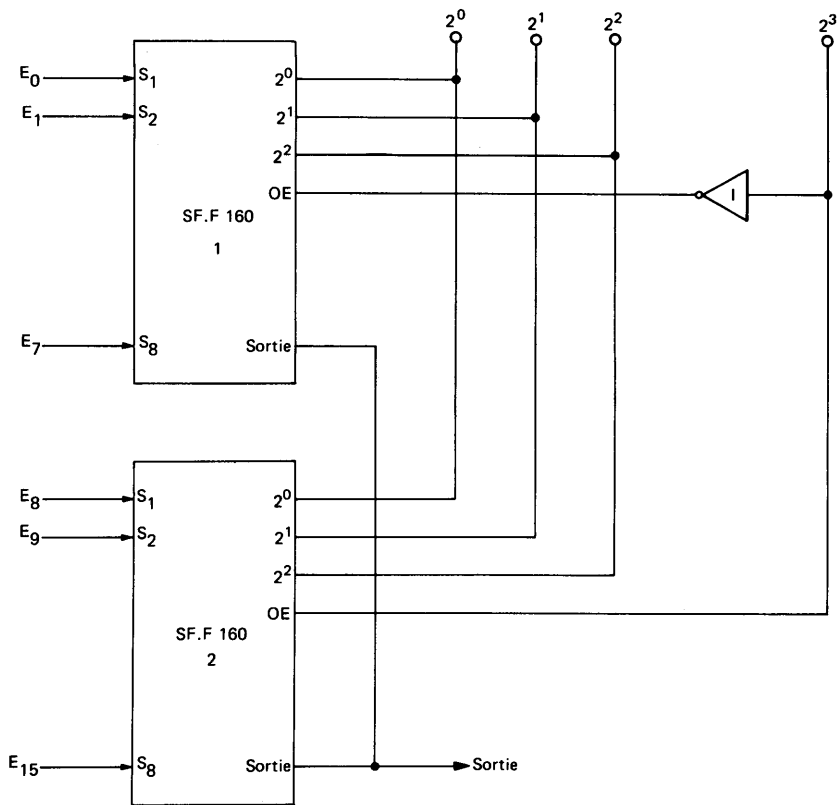


Figure 8.10 — Montage de deux portes à commandes codées, du type SF.F 160, pour augmenter le nombre de directions possibles (en le portant ici à seize).

Les connexions d'adresse des deux SF.F 160 ont été interconnectées pour les 2^0 , 2^1 et 2^2 : on commande ainsi la même adresse sur les deux portes. Mais, en ce qui concerne la connexion OE, on la commande directement sur le circuit (2) et par l'intermédiaire d'un inverseur logique I sur le circuit (1).

Ainsi, en supposant que l'on applique un niveau logique haut sur 2^0 , bas sur 2^1 et sur 2^2 , on commande l'adresse de l'entrée S_2 sur les deux circuits. Mais, si l'entrée 2^3 est à niveau bas, c'est le circuit (1) qui est validé, et la sortie est commandée par E_1 . A l'opposé, en appliquant un niveau haut sur 2^3 , la sortie du circuit (1) est inhibée, celle du circuit (2) est validée, et la sortie générale est reliée à l'entrée E_9 .

Ces portes à entrées multiples sont très utilisées pour la télémétrie, par exemple, en commutant les différents capteurs sur une voie unique d'une façon cyclique, pour l'envoi des informations sur un canal unique.

8.4 — COMPARAISON DES PORTES A MOS AVEC LES PORTES A TEC A JONCTION

Le tableau ci-après permet de comparer les performances des deux types de porte. Les portes à TEC à jonction citées dans la colonne de droite sont les dispositifs type SF.T 7001 à 7004 comportant, outre le TEC, un transistor PNP et une diode "varicap" pour la commande de la grille (cf. § 7.2).

