

République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de
l'enseignement supérieur et de la recherche
scientifique



Université de Saïda-Dr Moulay Tahar

Département d'électronique
Spécialité : électronique d'instrumentation

Thème

Présente par :

Kourat Abdelkader Amine et Chahar Mohamed Bachir.

Modélisation et simulation analytique des
caractéristiques de sortie du transistor MOSFET

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de

Master

Soutenu le Septembre 2020 devant le jury composé de

M^r Nadir Chami

M^r Bouziane Nasserddine

M^{me} Aboura Lamia

MAA Université Dr Tahar Moulay - Saïda Président

Docteur-Encadreur

MCB Université Dr Tahar Moulay – Saïda Examineur

Année Universitaire 2019-2020

Dédicace

Je dédie ce mémoire

À mes parents

À mes frères et mes sœurs

À ma famille

À mes amis

À tous ceux qui me sont très chers

Remerciement

Avant tout, nous remercions Allah le tout puissant qui nous a données la force pour réaliser cet ouvrage que nous souhaitons qu'il atteindra nos aspirations, si Dieu le veut.

Nous tenons à exprimer nos remerciements les plus sincères à notre encadreur **Dr Nassreddine Bouziane** d'avoir bien voulu m'encadrer.

Nous adressons nos sincères remerciements à tous les professeurs, intervenants et toutes les personnes qui par leurs paroles, leurs écrits, leurs conseils et leurs critique ont guide mes réflexions et on accepte de me rencontrer et de répondre à nos question durant nos recherche.

A tous ces intervenants, nous présentons nos remerciements, notre respect et notre gratitude.

Table des matières

Liste des Figures :	5
Liste des Tableaux :	7
Introduction générale :	8
CHAPITRE 1 : Etat de l'art du transistor FET	10
I.1 Introduction.....	11
I.2 Transistor à effet de champ FET:.....	11
I.2.1 Le Transistor JFET:	11
I.2.2 Description du MESFET	12
I.2.3 Le Transistor MOSFET	13
I.2.3.1 Structure possible du transistor MOSFET:.....	14
I.2.3.2 Transistor MOSFET a canal n:	14
I.2.3.3 MOSFET a appauvrissement de canal.....	14
I.2.3.4. MOSFET a enrichissement de canal:	15
I.3 Fonctionnement du transistor MOSFET à canal N:.....	15
I.3.1 Etat d'équilibre :	16
I.3.2 Polarisation du transistor :	16
I.4 Application du transistor MOSFET	17
I.4.1 Application au capteur :.....	18
I.4.1.1 Capteur de PH ISFET:	18
I.4.1.2 Capteur de gaz à transistors à effet de champs (GASFET)	19
I.4.1.3. Principe de fonctionnement d'un capteur à gaz :.....	20
I.5 Conclusion :	21
Références de chapitreI	22
CHAPITRE II : Modulation du transistor MOSFET	23
II.1 Introduction :	24
II.2 Détermination du courant de drain :	24
II.2.1 Régime d'inversion :.....	24
II.2.2 Cas idéal	25
II.2.2.1 Régime linéaire.....	27
II.2.2.2 Régime de saturation	27
II.2.2.3 La conductance.....	28
II.2.2.4 La transconductance	28
II.2.2.5 La mobilité	29

II.2.3 Cas réel :	29
II.2.3.1 Le régime de fort inversion	29
II.2.3.2 La mobilité dans le cas réel	32
II.3 Conclusion :	33
Références de chapitreII.....	34
CHAPITRE III : simulation analytique du transistor MOSFET et application à la détection	35
III.1 Introduction	36
III.2 La structure d'étude	36
III.3 Simulation analytique des caractéristiques électriques du transistor MOSFET idéal :	36
III.3.1 Influence de l'épaisseur de l'oxyde:.....	38
III.3.2 Influence du dopage :.....	41
III.3.3 Influence de la longueur du canal	44
III.4 Simulation analytique des caractéristiques électriques du transistor MOSFET réel :.....	46
III.4.1 Influence de la tension bulk-source :	47
III.4.2 Influence de la Quantité de charge Q_{ox} :	50
III.4.3 Influence du travail sortie du métal Φ_m	51
III.5 Application la structure MOSFET a la détection (ISFET).....	53
III.5.1 Simulation ladétection de l'ISFET	54
III.6 Conclusion :.....	55
Références de chapitreIII.....	56
Conclusion général :	56
Annex :.....	58

Liste des Figures :

Figure(I.1) Structure du transistor JFET	11
Figure(I.2) principe de fonctionnement du JFET.....	12
Figure(I.3) Structure du MESFET GaAs	12
Figure(I.4) Transistor à effet de champ à grille Schottky, le MESFET	13
Figure(I.5) représentation schématique d'un transistor MOSFET	13
Figure(I.6) représentation symbolique d'un transistor MOSFET	14
Figure(I.7) MOSFET a appauvrissement de canal	15
Figure(I.8) Différents régimes de polarisation du transistor MOSFET	16
Figure(I.9) Schéma d'un ISFET	18
Figure(I.10) Schéma d'un capteur de gaz de type GASFET	19
Figure(I.11) schéma simplifié d'un capteur de gaz	20
<hr/>	
Figure(II.1) L'évolution de la réduction des dimensions du transistor MOSFET	24
Figure(II.2) Structure MIS en régime inversion	25
<hr/>	
Figure(III.1) structure de simulation analytique	36
Figure(III.2) l'organigramme du tracé des caractéristiques $I_{ds}=f(V_{ds})$ et $I_{ds}=f(V_{gs})$	37
Figure(III.3) Variation de la caractéristique de sortie en fonction de l'épaisseur de l'oxyde a $V_{gs}=4.5V$	39
Figure(III.4) Variation de la caractéristique de transfert en fonction de l'épaisseur de l'oxyde a $V_{ds}=3V$	39
Figure(III.5) Variation de la tension de seuil en fonction de l'épaisseur de l'oxyde.	40
Figure(III.6) Variation de la conductance en fonction de l'épaisseur de l'oxyde a $V_{gs}=4.5V$	40
Figure(III.7) Variation de la transconductance en fonction de l'épaisseur de l'oxyde a $V_{ds}=3V$	41
Figure(III.8) Variation de la caractéristique de sortie en fonction du dopage a $V_{gs}=4.5V$	42
Figure(III.9) Variation de la caractéristique de transfert en fonction du dopage a $V_{ds}=3V$	42
Figure(III.10) Variation de la tension de seuil en fonction du dopage	43
Figure(III.11) Variation de la conductance en fonction du dopage a $V_{gs}=4.5V$	43
Figure(III.12) Variation de la transconductance en fonction du dopage a $V_{ds}=3V$	44
Figure (III.13) Variation de la caractéristique de sortie en fonction de la longueur du canal a $V_{gs}=4.5V$	45
Figure.(II.14) Variation de la caractéristique de transfert en fonction de la longueur du canal a $V_{ds}=3V$	45
Figure(III.15) Variation de la conductance en fonction de la longueur du canal $V_{gs}=4.5V$	46
Figure(III.16) Variation de la transconductance en fonction de la longueur du canal a $V_{ds}=3V$	46

