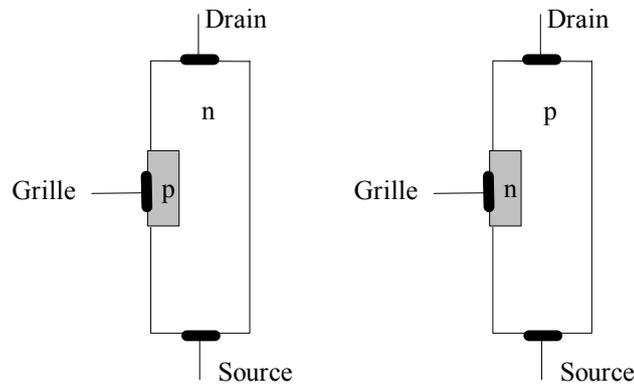

Chapitre II- LES TRANSISTORS UNIPOLAIRES

a) Etude statique

II-1 INTRODUCTION

Les transistors unipolaires sont ainsi appelés parce qu'un seul type de porteur de charge intervient dans leur fonctionnement. Dans le cas où les porteurs de charge sont des trous, le transistor est dit transistor unipolaire canal P. Dans le cas contraire, il est dit du type canal N. Le principe de ces transistors est montré par la figure 12.

Bien que l'idée sur ces transistors a été imaginée dans les années trente par J. E. Lilienfeld, leur réalité ne s'est réalisée qu'en début des années cinquante.



(a) FET canal N

(b) FET canal P

Fig-12- Structure de base d'un FET

Le principe de fonctionnement est basé sur la variation ou modulation du courant dans un canal semi-conducteur par l'application d'un champ électrique transversal. Cette modulation de courant est due à la variation de la largeur de la zone de déplétion qui à son tour agit sur la section conductrice du canal d'où l'action directe sur la résistance du canal. Cet effet de champ est l'origine de l'appellation de ce genre de transistors, on trouve :

TEC : Transistor à Effet de Champ à jonction (appellation française)

JFET : Junction Field Effect Transistor (appellation américaine)

MOST : Metal Oxyde Transistors

MOSFET : Metal Oxyde Field Effect Transistor

IGFET : Insulated Gate Field Effect Transistor

Aujourd'hui le transistor MOS constitue, par sa simplicité de fabrication et ses petites dimensions, l'élément fondamental des circuits intégrés numériques à large échelle.

II-2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN JFET

On prend le cas d'un transistor à effet de champ canal N et on essaye de montrer son principe de fonctionnement comme il est montré par les figures -13.

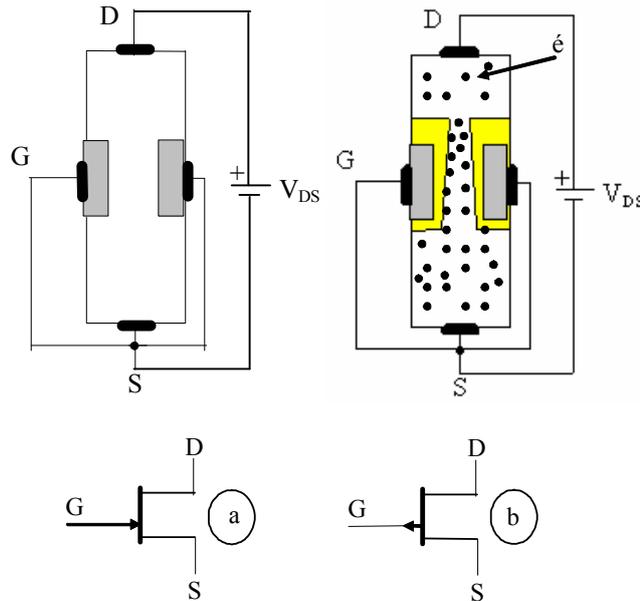


Fig-13- Principe et symbole d'un FET (a) canal N et (b) Canal P

A cause de la polarisation en inverse de la jonction grille substrat il y aura apparition d'une zone de déplétion dont la largeur croît de S vers D. Il est à constater que dans ce premier cas la tension V_{GS} est maintenue nulle.

Pour V_{DS} nulle le canal conserve sa largeur maximale donc sa plus faible résistance, quand V_{DS} commence à croître il y a génération de courant entre D et S et au même temps la largeur du canal diminue ce qui augmente la résistance de ce dernier et ça continue jusqu'à une valeur particulière V_p (tension de pincement) correspondante au pincement du canal. Au moment du pincement du canal, à toute variation de la tension V_{DS} entre drain et source ne lui correspond aucune variation du courant I_D entre drain et source. La courbe exprimée par I_D en fonction de V_{DS} pour un V_{GS} donné, qui est représentée sur la figure-14, illustre bien le principe de fonctionnement et surtout le contrôle du courant de drain par la tension entre grille et source.

Contrairement au transistor bipolaire, le transistor unipolaire est commandé par une tension; la tension V_{GS} qui à partir de la tension de pincement V_P , le Courant I_D dépend faiblement de la tension V_{DS} .

L'expression du courant de drain I_D en fonction de V_{GS} est donnée par :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

V_P : tension de pincement du canal

I_{DSS} : courant de saturation

La figure montre un ensemble de courbes qui présentent les caractéristiques d'un FET avec un V_{GS} comme paramètre essentiel permettant de passer d'une courbe à une autre.