	Portes à MOS SF.F 150, 151, 153, 160	Portes à TEC à Jonction
Résistance minimale de Canal, $r_{DS\ on}$	$\approx 200\ \Omega$	$\approx 35\ \Omega$ pour les SF.T 7003 - 7004 $\approx 70\ \Omega$ pour les SF.T 7001 - 7002
Tension de déchet	$\approx 0,4$ volt (pour $V_a = 10\ V$ et $R = 5\ k\Omega$)	$\approx 70\ mV$ pour SF.T 7004 $\approx 140\ mV$ pour SF.T 7002 ($V_a = 10\ V$ et $R = 5\ k\Omega$)
Temps de commutation	de l'ordre de la dizaine de ns	de l'ordre de la centaine de ns (voir note)
Impédance entre drain-source porte fermée	$\approx 10^{10}\ \Omega$ (chute due à la diode zener de protection)	$\approx 10^{10}\ \Omega$ (courant de fuite de la jonction en inverse)
Effets dus à la température	<ul style="list-style-type: none"> – Augmentation du $r_{DS\ on}$ (\approx facteur 2 pour une variation de $0^\circ C$ à $+150^\circ C$) – Dégradation de l'impédance du TEC bloqué 	
Facilité d'utilisation	4 MOS dans un dispositif SF.F 150 et 151 6 MOS dans un dispositif SF.F 153 8 MOS dans un dispositif SF.F 160 avec, en plus, un ensemble de découpage pour la commande des grilles et un blocage général (cf. § 8.3)	L'organe de commande (PNP) est incorporée

Note : Ce nombre représente le temps de commutation des portes avec le transistor bipolaire PNP, alors que pour les SF.F 150 et 151 le temps affiché est celui du MOS seul, auquel il faudra ajouter le temps de commutation de l'organe de commande (dans le cas du SF.F 160).

Il ressort immédiatement de ce tableau que les portes à MOS seront utilisées de préférence en multiplexage de plusieurs voies analogiques, en démultiplexage, en intégration avec remise à zéro ou remise à la valeur initiale et, d'une manière générale, dans des montages nécessitant un grand nombre de "portes". Les portes à TEC à jonction devront être employées pour des applications nécessitant une précision supérieure, caractérisée par le rapport $r_{DS\ on}$. Rutilisation, par exemple, dans les convertisseurs digitaux analogiques.

LA FIABILITE : NOTION FONDAMENTALE DE LA QUALITE D'UN TEC

par M. NEYROZ, HEURTAUX, JUND

9.1 — CONSTRUCTION DE LA FIABILITE

Un dispositif semiconducteur est présumé fiable si après des contraintes déterminées il ne présente pas de variations de ses caractéristiques électriques. Le résultat peut difficilement être obtenu en triant des éléments à la sortie d'une chaîne de fabrication, lorsque l'on vise une fiabilité élevée.

Si le niveau de qualité de la chaîne est suffisant, on aura une chance d'atteindre l'objectif fixé.

Par contre, l'analyse systématique des défauts introduits par les contraintes liées aux épreuves de fiabilité permet de construire la fiabilité. Construire la fiabilité d'un dispositif consiste donc à :

- Définir un cahier des charges précis de fonctionnement et d'essais.
- Analyser en détail la répercussion de ces conditions d'essais sur les caractéristiques électriques.
- A partir des résultats de cette analyse physique, mettre au point le processus de fabrication :
 - géométrie des masques photographiques
 - choix des matériaux
 - choix des traitements thermiques : diffusion, oxydation
 - choix des traitements chimiques de nettoyage
 - définition des conditions de montage
- Vérifier la fiabilité obtenue avec ce processus de fabrication éventuellement retouché en cours d'étude.
- Standardiser le processus de fabrication et les méthodes de contrôle.

Tout le succès de cette méthode de travail conduisant à une fiabilité a priori repose sur l'analyse des défauts, corrélée au processus de fabrication. Ceci signifie que l'effort principal est un effort d'étude physique de la fiabilité.

Tous les dispositifs semiconducteur, circuits intégrés bipolaires ou MOS, éléments de puissance, transistors, thyristors, etc... rentrent dans ce cadre. Nous allons l'illustrer avec un élément particulier : le transistor à effet de champ type 2N 3966. (*)

9.1.1 — Définition du cahier des charges et des essais

L'élément considéré est le 2N 3966 dont les caractéristiques sont données dans le catalogue.

