

Cours 9. Régimes du transistor MOS

Par Dimitri GALAYKO
Unité d'enseignement Élec-info
pour master ACSI à l'UPMC

Octobre-décembre 2005

Dans ce document le transistor MOS est traité comme un composant électronique. On considère que le lecteur possède des connaissances sur la structure et le principe de fonctionnement du transistor MOS.

1 Résumé des caractéristiques statiques d'un transistor MOS

Un transistor MOS avec canal n (nMOS) en mode d'enrichissement est représenté sur un schéma électrique par un des symboles de la figure 1. Le premier symbole désigne un transistor accessible par quatre points (drain, source, grille et substrat (*bulk*)). Le transistor MOS est une structure symétrique vis-à-vis du drain et de la source : son symbole l'est également. Le deuxième symbole désigne un transistor MOS dans lequel la source est raccordée au substrat à l'intérieur du composant. Le substrat et la source sont donc indisponibles en tant que terminaux indépendants. Par conséquent, cette structure n'est pas symétrique ; une flèche est dessinée au niveau de la source. Elle désigne le sens *réel* du courant dans le canal.

L'équation décrivant le fonctionnement d'un transistor MOS en régime statique s'écrit de la manière suivante :

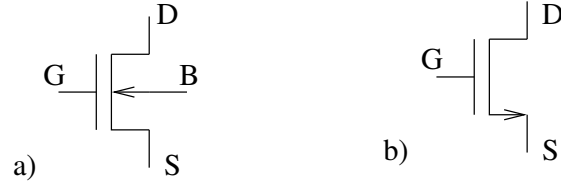


FIG. 1 – Symboles de transistor nMOS à enrichissement : a) Transistor MOS accessible par ces quatre terminaux, b) Transistor MOS dont la source est raccordée au substrat (bulk).

$$I_D = f(U_{GS}, U_{DS}) = \begin{cases} 0, & U_{GS} \leq U_{th} \\ \frac{W}{L} \cdot \mu_n C_{ox} \left((U_{GS} - U_{th}) - \frac{U_{DS}}{2} \right) U_{DS}, & \begin{cases} U_{DS} < U_{GS} - U_{th} \\ U_{GS} > U_{th} \end{cases} \\ \frac{W}{L} \cdot \frac{\mu_n C_{ox}}{2} (U_{GS} - U_{th})^2 & \begin{cases} U_{DS} \geq U_{GS} - U_{th} \\ U_{GS} > U_{th} \end{cases} \end{cases} . \quad (1)$$

Un transistor peut être représenté comme un quadripôle dont les terminaux d'entrée sont la grille et la source, les terminaux de sortie sont la source et le drain (figure 2). Ainsi, à l'entrée nous avons la tension grille-source U_{GS} et le courant I_G , en sortie, la tension drain-source U_{DS} et le courant de drain I_D .

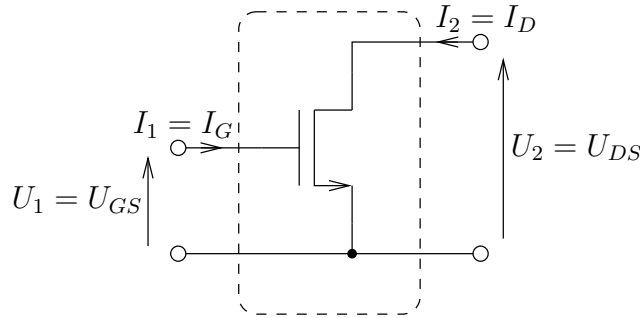


FIG. 2 – Transistor en tant qu'un quadripôle.

En régime statique le courant de grille est nul, car la grille est électriquement isolée du canal :

$$I_G = 0. \quad (2)$$

Ainsi, la première grandeur d'entrée du transistor est naturellement la tension grille-source U_{GS} . Dans la mesure où en régime statique le courant de la grille est nul, l'entrée du transistor représente une *charge idéale* pour une source générant la tension d'entrée. C'est un très grand avantage pour une entrée en tension, car quelle que soit la résistance interne de la source d'entrée, la tension à l'entrée du transistor est toujours égale à la tension maximale que cette source est capable de fournir, *i.e.* à sa tension de circuit ouvert (*cf.* figure 3).

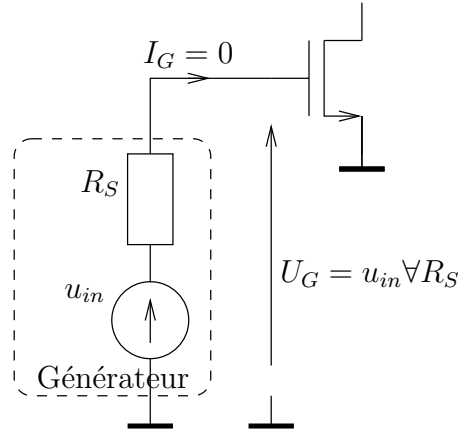


FIG. 3 – Circuit d'entrée du transistor : quelque soit la résistance interne de la source d'entrée, la tension sur la grille est toujours égale à la tension circuit ouvert de cette source.

On considère que la grandeur de sortie du transistor est le courant de drain. D'après la formule (1), le courant de drain dépend des tensions U_{GS} et U_{DS} . Ainsi on peut dire que la tension drain-source est une deuxième grandeur d'entrée du transistor, *i.e.* un deuxième argument qui définit la grandeur de sortie.

Pourquoi on ne choisirait pas la tension drain-source comme la grandeur de sortie et le courant I_D comme la deuxième grandeur d'entrée? Une des raisons à cela est l'absence d'unicité entre le courant de drain I_D et la tension U_{DS} : en régime de saturation, les caractéristiques courant-tension ($I_D(U_{DS})$) idéales sont des droites parallèles à l'axe des tension, ainsi, il est impossible de définir U_{DS} sachant I_D . Ainsi, en prenant le courant I_D et la tension U_{GS} comme les grandeurs d'entrée, il ne serait pas possible de définir la grandeur de sortie U_{DS} pour un transistor en régime de saturation.

En utilisant les valeurs numériques ci-dessous :

$$\mu_n = 580 \text{ cm}^2/\text{Vs}, C_{ox} = 1.75 \text{ fF}/\mu\text{m}^2, \frac{W}{L} = 10, U_{th} = 1\text{V},$$

à la figure 4 nous affichons un graphique tridimensionnel représentant la

valeur du courant de drain en fonction des deux tensions du transistor.

Tous les graphiques et les applications numériques qui seront présentés dans ce document sont fait pour un transistor nMOS avec ces paramètres.

