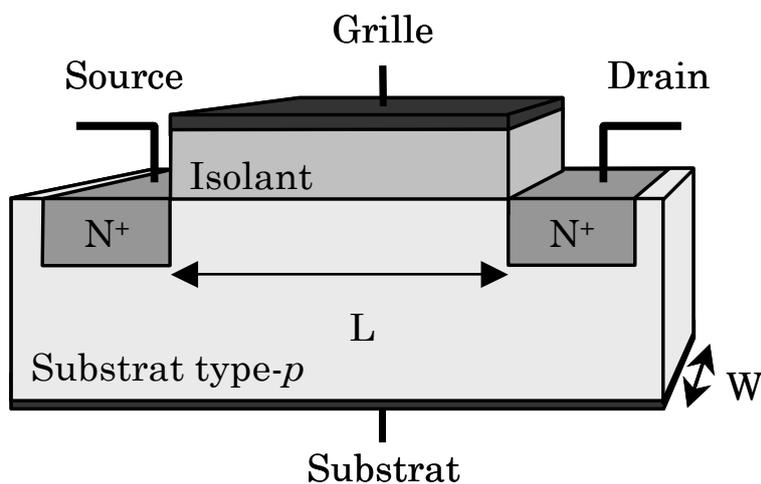


TD de physique des composants à semi-conducteur



Pascal MASSON
et
Rachid BOUCHAKOUR

Ecole Polytechnique Universitaire de Marseille

Laboratoire Matériaux et Micro-électronique de Provence (L2MP)

Table des matières

<i>TD No. 1 : La jonction PN.....</i>	<i>5</i>
<i>TD No. 2 : La capacité MOS.....</i>	<i>7</i>
<i>TD No. 3 : Le transistor MOSFET</i>	<i>11</i>
<i>TD No. 4 : Le transistor bipolaire</i>	<i>17</i>
<i>DS de micro-électronique 2001/2002 N°1.....</i>	<i>21</i>
<i>DS de micro-électronique 2001/2002 N°2.....</i>	<i>25</i>
<i>DS de micro-électronique 2002/2003 N°2.....</i>	<i>31</i>
<i>DS de micro-électronique 2003/2004.....</i>	<i>35</i>
<i>DS de micro-électronique 2005/2006 Partie 2.....</i>	<i>39</i>

TD No. 1 : La jonction PN

Exercice I : Jonction PN à l'équilibre thermodynamique

I.1. Rappeler les expressions de la densité d'électrons et de trous dans un semi-conducteur dopé en fonction de la concentration intrinsèque n_i , du niveau de Fermi E_F et du niveau de Fermi intrinsèque E_i . En déduire l'expression de dE_F/dx en présence d'un champ électrique ξ_x en utilisant la relation suivante :

$$\xi_x = \frac{1}{q} \frac{dE_i(x)}{dx} \tag{I.1}$$

I.2. Quels sont les différents effets qui contribuent au courant électrique dans un semi-conducteur. Donner l'expression de la densité de courant J_{nx} dans la direction x en présence d'un champ électrique ξ_x et en fonction de dE_F/dx . Comment se comporte le niveau de Fermi E_F à travers le matériau ?

I.3. Une jonction PN est formée de la juxtaposition de deux zones du même semi-conducteur dont l'une est dopée P et l'autre N. En prenant l'hypothèse d'une jonction de type abrupte, donner la forme des bandes d'énergie à l'équilibre thermodynamique.

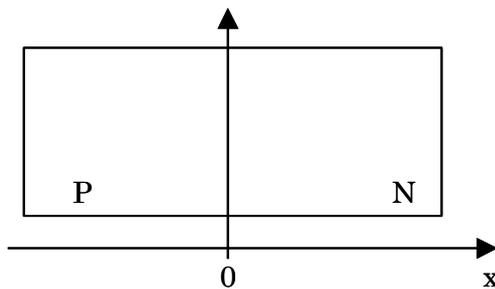


Figure I.1.

I.4. Donner une explication phénoménologique du comportement des porteurs dans la zone centrale de la structure et préciser la notion de zone de charge d'espace ZCE et de la barrière de potentiel induite V_b . Calculer V_b entre les deux zones du semi-conducteur à l'équilibre thermodynamique.

I.5. Calculer et représenter la variation du champ ξ_x et du potentiel $V(x)$. Donner l'expression de la largeur de la zone de charge d'espace en fonction de la concentration des dopants N_A et N_D et de la barrière de potentiel V_b .

Exercice II : Jonction PN hors équilibre thermodynamique : Etude statique

II.1. Quels sont les effets d'une polarisation continue appliquée à la jonction PN ? En déduire et représenter la variation de la ZCE sous l'action d'une polarisation appliquée (que l'on notera V_a) Calculer la capacité de la zone de charge d'espace.

II.2. Représenter les profils des porteurs dans les zones quasi-neutres pour $V_a > 0$. Donner l'expression des concentrations des porteurs minoritaires de part et d'autre de la ZCE.

II.3. Calculer le courant statique total traversant la jonction PN polarisée en directe. Représenter la variation spatiale dans les zones P et N des différentes contributions du courant total ($J_n(x)$ et $J_p(x)$). On fera l'hypothèse du régime de faible injection tout en considérant qu'il n'y a pas de recombinaison des porteurs à la traversée de la ZCE.

Exercice III : Jonction PN hors équilibre thermodynamique : Etude grand signal

Les zones quasi-neutres se comportant comme des capacités de stockage de charges. Donner l'expression de la résistance dynamique de la jonction PN et en déduire la capacité C_s liée à ce phénomène.

On fera l'hypothèse que les dimensions du dispositif sont petites devant les longueurs de diffusion des porteurs.

Exercice IV : Jonction PN hors équilibre thermodynamique : Etude petit signal

La jonction PN est maintenant polarisée par une tension de la forme $V_a = V_0 + V_1 \sin(\omega t)$. En déduire l'admittance dynamique Y_1 de la jonction PN.

TD No. 2 : La capacité MOS

On considère à température ambiante une tranche de silicium de type p (substrat), dont le volume arrière ("Bulk") est mis à la masse ($V_B = 0$ V). Sur la face avant, on a déposé une couche d'oxyde de silicium (SiO_2) surmontée d'une grille en poly-silicium dégénéré de type N.

- On rappelle que pour le silicium à 300 K :
- Largeur de la bande interdite : $E_G = 1.12$ eV
- Concentration intrinsèque de porteurs : $n_i = 1.17 \times 10^{10}$ cm^{-3}
- Permittivité du silicium : $\epsilon_{\text{Si}} = 11.9 \epsilon_0$
- Permittivité de l'oxyde de silicium : $\epsilon_{\text{ox}} = 4 \epsilon_0$

On désignera par N_A , p_0 , n_0 les concentrations respectives en impuretés et en porteurs libres (trous et électrons) à l'équilibre dans le volume du substrat.

Les constantes à utiliser sont : température ambiante $T = 300$ K, charge d'un trou $q = 1.6 \times 10^{-19}$ C, permittivité du vide $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ Fm^{-1} , constante de Boltzmann $k = 1.38 \times 10^{-23}$ JK^{-1} .

Exercice I : Généralités

On rappelle que la tension de seuil V_{th} est définie comme la tension qui, appliquée à la grille, inverse exactement, à sa surface, le type du semi-conducteur (par rapport aux caractéristiques du substrat). On désigne par Φ_F le potentiel de Fermi du substrat, tel que $E_F - E_{\text{Fi}} = -q\Phi_F$, où E_F et E_{Fi} sont respectivement le niveau de Fermi et le niveau de Fermi intrinsèque dans le substrat.

I.1. En le justifiant, exprimer Φ_F en fonction des données relatives au semi-conducteur.

I.2. Ψ_S désignant le "potentiel de surface" du semi-conducteur, dessiner schématiquement la courbure des bandes du semi-conducteur (de l'interface vers son volume) pour les régimes suivants :

- Accumulation $\Psi_S < 0$ (soit $V_G < V_{\text{FB}}$)
- Désertion $0 < \Psi_S < 2\Phi_F$ (soit $V_{\text{FB}} < V_G < V_{\text{th}}$)
- Inversion forte $\Psi_S > 2\Phi_F$ (soit $V_G > V_{\text{th}}$)

V_{FB} et V_{th} correspondent respectivement aux tensions de bandes plates et de seuil. V_G correspond à la tension appliquée entre la grille et le substrat ($V_G = V_{\text{GB}}$).

Remarque : Dans le cas du transistor MOS, on préfère scinder le régime de désertion en deux régimes :

- Désertion, $0 < \Psi_S < \Phi_F$ (soit $V_{\text{FB}} < V_G < V_{\text{mg}}$)
- Inversion faible, $\Phi_F < \Psi_S < 2\Phi_F$ (soit $V_{\text{mg}} < V_G < V_{\text{th}}$)

V_{mg} correspond à la tension de "mid gap".

I.3. La charge du semi-conducteur, notée Q_{SC} (Cm^{-2}), est constituée de plusieurs charges :

$$Q_{\text{SC}} = Q_{\text{D}} + Q_{\text{p}} + Q_{\text{n}} \quad (\text{I.1})$$

où Q_{D} , Q_{n} et Q_{p} correspondent respectivement à la charge de désertion (atomes ionisés), la charge d'inversion (électrons) et d'accumulation (trous).

Pour les trois régimes de fonctionnement cités précédemment, simplifier l'équation (I.1) en le justifiant. Que pouvez-vous dire sur l'extension de la longueur de la zone de charge d'espace en régime d'inversion forte ?

I.4. Exprimer la concentration [en m^{-3}] d'électrons libres en surface $n_s = n(x=0)$ en fonction de n_0 et de Ψ_s , puis de N_A , Ψ_s et Φ_F . Exprimer n_s en fonction de n_i et de N_A lorsque $\Psi_s = 1.5 \Phi_F$ (milieu de la faible inversion).

Exercice II : Approfondissement des connaissances

II.1. Le régime de désertion est défini lorsque $0 < \Psi_s < \Phi_F$ (ou $2\Phi_F$). Dans ce cas on suppose que la charge Q_{SC} est égale à la charge Q_D . Est-ce réellement le cas lorsque Ψ_s reste inférieure à quelques kT/q ? Est-ce que la variation de la courbure de bande suit une loi en x^2 ? x étant la distance par rapport à l'interface (avec l'isolant).

II.2. En régime d'inversion forte, la charge Q_{SC} est égale à la somme de Q_D et de Q_n . Que pouvez-vous dire sur l'évolution de la courbure des bandes suivant x ? Dans quelle zone évolue-t-elle en x^2 ?

II.3. Nous avons, jusqu'à présent, supposé que la couche d'inversion pouvait être créée à l'interface mais pour certaines conditions de fonctionnement, ce n'est pas le cas : le régime d'inversion forte (et donc faible) ne peut pas exister. Simplifier l'équation (I.1) lorsque V_G est supérieur à V_{FB} . Est-ce que l'absence d'électrons a une influence sur la courbure des bandes du semi-conducteur lorsque $0 < \Psi_s < 2\Phi_F$? Que se passe-t-il pour la longueur de la zone de charge d'espace lorsque $\Psi_s > 2\Phi_F$? Tracer l'allure de la courbure des bandes du semi-conducteur pour ce régime particulier que l'on appellera la "désertion profonde". Expliquer l'incohérence qu'il existe entre la position du niveau de Fermi par rapport à la bande de conduction dans la ZCE et l'absence supposée d'électrons.

II.4. La capacité est initialement polarisée en régime d'accumulation puis est brusquement polarisée en de désertion profonde (à $t = 0$). Expliquer l'évolution temporelle des charges Q_D et Q_n pour $t > 0$. Est-ce que ce phénomène vous semble rapide (par rapport à la minute par exemple) ?

