
Transistor à effet de champ

DORLAND Paul - THEODON Leo, Rapport de TP n°4

Vendredi 30 novembre 2018

Le but de ce TP est d'étudier le comportement d'un transistor à effet de champ (FET), le modèle 2N3819. L'étude ne se fera pas uniquement de manière purement théorique puisque les résultats de nos calculs seront confrontés à un modèle réalisé à l'aide du logiciel LTSPICE permettant de modéliser différents composants et circuits électroniques et d'en simuler le comportement, tout en ayant une grande liberté quant au contrôle des différents paramètres.

Étude du transistor à effet de champ 2N3819

Dans cette partie, et dans toute la suite, nous allons étudier un transistor NJF de référence 2N3819.

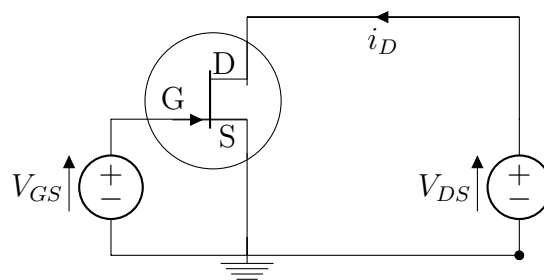


Figure 1 – Montage de base

Caractéristique statique de la sortie

On modélise le montage de la figure 1 sur ordinateur afin d'en étudier la caractéristique dans le but d'obtenir la valeur de la résistance de sortie R_{DS} en régime de saturation. En effet, dans ce régime, on a :

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}. \quad (1)$$

Grâce à l'équation (12), on peut voir que pour obtenir la résistance de sortie en régime de saturation, il suffit de calculer l'inverse de la pente de la caractéristique dans ce régime.

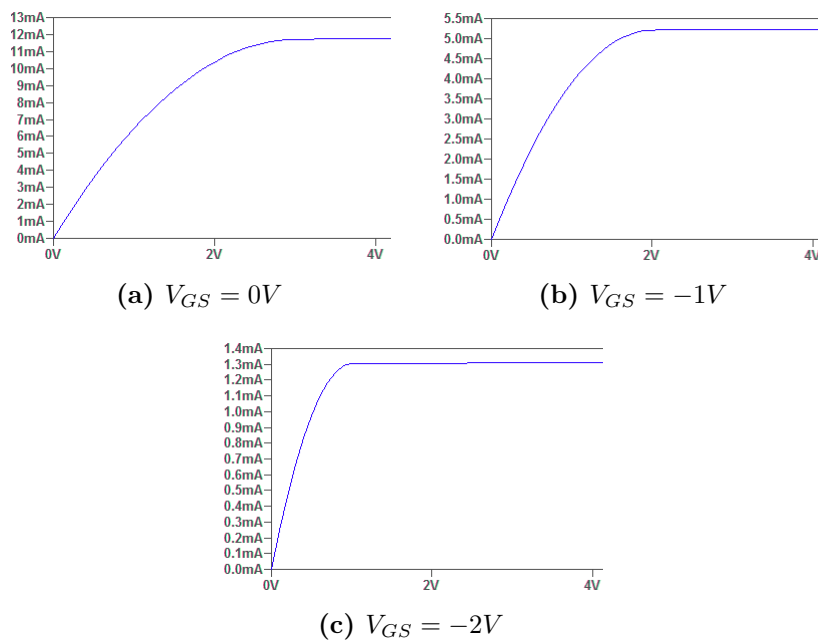


Figure 2 – Tracé de $I_D(mA)$ fonction de $V_{DS}(V)$ pour différentes valeurs de V_{GS} .

On procède à trois "mesures" en lançant des simulations avec des valeurs de V_{GS} égales à $0V$, $-1V$ et $-2V$.

Valeur de V_{GS}	Valeur de R_{DS}
$0V$	86.129Ω
$-1V$	38.485Ω
$-2V$	342.688Ω

Table 1 – Valeurs de R_{DS} en fonction de V_{GS} .

Le tableau 1 indique les différentes valeurs de R_{DS} calculées à partir des coefficients directeurs des courbes caractéristiques obtenues après simulation pour différentes valeurs de V_{GS} . Ces valeurs peuvent sembler un peu faibles, sachant que la résistance de sortie en régime de saturation est censée tendre vers le méga-ohm.