Courant I_D en fonction des tensions U_{GS} et U_{DS}

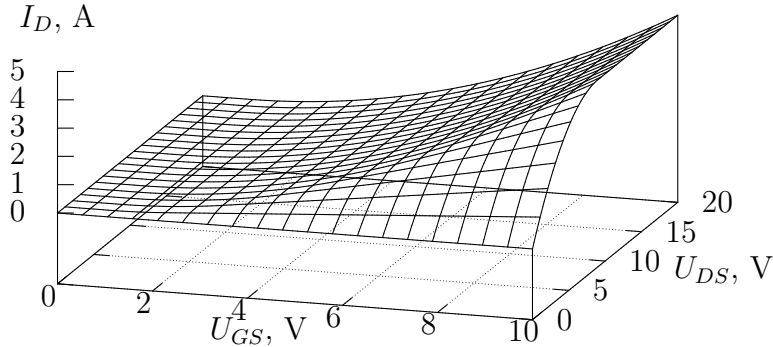


FIG. 4 – Courant du drain en fonction des tensions U_{GS} et U_{DS}

D'habitude, on caractérise un transistor MOS par deux graphiques bidimensionnels, qui sont les coupes orthogonales de la surface présentée figure 4. Le premier graphique représente la relation entre le courant du drain et la tension grille-source à tension drain-source constante telle que $U_{DS} > U_{GS} - U_{th}$, i.e. *en régime de saturation*. Visualisant la relation entre la grandeur de sortie et la grandeur d'entrée, ce graphique est la caractéristique de transmission ou de transfert statique du transistor :

$$I_D = f_1(U_{GS}) \Big|_{U_{DS}=\text{const}, U_{DS} > U_{GS} - U_{th}}. \quad (3)$$

La figure 5 présente le graphique de la fonction de transmission du transistor avec les paramètres donnés ci-dessus.

On pourrait également représenter la caractéristique de transmission du transistor en régime linéaire, mais en pratique on s'intéresse le plus souvent à la relation entre le courant de saturation et la tension grille-source correspondante.

Le deuxième graphique représente la relation entre le courant de drain et la tension drain-source pour une tension grille-source constante – c'est la caractéristique de sortie du transistor :

$$I_D = f_2(U_{DS}) \Big|_{U_{GS}=\text{const}}. \quad (4)$$

Pour réaliser l'importance de ce deuxième graphique, il faut comprendre qu'un transistor MOS est un dipôle non-linéaire dont la caractéristique courant-tension est commandée par une tension. Le dipôle est formé par le canal, et c'est la tension grille-source qui fixe sa caractéristique courant-tension. Ainsi,

la caractéristique de sortie du transistor est la caractéristique courant-tension du dipôle que le transistor représente en sortie, i.e. entre le drain et la source.

D'habitude on visualise une famille des graphiques – caractéristiques courant-tension du dipôle drain-source pour différentes tensions U_{GS} (figure 5).

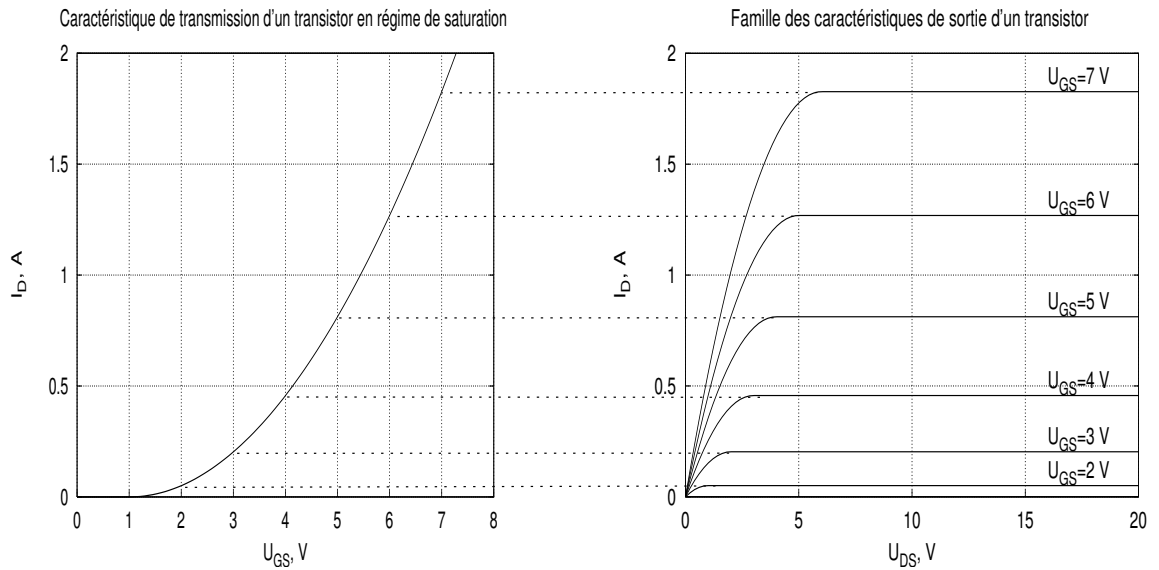


FIG. 5 – Caractéristique de transmission et caractéristique de sortie d'un transistor MOS.

2 Transistor en régime petit signal

Dans le régime petit signal un élément non-linéaire fonctionne en permanence en un seul régime en exploitant des zones de ses caractéristiques

assimilable à des droites. Nous étudions le comportement petit signal d'un transistor en deux régimes : régime linéaire et régime saturé. Avant, nous présentons quelques généralités sur l'analyse des quadripôles non-linéaires en régime petit signal.

2.1 Analyse petit signal des quadripôles non-linéaires

Dans le cours précédent nous avons étudié l'application de l'approche petit signal aux dipôles non-linéaires. Le transistor est un *quadripôle* non-linéaire : il peut également être analysé en régime petit signal.

Du cours 3 nous savons qu'un quadripôle possède quatre grandeurs externes (courants et tensions d'entrée et de sortie). En cas général, seulement deux de ces grandeurs sont indépendantes : on peut les appeler *variables indépendantes* ou *arguments*. Les arguments définissent, d'une manière unique, les deux autres grandeurs. Un quadripôle est donc décrit par deux fonction de deux variables.

Notez, que les arguments d'un quadripôle ne sont pas nécessairement ses propres grandeurs d'entrée (même si cela paraîtrait logique) – par exemple, la tension d'entrée et le courant de sortie peuvent dépendre de la tension de sortie et du courant d'entrée (ces deux derniers sont donc, les arguments du quadripôle). Le choix des arguments du quadripôle est souvent dicté par la spécificité du quadripôle et par le contexte d'utilisation de celui-ci.

Dans le cas d'un quadripôle linéaire ces fonctions sont linéaires (*cf.* le cours 3) ; elles sont non-linéaires dans le cas d'un quadripôle non-linéaire, tels qu'un transistor MOS.

Pour analyser les quadripôles linéaires, on utilise les même méthodes que celles que l'on a introduites pour analyser les dipôles non-linéaires. La seule différence est que, alors que les caractéristiques des dipôles sont des fonctions non-linéaires d'une seule variable (caractéristique courant-tension), les quadripôles non-linéaires sont décrites par des fonction non-linéaires de deux variables. Un exemple est donné par la fonction définissant le courant I_D du transistor qui fait dépendre le courant de sortie de la tension de sortie et de la tension d'entrée.