II.5. Ecrire l'équation aux potentiels de la capacité MOS qui lie V_G à V_{FB} , V_{ox} et Ψ_s . Exprimer alors V_{ox} en fonction de Q_{SC} et modifier l'équation aux potentiels en conséquence.

II.6. En régime de désertion, donner l'expression du potentiel de surface en fonction de la longueur de la ZCE (x_d). Donner alors l'expression de Q_{SC} en fonction du potentiel de surface. Modifier finalement l'équation aux potentiels pour obtenir V_G en fonction du potentiel de surface.

Remarque : seuls les régimes de désertion et de désertion profonde permettent de donner une expression analytique du potentiel de surface en fonction du potentiel de grille à partir de la résolution de l'équation du deuxième ordre que vous venez de trouver.

II.7. Ré-écrire l'équation aux potentiels en fonction de x_d à partir des résultats de la question (II.6). Résoudre cette équation du deuxième ordre pour obtenir l'expression de x_d en fonction de V_G .

II.8. Donner l'expression de la tension de seuil, V_{th} , en fonction de V_{FB} , C'_{ox} , N_A et Φ_F .

II.9. En supposant que la grille est en poly-silicium dégénéré de type N ($E_{FM} = E_C$), donner l'expression de la tension de bandes plates en fonction de E_G et de Φ_F .

II.10. On suppose, à présent, que la tension de bandes plates est nulle puis on place une charge parasite Q_{oxp} (par unité de surface) dans l'isolant de grille à une distance X_P de l'interface. Déterminer l'expression de la nouvelle tension de bandes plates et en déduire l'expression de la charge parasite équivalente ramenée à l'interface, Q_{ox} .

Exercice III : Allure théorique de la courbe C-V

L'expression de la capacité (par unité de surface) est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$C' = \left| \frac{\Delta Q_G}{\Delta V_G} \right| \tag{III.1}$$

ΔQ_G (Cm^{-2}) correspond à la variation de la charge de grille et ΔV_G est supposée très faible (20 mV par exemple).

III.1. A partir de l'équation aux potentiels et des résultats de la question (II.6), donner l'expression de l'inverse de la capacité C' en fonction de C'_{ox} et de C'_{sc} (capacité du semi-conducteur).

III.2. Expliquer le comportement capacitif de la capacité MOS en régime d'accumulation en la comparant avec une capacité plane de type MIM (Métal/Isolant/Métal).

III.3. Expliquer le comportement capacitif de la capacité MOS en régime de désertion.

III.4. Expliquer le comportement capacitif de la capacité MOS dans les trois cas suivants :

- Régime d'inversion forte et signal de grille alternatif de fréquence très lente (BF) par rapport à la génération thermique des porteurs.
- Régime d'inversion forte et signal de grille alternatif de fréquence très rapide (HF) par rapport à la génération thermique des porteurs.
- Régime de désertion profonde.

III.5. Représenter graphiquement la courbe C-V de la capacité MOS dans tous les régimes de fonctionnement.

III.6. En régime de désertion et à partir des questions (III.1) et (II.7), donner l'expression de la capacité C'_{sc} en fonction de x_d . Donner alors l'expression de $(1/C')^2$ en fonction de V_G , V_{FB} et N_A . Quelle est la particularité de la courbe $(1/C')^2 = f(V_G)$ et qu'obtient-on comme informations à partir de cette courbe ? Est ce que l'expression de $(1/C')^2$ est vraie pour V_G proche de V_{FB} ?

III.7. En régime d'accumulation, la charge du semi-conducteur est donnée par l'expression suivante :

$$Q_{sc} = \sqrt{2kT\epsilon_{si}N_A} \exp\left(-\frac{q\Psi_s}{2kT}\right) \tag{III.2}$$

A partir de l'équation aux potentiels (en faisant la remarque que le potentiel de surface peut être négligé par rapport aux autres potentiels) et de l'équation (III.2), donner l'expression de $1/C'$ en fonction de V_G et V_{FB} . Quelle est la particularité de la courbe $1/C' = f(1/(V_G - V_{FB}))$ et que peut-on obtenir comme informations avec cette courbe ?

Exercice IV : Caractérisation de la capacité MOS

On a relevé, pour la structure MOS étudiée, les courbes $C(V_G)$ données sous deux formes équivalentes aux figures (IV.1) et (IV.2).

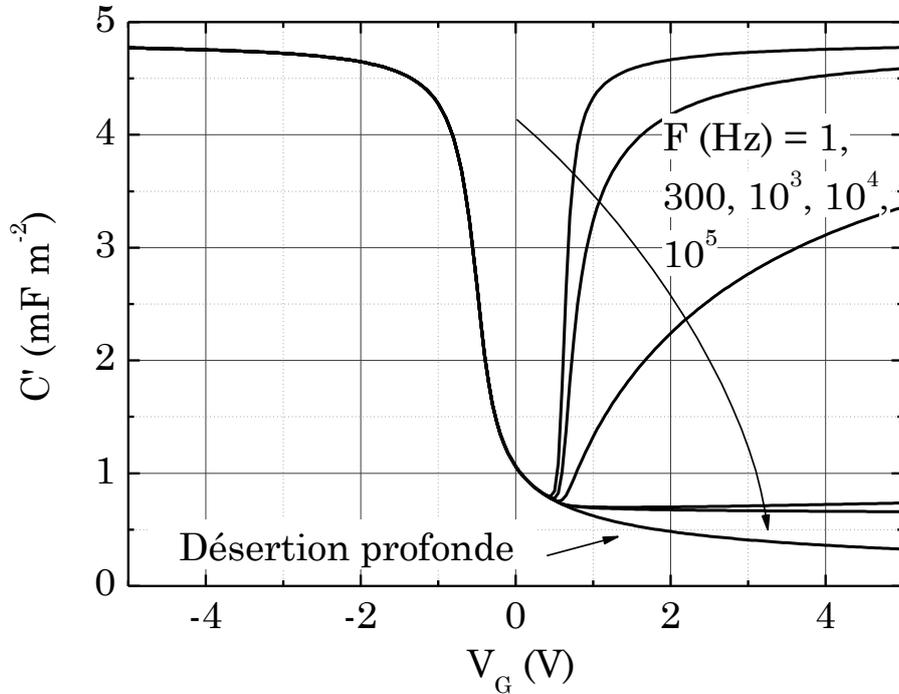
II.1. Expliquer brièvement pourquoi ces courbes dépendent de la fréquence. En déduire l'ordre de grandeur du temps de réponse τ de la couche d'inversion du semi-conducteur.

II.2. Déduire des courbes $C(V_G)$ la valeur approximative de la tension de seuil V_{th} .

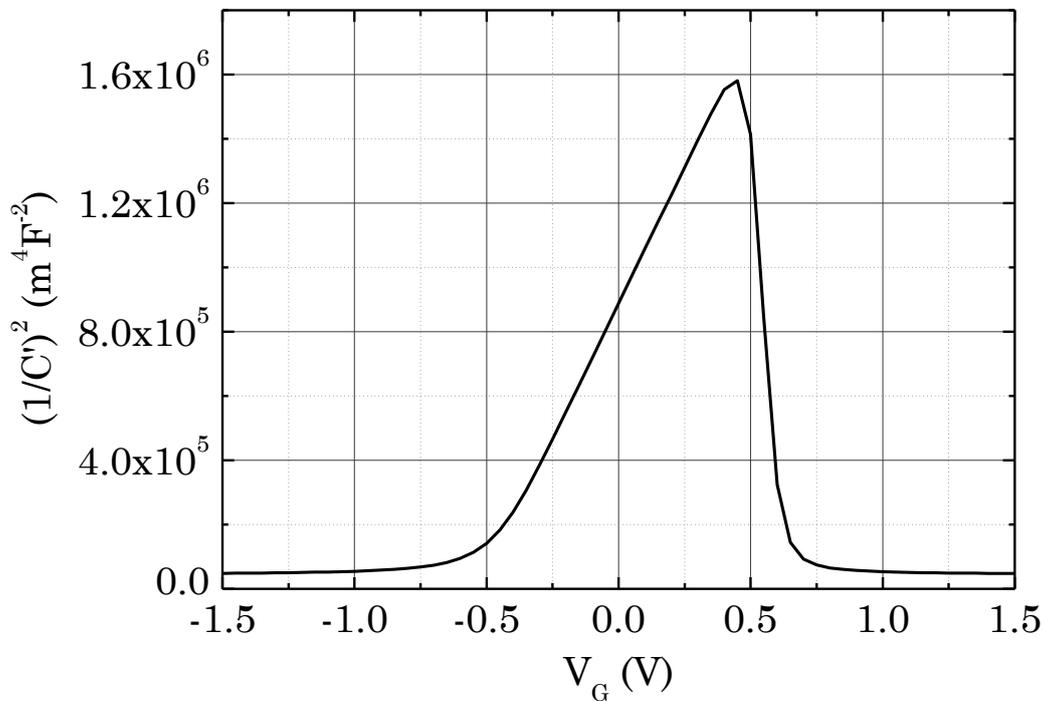
II.3. Déterminer approximativement la valeur de C'_{ox} et l'épaisseur d'isolant, t_{ox} .

II.4. Dédurre de la courbe $(1/C)^2$ la concentration d'impuretés N_A du substrat et la tension de bandes plates. Calculer la longueur de la ZCE en inversion forte et la comparer avec t_{ox} .

II.5. Si l'on suppose que la grille a été réalisée en polysilicium dégénéré de type N ($E_{FM} = E_C$ dans la grille), quelle doit être la valeur de la tension de bandes plates si il n'y a pas de charge parasité dans l'isolant ou à son interface avec le semi-conducteur. En déduire la charge parasité de l'isolant (par unité de surface) ramenée à l'interface.



Figures IV.1



Figures IV.2

TD No. 3 : Le transistor MOSFET

Dans les transistors MOSFET (Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor) qui constituent l'application la plus importante des structures MOS, on exploite le caractère conducteur de la couche d'inversion (canal) parallèlement à la surface du semi-conducteur. Nous considérerons, dans tout ce TD, un transistor MOS (MOSFET) à canal n (les électrons assurent la conduction).

Exercice I : Fonctionnement du transistor MOS

Soit un transistor n-MOS à canal long dont une coupe schématique est donnée à la figure (I.1). Le transistor est constitué d'un substrat (silicium de type P pour un transistor de type n) dans lequel deux régions N⁺, appelées source et drain, ont été implantées et d'une couche d'oxyde séparant la grille du substrat. La grille peut être soit en aluminium soit en silicium poly-cristallin et l'oxyde est réalisé par oxydation thermique du silicium. Les paramètres de base d'une telle structure sont la longueur du canal (distance entre source et drain), sa largeur W, l'épaisseur de la couche d'isolant t_{ox} et le dopage du substrat N_A (pour un substrat de type P). Pour cette étude, l'origine des potentiels sera la source et le substrat sera connecté à la masse.

I.1. Expliquer le fonctionnement général du transistor MOS en insistant sur le rôle de la tension de grille V_{GS} , de la tension de seuil V_T et celui des jonctions de drain et de source.

I.2. Expliquer les différents régimes du transistor en fonction de la polarisation de drain V_{DS} .

I.3. Tracer l'allure des courbes $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ et $I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$ pour tous les régimes de fonctionnement.

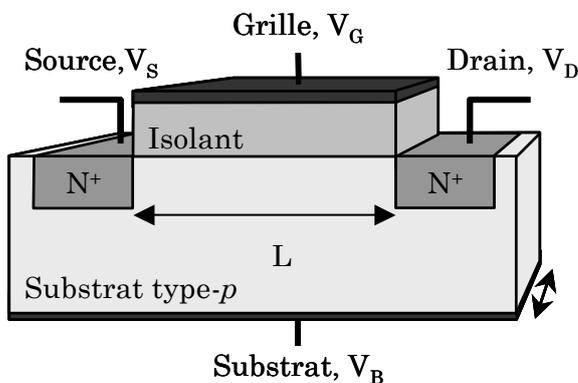


Figure I.1. Coupe schématique d'un transistor MOS à canal n.