Caractéristique de transmission

On fixe à présent la tension V_{DS} à $15V$ et on va mesurer la caractéristique de transmission en lançant plusieurs simulations en faisant varier la tension V_{GS} entre $-8V$ et $0V$.

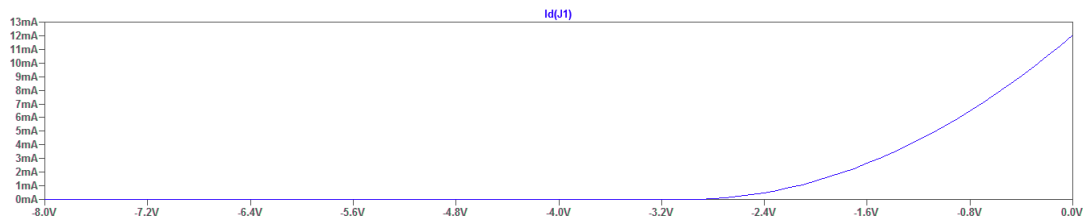


Figure 3 – Intensité I_D en fonction de V_{GS} .

La tension de pincement (notée V_p) correspond à l'opposé de la valeur de V_{GS} pour laquelle l'intensité électrique I_D commence à augmenter sur la figure 3, c'est-à-dire pour $V_{GS} = -2,9V$ d'après notre simulation. On a donc :

$$V_p = 2,9V.$$

La transconductance est quant à elle donnée par la pente de la courbe dans sa partie la plus linéaire, c'est-à-dire pour V_{GS} compris entre $-0,8V$ et $0V$ sur la figure 3. On trouve alors :

$$g_m = 0,785882mS.$$

On peut également chercher à déterminer I_{DSS} . En effet, on sait que lorsque $V_{DS} > V_p$, il y a pincement du canal, et le transistor fonctionne alors en régime linéaire. On peut alors approximer l'expression du courant I_D qui devient indépendant de V_{DS} par l'expression de l'équation (2) avec $V_{GSoff} = -V_p$.

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

D'après l'équation (2), si l'on se place à $V_{GS} = 0$, on a alors $I_D = I_{DSS}$, ce qui nous donne d'après notre simulation numérique :

$$I_{DSS} = 12,034mA.$$

Enfin, on peut chercher à calculer la transconductance g_m autour de $V_{GS} = -2,6V$, c'est à dire pour une valeur de V_{GS} légèrement supérieure à la tension d'offset, en début de fonctionnement linéaire du transistor. Un nouveau calcul de la pente nous donne :

$$g_{m|V_{GS}=-2,6V} = 0,104841mS.$$

Données du constructeur

On va s'intéresser maintenant aux données du constructeur et les comparer aux valeurs obtenues par simulation. En particulier, on s'intéresse à la valeur de $R_{DS(on)}$ qui correspond à la résistance de sortie R_{DS} dans le "début" de la région ohmique du système, pour des valeurs de V_{GS} et I_D respectivement égales à $0V$ et $1mA$, et dont la valeur indiquée par le constructeur est de 150Ω .

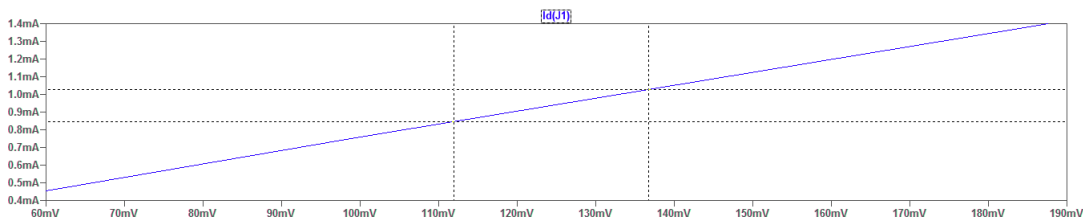


Figure 4 – Intensité I_D en fonction de V_{DS} pour $V_{GS} = 0V$.