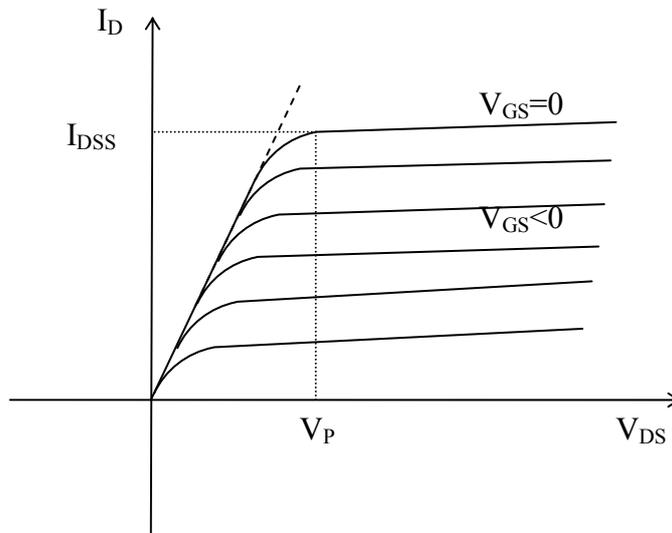


Fig-14 Caractéristiques $I_D=f(V_{DS})$ d'un FET

Sur les fiches techniques des transistors unipolaires, les constructeurs donnent la conductance mutuelle g_m . Cette caractéristique coefficient de dépendance de la variation du courant I_D en fonction de la variation de V_{GS} . Si on prend l'équation et on la différentie on obtient :

$$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$$

C'est le rapport d'un courant à une tension qui correspond à une conductance. En plus c'est la sortie et fonction de l'entrée c'est pour ça qu'on la caractérise de transfert ou de mutuelle.

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

Avec

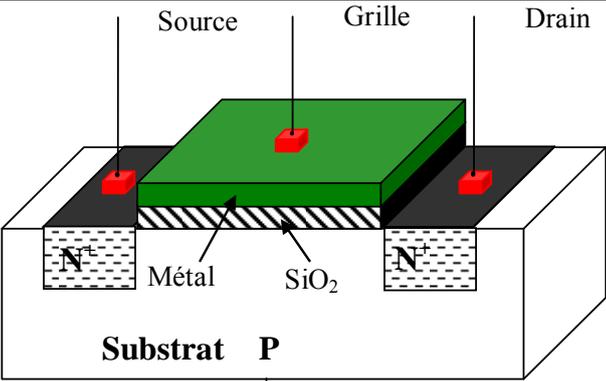
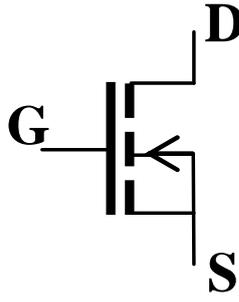
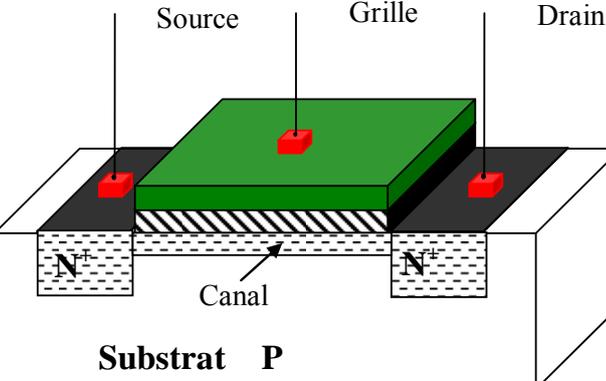
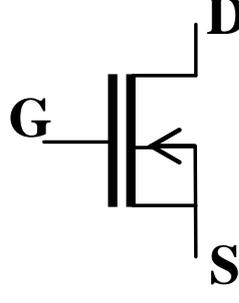
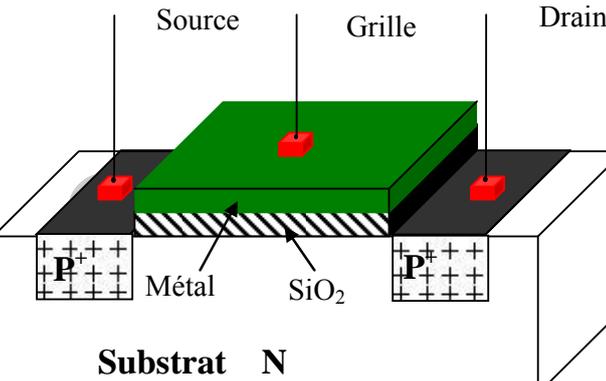
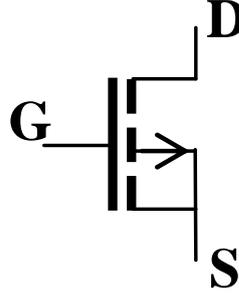
$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_p}$$

Correspondant à $V_{GS}=0$. Finalement on obtient l'expression de la conductance mutuelle comme :

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)$$

II-3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN MOSFET

Le transistor MOS peut être vu comme un barreau semi-conducteur, appelé substrat; recouvert d'une couche d'oxyde sur laquelle est déposée l'électrode de grille (G). Deux autres régions, source S et drain D fortement dopées, ayant un dopage identique sont placées de part et d'autre du barreau. Par le biais d'une différence de potentiel appliquée entre la grille et le substrat, on crée, dans le barreau, un champ électrique qui a pour effet de repousser les porteurs majoritaires loin de l'interface oxyde-semiconducteur et d'y laisser diffuser des minoritaires venus de deux îlots de type complémentaire au substrat, la source (S) et le drain (D). Ce qui permet la formation d'une couche de charges mobiles appelées un canal. L'ensembles des schémas de la figure -15, illustrent d'une façon simplifiée la structure d'un transistor MOSFET et donnent son symbole dans les circuits électriques.