Exercice II : Approfondissement des connaissances

II.1. Raisonnement sur les diodes de drain et de source

On rappelle que dans la ZCE d'une jonction polarisée, E_{Fn} est au même niveau que le niveau de Fermi côté N et que E_{Fp} est au même niveau que le niveau de Fermi côté P. L'écart entre les quasi-niveaux de Fermi est noté $\Phi_C = q(E_{Fp} - E_{Fn})$ avec $\Phi_C(x = 0) = V_S - V_B = V_{SB}$ et $\Phi_C(x = L) = V_D - V_B = V_{DB}$.

II.1.a. Tracer qualitativement les diagrammes de bandes des jonctions source-substrat (pour $V_{SB} = 0$) et drain-substrat ($V_{DB} > 0$) en faisant apparaître la position des quasi-niveaux de Fermi dans les zones de charges d'espaces.

II.1.b. Que pouvez-vous dire sur la position du quasi-niveau de Fermi des trous dans les zones de charges d'espaces côté drain et source ?

II.1.c. On a donc une variation de l'écart entre les quasi-niveaux de Fermi le long du canal de la source vers le drain. En vous basant sur l'évolution de E_{Fp} et E_{Fn} le long du canal, conclure sur l'existence possible d'un courant d'électrons et d'un courant de trous.

II.2. Raisonement sur la charge d'inversion

II.2.a. Ainsi, les diodes appliquent un écart entre les quasi-niveaux de Fermi aux bornes du canal. Est-ce que cela a un impact sur les courbures de bandes (dans la ZCE sous l'isolant) du semi-conducteur en régime d'inversion faible et en régime d'inversion forte ?

II.2.b. Soit une tension de drain, V_{DS} très faible ($\ll kT/q$), que pouvez-vous dire sur la charge d'inversion côté source et côté drain ? Que se passe-t-il lorsque V_{DS} augmente ? A V_{DS} faible, quelle est l'influence d'une polarisation positive ou négative sur la couche d'inversion et donc sur le courant ? Comment appelle-t-on ce phénomène ?

II.2.c. Discuter de l'extension de la ZCE le long du canal en fonction de la polarisation V_{DS} .

II.3. Expression générale du courant de drain

L'expression générale de la densité de courant dépend des termes de conduction et de diffusion :

$$J_n = qn\mu_0\xi_x + qD_n\text{grad}_x(n) \tag{II.1}$$

où ξ_x est le champ électrique longitudinal dans le canal.

Sachant que le champ électrique dérive d'un potentiel scalaire ($\xi_x = -\text{grad}_x(\Psi)$) et en utilisant la relation d'Einstein $D_n = \mu_0kT/q$, l'Eq (II.1) peut se mettre sous la forme :

$$J_n = -qn\mu_0 \frac{d\Psi}{dx} + q\mu_0 \frac{kT}{q} \frac{dn}{dx} \tag{II.2}$$

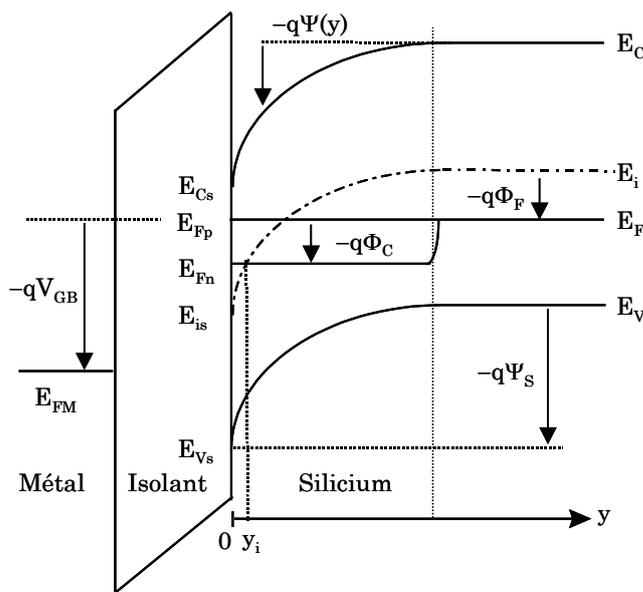


Figure II.1. Diagramme de bandes du transistor MOS à canal n faisant apparaître les quasi-niveaux de Fermi.

II.3.a. A partir de la figure (II.1), donner l'expression de la densité d'électrons dans le semi-conducteur en fonction de $\Psi(y)$, de Φ_C et de la densité d'électrons hors de la ZCE (loin de l'interface).

II.3.b. Donner alors la nouvelle expression de J_n en fonction de Φ_C .

II.3.c. Donner l'expression du courant de drain en remarquant qu'il est égal à la somme de tous les J_n de l'interface jusqu'à y_i , l'épaisseur de la couche d'inversion.

II.3.d. En identifiant Q_n comme étant la charge d'inversion (par unité de surface), c.f. équation (II.3), et en remarquant que I_{DS} est à flux conservatif, intégrer l'expression trouvée précédemment entre la source ($y = 0$, $\Phi_C = V_{SB}$) et le drain ($y = L$, $\Phi_C = V_{DB}$).

$$Q_n = -q \int_0^{y_i} n(y) dy \quad (\text{II.3})$$

II.4. Tension de seuil en un point locale ($V_T(x)$) et charge d'inversion

II.4.a. Etablir la condition d'apparition de la couche d'inversion (en inversion forte) à l'abscisse x .

II.4.b. A partir du TD sur la capacité MOS, donner l'expression de la charge Q_{sc} en régime de désertion en fonction du potentiel de surface. Donner alors l'expression de la nouvelle tension de seuil $V_T(x)$.

II.4.c. En régime d'inversion forte, donner l'expression de la charge $Q_n(y)$ en fonction de V_{GB} , $V_T(x)$ et $\Phi_C(x)$.

Exercice III : Courant de drain en inversion forte et en régime ohmique

On considère à présent un transistor MOS (c.f. figure (II.1)) polarisé en régime d'inversion forte en régime ohmique ($V_{GS} > V_T$ et couche d'inversion constante de la source au drain, $V_{DS} \ll kT/q$). On suppose que $V_S = V_B$.

III.1. Simplifier l'expression du courant de drain obtenue à la question (II.3.d). Remplacer l'expression de Q_n par celle obtenue à la question (II.4.c) après l'avoir simplifier. Donner l'expression de la tension de seuil du transistor.

III.2. Donner la nouvelle expression de V_T si la tension V_{SB} n'est plus nulle mais en conservant $V_{DS} \ll kT/q$. Est ce que cette expression est cohérente avec la question (II.2.b) ?

III.3. Il existe une autre méthode pour obtenir l'expression du courant de drain. Pour cela on considère que le canal est équivalent à un barreau de silicium de dimension L , W et y_i contenant une charge Q_N (à ne pas confondre avec Q_n).

III.3.a. Donner l'expression de Q_N en fonction de Q_n et de la géométrie du canal.

III.3.b. Donner l'expression de I_{DS} en fonction de la charge Q_N et du temps de transit des électrons, τ_{trans} , de la source vers le drain.

III.3.c. Donner l'expression du temps de transit des électrons en fonction de la tension V_{DS} et de la mobilité des électrons.

III.3.d. Donner finalement l'expression du courant en fonction de Q_n . Le reste des calculs a été conduit à la question (III.1).

Exercice IV : Expression du courant de drain en inversion forte

On se propose de trouver l'expression du courant de drain en régime d'inversion forte quelque soit la valeur de V_{DS} .

IV.1. A partir des questions (II.3.d) et (II.4.c), donner l'expression du courant de drain en fonction de $d\Phi_C$, V_G , V_{FB} et de la géométrie du canal. Intégrer cette expression entre V_{SB} et V_{DB} .

IV.2. Faire un développement limité de cette expression lorsque $V_{DS} \ll 2\Phi_F + V_{BS}$ et donner la nouvelle expression de I_{DS} . Identifier alors l'expression de la tension de seuil et simplifier l'expression du courant. Comment évolue I_{DS} avec la tension de grille ? L'expression que vous venez de déterminer est valable en régimes ohmique et non ohmique.

IV.3. Est-ce que l'expression du courant de drain admet un maximum en fonction de V_{DS} ? En déduire l'existence d'une tension de drain de saturation et donner l'expression du courant de drain en saturation.

Exercice V : Caractérisation du transistor MOS

On se propose de déterminer les principales caractéristiques du transistor MOS à partir de sa courbe $I_{DS}(V_{GS})$. On rappelle pour cela que la mobilité des électrons du canal est une fonction des polarisations appliquées. On écrit alors la mobilité effective des électrons, hors régime de saturation, comme étant égal à :

$$\mu_{\text{eff}} = \frac{\mu_0}{1 + \theta \left(V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right)} \tag{V.1}$$

où $\theta (> 0)$ correspond au facteur linéaire de réduction de la mobilité.

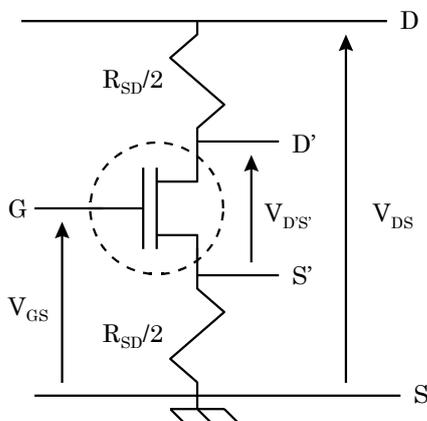


Figure V.1. Représentation schématique d'un transistor MOS (encerclé) et de ses résistances d'accès au canal.

V.1. Ré-écrire l'expression du courant de drain en régime non ohmique. Quel est l'impact de θ sur la courbe $I_{DS}(V_{GS})$?

V.2. Déterminer l'expression de la transconductance du transistor, $g_m = \partial I_{DS} / \partial V_{GS}$.

V.3. Déterminer l'expression de la fonction $Y = I_{DS} / (g_m)^{0.5}$. Quelle est la particularité de cette courbe et que pouvez-vous en tirer ?

V.4. Déterminer l'expression de la fonction $W = 1 / (g_m)^{0.5}$. Quelle est la particularité de la courbe $W = f(V_{GS} - V_T - V_{DS}/2)$ et que pouvez vous en tirer ?

V.5. Considérons à présent les résistances d'accès au canal, comme l'indique la figure (V.1). Donner la nouvelle expression de I_{DS} (en utilisant θ) en fonction de V_{DS} et V_{GS}' (on utilisera la loi des

mailles) si $V_{DS'}$ est très faible (négligeable devant $V_{GS'}$ et V_T). Simplifier cette expression lorsque $V_{GS'} \approx V_{GS}$. Proposer alors une méthode pour déterminer R_{SD} . On posera pour cela :

$$\theta^* = \theta + R_{SD} \frac{W}{L} \mu_0 C'_{ox} \quad (V.2)$$

V.6. ΔL correspond à la diminution de la longueur du canal par rapport à longueur dessinée sur masque. Quelle est la dépendance de θ^* par rapport à $L - \Delta L$? Proposer une méthode pour déterminer ΔL . Est-ce que la valeur extraite de μ_0 (question (V.3)) dépend aussi de ΔL ?

TD No. 4 : Le transistor bipolaire

"Différentes contributions au courant dans la base d'un transistor bipolaire"

On considère un transistor PNP constitué de deux jonctions abruptes en silicium. Les dopages respectifs de l'émetteur, de la base et du collecteur sont : $N_{AE} = 10^{19} \text{ cm}^{-3}$, $N_D = 2 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $N_{AC} = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$. La région neutre de la base (hors des zones de charges d'espace $-ZCE-$) s'étend de $x = 0$ à $x = W$. $p_n(x)$ désignera la concentration de trous en x dans la base.