Figure(III.17) Influence de la tension bulk -source sur la caractéristique de sortie à $V_{gs}=4.5V$	48
Figure(III.18) Influence de la tension bulk source (a) sur la caractéristique de transfert $V_{ds}=3V$ (b) sur la tension de seuil	48
Figure(III.19) (a) Variation du courant de transfert en échelle semi- logarithmique en fonction de la tension source-bulk a $V_{ds}=3V$. (b) Variation de SS en fonction de V_{sb} .	49
Figure(III.20) Influence de la quantité de charges sur la caractéristique de sortie à $V_{gs}=4.5V$	50
Figure(III.21) Influence de la quantité de charge Q_{OX} (a) sur la caractéristique de transfert $V_{ds}=3V$ (b) sur la tension de seuil	50
Figure(III.22) (a) Variation du courant de transfert en échelle semi- logarithmique en fonction de la Quantité de charge Q_{ox} a $V_{ds}=3V$. (b) Variation de SS en fonction de Q_{ox}	51
Figure(III.23) Influence de la Φ_m sur la caractéristique de sortie à $V_{gs}=4.5V$	52
Figure(III.24) Influence de Φ_m (a) sur la caractéristique de transfert $V_{ds}=3V$ (b) sur la tension de seuil	52
Figure(III.25) (a) Variation du courant de transfert en échelle semi- logarithmique en fonction de Φ_m a $V_{ds}=3V$. (b) Variation de SS en fonction de Φ_m .	53
Figure(III.26) caractéristique de transfert $I_{ds}=f(V_{gs})$ pour différent valeur de pH à $V_{ds}=1V$	55

Liste des Tableaux :

Tableau(III.1) les paramètres de simulation analytique du MOSFET en cas idéal	38
Tableau(III.2) les paramètres de simulation analytique du MOSFET en cas réelle	47
Tableau(III.3) rapport I_{ON}/I_{OFF} en fonction de V_{sb}	49
Tableau(III.4) rapport I_{ON}/I_{OFF} en fonction de Q_{ox}	51
Tableau(III.5) rapport I_{ON}/I_{OFF} en fonction de Φ_m	53

Introduction Générale

Introduction général :

Petit à petit, notre quotidien s'est enrichi de nombreux dispositifs issus de l'industrie de l'instrumentation (capteurs) qui et parfois basé sur la Microélectronique. Ses produits de service mettent en commun la présence de composants électroniques tels que le transistor à effet de champ.

Alors que Lilienfeld développe le concept du transistor à effet de champ en 1926, Kahng et Attala aient l'idée du transistor MOS en 1960. En 1963, Hofstein et Heiman proposent le transistor à effet de champ MOSFET. De nos jours, celui-ci joue un rôle central dans la technologie silicium [1].

Dans le cadre de notre étude nous nous intéressons à la modélisation et la simulation électrique du transistor MOSFET à base de silicium.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

- ✓ Chapitre I : état l'art du transistor FET
- ✓ Chapitre II : modélisation du transistor MOSFET
- ✓ Chapitre III : simulation analytique du transistor MOSFET et application à la détection

Dans un premier chapitre, nous montrerons un état de l'art sur les transistors FET en général, nous présentons une description sur les familles du transistor FET, et quelque description sur les capteurs chimiques ISFET et GAZFET

Dans un deuxième chapitre, nous approfondirons la théorie sur le principe de fonctionnement MOSFET à travers le développement des formules.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons et analyserons les résultats de simulation analytique des caractéristiques électriques du MOSFET à base silicium .Nous aborderons dans ce chapitre les variations apportées par les paramètres physiques , géométriques et même électrique sur les caractéristiques électrique de MOSFET à partir de l'implémentation des équations de chapitre II dans une programme de calcul écrire dans logiciel C++. En plus donnant l'exemple de détection p H a travers caractéristique électrique de l' ISFET

Enfin, nous donnerons une conclusion générale dans laquelle nous reprenons l'essentiel des différents résultats obtenus au cours de la simulation

[1] BOUZIANE NASSREDDINE Mémoire de Magistère à U.D.L (Mars 2012)

Chapitre 1

Etat l'art du transistor FET

I.1 Introduction

Les premiers transistors à effet de champ étaient de type à jonction ou JFET, mais au milieu des années 70 un nouveau type apparut : le MOSFET (Metal Oxyde Semi conductor Field Effect Transistor) qui connut un très important développement, notamment dans les circuits intégrés numériques. En 1977, fut introduit le premier transistor MOSFET de puissance [1].

Dans la première partie dans ce chapitre, nous essayerons de donner un aperçu général sur Transistor à effet de champ FET, plus particulièrement, leur définition, et fonctionnements, et dans la deuxième partie nous présenterons le fonctionnement transistor MOSFET, et les applications de transistor MOSFET surtout sur les capteurs (ISFET, GAZFET)

I.2 Transistor à effet de champ FET :

En général les transistors à effet de champ comportent trois électrodes :

- Une électrode qui injecte les porteurs dans la structure : la **source**.
- Une électrode qui recueille les porteurs : le **drain**.
- Une électrode où est appliquée la tension de commande : la **grille**.
- La partie de semi-conducteur située sous la grille est souvent appelée le **canal**.

I.2.1 Le Transistor JFET :

Fonctionnement :

En fonctionnement normal, la jonction Grille-Canal est polarisée en inverse : Le courant d'entrée I_g est donc négligeable. Le courant de Drain = le Courant du canal.