 <p>Source Grille Drain</p> <p>N⁺ Métal SiO₂ N⁺</p> <p>Substrat P</p> <p>Structure du MOSFET canal N – Enrichissement-</p>	 <p>MOSFET canal N – Enrichissement- dans les circuits</p>
 <p>Source Grille Drain</p> <p>N⁺ Canal N⁺</p> <p>Substrat P</p> <p>Structure du MOSFET canal N – Appauvrissement-</p>	 <p>MOSFET canal N – appauvrissement-</p>
 <p>Source Grille Drain</p> <p>P⁺ Métal SiO₂ P⁺</p> <p>Substrat N</p> <p>Structure du MOSFET canal P – Enrichissement-</p>	 <p>symbole du MOSFET canal P – Enrichissement-</p>

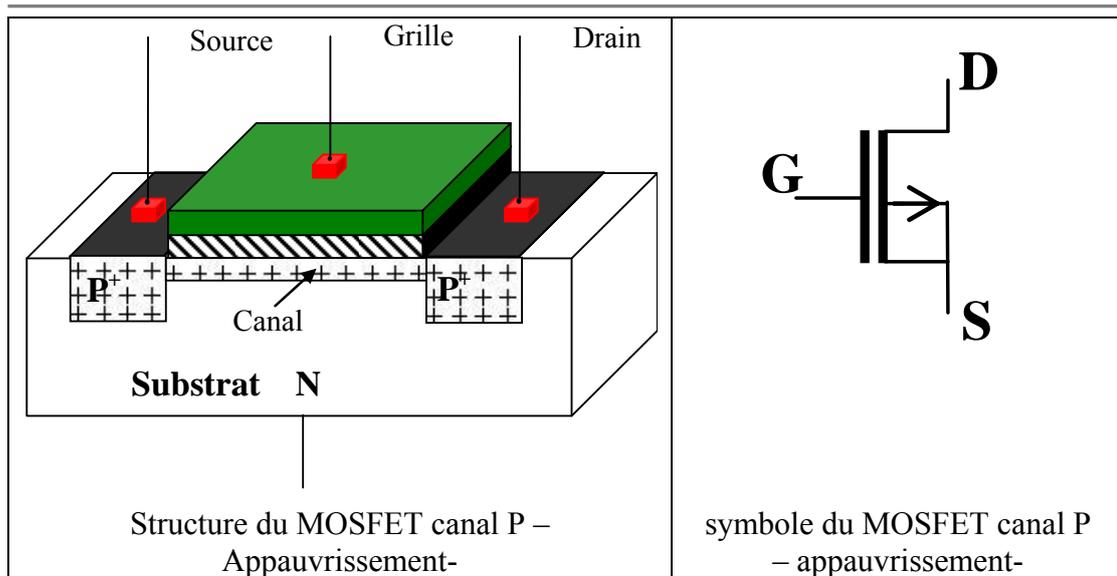


Fig-15 Principe de fonctionnement et symboles des MOSFET

Les MOSFET sont de type P ou N suivant la nature des porteurs de charges du canal formé entre la source et le drain. Le transistor est dit à enrichissement si le canal est produit par la tension Grille – Source. Cependant, il est dit à appauvrissement si le canal existe et le rôle de la polarisation est de l'appauvrir de ses charges. Les figures montrent les structures et leurs symboles électriques correspondants.

II-4 Polarisation d'un FET

Polariser un transistor revient à imposer les valeurs statiques des coordonnées du point de fonction $Q(V_{DS}, I_D)$ suivant le mode de fonctionnement dynamique désiré du montage à transistors. Nous allons donner, dans ce qui suit, quelques circuits de polarisation parmi les plus rencontrés en pratique.

II-4-1 Polarisation automatique

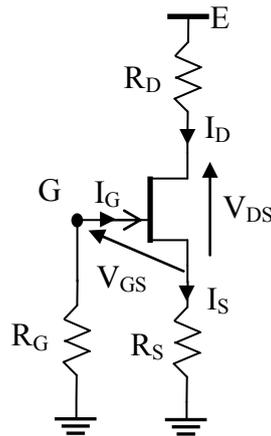


Fig-16 Polarisation automatique par résistance R_S

Nous commençons par écrire la droite de charge qui représente le lieu du point de fonctionnement.

Avec l'approximation qui est toujours vérifiée $I_D \approx I_S$ on a :

$$I_D = -\frac{V_{DS}}{R_D + R_S} + \frac{E}{R_D + R_S}$$

En appliquant la loi des mailles à l'entrée on a

$$V_G = V_{GS} + R_S I_S \text{ avec } V_G = R_G I_G \text{ où } I_G = 0$$

$$\text{D'où } V_{GS} = -R_S I_S$$

L'intersection des deux courbes $I_S = -\frac{V_{GS}}{R_S}$ et $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$ donne le point de

polarisation donc comme on peut le constater sur la figure 17 il suffit d'ajuster la valeur de R_S pour obtenir la point de fonctionnement désiré.