Les essais prévus comprennent la file d'essais généraux climatiques et mécaniques, complète, suivant la norme française NFC 20600 d'une part, et des essais de blocage en température d'autre part.

Cette épreuve se décompose comme suit :

- Epreuves d'environnement climatique :
 - Soudabilité
 - Soudure (choc thermique)
 - Variations rapides de température
 - Essais combiné climatique.

(*) Cette étude de la fiabilité du 2N 3966 a été faite sous contrat CNET.

— Epreuves d'environnement mécanique :

- Chocs
- Vibrations
- Secousses
- Accélération constante.

— Epreuves diverses :

- Robustesse des sorties
- Chaleur humide.

— Epreuves de longue durée :

- Stockage à 200 °C
- Blocage à 150 °C $V_{GS} = -24 \text{ V}$
 $V_{DS} = 0$

Durée de ces épreuves, 2000 h. avec mesures intermédiaires à 168 h. - 500 h. - 1000 h.

Les paramètres de reprise et les critères de défauts retenus pour cette étude sont les suivants :

$$\begin{array}{l} V_{(BR)GSS} > 30 \text{ V} \\ I_{GSS} < 0,1 \text{ nA} \\ V_{GS \text{ off}} - 4 \text{ V} < V_{GS \text{ off}} < -6 \text{ V} \\ r_{DS \text{ on}} < 220 \Omega. \end{array} \left\{ \begin{array}{l} I_{GS} = -1 \mu\text{A} \quad \text{à } 25^\circ\text{C} \\ V_{DS} = 0 \\ V_{GS} = -20 \text{ V} \quad \text{à } 25^\circ\text{C} \\ V_{DS} = 0 \\ I_D = 10 \text{ nA} \quad \text{à } 25^\circ\text{C} \\ V_{DS} = 10 \text{ V} \\ V_{DS} = 0 \quad \text{à } 25^\circ\text{C} \\ V_{GS} = 0 \\ 1 \text{ kHz} \end{array} \right.$$

Parmi tous ces essais, celui qui est le plus significatif de la fiabilité électrique de l'élément et également le plus difficile à tenir, consiste en l'épreuve de blocage à chaud. La plupart des efforts de l'étude a donc porté en particulier sur ce point.

9.1.2 — Analyse détaillée des défauts

Les défauts observables après essais de fiabilité peuvent se résumer à un manque de stabilité de la caractéristique inverse de la grille d'entrée après l'épreuve de blocage.

Comme il est expliqué par la suite, cette dérive des caractéristiques électriques est liée aux paramètres suivants :

- Défauts de positionnement et photogravure
 - Epaisseur de la silice et qualité de la silice : charge et résistivité superficielle de la couche de SiO_2
 - Conditions de montage des pastilles
-

- Conditions de nettoyage des plaquettes de silicium et des pastilles avant montage.
- Méthode de découpe des pastilles de silicium

Pour corrélérer les défauts de ces éléments hors tolérances aux propriétés physiques du dispositif, donc à son processus de fabrication, il faut analyser le phénomène de dérive en traçant le courant inverse de la jonction grille en fonction de la tension inverse, après différents temps de blocage (exemple de défauts donné en figure 9.1). Cette courbe est le type même de celles obtenues avec des phénomènes de surface dans les jonctions planar.

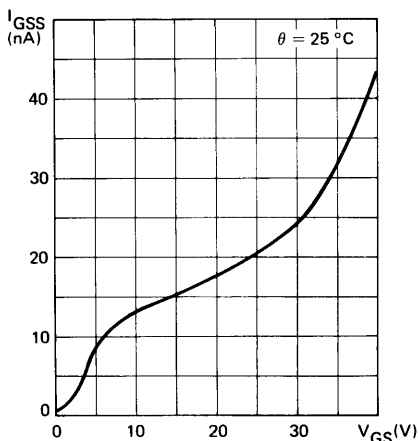


Figure 9.1 – Courant inverse I_{GSS} en fonction de la polarisation V_{GS} sur un TEC trouvé défectueux après 168 heures de blocage.