Les constantes à utiliser sont : température ambiante $T = 300 \text{ K}$, charge d'un trou $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$, permittivité du vide $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$, constante diélectrique du silicium $\epsilon_{SC} = 11.9$, constante de Boltzmann $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$, concentration intrinsèque de porteurs dans le semi-conducteur $n_i = 1.17 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$.

Exercice I :

I.1. Calculer l'étendue des zones de charges d'espace des jonctions émetteur-base et base-collecteur à l'équilibre. Exprimer la longueur "physique" W_B de la base en fonction de W_0 (étendue de la région neutre de la base à l'équilibre).

I.2. Pour $V_{EB} = 0.6 \text{ V}$ et $V_{CB} = -10 \text{ V}$, on trouve par mesure $W = 0.4 \text{ }\mu\text{m}$. Calculer W_B .

Exercice II :

Pour des polarisations usuelles, de l'ordre de celles données ci-dessus, dans le régime direct (conducteur), la jonction émetteur-base, de type p^+n , injecte des trous (injection "faible") à l'entrée de la région neutre de la base (en $x = 0$). On sait que la recombinaison des porteurs dans la base est faible.

II.1. Expliquer qualitativement le fonctionnement du transistor en décrivant le déplacement des trous injectés. Justifier que $W \ll L_p$ qui représente la longueur de diffusion des trous dans la base.

II.2. Dans les conditions considérées, expliciter $p_n(0)$ et $p_n(W)$ et montrer qu'en l'absence de recombinaison ou de génération (par exemple par ionisation par impact) dans la ZCE base-collecteur, la densité du courant collecteur vaudra :

$$I_C = \frac{qD_p}{W} p_{n0} \exp\left(\frac{qV_{EB}}{kT}\right) \quad (\text{II.1})$$

où p_{n0} est la concentration à l'équilibre des porteurs minoritaires dans la base.

On n'oubliera pas d'expliquer pourquoi, sous le régime de fonctionnement étudié $I_C \gg I_{CBO}$, courant inverse de la jonction base-collecteur.

Exercice III :

III.1. Justifier que l'une des composantes du courant de base, I_{B1} , est due à la (faible) recombinaison dans la base. On sait que ce courant est donné par :

$$I_{B1} = \frac{Q_p}{\tau_p} \quad (\text{III.1})$$

où τ_p est la durée de vie des trous dans la base et Q_p la charge injectée ("stockée") correspondante. Montrer que :

$$I_{B1} = \frac{q p_n(0) W}{2\tau_p} \quad (\text{III.2})$$

et que par suite :

$$\frac{I_{B1}}{I_C} = \frac{W^2}{2L_p^2} \quad (\text{III.3})$$

III.2. Deux autres composantes du courant de base, I_{B2} et I_{B3} , sont dues respectivement à l'injection d'électrons (porteurs majoritaires de la base) dans l'émetteur (région p^+) et au courant de la jonction base-collecteur : $I_{B3} = I_{CB0}$.

Compte tenu du régime de polarisation choisi, et si les longueurs de l'émetteur et du collecteur sont $W_E = 1 \mu\text{m}$ et $W_C = 2 \mu\text{m}$, justifier que pour le transistor étudié, s'il n'y a pas de génération-recombinaison dans les ZCE :

$$I_{B2} = \frac{qD_n}{W_E} \frac{n_i^2}{N_{AE}} \exp\left(\frac{qV_{EB}}{kT}\right) \quad (\text{III.4})$$

et :

$$I_{B3} = -\frac{qD_n}{W_C} \frac{n_i^2}{N_{AC}} \quad (\text{III.4})$$

On considérera que dans le collecteur et l'émetteur, la durée de vie des porteurs est $\tau = 5 \mu\text{s}$ et que $\mu_n = 3 \mu_p = 1500 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$.

Donner l'expression de I_{B3} si l'on tient compte de la génération dans la ZCE base-collecteur. A partir de l'application numérique, déterminer quelle est la contribution essentielle à I_{B3} . A partir de quelle tension V_{BE} aura-t-on $|I_{B3}| \leq I_{B2} / 100$ (c'est-à-dire $I_{B2} + I_{B3} \approx I_{B2}$) ?

III.3. Dédurre des résultats précédents que le gain en courant $\beta = I_C / I_B$, où $I_B \approx I_{B1} + I_{B2}$, sera grand si $W \ll L_p$ et si $N_{AE} \gg N_D$. Calculer β pour le transistor étudié si $\tau_p = 1 \mu\text{s}$.

Exercice IV :

Une autre contribution au courant de base, I_{B4} , correspond à la mise en avalanche de la jonction base-collecteur (par ionisation par impact, provoquée par les porteurs injectés à travers la base).

IV.1. Si le champ critique d'avalanche est $E_C = 4 \times 10^5 \text{ Vcm}^{-1}$, calculer la tension d'avalanche V_{BCav} .

IV.2. On sait que dans le silicium, le coefficient de multiplication du courant $M = I_{Cav} / I_C = I_{Cav} / I_p(W)$ est donné par :

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_{BC}}{V_{BCav}} \right)^3} \quad (\text{IV.1})$$

Calculer la tension V_{BC} pour laquelle le courant collecteur augmente (par avalanche) d'environ 40 %.

IV.3. Montrer que le processus d'avalanche crée un courant I_{B4} égale à :

$$I_{B4} = -[M - 1]I_C \quad (\text{IV.2})$$

Exercice V :

V.1. Calculer, pour les polarisations citées à la question (I.2), la capacité d'entrée du transistor :

$$C_{BE} = C_t + C_{Dp} \quad (\text{V.1})$$

où C_{Dp} est la capacité de diffusion :

$$C_{Dp} = \left| \frac{dQ_p}{dV_{EB}} \right| \quad (\text{V.2})$$

V.2. Montrer que C_{Dp} est égal à :

$$\frac{qQ_p}{kT} = g_m \tau_t = \frac{dI_C}{dV_{EB}} \tau_t \quad (\text{V.3})$$

où g_m est la transconductance et τ_t le temps de transit des trous injectés dans la base.

V.3. En déduire la valeur de la fréquence maximale de fonctionnement f_{max} du transistor.

DS de micro-électronique 2001/2002 N°1

Le 11 décembre 2001

Durée : 2 h

- **Cours, documents et calculatrice autorisés.**
- **Vous êtes prié :**
 - **d'indiquer votre nom, votre groupe et le nombre de feuilles intercalaires soigneusement numérotées,**
 - **de bien mettre en évidence les résultats littéraux ou numériques (les principaux résultats étant encadrés),**
 - **d'éteindre votre téléphone portable.**

La température considérée est la température ambiante $T = 300 \text{ K}$.

Les constantes à utiliser sont : charge d'un trou $q = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$, permittivité du vide $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$, constante diélectrique du silicium $\epsilon_{sc} = 11,9$, constante de Boltzmann $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$, concentration intrinsèque de porteurs dans le semi-conducteur $n_i = 1,17 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$, masse effective des électrons et des trous $m_n = m_p = 0,9 \times 10^{-30} \text{ kg}$, constante de Planck $h = 6,62 \times 10^{-34} \text{ Js}$.

Exercice I : Equilibre d'un semi-conducteur non-homogène

I.1. Montrer que la stricte neutralité électrique implique une évolution spatiale linéaire ou constante du potentiel (c'est-à-dire un champ électrique constant ou nul).

I.2. Un échantillon de silicium est dopé par des impuretés de type donneur dont la distribution spatiale est exponentielle :

$$N_D = N_0 \exp\left(\frac{-x}{\lambda}\right) \quad (\text{I.1})$$

avec $N_0 = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ et $\lambda = 0,5 \text{ }\mu\text{m}$.

I.2.1. Expliciter, par exemple, l'évolution de la différence $[E_C - E_F]$ en fonction de x , où E_C et E_F désignent les énergies respectives du bas de la bande de conduction et du niveau de Fermi.

I.2.2. Tracer ensuite le diagramme des bandes d'énergie à l'équilibre pour $x \in [0 ; 2 \text{ }\mu\text{m}]$.

I.3. A l'équilibre, aucun courant ne passe dans l'échantillon ($i_x = 0$).

I.3.1. En déduire qu'il existe un champ électrique interne E_x dont on calculera l'expression.

I.3.2. Vérifier que le résultat obtenu est cohérent avec celui de la question précédente et conclure sur la neutralité (ou non) d'un semi-conducteur à dopage exponentiel.

I.4. Comparer la valeur du champ électrique précédent avec la valeur moyenne du champ électrique interne (dans la zone de charge d'espace de largeur totale W qu'on prendra égale à $1 \text{ }\mu\text{m}$) d'une jonction p-n en silicium (sans polarisation externe) dont les dopages des régions (homogènes) extrêmes sont : $N_D = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ et $N_A = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$.

Exercice II : Jonction p-n asymétrique courte

On considère un semi-conducteur de type n homogène (concentration d'impuretés N_D , durée de vie τ_p des porteurs minoritaires, qu'on pourra considérer comme "grande" devant le temps de transit) de longueur l_n , qu'on pourra considérer comme "courte" devant la longueur de diffusion. On crée de façon permanente, en $x = 0$ un excès de porteurs minoritaires $\delta p(0) = \delta p_0$, qui va évoluer uniquement selon x .

On suppose que s'il existe un champ électrique, il est négligeable, et que tous les porteurs en excès sont extraits en $x = l_n$: $\delta p(l_n) = 0$. On se place, de plus, en régime stationnaire

II.1. Compte tenu des hypothèses précédentes, écrire l'équation différentielle du deuxième ordre gouvernant le phénomène qui régit la distribution $\delta p(x)$ (on expliquera toutes les simplifications). Quelle est la particularité de l'évolution de $\delta p(x)$ et donner son expression pour les conditions aux limites choisies.

II.2. Montrer que la densité de courant de trous $i_p(x)$ est indépendante de x et donner son expression.

II.3. On définit la densité de courant de recombinaison dans l'échantillon, i_R , comme suit :

$$i_R = q \int_0^{l_n} R(x) dx \quad (\text{II.1})$$

où $R(x)$ est le taux de recombinaison en x .

II.3.1. Calculer cette densité de courant.

II.3.2. Montrer que i_R peut aussi s'écrire sous la forme suivante :

$$i_R = \frac{Q_p}{\tau_p} \quad (\text{II.2})$$

où Q_p est la charge totale des minoritaires en excès ("charge stockée").

II.3.3. Retrouver alors l'égalité suivante :

$$\frac{i_R}{i_p} = \frac{1}{2} \left(\frac{l_n}{L_p} \right)^2 \quad (\text{II.3})$$

où L_p est la longueur de diffusion des minoritaires.

II.3.4. Conclure sur la longueur l_n de l'échantillon si l'on souhaite que $i_R \ll i_p$. Est-ce cohérent avec l'hypothèse de recombinaison faible ?

II.3.5. Application numérique : trouver la valeur minimale de τ_p si l'on souhaite que $i_R \leq 5\% i_p$ dans un échantillon de silicium de longueur $l_n = 1 \mu\text{m}$ où la mobilité des trous est $\mu_p = 400 \text{ cm}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$.

II.4. A la distance x dans l'échantillon, les porteurs minoritaires qui parcourent la distance dx ont une vitesse $v(x)$ telle que :

$$i_p(x) = [q\delta p(x)]v(x) \quad (\text{II.4})$$

II.4.1. Donner l'expression du temps de transit τ_t des minoritaires en excès dans l'échantillon (entre $x = 0$ et $x = l_n$), lié à leur diffusion.

II.4.2. Calculer τ_t avec les mêmes conditions qu'à la question (II.3.5).