Pourquoi on qualifie cette polarisation d'automatique, c'est parce qu'elle représente un contrôle de l'emplacement du point de fonction :

Si I_D croît $\Rightarrow I_S$ croît $\Rightarrow V_{GS}$ diminue $\Rightarrow I_D$ diminue

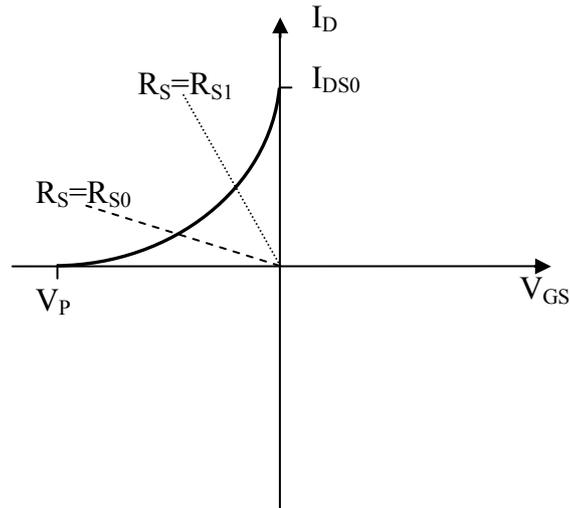


Figure-17 Caractéristique d'entrée

II-4-2 Polarisation automatique par tension auxiliaire

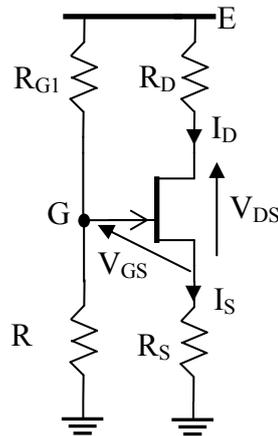


Figure-18 Polarisation avec tension auxiliaire

Le courant de grille I_G du transistor est nul, ce qui permet de prendre les deux résistances R_{G1} et R_{G2} en série. Par conséquent, le potentiel de la grille peut être déterminé par application du diviseur de tension :

$$V_G = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} E$$

La loi des mailles nous permet d'écrire :

$$V_G - V_{GS} - R_S I_S = 0 \text{ d'où } I_D = -\frac{V_{GS}}{R_S} + \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \frac{E}{R_S}$$

Pour conserver la caractéristique d'une impédance d'entrée très grande dans le régime dynamique, une résistance de l'ordre du $M\Omega$ est insérée entre le point du diviseur de tension et la grille du FET. La figure 19 illustre ce cas.

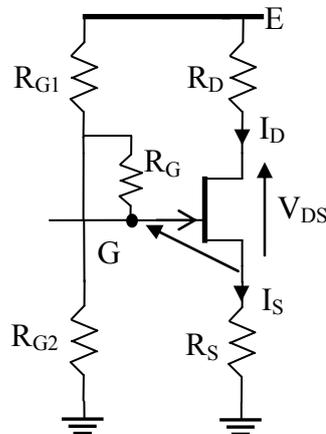


Figure-19 Polarisation avec tension auxiliaire et maintien de la résistance d'entrée très grande

II-4-3 Polarisation par une source de courant

Dans ce cas de polarisation le courant de polarisation I_D est fixé par le choix du courant électromoteur d'une source de courant placée au niveau de la source, comme il est illustré sur la figure 20.

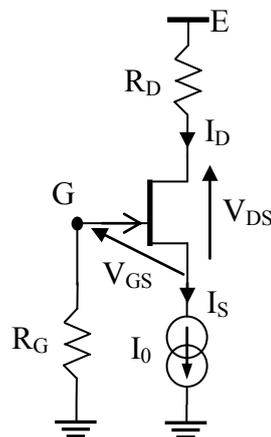


Figure-20 Polarisation avec une source de courant

Dans le cas pratique la source de courant par un montage à base de transistor bipolaire. Nous avons deux configurations possibles :

Cas de la figure 21

Dans ce cas une alimentation bipolaire ($E, -E$) est exigée.

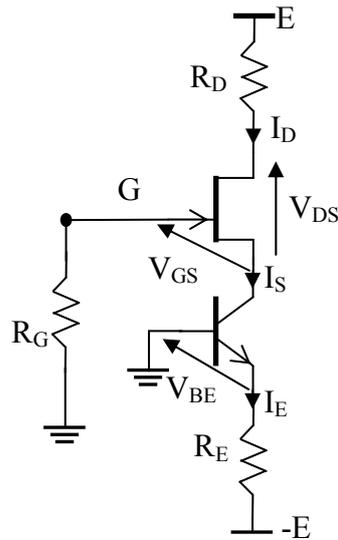


Figure-21 Polarisation avec une source de courant

Du circuit de la figure 21, nous tirons :

$$I_D = I_S = I_C = I_E$$

Donner une valeur à I_D revient à fixer la valeur du courant I_E ; courant définissant le courant électromoteur de la source du courant. La maille limitée par la base du transistor bipolaire et la tension $-E$ nous permet d'obtenir :

$$E - V_{BE} - R_E I_E = 0 \Rightarrow I_E = \frac{E - V_{BE}}{R_E}$$

Le type de matériau du transistor nous permet de déterminer la valeur de V_{BE} (0,6V pour le silicium et 0,2 V pour le germanium). Pour une tension de polarisation $-E$ connue, il suffit de choisir la valeur qu'il faut donner à la résistance R_E pour fixer la valeur de I_E qui correspond à la valeur de I_D recherché.

Cas de la figure 22

Pour remédier à l'inconvénient correspondant à la nécessité d'une alimentation bipolaire pour la polarisation du montage dans le cas de la figure 21, on applique une tension auxiliaire à la base du transistor bipolaire à partir d'une tension de polarisation unipolaire, comme il est illustré par la figure-22.

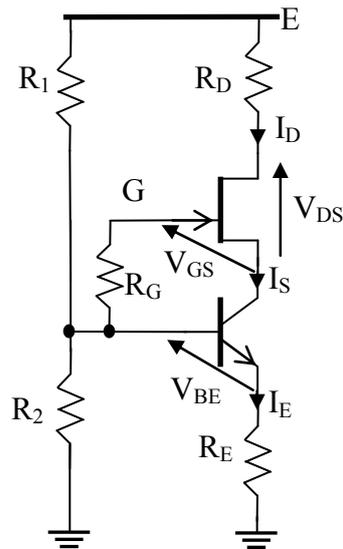


Figure-22 Polarisation avec une source de courant avec tension auxiliaire et maintien de la résistance d'entrée très grande

Grâce au diviseur de tension R_1 , R_2 , la base du transistor bipolaire dans la figure ci-dessus est portée au potentiel :

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$$

En appliquant la loi des mailles entre la base du transistor et la masse, on aboutit à la relation :

$$V_B - V_{BE} - R_E I_E = 0 \Rightarrow I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

Avec E et V_{BE} connues, I_E peut être ajusté par le choix de la valeur de la résistance R_E .