En effet, pratiquement la polarisation en blocage se présente comme suit, figure 9.2. La localisation du phénomène de dégradation se situe au niveau de la jonction de grille recouverte par la silice et partiellement par une métallisation portée à un potentiel de + 24 volts. Au cours du temps, le potentiel de + 24 volts appliqué à l'armature métallique se propage à la surface de l'oxyde, figure 9.3, suivant une loi de variation qui est de la forme :

$$V_{SiO_2} = V_S \operatorname{erfc} \frac{x}{2\sqrt{t / \rho_s C_o}} \quad (9.1)$$

V_S : potentiel appliqué à l'armature métallique de source ou drain soit en $x = 0$

ρ_s : résistance superficielle de l'oxyde

C_o : capacité d'oxyde par unité de surface

t : temps

Ce potentiel positif sur la silice a pour effet d'induire une jonction (région de charge d'espace) sur une région P^+ à concentration élevée, figure 9.4.

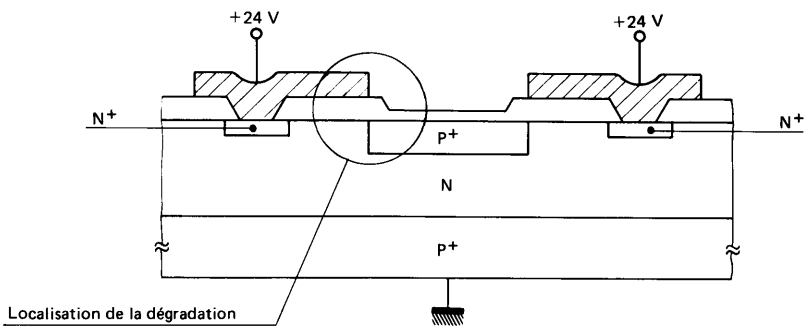


Figure 9.2 – Localisation de la dégradation

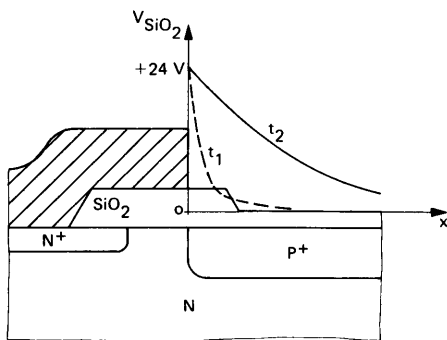


Figure 9.3 – Propagation du potentiel en surface de l'oxyde.

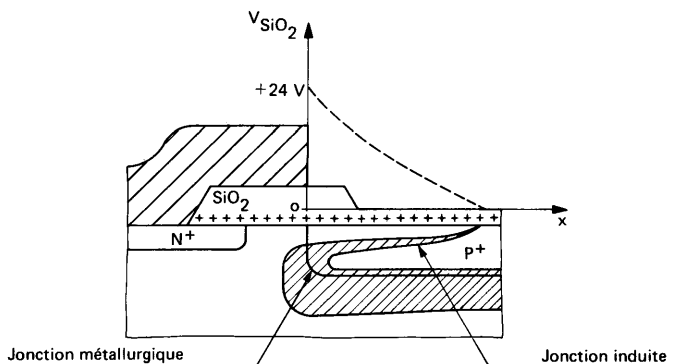


Figure 9.4 – Phénomène de claquage en surface de silicium.

Cette jonction induite claque à plus basse tension que la jonction métallurgique car la charge d'espace qui s'étend sur le matériau dopé a une profondeur beaucoup plus faible. Ce phénomène apparaît pour des tensions relativement faibles sur la silice (+ 24 volts) lorsque la grille contient des charges positives en quantité non négligeable ($> 5.10^{11} \text{ cm}^{-2}$).

Il se traduit sur la caractéristique inverse de la jonction P + N par l'apparition d'une tension de claquage plus faible que la tension théorique de la jonction métallurgique suivie d'un palier de saturation en courant. La figure 9.5 donne l'allure du phénomène, correspondant à l'apparition d'une couche d'inversion en surface de la région P+. Différents paliers peuvent apparaître, fonctions des épaisseurs d'oxyde différentes. Cette courbe se translate à gauche ou à droite en tension suivant que les charges positives dans la silice sont en grande ou faible densité.