On calculant à nouveau le coefficient de la courbe de la figure 4 et en prenant son inverse, on obtient la valeur suivante :

$$R_{DS(on)} = 136,44\Omega.$$

La valeur ainsi calculée de $R_{DS(on)}$ est donc relativement proche de la valeur constructeur, l'erreur étant de l'ordre de 10%, ce qui est raisonnable, sans toutefois être exceptionnel.

Point de polarisation

Premier cas

Dans cette partie, on souhaite faire fonctionner notre transistor dans sa zone linéaire avec un point de polarisation défini par :

$$V_{DS} = 5V \text{ et } V_{GS} = -2V.$$

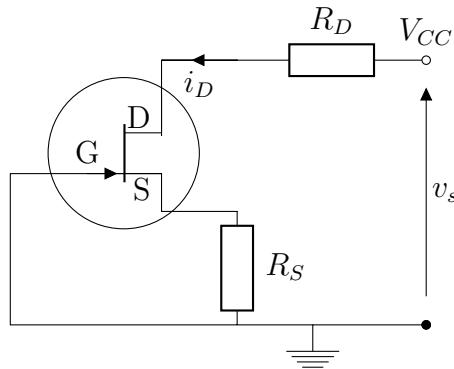


Figure 5 – Montage n° 1

Sachant que $V_{CC} = 15V$, on a donc $u_s = 15V$. Par conséquent, on a :

$$u_s = V_{R_S} + V_{DS} + V_{R_D}. \quad (3)$$

De l'équation (3) on peut déduire que $V_{R_S} + V_{R_D} = 10V$. Or, on a également :

$$V_{R_S} + V_{GS} = 0V. \quad (4)$$

L'équation (4) nous indique donc que $V_{R_S} = 2V$. Comme on fonctionne en régime linéaire, on a $I_D = g_m \times V_{GS} = 1,57mA$. On en déduit alors que :

$$R_S = \frac{V_{R_S}}{I_D} = 1,27k\Omega. \quad (5)$$

De plus, d'après l'équation (3) et les données initiales, il vient que $V_{R_D} = 8V$, d'où :

$$R_D = \frac{V_{R_D}}{I_D} = 5,1k\Omega. \quad (6)$$

Ces résultats donnent des valeurs proches des valeurs théoriques de V_{DS} et V_{GS} après simulation. En revanche, une simulation avec $R_S = 1,55k\Omega$ et

$R_D = 6,17k\Omega$ donne de meilleurs résultats, comme on peut le voir sur la figure 6.

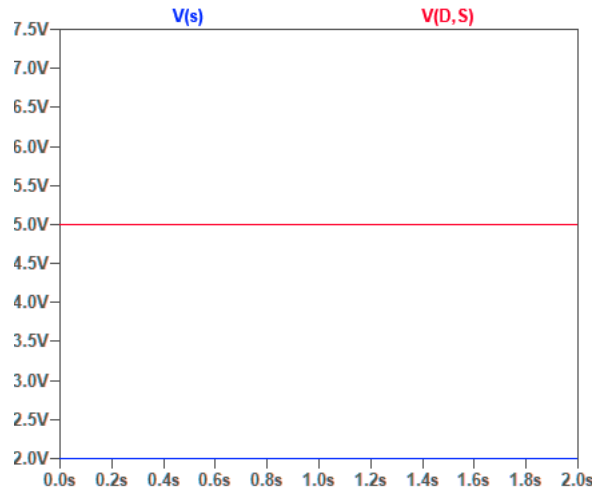


Figure 6 – Tracé de V_{DS} et V_S pour des valeurs ajustées de R_S et R_D .

De telles valeurs de R_S et R_D sont obtenues pour $I_D \approx 1,29mA$. Notre valeur de I_D ne s'écarte de cette valeur optimale que de 6%, ce qui semble raisonnable.

Deuxième cas

Nous allons considérer le montage de la figure 7, toujours dans la zone linéaire du transistor, avec $V_{GS} = -2V$. On sait aussi que $R_1 = 800k\Omega$ et que $R_2 = 400k\Omega$.