Ici nous résumons brièvement les bases théoriques de l'analyse petit signal d'un transistor MOS représenté par un quadripôle non-linéaire.

Lorsqu'une grandeur dépend de plusieurs arguments d'une manière non-linéaire, l'analyse petit signal s'effectue dans l'hypothèse que les arguments et la grandeur de sortie s'écartent peu du point de fonctionnement, *i.e.* présentent de faibles variation autour des valeurs de polarisation (valeurs DC). On s'intéresse aux variations de la grandeur de sortie, pour cela on

cherche son différentiel. Le différentiel d'une fonction de deux variables s'exprime comme :

$$df(x, y) = \frac{\partial f(x, y)}{\partial x} dx + \frac{\partial f(x, y)}{\partial y} dy \quad (5)$$

Ainsi, si l'on approxime les différentiels par de faibles incréments ($(\Delta f(x, y), \Delta x$ et $\Delta y)$), et sachant que

$$\frac{\partial f(x, y)}{\partial x} = \left. \frac{df(x, y)}{dx} \right|_{y=const}, \quad (6)$$

nous avons :

$$\Delta f(x, y) \approx \left. \frac{df(x, y)}{dx} \right|_{y=const} \cdot \Delta x + \left. \frac{df(x, y)}{dy} \right|_{x=const} \cdot \Delta y. \quad (7)$$

Dans le cas du transistor, les faibles variations du courant de sortie s'expriment comme :

$$\Delta I_D = \Delta f_1(U_{GS}, U_{DS}) \approx \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_{U_{DS}=const} \cdot \Delta U_{GS} + \left. \frac{dI_D}{dU_{DS}} \right|_{U_{GS}=const} \cdot \Delta U_{DS}. \quad (8)$$

On se souvient que les composantes petit signal sont désignées par des lettres minuscules et les grandeurs exprimant le point de fonctionnement par des lettres majuscules. On réécrit (8) :

$$i_D \approx \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_{U_{DS}=const} \cdot u_{GS} + \left. \frac{dI_D}{dU_{DS}} \right|_{U_{GS}=const} \cdot u_{DS}. \quad (9)$$

Les deux dérivées sont calculées pour les valeurs DC des tensions, *i.e.* dans l'expression (9) il s'agit des constantes qui sont les paramètres petit signal. Il est facile de comprendre leur sens physique.

Le paramètre

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_{U_{DS}=const} \quad (10)$$

s'appelle « transconductance petit signal ». Lorsque la tension drain-source est constante, la composante petit signal de cette tension est nulle, *i.e.* $u_{DS} = 0$: ainsi, de l'équation (9), la transconductance petit signal est égale au rapport entre la composante petit signal du courant de sortie i_D et celle de la tension d'entrée u_{GS} , lorsque la tension de sortie est constante.

De même, le paramètre

$$g_{DS} = \left. \frac{dI_D}{dU_{DS}} \right|_{U_{GS}=const} \quad (11)$$

s'appelle « conductance de sortie en régime de petit signal ». Lorsque la tension grille-source est constante, sa composante petit signal est nulle, *i.e.* $u_{GS} = 0$: ainsi, de l'équation (9), la conductance de sortie en régime de petit signal est égale au rapport entre la composante petit signal du courant de sortie i_D et celle de la tension drain-source u_{DS} , lorsque la tension grille-source est constante.

On parle plus souvent de la résistance de sortie en régime de petit signal, qui est l'inverse de la conductance :

$$r_{DS} = g_m^{-1} = \left. \frac{dU_{DS}}{dI_D} \right|_{U_{GS}=const} \quad (12)$$

L'utilité et l'usage de ces paramètres dépendent du contexte d'application, comme nous le montrerons dans les paragraphes suivants.

2.2 Modèle petit signal d'un transistor MOS en régime de saturation

Nous commençons par étudier le régime de saturation, car c'est le régime utilisé par la plupart des circuits linéaires. L'équation (1) se simplifie :

$$I_D = f_1(U_{GS}, U_{DS}) = \frac{W}{L} \cdot \frac{\mu_n C_{ox}}{2} (U_{GS} - U_{th})^2. \quad (13)$$

La transconductance est donnée par l'expression suivante :

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_{U_{DS}=const} = \frac{W}{L} \cdot \mu_n C_{ox} (U_{GS} - U_{th}) = \sqrt{2 \frac{W}{L} \cdot \mu_n C_{ox} I_D}. \quad (14)$$

Ainsi, la transconductance petit signal augmente lorsque la tension grille-source augmente. Ceci peut se voir sur le graphique de la caractéristique de transmission (figure 5) : la pente de la caractéristique augmente avec U_{GS} .

D'après la formule (13) la conductance de sortie du transistor est nulle, car le courant I_D ne dépend pas de la tension U_{DS} . Ainsi, la résistance de sortie est infinie. En réalité, les droites $I_D(U_{DS})$ en régime de saturation affichent une faible pente (figure 6) : puisque la longueur du canal est légèrement modulée par la variation de la tension U_{DS} , le courant de drain présente un léger accroissement lorsque la tension U_{DS} augmente. Ce phénomène s'appelle *effet d'Early* : afin de le prendre en compte, l'expression pour le courant I_D (13) est complétée par le facteur $1 - \frac{U_{DS} - U_{GS} + U_{th}}{U_X}$, où U_X est la tension d'Early (paramètre intrinsèque du transistor) :

$$I_D = \frac{W}{L} \cdot \frac{\mu_n C_{ox}}{2} (U_{GS} - U_{th})^2 \cdot \left(1 - \frac{U_{DS} - U_{GS} + U_{th}}{U_X}\right). \quad (15)$$

Notez que puisque la pente due à l'effet d'Early est positive, la tension d'Early U_X dans l'équation (15) est négative et est de l'ordre de plusieurs dizaines de volt.

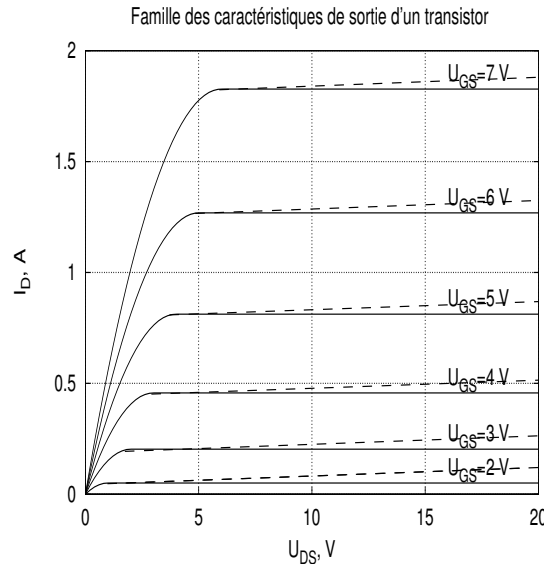


FIG. 6 – Prise en compte de l'effet d'Early : la caractéristique de sortie du transistor affiche une légère pente en régime de saturation.