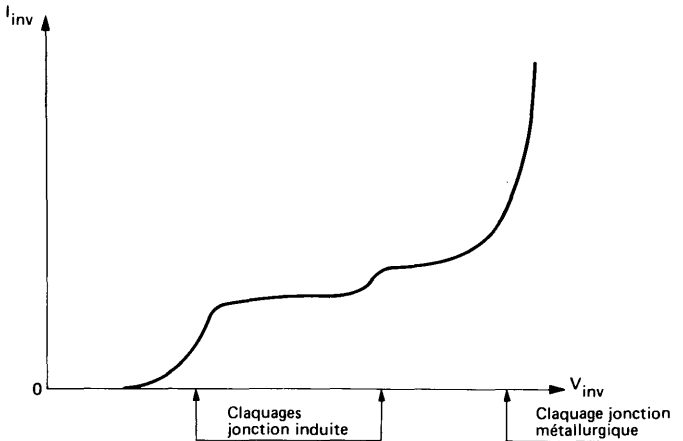


Figure 9.5 — Claquages en polarisation inverse, dus aux phénomènes de surface.

La valeur du courant inverse est fonction des concentrations en atomes dopants dans le silicium en surface et surtout de la surface de la jonction induite.

Ce type défaut qui est un des défauts essentiels observés après des épreuves de blocage peut être évité en agissant sur les paramètres suivants :

- géométrie des masques photographiques
- positionnement des masques et photogravures
- qualité de la silice
- épaisseur de la silice
- concentration du silicium sous la couche d'oxyde
- solutions de nettoyage des plaquettes de silicium après les étapes du processus qui peuvent être contaminantes et avant les traitements thermiques
- conditions de montage : température, temps, gaz ambiant.

9.1.3 – Mise en place d'un processus de fabrication

Pour assurer la fiabilité les différents stades de fabrication doivent être élaborés avec esprit critique et les plus importants d'entre eux doivent subir des contrôles appropriés.

a) - Géométrie

Un point critique dans la conception du masque d'un TEC réside dans la distance entre la diffusion P⁺ et l'armature d'aluminium.

L'aluminium de contact doit d'autre part éviter de recouvrir l'oxyde au-dessus des murs P⁺ pour ne pas rencontrer les phénomènes évoqués plus haut. D'où la structure type donnée sur la figure 9.6.

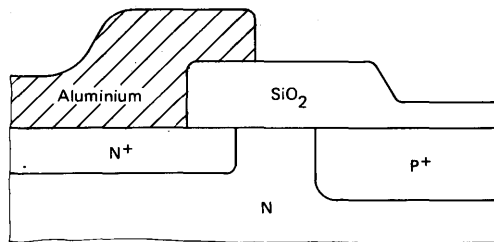


Figure 9.6 – Position relative des diffusions N⁺ et P⁺ par rapport à la métallisation d'aluminium.

b) - Oxydation - Diffusion

– Mise en place de méthodes permettant d'arriver à un oxyde propre ; charges dans SiO₂ inférieures à 3.10^{11} cm⁻², en agissant sur les paramètres suivants :

- pureté des gaz
- propreté des tubes et nacelles en quartz
- hotte à flux laminaire en entrée-sortie des plaquettes
- nettoyage des plaquettes de silicium avant tout traitement en température et principalement après les épreuves de photogravure pour éliminer toute trace de résine par des solutions à pH acide.

– Mise au point de méthodes de contrôle :

- contrôle des concentrations
 - contrôle des oxydes par courbes C.V.
 - contrôle des profondeurs de diffusion et des diffusions latérales
 - contrôle des plaques photographiques
 - contrôle des centrages sur plaquette
 - contrôle électrique du dispositif aux stades intermédiaires de diffusion
 - contrôle des nettoyages
 - spécifications très détaillées au niveau de chaque poste de travail.
-

c) - Découpe, montage

Les précautions à apporter à ce stade de la fabrication sont très importantes car même si la plaquette est potentiellement fiable les contaminations introduites à ce niveau apparaîtront en épreuves de fiabilité, pas forcément au temps zéro mais seulement après une certaine d'heures de blocage par exemple.