On peut remarquer que l'on a un diviseur de tension entre v_s et V_G . Ainsi, on a :

$$V_G = V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 5V. \quad (7)$$

Or, on a aussi :

$$V_G = V_{GS} + V_{R_S}. \quad (8)$$

On déduit des équations (7) et (8) que $V_{R_S} = 7V$. En exploitant les données de la caractéristique, comme on est en régime linéaire, avec $V_{GS} > V_{GSoff}$, on trouve que $I_D = 1,16mA$. Ainsi, on en déduit la valeur de R_S .

$$R_S = \frac{7}{I_D} = 6k\Omega$$

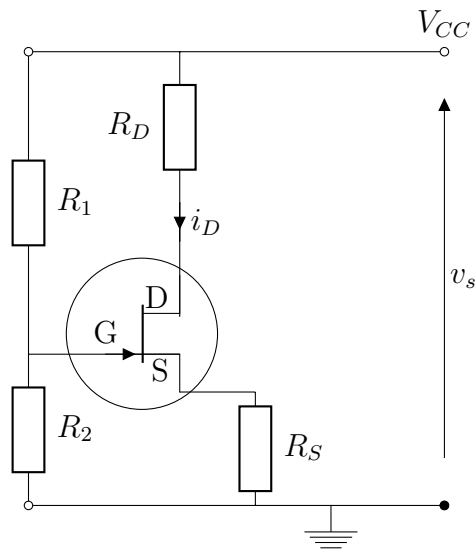


Figure 7 – Montage n° 2

Pour calculer la valeur de R_D , on peut écrire que :

$$V_{CC} = V_{R_S} + V_{D_S} + R_D \text{ times } I_D. \quad (9)$$

En utilisant le fait que le transistor fonctionne en régime linéaire, on a :

$$V_{D_S} > V_p. \quad (10)$$

En combinant les équations (9) et (10), on obtient la relation suivante :

$$R_D < \frac{8 - V_p}{I_D}. \quad (11)$$

On obtient alors $R_D < 4,4k\Omega$. La simulation effectuée à l'aide de *LTSPICE* confirme nos résultats.

Amplification

Circuit en théorie

On considère le circuit de la figure 8. On a $R_D = 1k\Omega$, $R_G = 1M\Omega$, $C_0 = 10nF$ et $C_S = 10nF$. On aura toujours $V_{CC} = 15V$. Le signal d'entrée étant sinusoïdal (et donc alternatif), on peut considérer que V_{CC} est à la masse, et que les condensateurs sont des court-circuits. On en déduit alors les deux relations suivantes :

$$v_e = V_{GS}, \quad (12a)$$

$$v_s = -g_m \cdot V_{GS} \cdot R_D. \quad (12b)$$

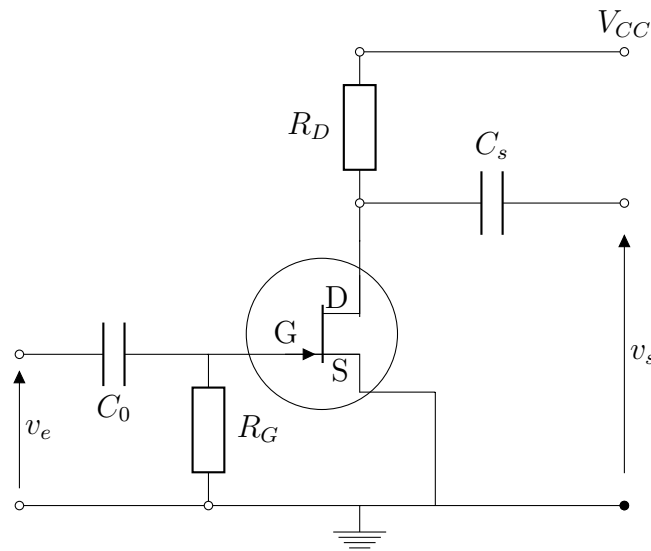


Figure 8 – Montage n° 3, v_e est une source de tension sinusoïdale.

En combinant les relations (14) et (15), on obtient immédiatement l'expression théorique du gain.

$$G = \frac{v_s}{v_e} = -g_m \cdot R_D \quad (13)$$

En utilisant la valeur de g_m calculée lors de la première partie, à savoir $g_{m|V_{GS}=-2,6V} = 0,104841mS$, on obtient $G \approx -0,1$ ce qui semble montrer que notre résultat pour $g_{m|V_{GS}=-2,6V}$ est faux. En effet, cela signifierait que l'on atténuerait le signal par un facteur 10. De plus, si elle confirme bien une inversion

du signal, montre également une amplification d'un facteur d'environ 17, comme le montre la figure 9.