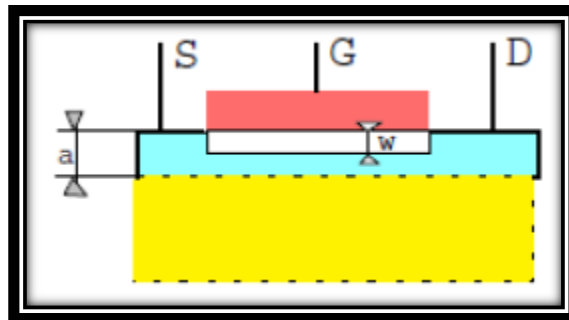


Figure (I.1) : Structure du transistor JFET

Pour les tensions V_{ds} faibles, le canal se comporte comme une résistance ohmique dont la valeur est fonction de sa section et donc de la tension inverse entre la grille et la source. Le JFET est alors équivalent à une résistance

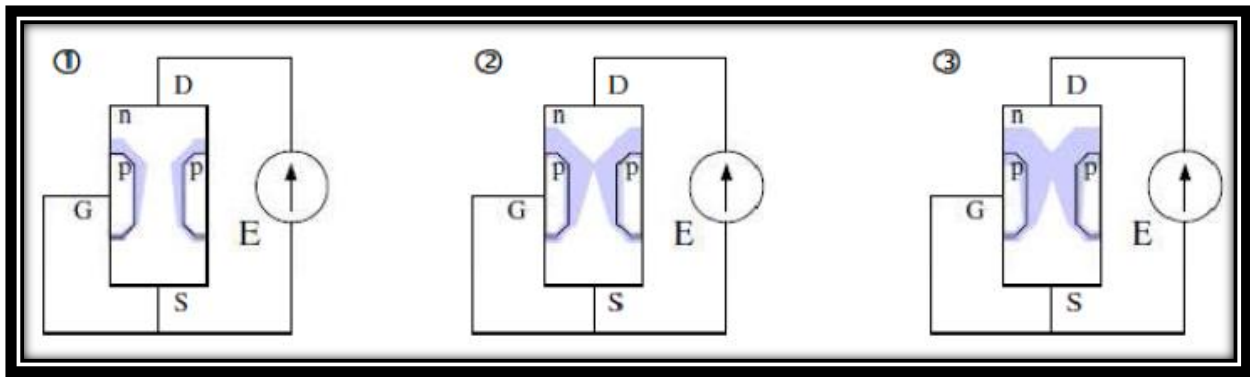


Figure (I.2) : principe de fonctionnement du JFET [1]

commandée par une tension. Pour une valeur V_P suffisamment négative de V_{gs} , la conduction s'annule. On dit que le canal est « pincé » et que V_P est la tension de pincement.

I.2.2 Description du MESFET

Les transistors à effet de champ métal/semi conducteur MESFET sont fabriqués, en général, en matériaux semi conducteurs III -V, de type N comme l'arséniure de gallium GaAs. Les mobilités très élevées des porteurs de charge dans GaAs contribuent à abaisser les résistances en série à la source et au drain qui s'ajoutent à la résistance du canal modulé par la tension de grille. En outre, les électrons atteignent des grandes vitesses de dérivé à saturation. Cela permet donc d'augmenter la fréquence de coupure des dispositifs construits sur ce principe.

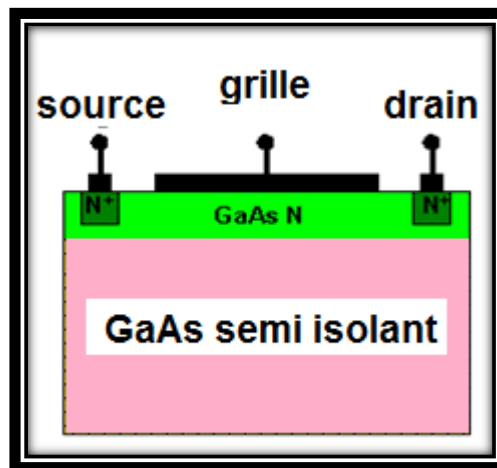


Figure (I.3) : Structure du MESFET GaAs [2]

Fonctionnement

Le principe de fonctionnement du MESFET GaAs est basé sur la modulation de la conductance entre deux contacts ohmiques appelés "Source" et "Drain", par l'action électrostatique d'une électrode de commande dénommée "Grille".

La variation de cette conductance est proportionnelle au nombre de porteurs libres dans le canal, et donc au courant entre source et drain. C'est l'effet d'amplification transistor qui permet de transformer un faible signal appliqué sur la grille en un signal plus fort récupéré sur le drain.

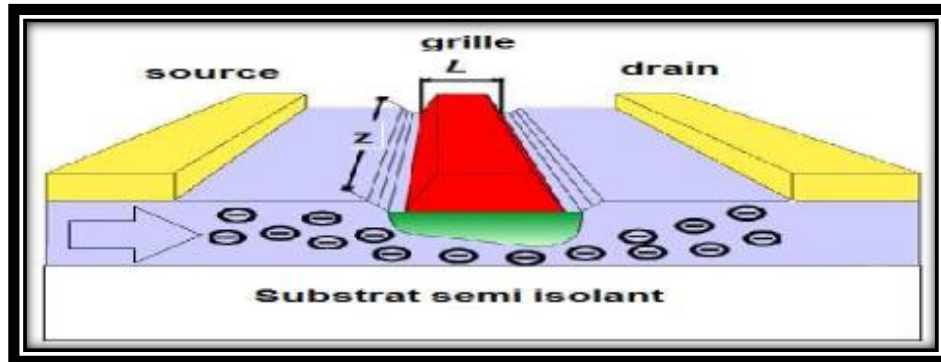


Figure (I.4) : Transistor à effet de champ à grille Schottky, le MESFET [3]

I.2.3 Le Transistor MOSFET

Le transistor MOSFET est le dispositif le plus répandu dans la production actuelle des composants semi-conducteurs, il est le composant de base de tout circuit intégré MOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor). La technologie MOS est basée sur l'utilisation de deux types de transistors complémentaires le transistor n-MOSFET dont les porteurs sont des électrons et le transistor p-MOSFET dont les porteurs sont des trous. La technologie MOS englobe plus de 80 % de la production mondiale de circuits intégrés, grâce aux qualités de faible consommation et de faible taille.