La valeur du courant au début de la zone de saturation, *i.e.* lorsque $U_{DS} = U_{GS} - U_{th}$, s'appelle « courant de saturation », I_{Dsat} :

$$I_{Dsat} = \frac{W}{L} \cdot \frac{\mu_n C_{ox}}{2} (U_{GS} - U_{th})^2, \quad (16)$$

ainsi, l'expression pour I_D s'écrit comme :

$$I_D = I_{Dsat} \left(1 - \frac{U_{DS} - U_{GS} + U_{th}}{U_X}\right). \quad (17)$$

La résistance de sortie petit signal en régime de saturation, désignée habituellement par le symbole r_o (comme *output*) est donnée par :

$$r_o = \left(\frac{dI_D}{dU_{GS}} \Big|_{U_{DS}=const} \right)^{-1} = -\frac{U_X}{I_{Dsat}} = \frac{|U_X|}{I_{Dsat}} \quad (18)$$

Et, puisque en régime de saturation $I_D \approx I_{Dsat}$, on peut dire que :

$$r_o = \frac{|U_X|}{I_D} \quad (19)$$

Ainsi, en régime de saturation, le dipôle drain-source est modélisé par une source de courant en parallèle avec la résistance r_o . Cette source génère un courant d'intensité contrôlée par la tension grille-source ; la transconductance de cette source contrôlée est g_m (figure 7).

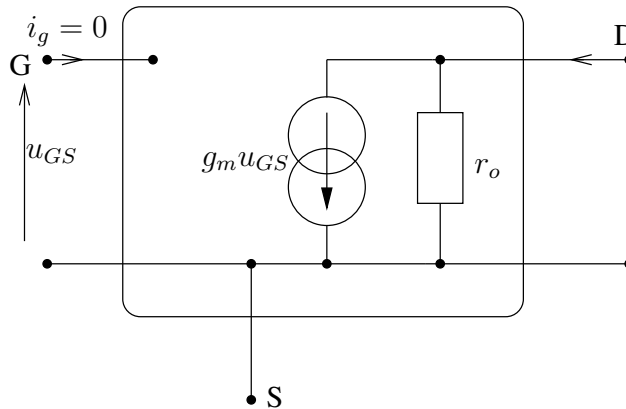


FIG. 7 – Modèle petit signal d'un transistor MOS en régime de saturation.

La transconductance du transistor en régime de saturation, g_m , est le paramètre le plus important du transistor MOS : étant un paramètre de transmission, c'est elle qui détermine le *gain* d'un amplificateur linéaire réalisé à base du transistor.

2.3 Modèle petit signal en régime linéaire

Le transistor se trouve en régime linéaire sous les conditions suivantes :

$$U_{DS} < U_{GS} - U_{th} \quad \text{et} \quad U_{GS} > U_{th}. \quad (20)$$

En régime linéaire la relation entre les tensions du transistor et le courant de drain se simplifient :

$$I_D = f_1(U_{GS}, U_{DS}) = \frac{W}{L} \cdot \mu_n C_{ox} \left(U_{GS} - U_{th} - \frac{U_{DS}}{2} \right) U_{DS}. \quad (21)$$

Dans ce régime, c'est la résistance de sortie qui est le paramètre le plus important :

$$r_{sortie} = \left(\frac{dI_D}{dU_{DS}} \Big|_{U_{GS}=const} \right)^{-1} = \frac{1}{\frac{W}{L} \cdot \mu_n C_{ox}} \cdot \frac{1}{U_{GS} - U_{th} - U_{DS}}. \quad (22)$$

Ainsi, en régime linéaire, la résistance de sortie, *i.e.* la pente de la caractéristique de sortie, dépend des deux tensions de contrôle du transistor – on peut le constater également en observant le graphique de cette caractéristique (figure 5). Cependant, c'est lorsque la tension U_{DS} est faible devant $U_{GS} - U_{th}$ que le comportement du transistor est particulièrement intéressant. On remarque que dans cette zone les caractéristiques de sortie diffèrent peu des droites traversant l'origine, à pente positive. Elles décrivent donc une résistance linéaire. En effet, dans ce cas, l'équation (22) se transforme en :

$$r_{sortie} = r_{DSon} = \frac{1}{\frac{W}{L} \cdot \mu_n C_{ox}} \cdot \frac{1}{U_{GS} - U_{th}}. \quad (23)$$

Ainsi, le rapport entre la tension et le courant de sortie ne dépend que de la tension U_{GS} : il s'agit d'une résistance contrôlée par la tension grille-source. Dans ce contexte, la résistance de sortie du transistor s'appelle r_{DSon} , pour souligner le fait que c'est la résistance « *on* » du commutateur réalisé à partir de ce transistor.

2.4 Transistor en tant qu'un amplificateur de signal

Un des principaux intérêts d'un transistor est la possibilité de contrôler, par une tension, la caractéristique de son dipôle de sortie. Le plus remarquable est que le contrôle nécessite l'application d'une tension (U_{GS}) sans

qu'un courant soit débité. Autrement dit, la puissance débitée de la source de tension U_{GS} , *i.e.* la puissance, l'énergie de contrôle, est nulle. En revanche, la variation des paramètres de sortie du transistor qui résulte de ce contrôle, fait varier l'énergie associée au dipôle de sortie du transistor. Étudions deux exemples.

En régime linéaire, le transistor est une résistance contrôlée par la tension U_{GS} . En mettant une résistance R en série avec le canal du transistor et en appliquant une tension continue U_{DD} (figure 8a), on obtient un pont diviseur dans lequel une des résistances est contrôlée par une tension (figure 8b). Par conséquent, la tension ou le courant de sortie évolue selon une loi définie par la loi de variation de la tension U_{GS} . Le courant de sortie traverse la résistance R : cette résistance dissipe donc une puissance variable – une puissance de signal. Ainsi, à partir d'une source de tension continue (source d'alimentation ne représentant aucun signal), en appliquant une commande à (théoriquement) énergie nulle, un transistor produit un *signal* dont la puissance est définie par les paramètres du circuit (la valeur de la résistance, la tension d'alimentation, les paramètres du transistor...). Cette puissance est supérieure à la puissance du signal d'entrée. Ce circuit réalise une *amplification de puissance* d'un signal.

Notez qu'une amplification de puissance n'est pas en contradiction avec la loi de conservation de l'énergie. En effet, le signal de sortie n'est rien d'autre qu'une *modulation du flux d'énergie fourni par la source d'alimentation*. Ce principe est à la base de toute amplification de signal.

Si l'on suppose que dans le même circuit le transistor se trouve en régime de saturation, nous sommes en présence d'une source de courant commandée par une tension : cette source fixe le courant de la résistance (figure 8c). Puisque ce courant est contrôlé par la tension U_{GS} , si celle-ci varie, le courant et donc la puissance de sortie varient.