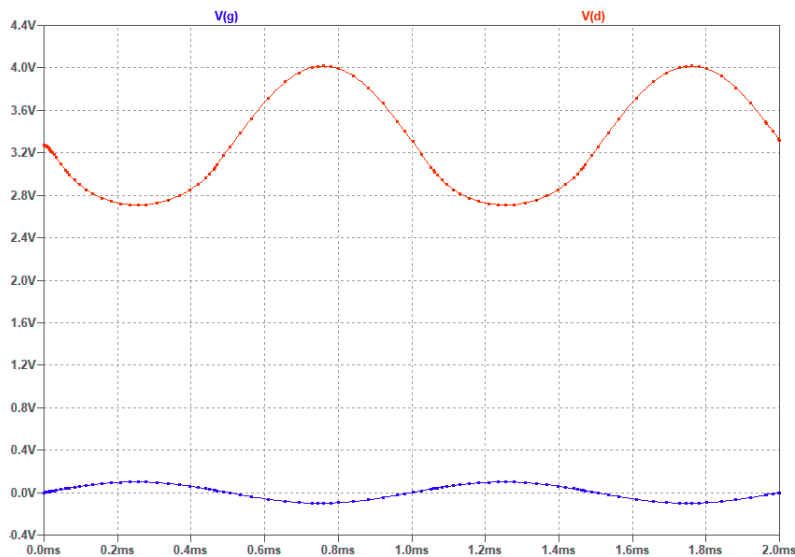


Figure 9 – v_e et v_s pour un signal de fréquence $1kHz$ de $100mV$ d'amplitude.

Réponse en fréquence

On va maintenant s'intéresser à la réponse en fréquence du montage 8 en traçant les diagramme de Bode en fréquence et en phase, pour des fréquences allant de $1Hz$ à $100MHz$.

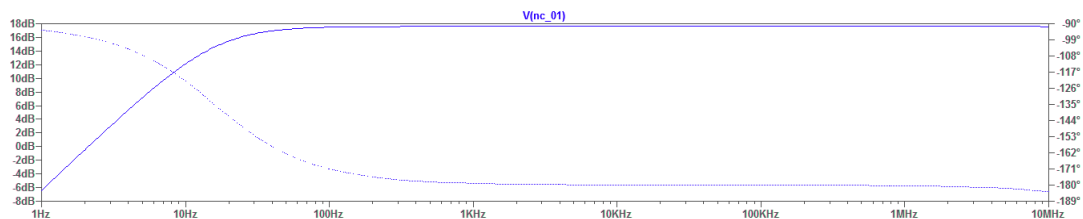


Figure 10 – Gain en fréquence et diagramme de phase du montage 8 pour des fréquences allant de $1Hz$ à $100MHz$.

Sur le diagramme 10, on peut constater que l'on est en présence d'un filtre passe-haut avec une fréquence de coupure $f_0 \approx 15,95Hz$.

On peut réaliser un circuit passe-haut comme sur le montage de la figure 11 à l'aide de R_G et C_0 . Le gain $\frac{v_s}{v_e}$ est alors donné par l'expression :

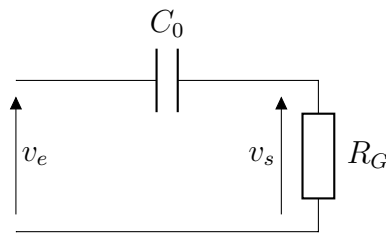


Figure 11 – Circuit passe-haut composé de R_G et C_0 .

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{j\omega R_G C_0}{1 + j\omega R_G C_0}. \quad (14)$$

La fréquence de coupure théorique de ce circuit est donnée par l'expression suivante :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_G C_0} \approx 15,9 \text{kHz}. \quad (15)$$

On notera que l'on retrouve la fréquence de coupure de la figure 10.