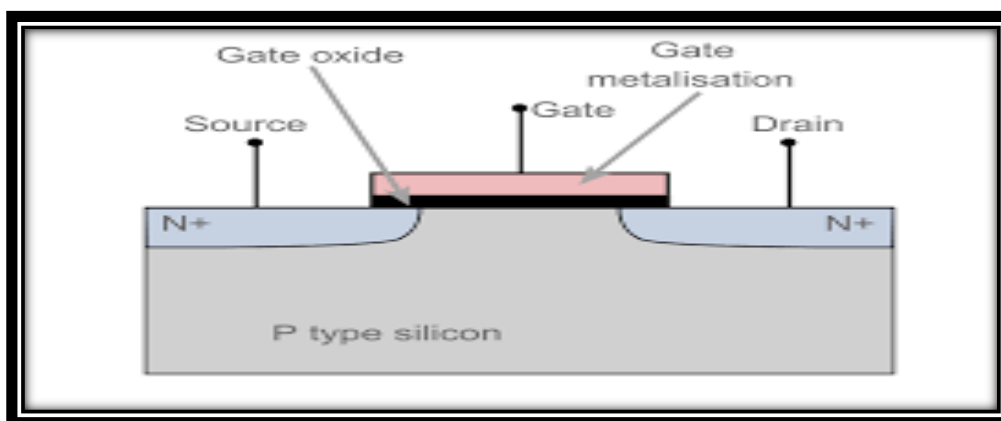


Figure (I.5) : représentation schématique d'un transistor MOSFET [3]

I.2.3.1. Structure possible du transistor MOSFET :

Selon les 2 types du substrat P ou N on peut concevoir deux types transistors: MOSFET les N-MOSFET et P-MOSFET respectivement.

1.2.3.2 Transistor MOSFET à canal N:

Dans les transistors N-MOSFET, le substrat est de type P. Dans ce cas la grille est polarisée positivement par une tension V_{gs} suffisante, qui va peupler l'interface SC-oxyde, d'électrons permettant l'apparition de deux zones peuplées d'électrons la source et le drain reliées par un canal rempli d'électrons, et la tension V_{ds} doit être positive afin de drainer ces électrons, le courant circule du drain vers la source [2]

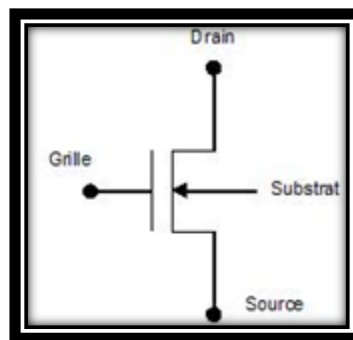


Figure (I.6) : représentation symbolique d'un transistor MOSFET[3]

Dans les transistors P-MOSFET, le substrat est de type N Le P-MOSFET, dont la grille est polarisée négativement par une tension V_{gs} suffisante, qui va peupler de trous l'interface SCoxyde, et qui donne deux zones peuplées de trous , la source et le drain relié par un canal rempli de trous V_{ds} doit être négative afin de drainer ces trous ; le courant donc de la source vers le drain .

Selon la réalisation du canal on peut classer les MOSFET en deux types fondamentaux qui sont les MOSFET à appauvrissement (Déplétion) D-MOSFET, et les MOSFET à enrichissement (Enchantement) E-MOSFET

1.2.3.3. MOSFET à appauvrissement de canal :

Dans le cas des MOSFET à appauvrissement de canal des étapes technologiques supplémentaire permettent de fabriquer ce canal qui existe déjà avant toute polarisation de la grille. Les MOSFETs à appauvrissement sont donc passants sans tension de commande sur grille (NORMALLY ON), ils deviennent de moins en moins conducteurs au fur et à mesure que la tension de commande augmente pour finalement se bloquer au-delà d'une tension de blocage V_{gsoff} .

Ou rie cas du D-MOSFET Canal N, st on applique une tension négative sur la grille Para rapport au substrat, les électrons sont repousses et la conductivité du Canal diminue. Contrairement à cela, pour du D-MOSFET à canal P, si on applique une tension positive u grille par rapport au substrat, les trous sont repoussés et la conductivité du canal diminue

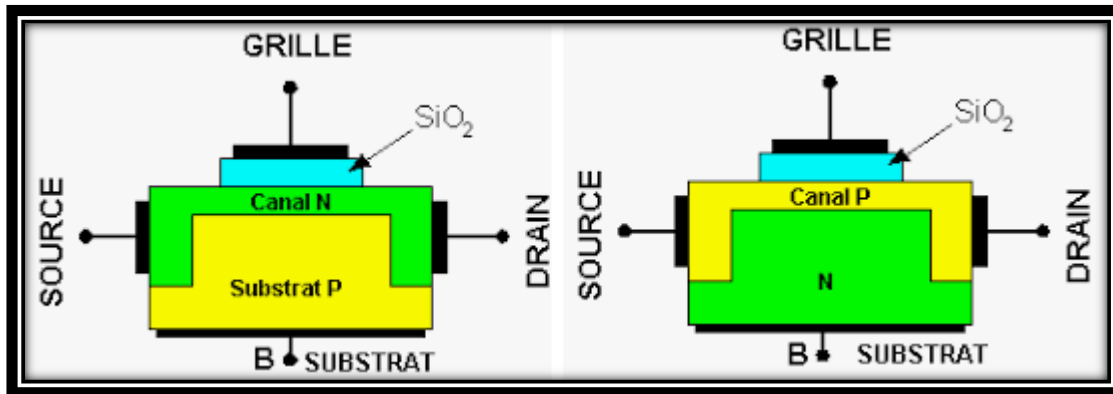


Figure (I.7) : MOSFET a appauvrissement de canal

I.2.3.4. MOSFET a enrichissement de canal

Dans les transistors MOSFETs à enrichissement de canal, ce dernier est induit Suite a c tension V_{gs} applique sur la grille du transistor. Les transistors MOSFEISa c enrichissement sont bloqués sans tension de commande sur la grille (NORMALLY OF). is deviennent passants a partir d'une certaine tension de grille V_T (threshold voltage) qui est la tension appliquée entre la grille et le substrat, entraînant l'inversion de la nature du substrat sous la grille. $|V_{os} > |V_{nl}$, et le transistor devient passant.

Dans le cas d'un transistor MOSFET à canal N et à enrichissement de canal, l'application d'une tension positive sur la grille permet d'attirer les électrons à l'interface isolant/semi-conducteur et on repousse les trous. A partir d'une certaine tension V_T , une couche d'inversion apparait et le transistor devient de plus en plus passant. Contrairement au N-MOSFET, dans le cas d'un transistor MOSFET à canal P et à enrichissement de canal, l'application d'une tension négative sur la grille par rapport au substrat va permettre de repousser les électrons majoritaires et les trous minoritaires sont attirés. A partir d'une tension de seuil V_T , une couche d'inversion apparait et le transistor devient de plus en plus passant

I.3 Fonctionnement du transistor MOSFET à canal N :

La figure(I.3) présente le principe de fonctionnement du transistor à canal N à enrichissement pour les différents régimes de polarisation.

I.3.1 Etat d'équilibre :

En l'absence de toute polarisation, la capacité MOS est en régime de déplétion, le transistor est normalement bloqué voir Figure. (I.3.a).