Exemple

Dans le cas d'une alimentation automatique d'un FET, on demande de donner le circuit ainsi que les valeurs des résistances et de leurs puissances. Sachant que sous une tension d'alimentation $E=30V$ nous avons :

$$V_{DS}=8V, I_D=2,5mA, \text{ et } V_{GS}=-2V.$$

Solution

Le circuit correspondant à une polarisation automatique donné sur la figure 23.

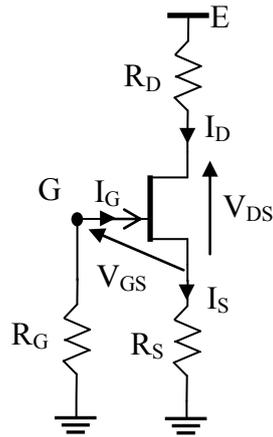


Fig. 23

Calcul de R_G

La résistance R_G est choisie très grande de l'ordre du $M\Omega$.

Calcul de R_S

La tension $V_{GS} = -2V \Rightarrow R_S I_S = R_S I_D = 2V \Rightarrow R_S = \frac{2}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 800\Omega$

$$P_{R_S} = R_S I_D^2 = 5mW$$

Calcul de R_D

$$V_{R_D} = R_D I_D = E - V_{DS} - V_S \Rightarrow R_D = \frac{E - V_{DS} - V_S}{I_D}$$

$$R_D = 8K\Omega$$

$$P_{R_D} = R_D I_D^2 = 50mW$$

II Transistor Unipolaire étude dynamique

II.1- Introduction

La structure du transistor unipolaire montre que, lors de sa polarisation dans la zone de saturation, le dipôle Grille-Source est une jonction polarisée en inverse. C'est pour cette raison que les équations qui régissent son fonctionnement sont : $i_G=0$ et $i_D=f(v_{GS},v_{DS})$. En régime dynamique et pour les petits signaux, où le transistor est maintenu en fonctionnement linéaire, nous différencions les deux équations données précédemment tel que :

$$\begin{cases} \Delta i_G=0 \\ \Delta i_D = \frac{\partial f}{\partial v_{GS}} \Delta v_{GS} + \frac{\partial f}{\partial v_{DS}} \Delta v_{DS} \end{cases} \quad (28)$$

En remplaçant les variations Δ par les valeurs des variables correspondantes en régime dynamique on obtient :

$$\begin{cases} i_g=0 \\ i_d = g_m v_{gs} + \frac{1}{r} v_{ds} \end{cases} \quad (29)$$

Avec

$$g_m = \left. \frac{\partial f}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}=0} \quad \text{et} \quad \frac{1}{r} = \left. \frac{\partial f}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}=0} \quad (30)$$

Où

g_m : est la pente ou transductance du transistor.

r : la résistance de sortie du transistor vu entre le drain D et la source S.

Des équations 29 et des définitions 30, le transistor peut être remplacé en régime linéaire par un quadripôle avec:

- l'entrée est ouverte ($i_g=0$)
 - la sortie est un générateur de courant contrôlé par v_{gs} dont le coefficient de dépendance est la transductance g_m et dont la résistance de sortie est donnée par r . Le circuit donné sur la figure 20 montre le schéma équivalent d'un transistor à effet de champ pour les petits signaux.
-

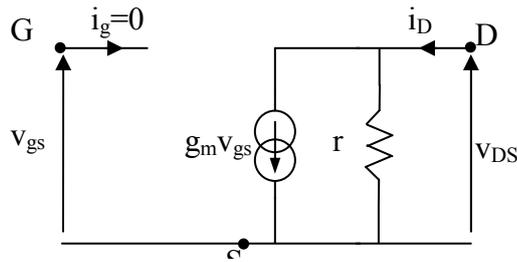


Fig. 20 Schéma équivalent d'un TEC (FET) pour les petits signaux

II.2- Différents montages à base du TEC (FET)

II.2.1 Source commune avec R_S découplée

Ce montage se comporte d'une façon équivalente à celle du montage émetteur commun dans le cas des transistors bipolaire. La résistance R_S intervient en continu pour une polarisation automatique. En alternatif, à la fréquence minimale de travail, le condensateur C_S est choisi de sorte que son impédance est largement inférieure à la résistance R_S . On dit que C_S découple R_S en connectant la source S au plan de masse. La figure 21 montre le cas d'un montage source commune chargé par une résistance R_L .

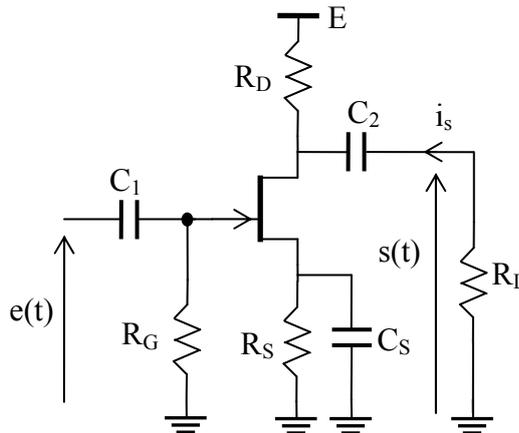


Fig. 21 Source commune avec R_S découplée

Pour l'étude dynamique, par application du théorème de superposition où $E=0$ et $e(t)$ appliquée seule, le transistor sera remplacé par son schéma équivalent. Le circuit équivalent au montage de la figure 21 est donné sur la figure 22.