II.4.3. Vérifier que la condition $i_R \ll i_p$ est équivalent à $\tau_p \gg \tau_t$.

Exercice III : Caractérisation d'une diode

On veut comparer la caractéristique réelles d'une diode à la loi :

$$I = I_S \left(\exp\left(\frac{qV}{mkT}\right) - 1 \right) \quad (\text{III.1})$$

où m est le coefficient d'idéalité ($m = 1$ pour une diode "idéale").

La diode a été fabriquée en réalisant une jonction abrupte entre une région de longueur W_P présentant une concentration $N_A = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ d'impuretés acceptrices et une région W_N avec $N_D = 5 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ d'impuretés donatrices. La mobilité des porteurs côté N est $\mu_n = 1200 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ et $\mu_p = 400 \text{ cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$. La durée de vie des porteurs minoritaires côté N est $\tau_p = 10^{-6} \text{ s}$. La section de cette diode est $S = 1 \text{ mm}^2$.

La caractéristique $I(V)$ directe de cette diode à température ambiante est donnée en échelle semi-logarithmique à la figure (III.1).

III.1. Dédurre de la caractéristique les valeurs du coefficient d'idéalité et du courant de saturation I_S .

III.2. Pour une diode idéale, rappeler l'expression de I_S et la simplifier pour la diode considérée et lorsque la région N est supposée "courte".

III.3. Calculer la longueur W_N de la région N et vérifier à posteriori que l'on peut considérer cette diode comme courte côté N.

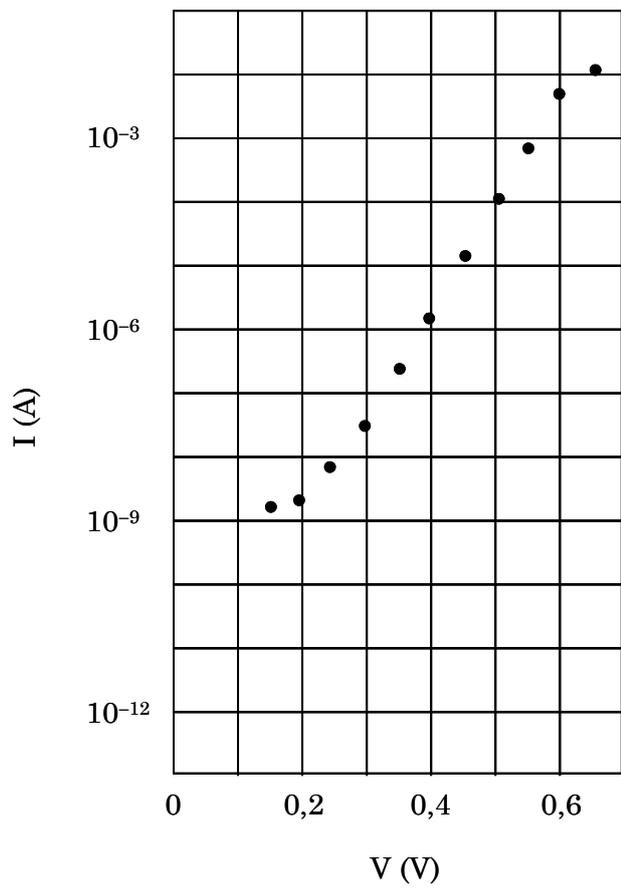


Figure III.1.

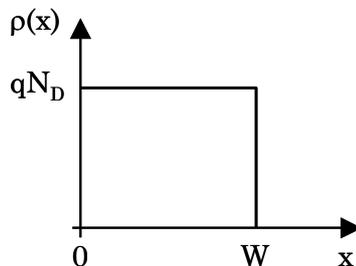
DS de micro-électronique 2001/2002 N°2**Le 29 janvier 2002****Durée : 2 h 30**

- **Sans documents et sans calculatrice.**
- **Vous êtes prié :**
 - **d'indiquer votre nom, votre groupe et le nombre de feuilles intercalaires soigneusement numérotées,**
 - **de bien mettre en évidence les résultats littéraux (les principaux résultats étant encadrés),**
 - **d'éteindre votre téléphone portable.**

Exercice I : La jonction Schottky à l'équilibre thermodynamique

Une jonction Schottky est formée de la juxtaposition de deux matériaux de nature différente. Nous allons considérer une jonction métal-semiconducteur de type N, en faisant l'hypothèse d'un dopage abrupte dans le semi-conducteur.

La figure (I.1) représente la variation de la densité volumique de charge $\rho(x)$. On notera W la largeur de la zone de charge d'espace.

**Figure I.1.**

I.1. Calculer et représenter la variation du champ électrique $\xi(x)$ et du potentiel interne $V(x)$ dans le semi-conducteur (on prendra comme hypothèse $V(0) = 0$).

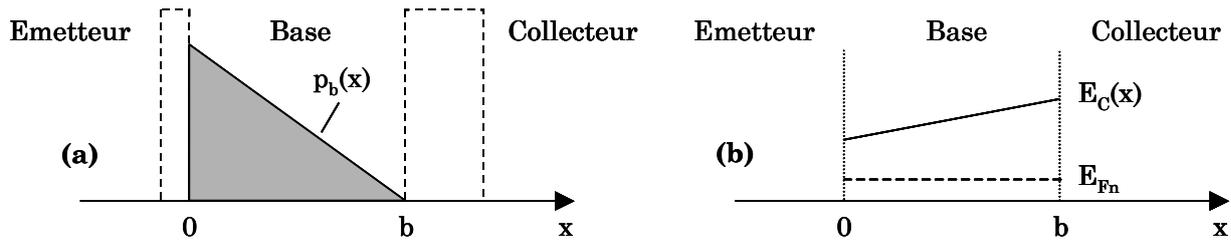
I.2. Donner l'expression de la largeur de la zone de charge d'espace W en fonction du dopage N_D et de la barrière de potentiel V_b (V_b représente la chute de potentiel aux bornes de la zone de charge d'espace).

Exercice II : Le transistor bipolaire

II.1. Expliquer qualitativement le fonctionnement du transistor bipolaire, on prendra un transistor de type PNP (5 lignes maximum).

II.2. La figure (II.1.a) représente le profil de la concentration des porteurs minoritaires dans la base d'un transistor bipolaire. Calculer le temps de transit τ_1 des porteurs minoritaires dans la base du transistor en régime de faible injection en considérant que le dopage dans la base est uniforme.

II.3. Que devient la valeur du temps de transit τ_1 dans le cas où la largeur de la base est grande devant la longueur de diffusion des trous.



Figures II.1.a et b

On considère maintenant que le profil de dopage dans la base est graduel comme l'indique la figure (II.1.b).

II.4. Montrer que la concentration d'électrons en $x = 0$ (notée n_0) est supérieure à la concentration d'électrons en $x = b$ (notée n_b).

II.5. En déduire la direction du champ électrique dans la base, quel est l'effet de ce champ électrique créé par le gradient de concentration de porteurs majoritaires sur les porteurs minoritaires injectés dans la base depuis l'émetteur.

II.6. On considérera maintenant que le temps de transit est donné par la relation $\tau_2 = b / v_p$, où v_p est la vitesse des porteurs dans la base. Montrer que τ_2 peut se mettre sous la forme :

$$\tau_2 = \frac{qb^2}{\mu\Delta E_C} \quad (\text{II.1})$$

où ΔE_C correspond à la différence des niveaux d'énergie du bas de la bande de conduction évaluée aux bornes de la base et μ la mobilité des porteurs.

II.7. En considérant que le rapport $(n_0 / n_b) = 100$, exprimer τ_2 en fonction τ_1 (obtenu à la question II.2), en déduire la valeur du gain apporté au temps de transit par le transistor à base graduelle. On donne $\ln(100) = 4,6$.

Exercice III : Le transistor MOSFET

III.1. Expliquer qualitativement le principe de fonctionnement du transistor MOS (5 lignes maximum).

Les performances dynamiques du transistor sont notamment liées au temps de transit des porteurs dans le canal. Nous allons considérer le transistor de type N représenté sur la figure (III.1.a). Nous utiliserons les notations suivantes : L est la longueur du transistor, W sa largeur, μ_{n0} la mobilité à champ faible, Q_n la charge contenue dans le canal et C'_{ox} la capacité d'oxyde par unité de surface. L'effet Early sera négligé dans tout cet exercice.

Le temps de transit en régime statique τ est donné par la relation :

$$\tau = \frac{|Q_n|}{I_{DS}} \quad (\text{III.1})$$

III.2. Donner l'expression du temps de transit lorsque le transistor fonctionne en régime linéaire (régime ohmique).

III.3. On considère maintenant que le transistor fonctionne en régime saturé. Après avoir rappeler l’expression du courant drain dans ce régime de fonctionnement, donner l’expression de la transconductance g_m .

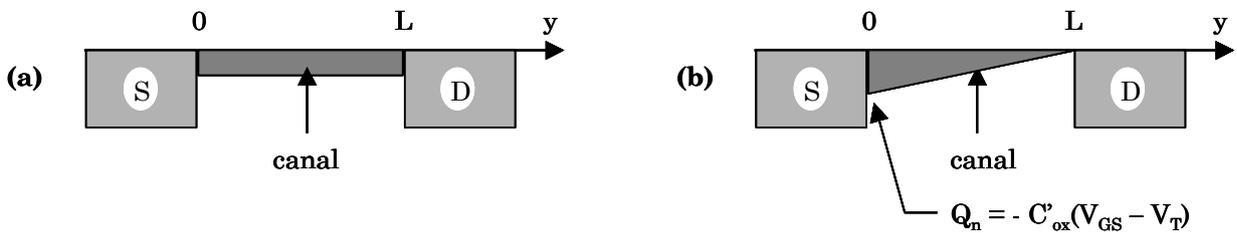
III.4. Les concepteurs utilisent pour le calcul de la fréquence de coupure du transistor l’expression suivante lorsque ce dernier fonctionne en régime saturé :

$$f_c = \frac{g_m}{C_g} \tag{III.2}$$

avec

$$C_g = C'_{ox} WL \tag{III.3}$$

où C_g est la capacité relative à la grille du transistor. Montrer qu’il est possible de retrouver cette expression en utilisant la relation précédente donnant le temps de transit τ . Pour le calcul de Q_n dans le régime saturé on pourra utiliser les données de la figure (III.1.b) où le point de pincement se trouve au niveau du drain ($y = L$).



Figures III.1.a et b

Exercice IV : La diode PN

Considérons une diode polarisée en inverse dont on supposera que la variation de la zone de charge d’espace (ZCE) est donnée par la relation :

$$W = k\sqrt{V_b - V_a} \tag{IV.1}$$

où k est une constante, V_b le potentiel de diffusion et V_a la polarisation appliquée à la diode. Dans ce régime de fonctionnement, la diode est soumise à des mécanismes de génération recombinaison dans la ZCE. Le taux de génération-recombinaison est donné par la relation :

$$r(x) = \frac{1}{t_c} \frac{n(x)p(x) - n_i^2}{2n_i + n(x) + p(x)} \tag{IV.2}$$

où n et p sont les concentrations de porteurs libres (électrons et trous respectivement), n_i est la concentration intrinsèque et t_c la constante de temps de capture des porteurs libres.

IV.1. Quelles sont les hypothèses qui permettent de simplifier l’expression de $r(x)$ et de trouver l’expression suivante :

$$r(x) \approx \frac{-n_i}{2t_c} \tag{IV.3}$$

IV.2. En déduire l’expression du courant de génération-recombinaison dans la diode à partir de l’équation de continuité suivante :

$$I_{gr} = q \int_0^W r(x) dx \quad (IV.4)$$

IV.3. Le courant I_d dans la diode, hors mécanisme de génération-recombinaison, est donné par la relation :

$$I_d = I_s \left[\exp\left(\frac{V_a}{u_t}\right) - 1 \right] \quad (IV.5)$$

avec

$$u_t = \frac{kT}{q} \quad (IV.6)$$

Donner l'expression du courant I_d dans la diode en tenant compte de la génération-recombinaison. Représenter la variation du courant I_d en fonction de V_a (pour $V_a < 0$).