I.3.2 Polarisation du transistor :

Le transistor est polarisé dans l'état conducteur par une tension grille-source V_{gs} positive, supérieure à la tension de seuil V_T de la capacité MOS voir Figure. (I-3-b). Une couche d'inversion de type n crée un canal conducteur qui relie la source au drain. Le drain est polarisé positivement par rapport à la source par une tension V_{ds} , un courant de drain I_{ds} circule dans le canal. Plus la tension appliquée à la grille augmente, plus le nombre des porteurs sur la surface du semiconducteur augmente la conductance du transistor augmente.

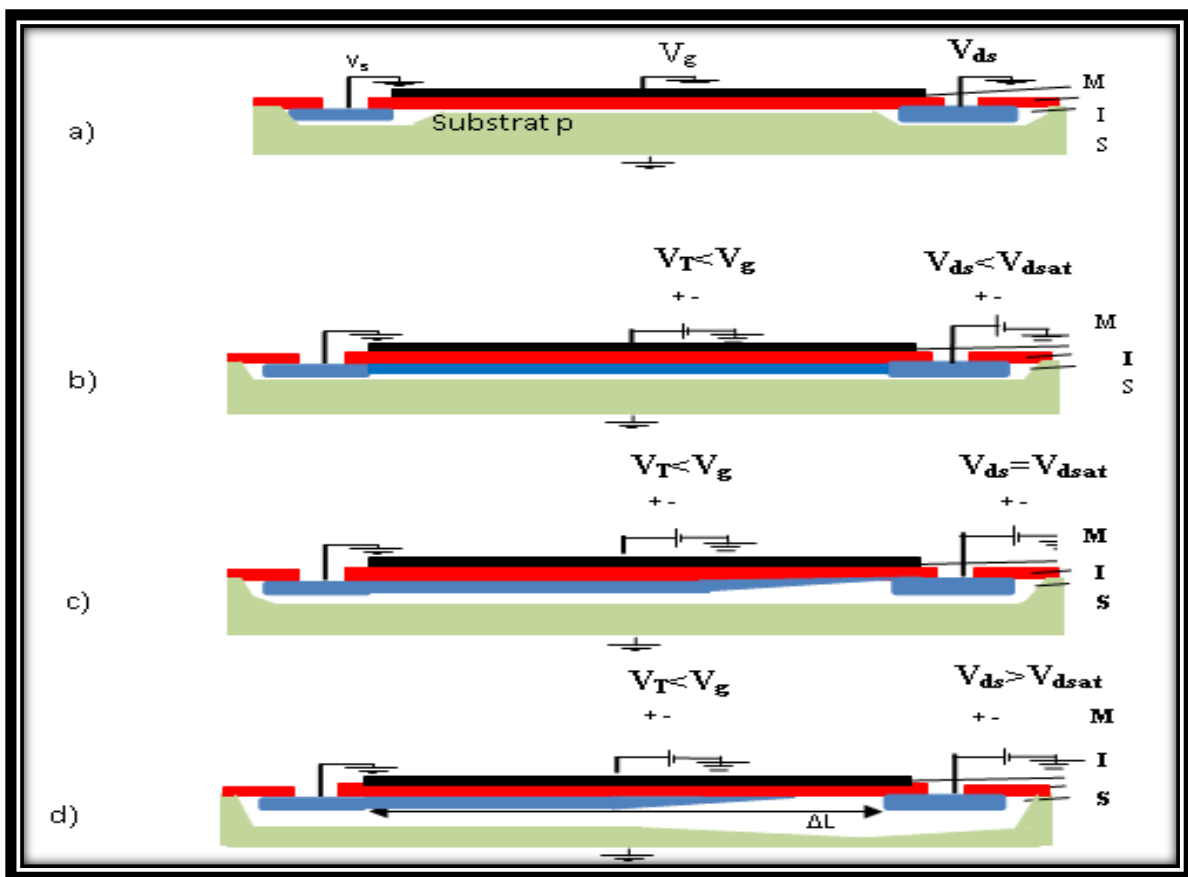


Figure (I.8) : Différents régimes de polarisation du transistor MOSFET [3]

Pour $V_{gs} > V_T$, le comportement du transistor varie alors pour les différentes variations de la tension drain-source V_{ds}

➤ $V_{ds} \ll V_{ds-sat}$: La tension de drain est faible, la variation de la conductance du canal est négligeable, le courant de drain varie proportionnellement à la tension drain-source, le transistor fonctionne en **régime linéaire**.

➤ $V_{ds} < V_{ds-sat}$: Quand la tension drain-source augmente, la variation de la tension de polarisation de la capacité MIS le long du canal devient importante, la densité d'électrons dans la couche d'inversion diminue, la conductance du canal diminue. Le courant de drain présente alors une variation sous-linéaire avec la tension drain-source et amorce une saturation. Pour une certaine valeur de V_{ds} , la capacité MOS n'est plus en inversion côté drain, la conductivité du canal s'annule au voisinage du drain, c'est le **régime de pincement**, la tension drain-source correspondante est appelée tension de saturation V_{ds-sat} , le courant correspondant est appelé courant de saturation I_{ds-sat} .

➤ $V_{ds} > V_{ds-sat}$: Quand la tension drain-source augmente au-delà de la tension de saturation, la région voisine du drain n'est plus en inversion, le point de pincement, dont le potentiel reste constant, se déplace vers la source. L'excédent de tension V_{ds} se retrouve aux bornes de la zone de déplétion qui s'établit entre le point de pincement et le drain. La tension aux bornes du canal conducteur reste constante et égale à V_{ds-sat} .

I.4 Application du transistor MOSFET

Le transistor MOSFET est utilisé dans de multiples applications. Il est utilisé comme amplificateurs dans certaines applications analogiques. Il est aussi utilisé comme bit pour stocker et lire l'information sous forme de zéros et uns. Son utilisation est plus importante dans les applications numériques comme élément de base de différentes fonctions logiques (porte AND, OR,..). On peut distinguer deux catégories importantes d'applications

- Applications haute performance HP (« High Performance ») comme le microprocesseur pour les ordinateurs de bureau pour lesquelles la fréquence de commutation du transistor est privilégiée par rapport à la consommation.
- Applications à basse consommation avec un compromis sur la fréquence de commutation du transistor :
 - Les dispositifs à faible puissance active LOP (« Low Operating Power »), ce sont des dispositifs à basse consommation en fonctionnement tels que les ordinateurs portables
 - Les dispositifs à faible puissance statique LSTP (« Low Standby Power»), ce sont des dispositifs nécessitant un faible courant de repos (lorsque le transistor est bloqué) pour obtenir une meilleure autonomie tels que les téléphones portables [1]

I.4.1 Application au capteur :

L'intégration et la miniaturisation des microsystèmes et microcapteurs chimiques sont des points essentiels pour améliorer les performances des analyses en milieux aqueux. Ces capteurs servent à transformer les grandeurs chimiques en signaux électriques qui seront traités afin de réduire les influences parasites (dérive, température, lumière, ...). L'utilisation des technologies de la microélectronique pour la réalisation de ces capteurs permet une intégration et de faibles coûts de production grâce à la fabrication collective [4].