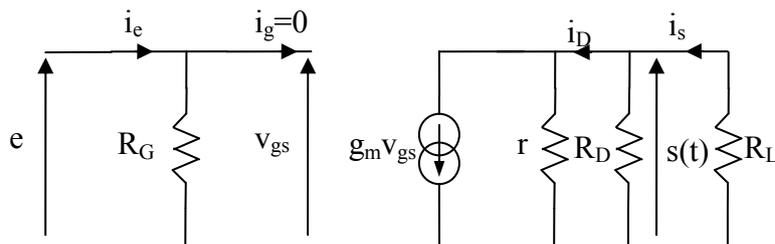


Fig. 22 Schéma équivalent du circuit figure 21 en régime dynamique

Calcul du gain en tension

$$\left. \begin{array}{l} e(t)=v_{gs} \\ s(t)=-g_m v_{gs} \times r // R_D // R_L \end{array} \right\} \Rightarrow G_V = -g_m r // R_D // R_L \quad (31)$$

Calcul de l'impédance d'entrée

$$i_e = \frac{e}{R_G} \Rightarrow Z_e = R_G$$

L'impédance d'entrée est passée d'une valeur infinie à la valeur R_G . Pour ne perdre l'avantage d'une résistance d'entrée importante la valeur de la résistance R_G sera choisie de l'ordre du $M\Omega$.

Calcul de l'impédance de sortie

Comme nous l'avons déjà mentionné dans les paragraphes précédents, l'impédance de sortie d'un montage correspond à l'impédance du générateur de thévenin vu par la charge, ou bien elle se calcule par l'application de la formule :

$$Z_s = \left. \frac{S}{i_s} \right|_{e(t)=0} \quad \text{les deux conditions impédance vue par la charge } R_L \text{ et } e(t)=0 \text{ nous}$$

permettent d'appliquer ces deux conditions sur le circuit de la figure 22; ce qui permet d'avoir le circuit de la figure 23.

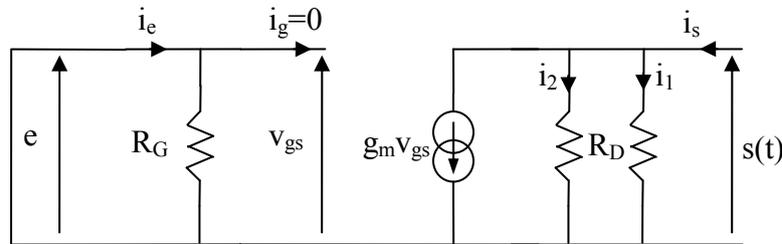


Fig. 23 Circuit pour le calcul de l'impédance de sortie

$$\left. \begin{array}{l} i_s = i_1 + i_2 + g_m v_{gs} \\ e(t) = v_{gs} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow i_s = \frac{s}{R_D} + \frac{s}{r}$$

d'où

$$Z_s = r // R_D \quad (32)$$

II.2.2 Source commune avec R_S non découplée

Dans le cas de figure 24 la résistance R_S assure la polarisation automatique du transistor et elle a aussi un effet sur le gain en tension G_V . Comme il pourra être constaté des calculs qui suivent, la résistance R_S n'a aucun effet sur la résistance d'entrée du montage.

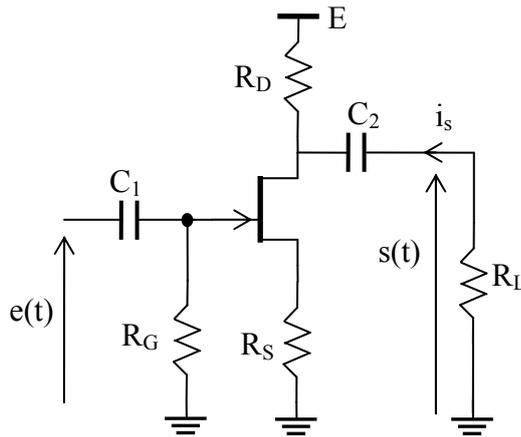


Fig. 24 Montage source commune avec R_S non découplée

Calcul du gain en tension G_V

C'est un paramètre qui se calcule du régime dynamique. En remplaçant le transistor par son schéma équivalent nous obtiendrons le circuit de la figure 25.

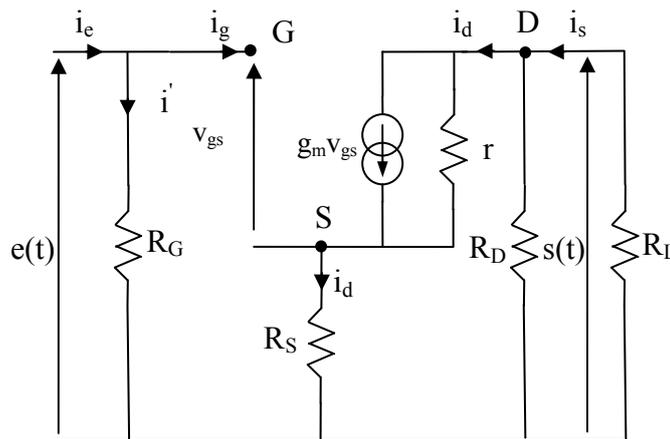


Fig. 25 Schéma équivalent du circuit figure 24 en régime dynamique

$$e(t) = v_{gs} + R_S i_d$$

$$s(t) = -(R_D // R_L) i_d = v_{DS} + R_S i_d$$

$$v_{DS} = -(R_D // R_L + R_S) i_d$$

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{v_{DS}}{r}$$

$$i_d = g_m v_{gs} - \frac{R_D // R_L + R_S}{r} i_d$$

$$v_{gs} = \frac{r + R_D // R_L + R_S}{g_m r} i_d$$

$$e(t) = \frac{r + R_D // R_L + R_S + g_m r R_S}{g_m r} i_d$$

$$G_v = -g_m r \frac{R_D // R_L}{r + g_m r R_S + R_S + R_D // R_L} \quad (33)$$

Calcul de l'impédance d'entrée Z_e

Du circuit de la figure 25, l'expression de l'impédance d'entrée du circuit est définie comme:

$$Z_e = \frac{e}{i_e}$$

$$i_e = i' + i_g = \frac{e}{R_G} + 0 \Rightarrow Z_e = R_G \quad (34)$$

Calcul de l'impédance de sortie Z_s

L'impédance de sortie définie l'impédance vue par la charge R_L à la sortie du circuit. Elle peut être calculée de deux façons:

Soit on détermine le générateur de Thévenin par la charge R_L , dans ce cas l'impédance de sortie du circuit sera l'impédance de Thévenin.

Soit on applique l'expression de calcul de l'impédance de sortie donnée par:

$$Z_s = \left. \frac{s}{i_s} \right|_{e=0}$$

De cette dernière expression, on redessine le circuit suivant les conditions $e=0$ et l'impédance vue par R_L . C'est ainsi que le circuit de la figure 25 redevient celui de la figure 26.

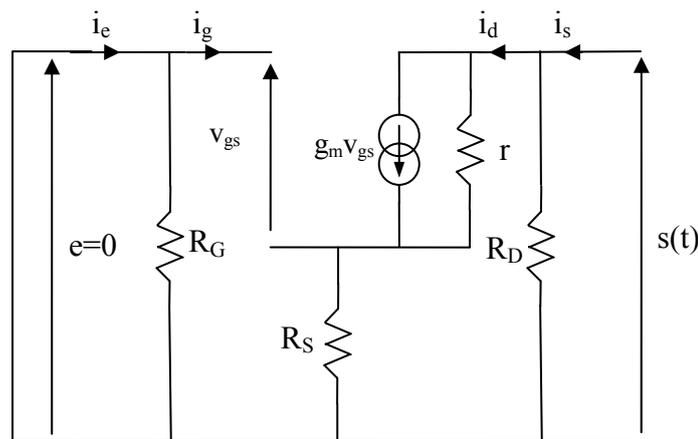


Fig. 26 Circuit pour le calcul de l'impédance de sortie
-cas du circuit de la figure 24-

$$e(t) = v_{gs} + R_S i_d \Rightarrow \text{avec } e(t)=0 \text{ on a } v_{gs} = -R_S i_d$$

$$i_s = \frac{s}{R_D} + i_d$$

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{v_{DS}}{r} \Rightarrow v_{DS} = r i_d - r g_m v_{gs}$$

$$s(t) = v_{DS} + R_S i_d = (r + g_m r R_S + R_S) i_d$$

$$i_s = \frac{s}{R_D} + \frac{s}{r + g_m r R_S + R_S}$$

$$Z_s = R_D // (r + g_m r R_S + R_S) \quad (35)$$

II.2.3 Drain commun

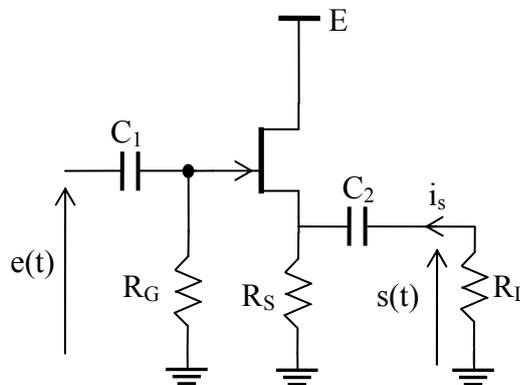


Fig. 27 Montage drain commun

Calcul du gain en tension G_v

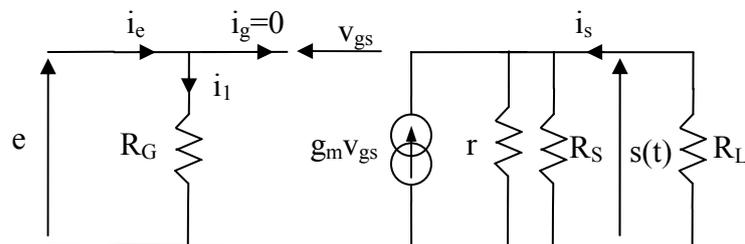


Fig. 28 Schéma équivalent du circuit figure 27 en régime dynamique

$$e(t) = v_{gs} + (r // R_S // R_L) g_m v_{gs}$$

$$s(t) = (r // R_S // R_L) g_m v_{gs}$$

$$G_v = \frac{g_m r // R_S // R_L}{1 + g_m r // R_S // R_L} \quad (36)$$

Calcul de l'impédance d'entrée Z_e

Du circuit de la figure 28, l'expression de l'impédance d'entrée du circuit est définie comme:

$$Z_e = \frac{e}{i_e}$$

$$i_e = i_1 + i_g = \frac{e}{R_G} + 0 \Rightarrow Z_e = R_G \quad (37)$$

Calcul de l'impédance de sortie Z_s

En appliquant l'expression de calcul de l'impédance de sortie donnée par:

$$Z_s = \left. \frac{s}{i_s} \right|_{e=0}$$

et suivant les conditions $e=0$ et l'impédance vue par R_L , le circuit de la figure 28 redevient celui de la figure 29.