IV.4. On souhaite obtenir la valeur de t_c . Montrer qu'il est possible d'extraire ce paramètre à partir de l'expression de la conductance g_d de la diode (qui n'est plus nulle dans ce cas).

Exercice V : Le transistor MOSFET : application circuit

Considérons le montage de la figure (V.1) dans lequel le transistor est monté en source commune et piloté par une source de tension.

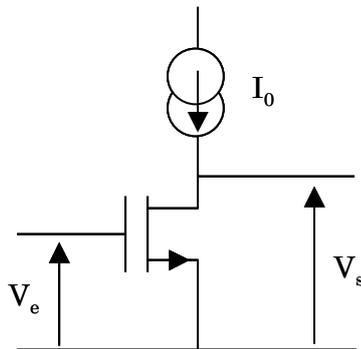


Figure V.1.

V.1. Quelle est la condition sur V_{DS} pour que le transistor soit polarisé en régime saturé ?

V.2. Donner l'expression du courant drain dans ce régime de fonctionnement.

V.3. Calculer la valeur de la transconductance et de la conductance du transistor.

V.4. En déduire le schéma équivalent petit signal et calculer le gain dans la bande passante.

V.5. Montrer que le gain idéal du montage source commune ne dépend que du rapport g_m/I_{DS} .

V.6. Quelles solutions peut-on envisager pour améliorer ce gain ?

V.7. Après avoir rappeler l'expression de la capacité C_{gs} du transistor lorsque ce dernier fonctionne en régime saturé (on négligera C_{gs0}), calculer la fréquence de coupure de l'amplificateur alimenté par un générateur de signal (V_e) dont l'impédance de sortie est de 50Ω . Dans cette étude on pourra aussi négliger l'influence de la capacité entre grille et drain C_{gd} .

Exercice VI : Le transistor MOSFET : représentation graphique

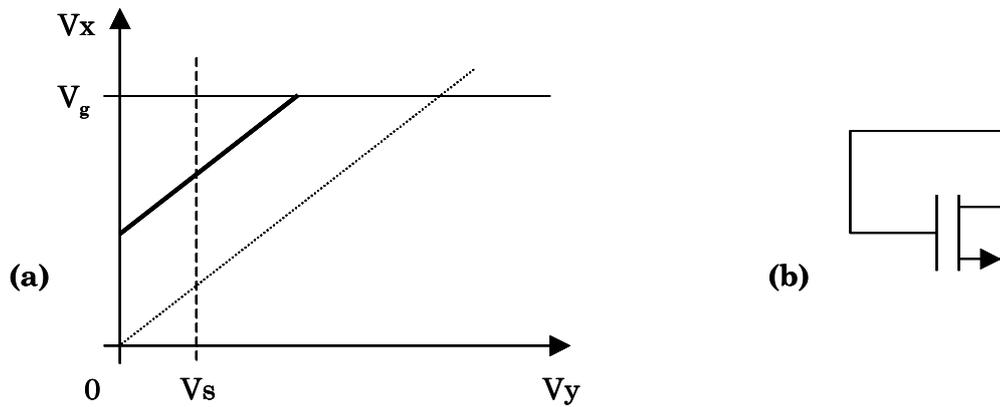
Le courant dans le transistor MOSFET est donné par la relation suivante :

$$I_{DS} = \mu_{n0} C'_{ox} \frac{W}{L} \int_{V_S}^{V_D} (V_{GS} - V_T - V_y) dV_y \quad (VI.1)$$

V_T est la tension de seuil du transistor. Une représentation graphique de l'équation (VI.1) est donnée à la figure (VI.1.a).

VI.1. Le transistor est polarisé suivant le montage de la figure (VI.1.b). Compléter la figure (VI.1.a) et en déduire le régime de fonctionnement du transistor.

VI.2. Après avoir représenté les schémas équivalents pour les analyses DC et AC, en déduire le rôle principal du transistor dans ce type de montage.



Figures VI.1.a et b

DS de micro-électronique 2002/2003 N°2

Le 30 janvier 2003

Durée : 2 h15

- Cours, documents et calculatrice autorisés.
- Tout échange entre étudiants (calculatrice, stylo, réponses...) est interdit et sanctionné par l'exclusion immédiate de l'examen.
- Vous êtes prié :
 - d'indiquer votre nom, votre groupe et le nombre de feuilles intercalaires soigneusement numérotées,
 - de bien mettre en évidence les résultats littéraux (les principaux résultats étant encadrés),
 - d'éteindre votre téléphone portable.

La température considérée est la température ambiante $T = 300$ K. Les constantes à utiliser sont : charge d'un trou $q = 1,6 \times 10^{-19}$ C, permittivité du vide $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ Fm⁻¹, constante diélectrique du silicium $\epsilon_{sc} = 11,9$, constante de Boltzmann $k = 1,38 \times 10^{-23}$ JK⁻¹, concentration intrinsèque de porteurs dans le semi-conducteur $n_i = 1,17 \times 10^{10}$ cm⁻³, masse effective des électrons et des trous $m_n = m_p = 0,9 \times 10^{-30}$ kg, constante de Planck $h = 6,62 \times 10^{-34}$ Js.

Exercice I : Processus de génération-recombinaison en volume

Soit un barreau de silicium de type P ($N_A = 10^{22}$ m⁻³) de longueur L et de section S dont la durée de vie des porteurs excédentaires est $\tau = 10^{-6}$ s.

I.1. Donner les expressions des densités volumiques de trous, p_0 , et d'électrons, n_0 , ainsi l'expression de la position du niveau de Fermi E_F par rapport au niveau de Fermi intrinsèque E_i en fonction de n_i et N_A à l'équilibre thermodynamique. Donner les applications numériques pour p_0 et n_0 .

I.2. Le barreau de silicium est à présent illuminé de manière uniforme. On suppose que l'énergie des photons et l'épaisseur du barreau sont telles que l'on peut considérer un taux de génération G constant et égale à 5×10^{26} m⁻³s⁻¹ dans tout le volume du semi-conducteur.

I.2.a. En le justifiant, simplifier les équations de continuité et du courant pour les électrons et les trous en régime stable.

I.2.b. Donner alors les expressions des densités de porteurs excédentaires ainsi que les applications numériques.

I.2.c. Donner l'expression de la position des quasi-niveaux de Fermi par rapport à E_i et les simplifier. Quelle remarque pouvez-vous faire sur la position de E_{Fp} par rapport à E_F ?

I.3. A l'instant $t = 0$ on coupe le flux lumineux. Expliquer ce qui se passe au cours du temps et déterminer l'expression de la variation de porteurs minoritaires $\Delta n(t)$.

I.4. Comme l'indique la figure (I.1), le barreau de silicium est placé dans un circuit électrique. La tension mesurée par l'oscilloscope est notée V_1 . On considère que les densités de porteurs sont

toujours uniformes dans le semi-conducteurs avec ou sans éclairage (pas de modification du ou des niveaux de Fermi le long du barreau de silicium).

I.4.a. Donner l'expression du champ électrique appliqué au barreau de silicium en fonction de V , V_1 et L .

I.4.b. Donner l'expression du courant total qui traverse le barreau de silicium hors éclairage ainsi que l'admittance (inverse de la résistance), g , de ce barreau.

I.4.c. Le barreau de silicium est à présent éclairé depuis suffisamment longtemps pour que le régime permanent soit atteint. Donner la nouvelle expression du courant ainsi que la variation de son admittance, Δg .

I.4.d. Donner la valeur numérique de la variation absolue de l'admittance (i.e. $\Delta g/g$) si $\mu_n/\mu_p = 10$.

I.5. Tracer qualitativement ce que l'on doit mesurer sur l'écran de l'oscilloscope si on suit le cycle suivant pour le semi-conducteur : non éclairé, éclairé, non éclairé ?

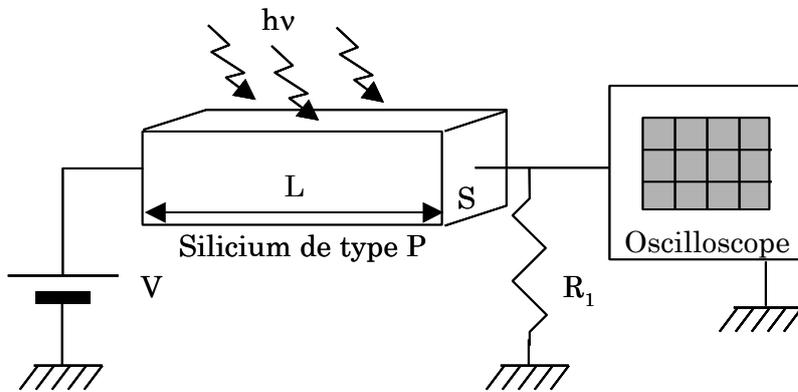


Figure I.1.

Exercice II : Détermination du type de dopage d'un semi-conducteur

Un échantillon de silicium contient à la fois, et en répartition uniforme, de l'arsenic (en proportion d'un atome d'As pour 10^6 atomes de Si) et du bore en concentration 5×10^{16} atomes/cm³. On rappelle que l'atome d'arsenic a 5 électrons sur sa couche périphérique, le silicium 4 et le bore 3. Le nombre d'atomes de silicium par m³ = 5×10^{26} .

II.1. En le justifiant, déterminer si le silicium est dopé N ou P à température ambiante.

II.2. Si la température change de $\pm 50^\circ$ C, les concentrations en électrons et en trous sont-elles modifiées (et comment ?). Conclure sur la modification du type de semi-conducteur.

II.3. La méthode dite "de la pointe chaude" permet de déterminer le type de semi-conducteur en mesurant la polarité d'une différence de potentiel observée (en circuit ouvert) entre deux sondes S_1 et S_2 en contact avec le semi-conducteur. S_1 et S_2 se trouvent respectivement à des températures T_1 (par exemple la température ambiante) et $T_2 (> T_1$: obtenue par exemple avec fer à souder ou avec un lance flammes).

II.3.a. En partant du principe que les porteurs libres qui contribuent à l'évacuation de la chaleur sont à l'origine d'un flux de porteurs (nombre de porteurs qui traversent une unité de surface par unité de temps), f_T , donné par (quelque soit le type de porteur) :

$$\vec{f}_T = -K \text{grad}(T) \tag{II.1}$$

où K est une constante positive.

Ce nouveau mécanisme de conduction est donc à prendre en compte en même temps que les courants de conduction et de diffusion. Donner les expressions de la densité de courant globale de porteurs majoritaires dans le cas d'un matériaux de type P et de type N et simplifier ces deux équations en considérant votre réponse à la question (II.2). Pour simplifier, on ne considéra qu'une seule direction (x par exemple).

II.3.b. Comme ce courant globale doit être nul, puisque l'on est en circuit ouvert, donner l'expression du champ électrique interne qui doit exister dans le cas d'un matériaux de type P et de type N.

II.3.c. En déduire que la différence de potentiel $V_{S2} - V_{S1}$ est proportionnelle à la différence ($T_1 - T_2$) et que son signe dépend du type du semi-conducteur.

Exercice III : Le transistor MOSFET en régime d'inversion faible

On se propose de déterminer l'expression du courant de drain d'un transistor MOS à canal n de longueur L et de largeur W (c.f. figure (III.1) en régime d'inversion faible (i.e. $V_{GB} < V_T$). Dans tout cet exercice, on considérera que le substrat et la source sont reliés à la masse : $V_B = V_S = 0$, et que l'on applique le potentiel $V_D (> 0)$ sur le drain. Les zones de drain et de source sont dopées N^+ .