I.4.1.1 Capteur de PH ISFET:

En général les capteurs chimiques sont utilisés pour détecter les espèces chimiques telles que les ions, pH, l'oxygène, ou des espèces biologiques telles que les enzymes par exemple [5].

sphère buccale ».Le premier concept des microcapteurs chimiques ChemFET (Chemicalfieldeffect transistor) a été proposé par Bergveld en 1970. Il a mis en évidence la sensibilité aux ions H_3O^+ d'un transistor MOSFET (Métal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) sans grille métallique appelé ISFET (Ion Sensitive Field Effect Transistor). Depuis de nombreuses technologies ont été développées (EnFET, BioFET, DnaFET, ImmunoFET ,...) [6].

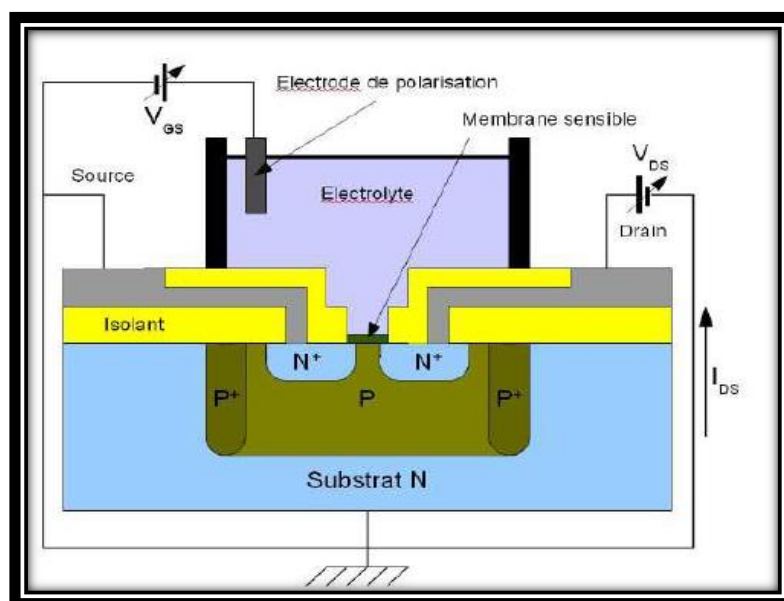


Figure (I.9) : Schéma d'un ISFET

La détection :

Les transistors ISFET sont capables de mesurer la valeur de pH avec une sensibilité linéaire. Le mécanisme exact de cette détection est encore inconnu, mais des phénomènes similaires ont été observés par plusieurs chercheurs. Cela peut être expliqué en utilisant des interfaces

électrolyte-isolant (SiO_2 , SiN_x , Al_2O_3 , AlN , etc) dans les transistors FET à base de silicium à l'aide du modèle du site binding. Selon ce modèle, les groupes hydroxy les (MOH : M représente un atome Si ou un métal) sont formés sur les surfaces isolantes en contact avec des solutions aqueuses, et peuvent être dissociés ou s'associer avec des ions H^+ en fonction de la concentration de H^+ et les constantes d'équilibre des réactions correspondantes, comme suit:



Lorsque la concentration de H^+ en solution diminue, la réaction à droite de l'équation (I.1) devient dominante, entraînant des charges négatives à la surface de l'isolant en raison des hydroxyles déprotonés MO^- . D'autre part, l'augmentation de H^+ peut induire des charges positives à la surface en raison des hydroxyles protonés MOH_2^+ représentée par l'équation (I.2). Cela conduit à des charges de surface dépendante du pH et du potentiel d'interface liquide-solide.

I.4.1.2 Capteur de gaz à transistors à effet de champs (GASFET)

Les capteurs de gaz de ce type ont la structure classique d'un transistor MOS à effet de champs mais dans le cas d'un GASFET la grille est remplacée par un **oxyde métallique sensible au gaz**. L'interaction de l'oxyde métallique avec le gaz à détecter se traduit par une variation de la tension de seuil du transistor. Le principe consiste à intégrer sur la grille du FET une membrane sensible au gaz à détecter. Lors de l'absorption d'un gaz accepteur ou donneur d'électrons il se produit une modification du potentiel au niveau de la surface : ceci va influencer la concentration des porteurs au niveau du canal et donc sa conductance. La figure (I.10) donne le schéma de principe d'un capteur GASFET.

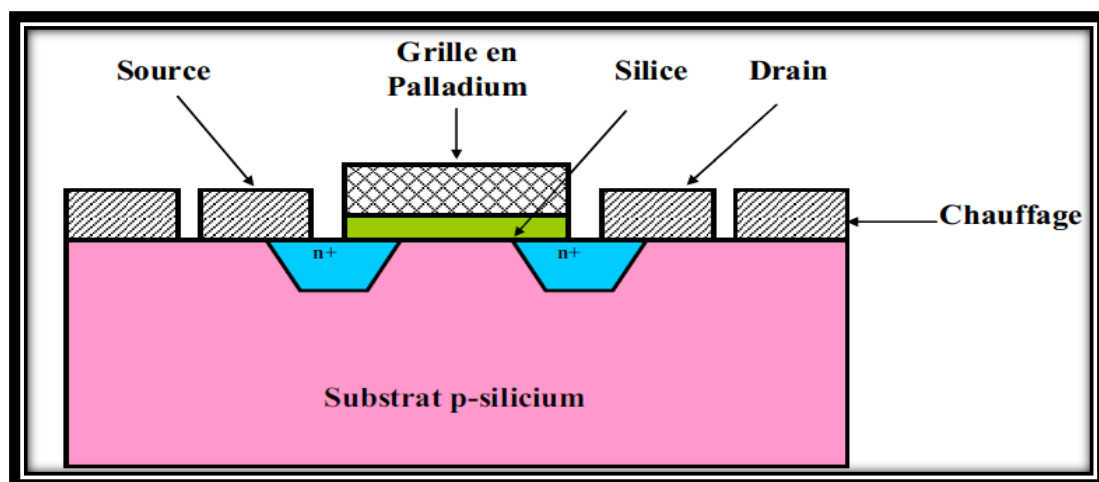


Figure (I.10) : Schéma d'un capteur de gaz de type GASFET

I.4.3.3. Principe de fonctionnement d'un capteur à gaz :

On dénombre plusieurs méthodes de détection de gaz, on peut citer entre autres :

- **La méthode chimique** : elle est parmi les premières méthodes de détection des gaz.