Quel régime va-t-on utiliser pour l'amplification ? Le régime linéaire est désavantageux pour plusieurs raisons. Premièrement, il est évident que le gain petit signal dépend de la tension d'alimentation U_{DD} , ce qui n'est pas le cas du régime saturé (pour s'en assurer, il suffit de dériver U_{out} par U_{in} dans les deux cas). Deuxièmement, en régime linéaire la plage des tensions de sortie autorisées est beaucoup plus étroite. Pour le comprendre il suffit de considérer les caractéristiques de sortie de la figure 5 en se souvenant qu'en régime linéaire la tension U_{DS} doit être proche du zéro.

Le régime de saturation n'a pas ces défauts : le gain est indépendant (en première approximation) de la tension d'alimentation et la tension et le courant de sortie peuvent varier dans une plage relativement large. Pour cette raison,

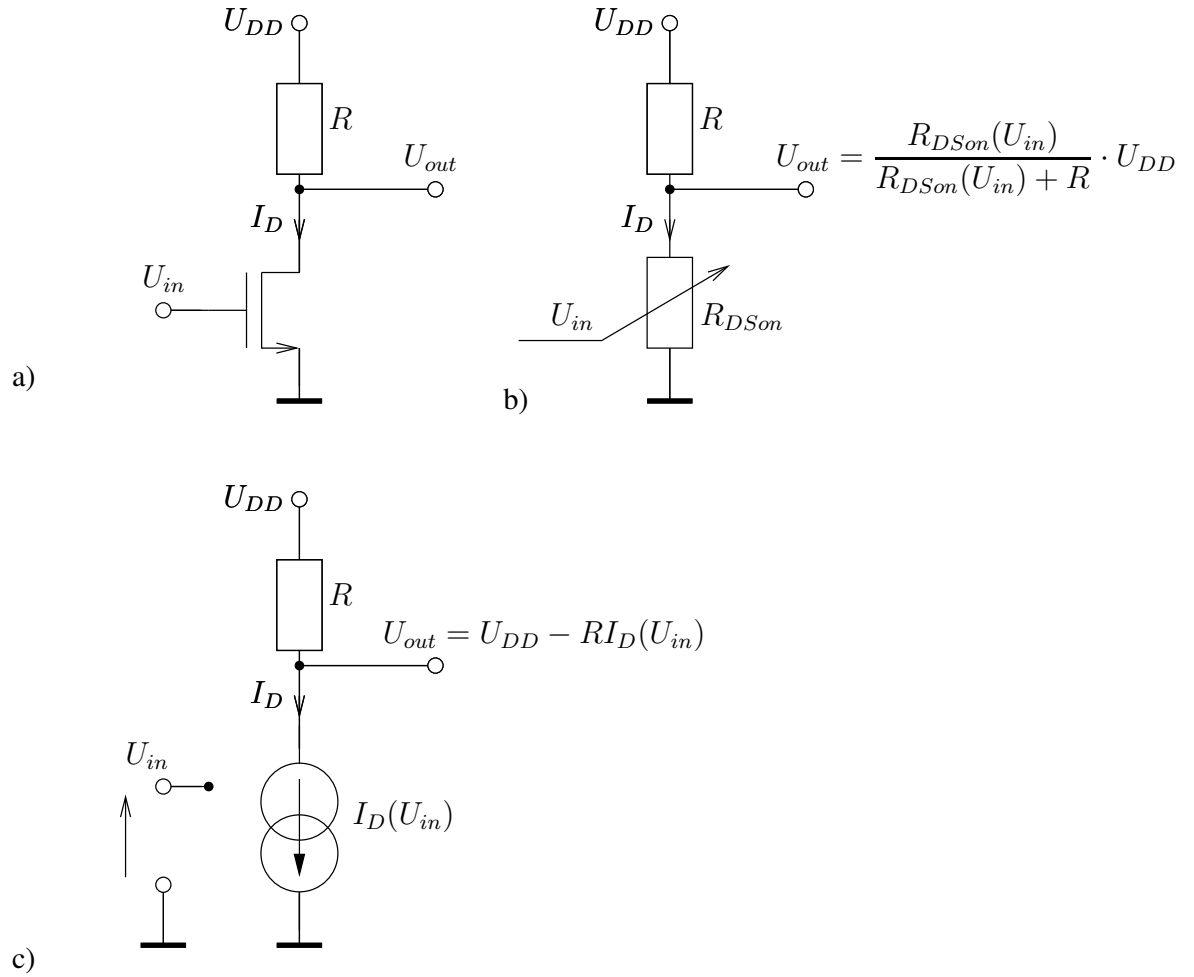


FIG. 8 – Transistor en tant qu’amplificateur : a) schéma complet, b) modèle en régime linéaire, c) modèle en régime de saturation.

c'est le régime de saturation que l'on utilise le plus souvent pour amplifier un signal.

Dans la plupart des cas on cherche à avoir une amplification linéaire, telle que le signal d'entrée est proportionnelle au signal de sortie.

En revanche, lorsqu'un transistor est utilisé en tant qu'un commutateur, c'est le régime linéaire qui est exploité. En effet, si U_{GS} est élevée, la résistance r_{DSon} est faible : un transistor peut être apparenté à un court-circuit, *i.e.* à un interrupteur fermé. Pour ouvrir l'interrupteur, il suffit d'appliquer une tension U_{GS} inférieure à la tension de seuil, U_{th} . Ce sont ces deux régimes qu'exploitent tous les circuits numériques.

3 Étude d'un étage à source commune

On parle d'un étage à source commune lorsque la source du transistor est raccordée au potentiel de référence. De même, il existe des montages avec drain commun et avec grille commune.

Un tel étage est généralement composé d'un transistor et d'une charge. La charge est raccordée entre le drain et la borne positive de la source d'alimentation (si le transistor est à canal de type p, c'est la borne négative). La charge est généralement un dipôle non-linéaire, mais elle peut être une simple résistance. Dans ce paragraphe nous présentons une approche pour analyser qualitativement un étage à source commune.

3.1 Étage à source commune avec une charge résistive : caractéristique de transmission statique

Soit un étage à source commune présenté figure 8a. On considère que la grandeur de sortie est la tension de drain U_D (dans ce cas, la tension U_D est égale à la tension U_{DS} vu que la source est raccordée à la masse).

On cherche alors à établir une relation entre la tension de sortie U_D et la tension d'entrée U_G (U_{GS}).

Exprimons la loi des mailles pour la maille de sortie (source d'alimentation U_{DD} , la résistance R , le canal du transistor) :

$$U_{DD} = I_D(U_D, U_G)R + U_D. \quad (24)$$

On peut résoudre cette équation analytiquement sur intervalles (de régime linéaire et de saturation), puisque les équations décrivant le transistor sont relativement simples. Néanmoins, il est plus simple et plus instructif de résoudre cette équation graphiquement.

Pour cela utilisons la méthode graphique qui a été présentée dans le cours 8, Traçons les caractéristiques courant-tension des deux dipôles (figure 9), avec les conventions pour les courants et les tensions telles que $I_1 = I_2$, $U_1 = U_2$.