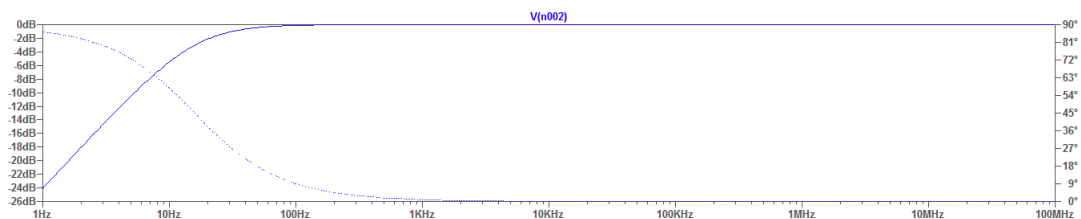


Figure 12 – Gain en fréquence et diagramme de phase du montage de la figure 11 pour des fréquences allant de 1Hz à 100MHz.

On notera que les montages des figures 8 et 11 produisent des diagrammes de Bode ayant la même forme avec les mêmes fréquences de coupure. Le transistor a l'avantage d'amplifier le signal, l'intégralité du diagramme étant alors translaté vers "le haut".

Cas à haute fréquence

On utilise à présent un signal de fréquence $f = 10 \text{kHz}$ et on observe le signal en sortie pour des amplitudes de 0,1V, 0,5V et 1V.

Le signal est certes toujours amplifié, mais l'on constate une légère distorsion des crêtes lorsque l'amplitude en entrée augmente. Cela est dû au fait que le

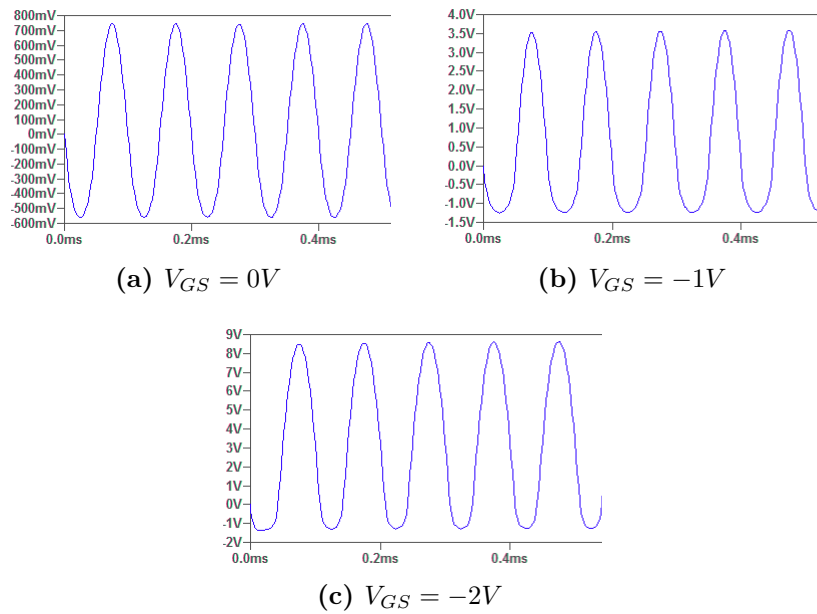


Figure 13 – Tracé de v_s pour un signal de 0,1V, 0,5V et 1V à une fréquence $f = 10kHz$.

transistor commence à saturer. On quitte la zone ohmique pour la zone linéaire. Afin d'éviter cela, il convient de modérer l'amplitude du signal d'entrée. De fait, un tel montage est fait pour de très faibles amplitudes afin de ne pas déformer le signal en sortie lors de son amplification.

Conclusion

Les transistors comme celui que nous avons étudié aujourd'hui permettent ainsi d'agir comme des filtres, mais également d'amplifier un signal extrêmement faible. Le fait que l'amplitude du signal d'entrée ne soit pas importante n'est pas un problème (tant qu'il reste supérieur au bruit de la ligne de transmission), d'autant plus qu'une amplitude trop importante fera entrer le transistor dans la zone linéaire, entraînant de fait une déformation du signal et donc, une perte d'information en général non désirée. Ces effets sont extrêmement utiles dans les télécommunication afin de ne pas avoir à transmettre des signaux de forte amplitude, mais également dans le domaine musical (tant que les phénomènes de saturation ne sont pas présents) afin d'amplifier des signaux de manière très simple et efficace.