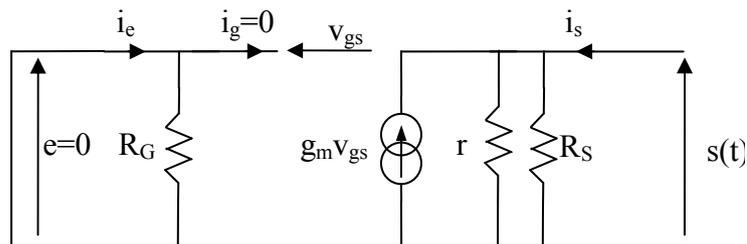


Fig. 29 Circuit pour le calcul de l'impédance de sortie
– cas du circuit de la figure 27-

$$\left. \begin{aligned} i_s &= \frac{s}{R_s} + \frac{s}{r} - g_m v_{gs} \\ e=0 &\Rightarrow s = -v_{gs} \end{aligned} \right\} \Rightarrow i_s = \frac{s}{R_s} + \frac{s}{r} + g_m s$$

$$i_s = \frac{s}{R_s} + \frac{s}{r} + \frac{s}{\frac{1}{g_m}} \Rightarrow Z_s = R_s // r // \frac{1}{g_m} \quad (38)$$

II.2.4 Grille commune

Pour son impédance d'entrée réduite, le montage grille commune n'est pas rencontré dans la pratique surtout dans le domaine des basses fréquences. Cependant, nous l'avons présenté dans ce chapitre pour des raisons d'étude de circuit. La structure d'un tel montage est donnée sur la figure 30. En dynamique on accède au montage par la source et on sort par le drain.

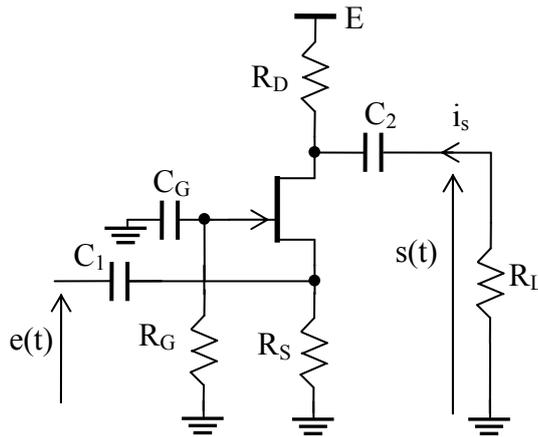


Fig. 30 Montage grille commune

Calcul du gain en tension G_v .

De la figure 31 qui représente le schéma équivalent du montage en dynamique on exprime la tension d'entrée et la tension de sortie en fonction de v_{gs} .

$$e(t) = -v_{gs}$$

$$s(t) = -R_D // R_L i_d$$

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{s + v_{gs}}{r}$$

En remplaçant i_d en fonction de $s(t)$ tiré de l'équation et portant cette expression dans l'équation on aura:

$$s(t) = -\frac{r R_D // R_L}{r + R_D // R_L} (1 + r g_m) v_{gs}$$

$$G_v = \frac{r R_D // R_L}{r + R_D // R_L} (1 + r g_m)$$

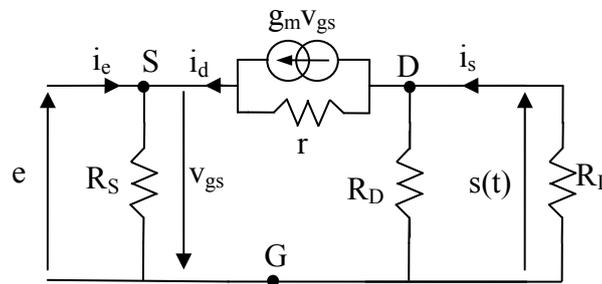


Fig. 31 schéma équivalent du circuit figure 30 en régime dynamique

Calcul de l'impédance d'entrée Z_e

$$i_e = \frac{e(t)}{R} - i_d$$

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{s + v_{gs}}{r} = g_m v_{gs} + \frac{-R_D // R_L i_d + v_{gs}}{r}$$

$$i_d = \frac{1 + r g_m}{r + R_D // R_L} v_{gs} = - \frac{1 + r g_m}{r + R_D // R_L} e(t)$$

$$i_d = - \frac{e(t)}{\frac{r + R_D // R_L}{1 + r g_m}}$$

$$i_d = \frac{e(t)}{R} + \frac{e(t)}{\frac{r + R_D // R_L}{1 + r g_m}} \Rightarrow Z_e = R // \frac{r + R_D // R_L}{1 + r g_m}$$

Calcul de l'impédance de sortie Z_s

$$e(t) = 0 \Rightarrow v_{gs} = 0$$

$$i_s = \frac{s(t)}{R_D} + \frac{s(t)}{r} \Rightarrow Z_s = r // R_D$$

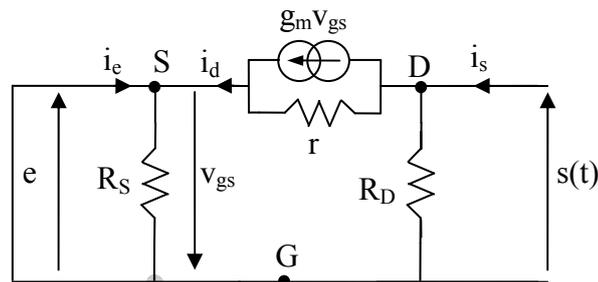


Fig. 32 Circuit pour le calcul de l'impédance de sortie
– cas du circuit de la figure 30-