On considère un tube détecteur qui contient une quantité bien précise d'un ou plusieurs réactifs absorbés sur un support inerte qui est généralement le gel de silice à grains fins ou bien l'alumine activée... Ce tube en verre est scellé aux deux extrémités.

Pour l'utiliser, on casse les deux extrémités, on introduit le tube dans une pompe et l'on fait circuler à travers le tube la quantité requise de gaz. Le réactif chimique réagit immédiatement avec le gaz et une couleur se développe à partir de l'entrée du tube.

- **La méthode électrochimique** : Cette méthode qui se base sur les réactions d'oxydo-réduction afin de fabriquer des piles engendre deux capteurs : l'un est un capteur de courant et l'autre un capteur de tension (entre la cathode et l'anode) E appelée force électromotrice.

La figure (I.11) [7] représente un schéma simplifié d'un capteur de gaz auquel est ajouté un amplificateur

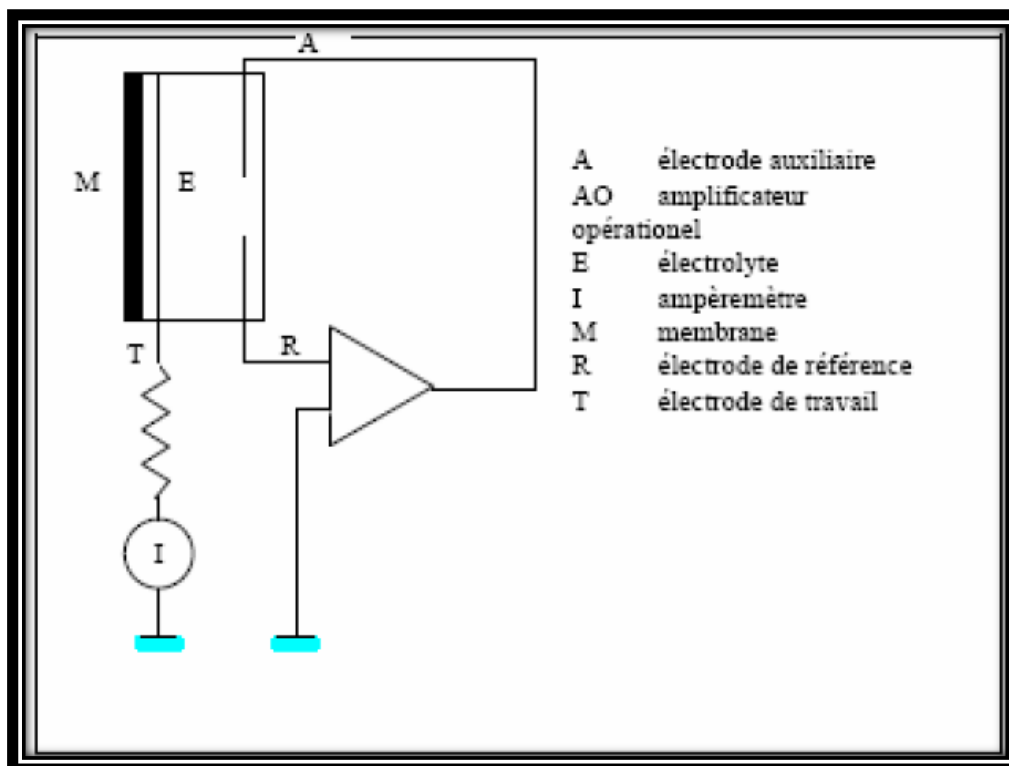


Figure (I.11) : schéma simplifié d'un capteur de gaz

Méthode électronique :

Cette méthode est basée sur le pouvoir oxydo-réducteur des gaz. Le matériau support de la réaction d'oxydo-réduction est un oxyde métallique semi-conducteur utilisé pour ses propriétés particulières vis-à-vis du gaz.

L'idée d'utiliser un matériau semi-conducteur comme élément sensible au gaz vient de M. Brattain et M. Barden en 1952 avec des matériaux tels que le germanium. Plus tard, Seiyama a démontré l'effet de la sensibilité au gaz sur des oxydes métalliques. Taguchi a réalisé [8] les premiers capteurs de type semi-conducteur dans les années 1970.

I.5 Conclusion :

Dans ce premier chapitre nous avons donné la structure et le fonctionnement de chaque composant à effet de champ au cours de ce chapitre on a intéressons à la structure MOSFET et en fin on a voir quelque application de MOSFET sur les domaines microélectronique télécommunication et la détection (capteurs) ce dernier sont actuellement l'objet de nombreuses recherches et développements dans le domaine de la biologie, la médecine la industrie et l'environnements.

Référence :