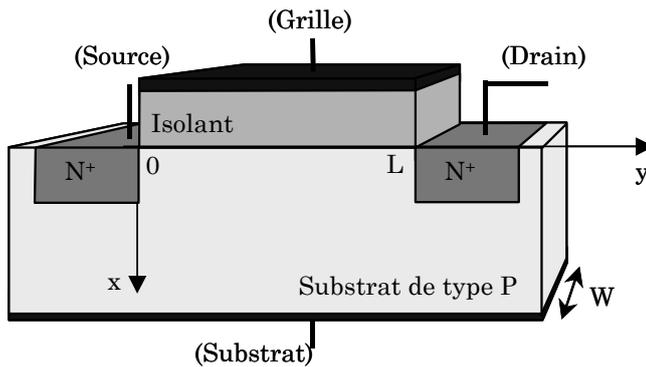


Figure III.1.

III.1. Potentiels et charges aux bornes du canal.

On suppose que les zones de drain et de source servent (entre autres) à appliquer un écart entre les quasi-niveaux de Fermi aux bornes du canal (i.e. en $y = 0$ et en $y = L$) mais que la courbure de bandes dans le semi-conducteur sous l'isolant est entièrement contrôlée par le potentiel de grille, V_G (comme pour une capacité MOS). L'écart entre les quasi-niveaux de Fermi en $y = 0$ est donné par $\Phi_C(y = 0) = V_S - V_B$ et en $y = L$ par $\Phi_C(y = L) = V_D - V_B$. Pour des polarisations V_{SB} et V_{DB} positives, le quasi-niveau de Fermi des électrons (E_{Fn}) se situe en dessous du niveau de Fermi des trous (E_{Fp}). En dehors de la ZCE $E_{Fn} = E_{Fp} = E_F$.

III.1.a. En régime d'inversion faible, que pouvez-vous dire de la charge d'inversion, Q_n (donnée en Cm^{-2}), par rapport à la charge de la ZCE, Q_D (donnée en Cm^{-2}).

III.1.b. Tracer qualitativement les diagrammes de bandes du semi-conducteur (suivant l'axe x) en $y = 0$ et en $y = L$.

III.1.c. En raisonnant sur l'influence de l'écart entre les quasi-niveaux de Fermi sur la charge d'inversion, montre que le potentiel de surface en $y = 0$ est égal au potentiel de surface en $y = L$.

III.1.d. Montrer que le rapport $n_s(0)/n_s(L)$ entre les concentrations d'électrons à l'interface au niveau de la source et au niveau du drain vaut $\exp(qV_{DS}/(kT))$.

On rappelle que :

$$n_S = n_0 \exp\left(\frac{q}{kT} (\Psi_S - \Phi_C)\right) \quad (\text{III.1})$$

III.1.e. Donner sans les justifier (i.e. en utilisant les résultats du TD sur la capa MOS par exemple) l'expression du champ électrique, $\xi(x)$, et l'expression de la courbure de bandes, $\Psi(x)$, en fonction de N_A et de la longueur de la ZCE, x_d . En déduire l'expressions de x_d en fonction du potentiel de surface Ψ_S puis en fonction du champ électrique à l'interface ξ_s . En déduire l'expression de ξ_s en fonction de Ψ_S .

III.1.f. L'épaisseur effective de la couche d'inversion x_{inv} est approximable par la quantité $kT/(q\xi_s)$. Donner l'expression de x_{inv} en fonction de Ψ_S .

III.2. Expression du courant en fonction du potentiel de surface.

Il existe ainsi un gradient de concentration d'électrons libres important le long du canal à l'origine d'un courant de diffusion que l'on supposera très important par rapport au courant de conduction. On peut considérer que le courant de drain est donnée par l'expression suivante :

$$I_{DS} = -qWx_{inv}D_n \frac{dn}{dx} \approx qWx_{inv}D_n \frac{n_S(0) - n_S(L)}{L} \quad (\text{III.2})$$

III.2.a. A partir de la question (III.2.d) donner l'expression de la quantité $n_S(0) - n_S(L)$.

III.2.b. Donner alors l'expression de I_{DS} en fonction de μ_n , Ψ_S et V_{DS} .

III.2.d. A V_{GS} constant, que pouvez vous dire sur l'évolution de I_{DS} lorsque l'on fait varier V_{DS} de 0 à une tension très supérieure à kT/q .

DS de micro-électronique 2003/2004

Le 29 janvier 2004

Durée : 2 h

- Cours, documents et calculatrice non autorisés.
- Tout échange entre étudiants (calculatrice, stylo, réponses...) est interdit et sanctionné par l'exclusion immédiate de l'examen.
- Vous êtes prié :
 - d'indiquer votre nom, votre groupe et le nombre de feuilles intercalaires soigneusement numérotées,
 - de bien mettre en évidence les résultats littéraux (les principaux résultats étant encadrés),
 - d'éteindre votre téléphone portable (– 1 point par sonnerie).

On rappelle que les densités de courants sont données par :

$$\begin{cases} J_p = q\mu_p p \xi - qD_p \text{grad}(p) \\ J_n = q\mu_n n \xi + qD_n \text{grad}(n) \end{cases} \quad (\text{S.1})$$

On rappelle que les équations de continuité s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{\partial p}{\partial t} = G_p - R_p - \frac{1}{q} \text{div}(J_p) \\ \frac{\partial n}{\partial t} = G_n - R_n + \frac{1}{q} \text{div}(J_n) \end{cases} \quad (\text{S.2})$$

EXERCICE I : La diode PIN

Une diode PIN est constituée d'un même barreau semi-conducteur (silicium) dopé différemment (c.f. figure (I.1)). La zone I représente la zone intrinsèque pour laquelle $n = p = n_i$ (n est la concentration des électrons dans la bande de conduction, p la concentration des trous dans la bande de valence et n_i la concentration intrinsèque).

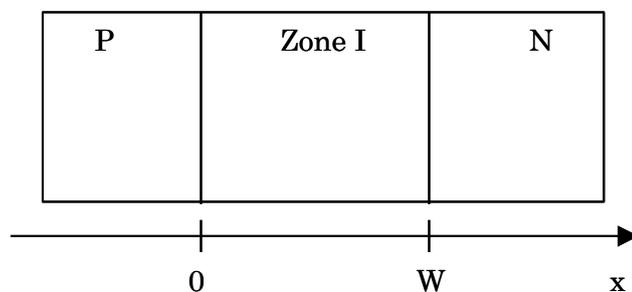


Figure I.1.

I.1. Prise en main de la diode

Nous considérons, dans cette partie, une diode PIN hors polarisation et on ne fera aucun calcul.

I.1.a. Quelle est la particularité du niveau de Fermi le long de la diode ?

I.1.b. Comme pour la diode PN, il se forme une zone de charge d'espace (ZCE) côté N et côté P. Que pouvez-vous dire sur la densité de charge dans la zone intrinsèque ? Est-ce qu'une ZCE peut exister dans la zone intrinsèque ? Donner alors l'évolution (qualitative) de la densité volumique de charge le long de la diode, $\rho(x)$.

I.1.c. Donner qualitativement l'évolution du champ électrique, $\xi(x)$, le long de la diode en justifiant son allure dans la zone intrinsèque.

I.1.d. Donner l'évolution du potentiel, $V(x)$, le long de la diode en justifiant son allure dans la zone intrinsèque.

I.1.e. Représenter finalement le diagramme de bandes de la diode.

I.2. Approfondissement des connaissances

La diode est, à présent, polarisée en direct par une tension V_a continue. Nous considérons dans cet exercice uniquement la zone intrinsèque de la diode PIN et l'on se place en régime permanent. Cette zone est soumise à une double injection de porteurs : les trous (en $x = 0$) provenant de la région P et les électrons (en $x = W$) provenant de la région N.

I.2.a. On considère que la zone intrinsèque reste neutre. Que pouvez-vous dire sur les densités d'électrons, $n(x)$, et de trous, $p(x)$, dans cette zone ?

I.2.b. Donner l'expression de $D_p J_n - D_n J_p$ (où $D_n = kT\mu_n/q$ et $D_p = kT\mu_p/q$). Quelle est la particularité de l'expression obtenue ?

I.2.c. Que pouvez-vous dire des taux de génération d'électrons et de trous dans la zone intrinsèque ? Simplifier alors les équations de continuité en ne conservant que la dimension x .

I.2.d. Soit τ le temps de vie des électrons et des trous. Donner l'expression du taux de recombinaison des électrons et des trous en considérant que n_i peut être négligée par rapport à $n(x)$ et $p(x)$.

I.2.e. Démontrer alors que l'équation différentielle qui régit la concentration des électrons (ou des trous) $n(x)$ dans la zone intrinsèque en fonction de L_a (L_a étant la longueur de diffusion ambipolaire) et donnée par :

$$\frac{d^2 n(x)}{dx^2} = \frac{n(x)}{L_a^2} \quad (\text{I.1})$$

avec :

$$L_a = \sqrt{\tau D_a} \quad (\text{I.2})$$

Donner aussi l'expression de D_a , le coefficient de diffusion ambipolaire.

I.3. Pour aller plus loin

La diode est à nouveau polarisée en direct par une tension V_a continue. De plus, la diode est supposée symétrique, $N_A = N_D$. La tension V_a se répartie en plusieurs tensions : V_N et V_P qui sont les tensions aux bornes des ZCE des diodes NI et PI. Il y a aussi V_I , la tension aux bornes de la zone intrinsèque.

I.3.a. Que pouvez-vous dire des tensions V_P et V_N ? Donner l'expression de V_N en fonction de V_a et V_I .

I.3.b. Par analogie avec la diode PN (référence aux densités de porteurs aux frontières de la ZCE), donner (sans le justifier) les expressions des densités d'électrons aux frontières de la zone intrinsèque ($n(0)$ et $n(W)$) en fonction de V_P et de V_N respectivement (la densité d'électrons à l'équilibre est n_i dans la zone intrinsèque). Que pouvez-vous dire sur ces deux densités d'électrons ?

I.3.c. A partir de l'équation (I.1), donner l'expression de $n(x)$ en fonction de $n(0)$, L_a et W . Représenter alors $n(x)$ dans la zone intrinsèque. On rappelle que :

$$\text{ch}(a) = [\exp(a) + \exp(-a)]/2 \tag{I.3}$$

I.5. A quelle condition $n(x)$ peut être considéré comme indépendant de x ? Dans ce cas, simplifier l'équation (S.1) et donner l'expression de la densité totale de courant ($J_T = J_n + J_p$) en fonction de ξ .

I.6. On se place toujours dans l'hypothèse où $n(x) \approx$ constante. Le courant total peut aussi être obtenu avec l'expression suivante :

$$J_T = q \int_0^W R(x) dx \tag{I.4}$$

Montrer, en utilisant la question précédente, que V_I est indépendant de la valeur du courant.

I.7. Quelles sont les applications possibles de la diode PIN ?

EXERCICE II : Capacité MOS compensée en surface

Soit une capacité MOS ayant deux niveaux de dopage (de type accepteur) dans le substrat comme l'indique la figure (II.1), N_{A1} pour $0 < y < y_j$ et N_{A2} pour $y > y_j$. On suppose que la polarisation appliquée, V_{GB} , fait apparaître une zone de charge d'espace sur une distance y_d . Les charges dues aux électrons et aux trous pourront être négligées.

II.1. Si $y_d < y_j$, donner la relation qu'il existe entre le potentiel de surface, Ψ_s , et y_d .

II.2. Quelle inégalité doit-il exister entre l'épaisseur y_j et le dopage N_{A1} pour que la zone de charge d'espace puisse s'étendre dans le substrat ? On posera :

$$\Phi_{F1} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_{A1}}{n_i}\right) \tag{II.1}$$

II.3. Etablir l'expression littérale du potentiel de surface, Ψ_s , en supposant que la zone désertée s'étend au-delà de y_j .