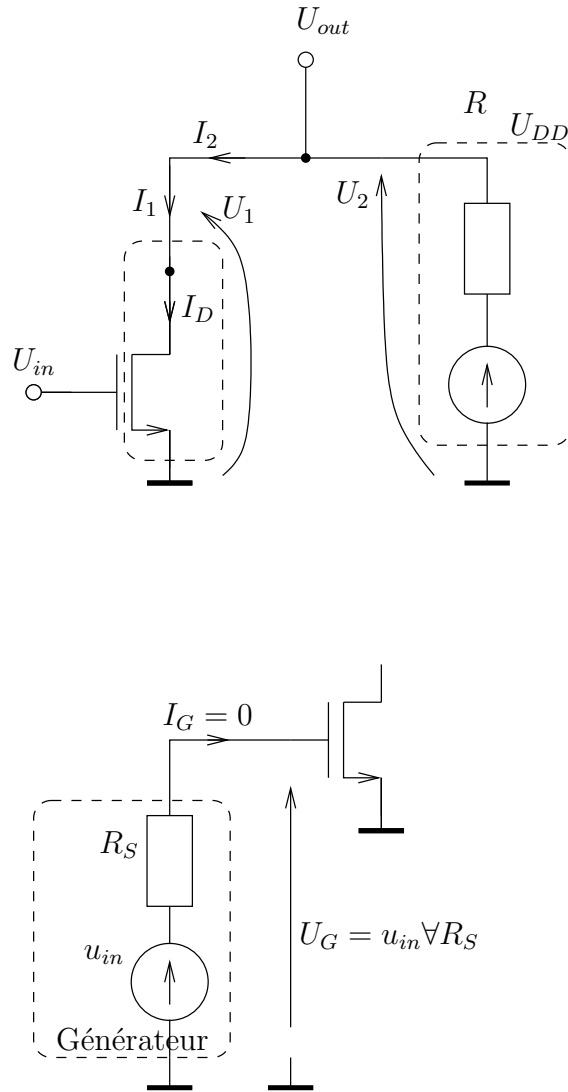


FIG. 9 – Représentation de la sortie de l'étage par deux dipôles raccordés en parallèle et en série.

La caractéristique courant-tension du dipôle de sortie du transistor varie selon la tension U_{GS} , ainsi, il convient de tracer une famille de caractéristiques (figure 10).

La caractéristique courant-tension du dipôle « charge R – source d'alimen-

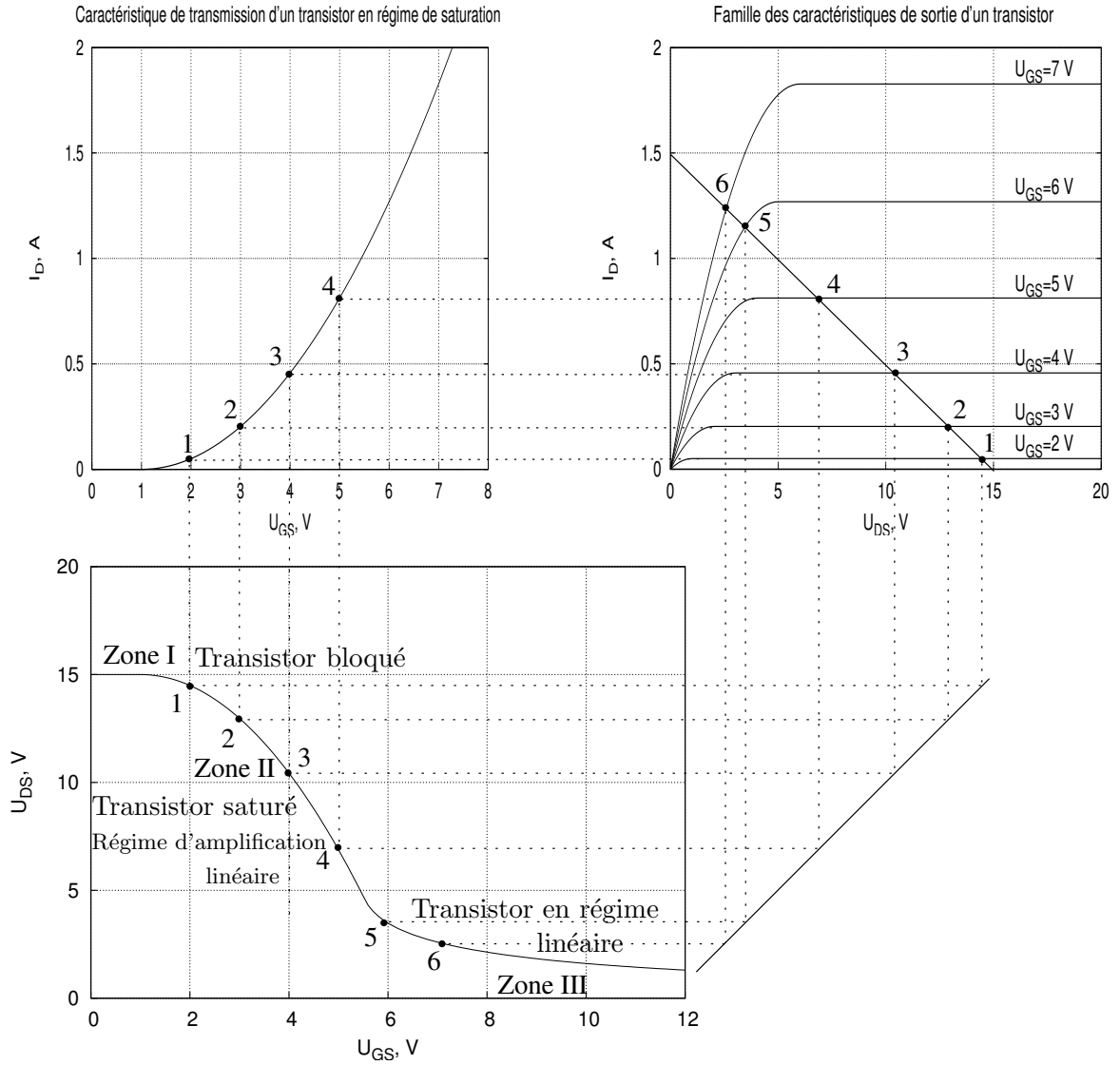


FIG. 10 – Méthode graphique pour le calcul de la caractéristique de transmission de l'étage à source commune avec une charge résistive.

tation U_{DD} » est une droite à pente négative, qui croise les axes aux points correspondant au régime de court-circuit ($U_2 = 0, I_2 = I_{2max} = U_{DD}/R$) et de circuit ouvert ($U_2 = U_{2max} = U_{DD}, I_2 = 0$). Dans la mesure où les tensions et les courants des deux dipôles sont les mêmes, cette droite définit le lieu des points correspondant aux états possibles du transistor. On l'appelle « droite de charge ». Pour un U_{GS} donnée, l'état du transistor est donné par le point d'intersection entre la caractéristique correspondant du transistor et la droite de charge.