Mise en place des moyens suivants :

- contrôle d'entrée des plaquettes
- nettoyage des plaquettes en milieu acide pour éliminer les traces d'impureté en surface et augmenter la résistance superficielle (ρ_s) de la silice.
- rayage des rondelles par diamant
- clivage et séparation des pastilles de silicium par extension du plastique sur lequel est collée la plaquette
- soudure des pastilles sur embase, température 400 °C avec un gaz de balayage azote hydrogène ; l'opération doit être rapide pour éviter la contamination de la surface de la pastille
- soudure des connexions : fil aluminium par procédé ultra-son à froid ; ce procédé est une des garanties de la fiabilité, comparativement aux soudures de fil or qui ont lieu à haute température (~ 300 °C) et qui peuvent occasionner en particulier des défauts de peste pourpre
- contrôle optique et tri sévère
- fermeture avec des capots préalablement nettoyés, rincés et dégazés
- contrôle d'étanchéité par détecteur de fuites
- tri électrique sur machine automatique
- déverminage ou "Burn-in" sous forme de blocage à chaud.

Cet ensemble d'opérations est effectué sous hotte à flux laminaire dans les délais les plus courts possible par une équipe parfaitement rodée aux consignes de travail.

Les résultats obtenus avec un tel procédé de fabrication sont donnés au paragraphe 9.3.

9.2 – DEFINITION DES ESSAIS ET PARAMETRES DE REPRISE

9.2.1 – Epreuves d'environnement climatique

a) – Soudabilité :

Norme NF C 20-618

Méthode du bain

b) – Soudure :

Norme NF C 20-613

Méthode du bain

c) – Variations rapides de température :

Norme NF C 20-605

– Méthode A₁ : plage -55 °C à +155 °C

– Méthode B : plage 0 °C à 100 °C

d) – Essai composite climatique

Norme NF C 20-619

Sévérité 1

9.2.2 – Epreuves d'environnement mécanique

a) – Chocs :

Norme NF C 20-608

Montage A Sévérité 1500 A

b) – Vibrations :

Norme NF C 20-616

Sévérité 500 A

c) – Secousses :

Norme NF C 20-624

d) – Accélération constante :

Norme NF C 20-623

Montage A Sévérité 20000 g – Variante A

9.2.3 – Epreuve climatique longue durée

Chaleur humide :

Norme NF C 20-603

Sévérité 4 (56 jours)

9.2.4 – Epreuves longue durée

a) – Stockage à 200 °C (2000 h.)

Epreuve prévue par le cahier des charges.

b) – Blocage à 150 °C (2000 h.)

Avec $V_{GS} = -10 \text{ V}, -24 \text{ V}, -30 \text{ V}$.

c) – Blocage à 200 °C (2000 h.)

Avec $V_{GS} = -10 \text{ V}, -24 \text{ V}, -30 \text{ V}$

La répartition des pièces dans chaque épreuve est la suivante :

- 20 pièces pour les épreuves d’environnement climatique
- 20 pièces pour les épreuves d’environnement mécanique
- 20 pièces pour la chaleur humide
- 50 pièces pour le stockage 200 °C
- 50 pièces pour le blocage à 150 °C ($V_{GS} = -10 \text{ V}$)
- 200 pièces pour le blocage à 150 °C ($V_{GS} = -24 \text{ V}$)
- 50 pièces pour le blocage à 150 °C ($V_{GS} = -30 \text{ V}$)
- 50 pièces pour le blocage à 200 °C ($V_{GS} = -10 \text{ V}$)
- 50 pièces pour le blocage à 200 °C ($V_{GS} = -24 \text{ V}$)
- 50 pièces pour le blocage à 200 °C ($V_{GS} = -30 \text{ V}$)

Les paramètres de reprise et les critères de défauts retenus sont les suivants :