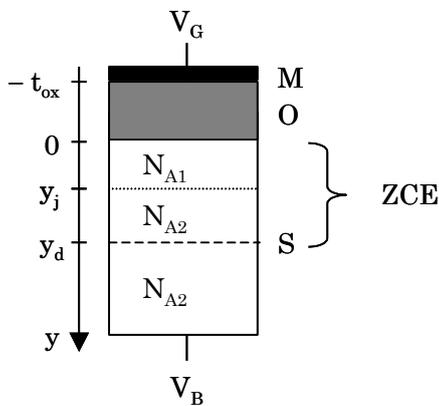


Figure II.1

DS de micro-électronique 2005/2006 Partie 2

Le 9 janvier 2006

Durée : 1 h

- ❑ Cours, documents et calculatrice non autorisés.
- ❑ Vous répondez directement sur cette feuille
- ❑ Tout échange entre étudiants (calculatrice, stylo, réponses...) est interdit et sanctionné par l'exclusion immédiate de l'examen.
- ❑ Vous êtes prié :
 - d'indiquer votre nom et votre prénom en haut de cette feuille
 - d'éteindre votre téléphone portable (– 1 point par sonnerie).

Le barème est : QCM I (5.2 pts), QCM II (3.2 pts), QCM III (1.6 pts), Exercice I (10 pts).

EXERCICE I : Mémoire non-volatile MNOS

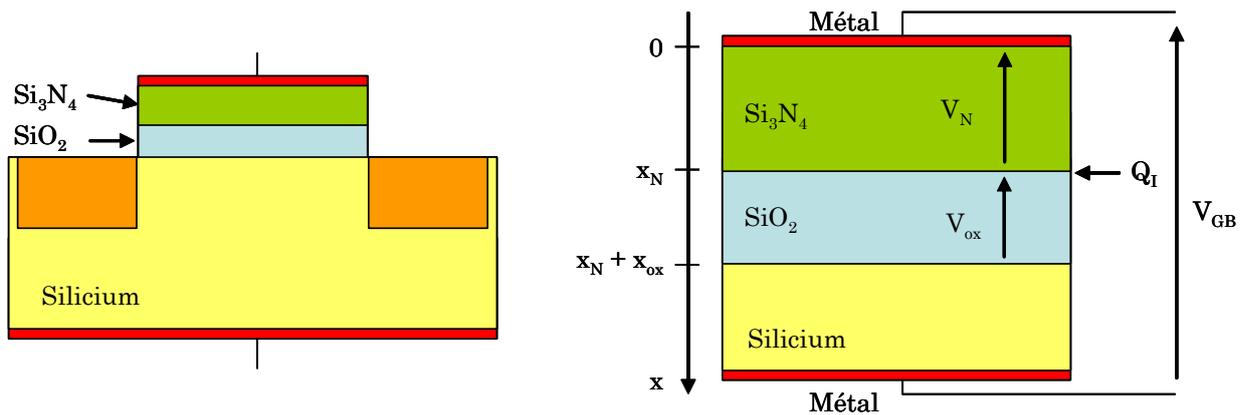


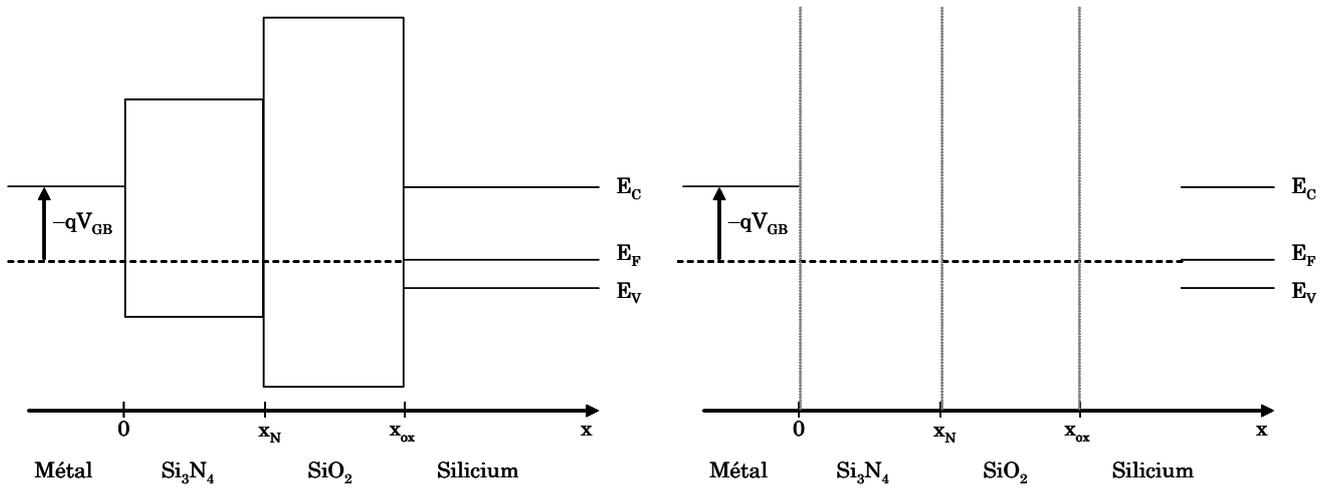
Figure I.1

Comme le montre la figure (I.1), la mémoire MNOS a la même constitution qu'un transistor MOS mais comporte deux couches isolantes superposées au niveau de la grille. On appelle x_{ox} et x_N les épaisseurs d'oxyde (SiO_2) et de nitrure (Si_3N_4). On désigne par ϵ_{ox} et ϵ_N les permittivités de l'oxyde et du nitrure avec $\epsilon_N > \epsilon_{ox}$.

On se propose d'étudier dans cette exercice l'impact d'une charge Q_I à l'interface entre les deux isolants sur la tension de bandes plates du transistor (et donc sur sa tension de seuil) ainsi que le chargement dynamique de cette interface.

I.1. La figure (I.2) donne le diagramme de bande de la structure en régime de bandes plates ($V_{GB} = V_{FB0}$) pour $Q_I = 0$.

I1.a. Compléter la figure (I.3) si on conserve la même tension V_{GB} mais avec $Q_I < 0$. Ne pas oublier d'indiquer V_{ox} et V_N . **(1pt)**



I.1.b. On note C_{ox} et C_N les capacités de l'oxyde et du nitrure et on définit le capacité de l'isolant par : $\frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C_{ox}} + \frac{1}{C_N}$. Quelle épaisseur d'oxyde, x_{ox-Eq} , faudrait-il mettre à la place du nitrure pour obtenir la même valeur de capacité C_N ? **(0.5pt)**

Que pouvez vous dire de x_N par rapport à x_{ox-Eq} ? **(0.25pt)**

Donner alors la nouvelle expression de C_{tot} en fonction de x_{ox} et x_{ox-Eq} . **(0.25pt)**

I.1.c. Avec $Q_I < 0$ et en régime de bandes plates, quelle est la valeur de Q_{SC} ? **(0.25pt)**

En déduire les expressions de V_{ox} et V_N **(0.75pt)**. On rappelle l'utilisation du théorème de Gauss à la figure (I.3).

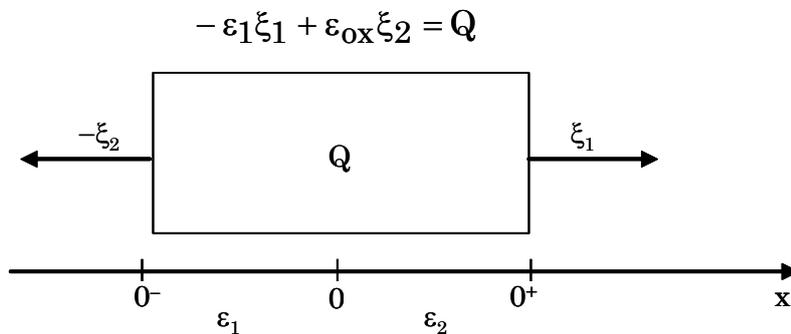


Figure I.3.

I.1.d. Donner l'expression de la tension de bandes plates, V_{FB} , en fonction de V_{FB0} et Q_I . **(0.5pt)**

I.2. On se place à présent hors du régime de bandes plates à des potentiels de grille très importants et on suppose que le potentiel de surface Ψ_s est négligeable. L'équation aux potentiels est donnée par :

$$V_{GB} = V_{FB0} + V_N + V_{ox} \quad (I.1)$$

I.2.a. Donner l'expression du champ électrique dans le nitrure en fonction de Q_I et V_{ox} . Avec la définition des signes de la figure (I.1), donc dans le sens opposé à l'axe des x , on rappelle que $\xi = \frac{V}{X}$ et non $\xi = -\frac{V}{X}$ **(1pt)**.

Modifier alors l'expression de l'équation aux potentiels. Dans cette expression, vous pouvez reconnaître le terme V_{FB} . **(0.5pt)**.

I.2.b. A partir de l'équation aux potentiels, donner l'expression du champ électrique dans l'oxyde en fonction, notamment, de V_{GB} , QI et V_{FB0} . **(1pt)**

Que se passe-t-il pour ξ_{ox} lorsque QI croît par valeur positive ou négative ? **(0.5pt)**

I.3. Lorsqu'on applique une forte tension de grille positive, des densités de courants d'électrons apparaissent dans l'isolant (J_{ox} pour l'oxyde et J_N pour le nitrure) faisant varier la charge QI (charge par unité de surface). J_{ox} et J_N ont pour origine les électrons qui pénètrent le SiO_2 en provenance du silicium. Afin de simplifier le problème, nous supposons que les deux courants sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} J_N = \text{constante} \\ J_{ox} = J_A \exp\left(-\frac{\xi_0}{\xi_{ox}}\right) \end{cases} \quad (I.2)$$

où J_A et ξ_0 sont des constantes positives. D'autre part, on supposera qu'à l'instant $t = 0$ la charge QI est nulle.

I.3.a. A partir de la figure (I.4), donner la relation différentielle reliant J_{ox} , J_N et QI . **(0.5pt).**

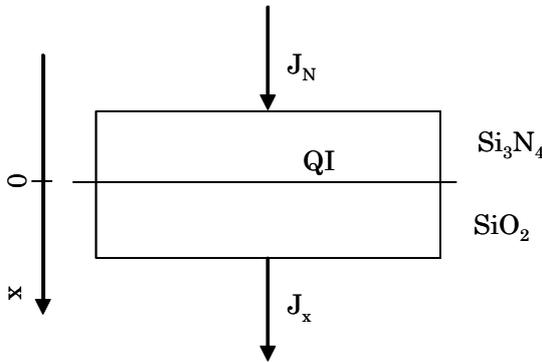


Figure I.4.

I.3.b. Que pouvez-vous dire de la densité de courant J_{ox} lorsque la tension aux bornes de l'oxyde tend à s'annuler **(0.5pt)**.

I.3.c. Quelle est le signe de QI pour $t > 0$ si initialement l'oxyde est plus conducteur que le nitrure ? **(0.5pt)**.

I.3.d. Si la tension V_{GB} est maintenue constante indéfiniment, QI atteint une valeur limite $QI(t \rightarrow \infty)$, pourquoi ? **(1pt)**.

II.3.e. Supposons que pour un potentiel V_{GB} donné, le champ électrique dans l'oxyde soit de la forme :

$$\xi_{ox} = A + B \times QI \quad (I.3)$$

Donner l'expression de la charge $QI(t \rightarrow \infty)$. **(0.5pt)**.

II.3.f. Si à présent, on ramène la tension V_{GB} à 0 volt, quel sera instantanément le signe de V_{ox} et V_N et que risque t'il de se passer pour la charge QI ? **(0.5pt)**.