Pour les tensions d'entrée inférieures à U_{th} le courant de sortie est nul, la tension sur la résistance est nulle, ainsi, la tension d'entrée est égale à la tension d'alimentation (zone I de la caractéristique de sortie). Lorsque la tension d'entrée franchit la tension de seuil (1 V dans notre cas), un faible courant apparaît en sortie. Ce courant génère une tension sur la résistance, ce qui fait baisser la tension de sortie. Au début cette baisse n'est pas suffisante pour que le transistor quitte le régime de saturation (points 1-4, zone 2). Cependant, à partir d'une certaine valeur du courant de sortie la tension U_{DS} devient plus petite que la tension $U_{GS} - U_{th}$: le transistor entre en régime linéaire (points 5 et 6, zone III). En augmentant davantage la tension d'entrée, on n'observe pas d'évolution substantielle de la tension de sortie : celle-ci tend vers zéro d'une manière asymptotique.

Le gain en tension de cet étage est égal au rapport entre une faible variation de la tension d'entrée sur la variation résultante de la tension en sortie (le gain d'un amplificateur est presque toujours un paramètre petit signal, autrement dit, un gain dynamique ou différentiel). Le gain est donné par la pente de la tangente de la caractéristique de transmission statique. On voit que le gain est maximal en régime de saturation – dans la zone II. C'est donc cette zone qui est utilisée pour réaliser des amplificateurs linéaires.

Il est très important de ne pas confondre une *amplification linéaire* et la *régime linéaire d'un transistor* : il s'agit de deux notions désignant deux phénomènes complètement différents. D'après la caractéristique de transmission de l'étage, c'est lorsque le transistor fonctionne en régime de saturation que l'on obtient une amplification linéaire.

3.2 Étage à source commune avec une charge résistive : régime dynamique

Si l'on applique une tension sinusoïdale à l'entrée de l'étage, on n'obtient pas une sinusoïde en sortie. En effet, d'après la caractéristique d'entrée-sortie statique, c'est uniquement lorsque la tension d'entrée franchit la tension de seuil que la tension de sortie devient différente de U_{DD} et réagit à la variation

de la tension d'entrée (figure 11). Ainsi, non seulement la forme du signal est distordue, mais en plus, l'amplificateur fonctionne dans la zone I, où le gain est faible.

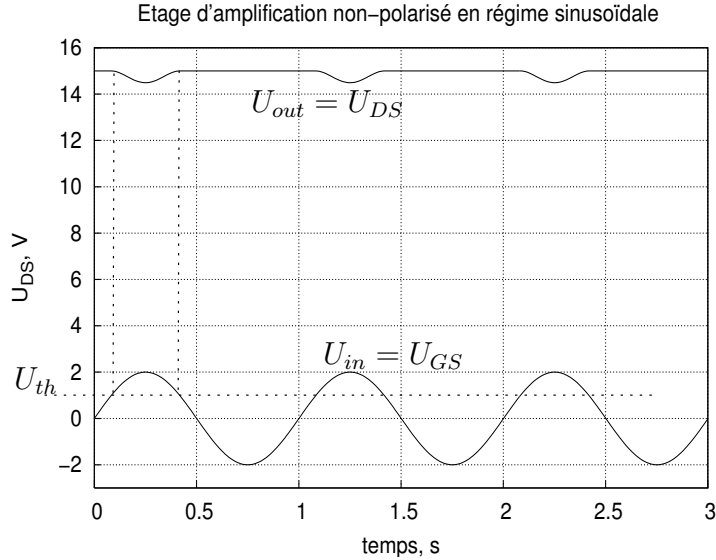


FIG. 11 – Amplificateur avec une tension d'entrée sinusoïdale sans polarisation. On observe un régime non-linéaire. L'amplificateur fonctionne en zone I.

Pour profiter de la zone II, il est nécessaire que la tension d'entrée reste dans la plage correspondant à cette zone. Pour ramener le transistor dans la zone II, on superpose à la tension sinusoïdale u_{in} une tension continue U_{in0} , de sorte à ce que au repos, *i.e.* lorsque le signal u_{in} est nul, le transistor se trouve *au milieu* de la zone II (figure 12a). Ainsi on définit le *point de travail* au milieu de la zone II. D'après le graphique de la caractéristique de transmission, c'est à peu près le point (4,5 V, 8,7 V). L'excursion de la tension sinusoïdale doit être telle que le transistor ne sorte pas de la zone II, *i.e.* son amplitude doit être au maximum égale à la moitié de l'étendue de la zone, *i.e.* à peu près 1,2 V. En réalisant un circuit avec ces paramètres, nous obtenons un fonctionnement présenté figure 13. On voit que la tension de sortie retrace fidèlement une sinusoïde, avec, néanmoins, de légères distorsions. Celles-ci sont dues à la non-linéarité résiduelle de la zone II (où la caractéristique est proche mais pas identique à une droite).

On remarque que l'amplitude de la tension de sortie est 4 fois plus grande que l'amplitude de la sinusoïde d'entrée. Ainsi, le gain en tension de cet amplificateur vaut 4.