PARAMETRE	LIMITE INITIALE	DEFAUT HORS TOLERANCE	DEFAUT CATASTROPHIQUE
$V_{(BR) GSS}$ à 25 °C avec : $I_{GS} = 1 \mu A$ $V_{DS} = 0$	> 30 V	< 30 V	Jonctions : - coupées - court-circuit - entièrement dégradées
I_{GSS} à 25 °C avec : $V_{GS} = -20 \text{ V}$ $V_{DS} = 0$	< 100 pA	> 100 pA	
$V_{DS sat}$ avec : $I_D = 1 \text{ mA}$ $V_{GS} = 0$	< 0,25 V	> 0,25 V	
$r_{DS on}$ à 25 °C avec : $V_{DS} = 0$ $V_{GS} = 0$ $f = 1 \text{ kHz}$ $V_{DS} \leq 0.1 \text{ V}$	< 220 Ω	> 220 Ω	

9.3 – RESULTATS

Dans les tableaux qui vont suivre, sont comptabilisés uniquement les défauts catastrophiques et les défauts hors tolérance.

9.3.1 – Epreuves climatiques

Bon comportement des 20 pièces tout au long de ces épreuves.

Le tableau ci-dessous nous montre le détail des résultats obtenus.

EPREUVE	Nombre de pièces	DEFAUTS	
		Catastrophiques	Hors tolérance
Soudabilité	20	0	0
Soudure		0	0
Variation rapide de température		0	0
Méthode A ₁		0	0
Méthode B		0	0
COMBINE CLIMATIQUE			
Phase A		0	0
Phase B		0	0
Phase C		0	0
Phase D		0	0

9.3.2 – Epreuves mécaniques

Bon comportement des 20 pièces tout au long de ces épreuves.

Le tableau ci-dessous nous montre le détail des résultats obtenus.

EPREUVE	Nombre de pièces	DEFAUTS	
		Catastrophiques	Hors tolérance
Chocs	20	0	0
Vibrations		0	0
Secousses		0	0
Accélération		0	0

9.3.3 – Epreuves de chaleur humide

Des mesures ont été réalisées sur les pièces subissant cette épreuve après : 10 jours, 21 jours, 56 jours
Aucun rebut catastrophique ou hors tolérance à signaler.

EPREUVE		Nombre de pièces	DEFAUTS	
			Catastrophiques	Hors tolérance
Chaleur humide	10 jours	20	0	0
	56 jours	20	0	0

9.3.4 – Epreuves longue durée

Les résultats sont donnés dans le tableau ci-dessous :

EPREUVE	Nombre de pièces	DEFAUTS					
		Catastrophiques			Hors tolérance		
		168 h	1000 h	2000 h	168 h	1000 h	2000 h
Stockage 200 °C	50	0	0	0	0	0	0
Blocage 150 °C $V_{GS} = -10 V$	50	0	0	0	0	0	0
Blocage 150 °C $V_{GS} = -24 V$	200	0	0	0	0	1	1
Blocage 150 °C $V_{GS} = -30 V$	50	0	0	0	0	1	2
Blocage 200 °C $V_{GS} = -10 V$	50	0	0	0	0	0	0
Blocage 200 °C $V_{GS} = -24 V$	50	0	1	1	0	0	0
Blocage 200 °C $V_{GS} = -30 V$	50	0	0	0	0	0	1

Nota : Dans ce tableau, les défauts sont cumulés au fur et à mesure de leur apparition dans le temps, en conséquence, les colonnes 2000 heures nous donnent le nombre total des défauts à chaque épreuve.

9.4 – CONCLUSION

Mise au point sur un dispositif bien particulier, cette méthode de travail est étendue à toute la gamme des transistors à effet de champ. Elle est, d'autre part, applicable à tout autre type de dispositif semiconducteur, qu'il soit de technologie "planar" ou "méssa".

On retrouve en particulier, dans la technique "méssa", les phénomènes de surface évoqués ici sous une forme plus complexe. De gros efforts sont actuellement entrepris chez les fabricants pour maîtriser ces problèmes en agissant au niveau des différentes étapes du processus de fabrication, condition essentielle pour construire la fiabilité.