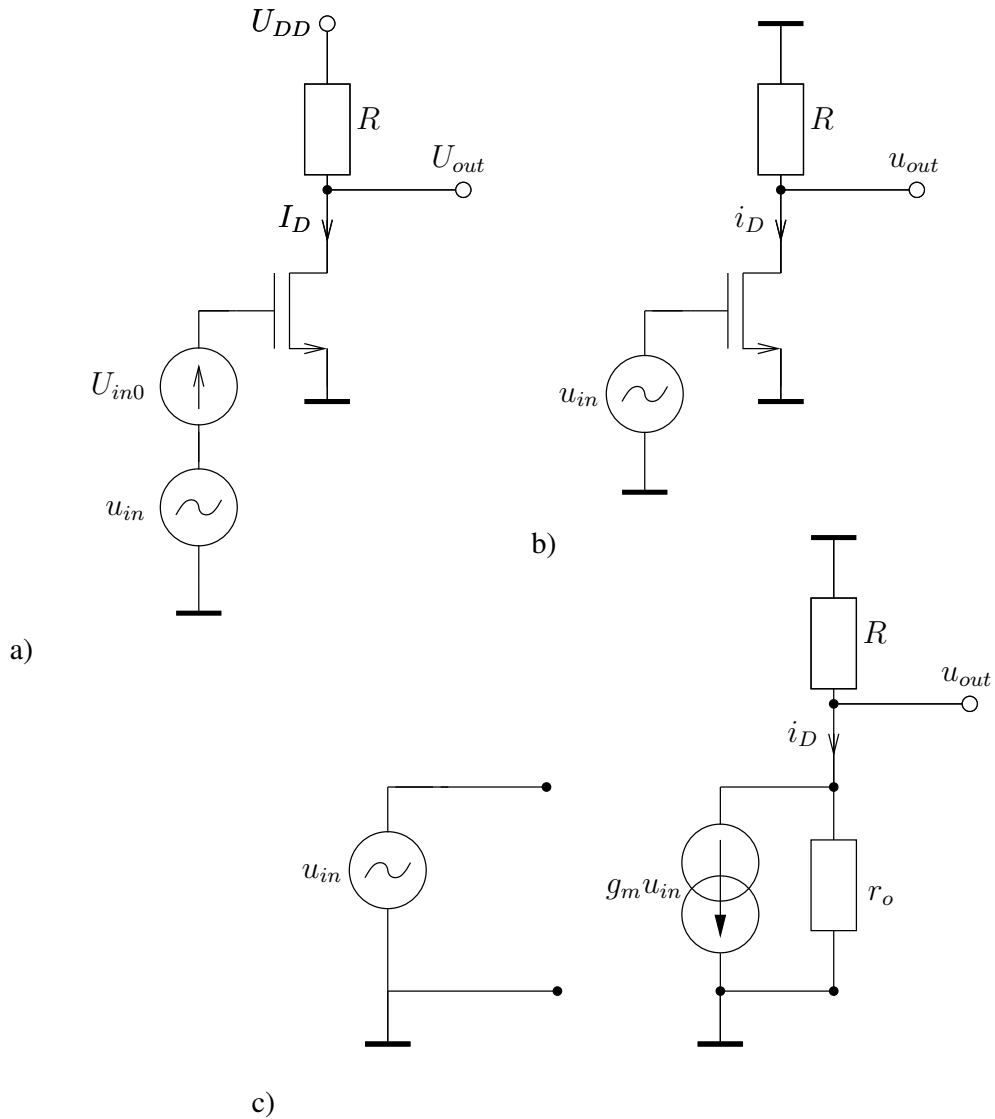


FIG. 12 – Étage à source commune en régime dynamique : a) schéma de l'étage, b) toutes les sources continues indépendantes sont annulées (première étape de la synthèse du schéma petit signal), c) les éléments non-linéaires sont remplacés par leurs modèles équivalents petit signal.

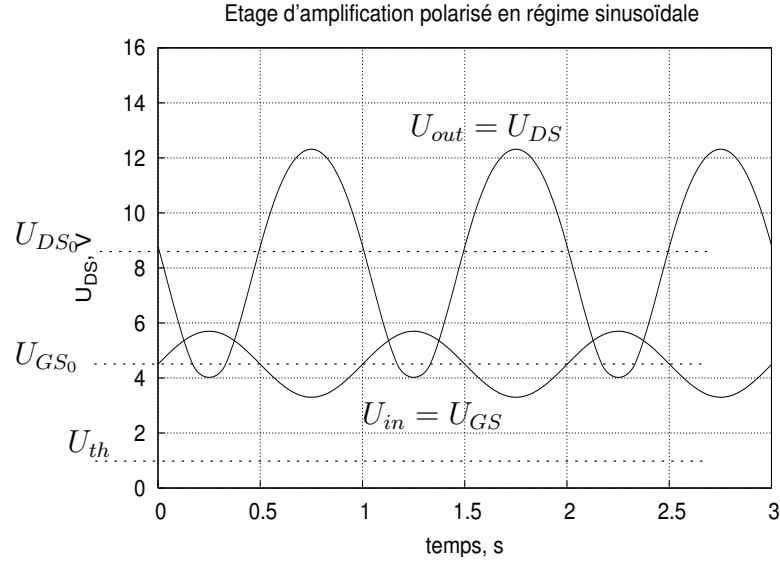


FIG. 13 – Amplificateur avec une tension d’entrée sinusoïdale polarisé pour fonctionner en zone linéaire (régime de saturation du transistor). On observe une amplification de la tension d’entrée. La forme d’onde est légèrement distordue, ce qui est dû à une faible non-linéarité de la zone II.

Comment pourrait-on calculer ce gain sans passer par la représentation graphique? Pour cela, il est nécessaire d’utiliser le schéma petit signal du transistor.

Pour obtenir le schéma équivalent petit signal d’un circuit donné, les démarches à suivre sont les suivantes.

1) On éteint toutes les sources continues indépendantes (figure 13b).

2) On remplace tous les éléments non-linéaires par leurs schémas équivalents petit signal (figure 13c). Les paramètres du schéma équivalent petit signal sont calculés au point de fonctionnement défini précédemment ;

Il est facile de voir que la tension petit signal de sortie vaut :

$$u_{out} = R || r_o g_m U_{in}, \quad (25)$$

i.e. le gain en tension G_U vaut

$$G_U = R || r_o g_m. \quad (26)$$

Généralement, r_o , la résistance de sortie du transistor en régime de saturation, est de l’ordre de dizaine ou de centaines de kilohms. Puisque $R=10 \Omega$,

$R||r_o \approx R$: dans ce cas on peut négliger r_o et considérer que le transistor se comporte comme une source de courant idéal.

Sachant que $g_m = \frac{W}{L} \cdot \mu_n C_{ox} (U_{GS} - U_{th})$, et la composante DC de la tension d'entrée $U_{GS} = 4,5V$ on a $g_m \approx 0.35\Omega^{-1}$. Puisque $R=10\ \Omega$, le gain en tension vaut approximativement 3,5. Cette valeur est proche de celle que l'on a estimée à partir des graphiques. Il faut garder à l'esprit que ce calcul est approximatif, puisqu'il est basé sur la modélisation linéaire d'un élément qui est, en réalité, non-linéaire. Ce calcul est d'autant plus précis que l'amplitude du signal d'entrée est faible.

Pour calculer analytiquement le point de fonctionnement et l'amplitude maximale de la tension d'entrée, *il faut déterminer la plage des tensions d'entrée pour lesquelles le transistor reste en régime de saturation.*

On sait que le transistor se trouve dans la zone de saturation à partir de $U_{GS} = U_{th}$: c'est la frontière entre le régime bloqué et le régime de saturation. Ainsi, la valeur *minimale* de la tension d'entrée est donnée par $U_{GSmin} = U_{th}$, 1 V dans notre cas.

Pour calculer la tension d'entrée pour laquelle le transistor quitte la zone de saturation et se retrouve dans la zone linéaire, *i.e.* la valeur *maximale* de la tension d'entrée, il faut utiliser l'équation (24) et la condition limite entre la zone linéaire et la zone de saturation, $U_{DS} = U_{GS} - U_{th}$. Il faut donc résoudre le système :

$$\begin{cases} U_{DD} = I_D(U_D, U_G)R + U_D \\ U_D = U_G - U_{th} \end{cases} . \quad (27)$$

Pour l'expression de I_D on peut utiliser n'importe quelle formule – celle du régime linéaire ou du régime saturé, vu que l'on s'intéresse à la frontière entre les zones et que la fonction $I_D(U_{GS}, U_{DS})$ est continue. La tension U_{GS} obtenue donne la valeur maximale de la tension d'entrée (U_{GSmax}).

Connaissant ces deux tensions, nous pouvons donner la tension d'entrée correspondant au point de fonctionnement (au milieu entre les valeurs extrêmes) et l'amplitude maximale de la tension d'entrée (la moitié de la longueur de cet intervalle). Nous laissons au lecteur le soin de résoudre le système (27), de trouver ces deux paramètres et de les comparer avec les informations analogues tirées de la courbe $U_{out}(U_{in})$.