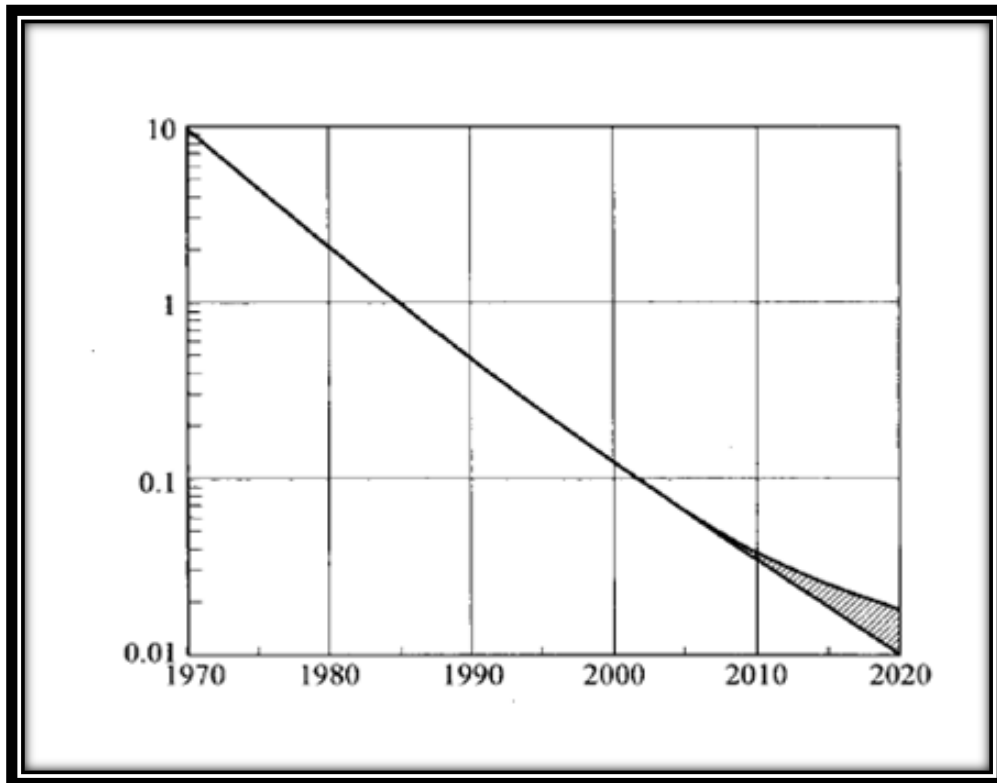
- [1] C. PETER, Transistors à effet de champ, V-3.0, Polytech' Nice Sophia .
- [2] B. BOITTIAUX, Le transistor à effet de champ à jonctions , le 5 avril, 2004
- [3] B.MALLET-GUY, Thèse de Doctorat, Université de Limoges Faculté des Sciences (Mars 2001).
- [4] IRYNA HUMENYUK “Développement des micro-capteurs chimiques ChemFETs pour l’analyse de l’eau ».
- [5] ABDELGHANI KHERRAT « Réalisation de micro-chambres d’analyse chimiques micro-capteurs de pH et micro fluidiques associées ».
- [6] LYES DJEHGAF<< Conception, modélisation et réalisation des micro-capteurs pour l’analyse >>.
- [7] MOUSSOUNI MOHAMMED AKLI, Mémoire de Magistère, Univ Tizi Ouzou (Mai 2010).
- [8] BEATRICE RIVIERE, Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Des Mines De Saint-Etienne (2004).

Chapitre 2

Modélisation du transistor MOSFET

II.1 Introduction :

Le transistor à effet de champ dénommé FET ou TEC repose sur le fonctionnement d'un dispositif semi-conducteur unipolaire, c'est-à-dire. Qu'un seul type de porteur intervient, à cause de là l'industrie de technologies du semi-conducteur a essayé exploité ces dispositif par réduire leurs dimensions pour une meilleure intégration des circuits électroniques. La figure (II-1), nous donne l'évolution de la réduction de la longueur du canal en μm depuis les années 1970



Figure(II.1) L'évolution de la réduction des dimensions du transistor MOSFET [1]

Nous allons présenter les différentes équations qui nous déterminent la variation du courant de sortie du transistor dans les régimes linéaire et de saturation du transistor MOSFET à canal N. Nous traiterons le cas du transistor idéal et celui du transistor réel.

II.2 Détermination du courant de drain : [1,2]

Dans le chapitre I on verra que le régime de forte inversion déclenche la conduction de courant

II.2.1 Régime d'inversion : $V_g \gg 0$

Les bandes du semiconducteur se courbent vers le bas, et le niveau de Fermi intrinsèque E_i coupe le niveau de Fermi E_F à l'interface oxyde/semiconducteur voir figure (II.2). La concentration des électrons minoritaires devient plus importante que celle des trous majoritaires, il y a donc une inversion du type de concentration à l'interface isolant/semiconducteur, c'est le régime d'inversion. Le régime de forte inversion est atteint pour une tension $\psi_s = 2\Phi_{Fi}$. La concentration

en porteurs minoritaires dans ce cas devient égale à la concentration en porteurs majoritaires dans le volume du semiconducteur. Les électrons forment une couche d'inversion très étroite à l'interface oxyde/semiconducteur, alors que la zone de charge d'espace atteint sa valeur maximale.

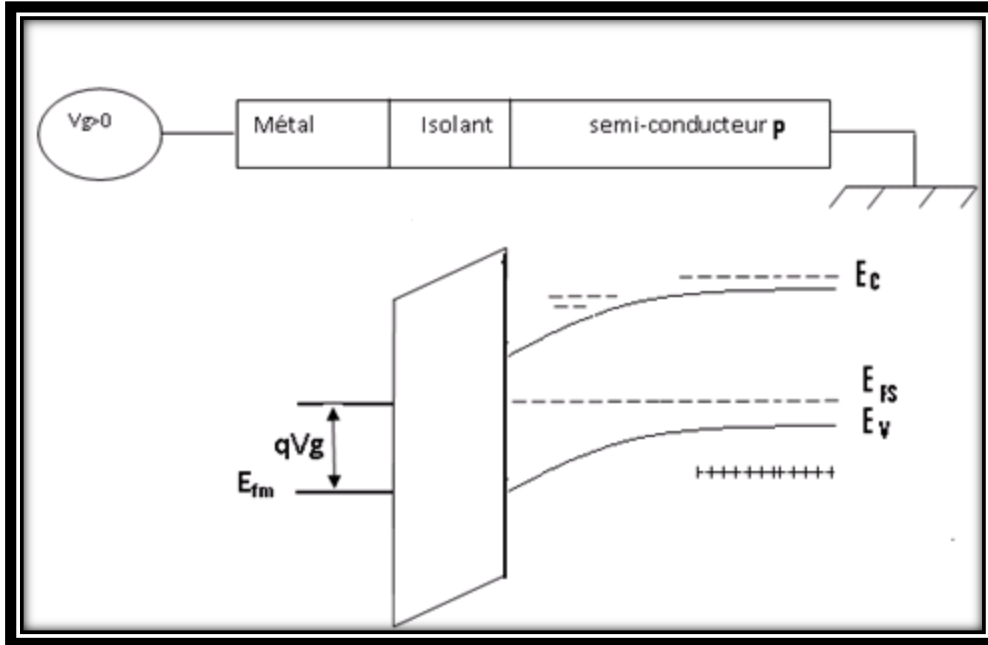


Figure (II.2) : Structure MOS en régime inversion [1]

II.2 .2 Cas idéal :

Pour le calcul du courant de drain dans le cas idéal, on suppose que la capacité MOS est en régime de bandes plates à polarisation nulle, c'est à dire que la différence des travaux de sortie est nulle $\Phi_{ms}=0$, Nous supposons également que les porteurs ont une mobilité constante. Au début, on commence par le calcul de la conductance dans la direction source-drain (direction y) d'un élément de canal de coordonnées x,y,z et de volume $dv=dx dy dz$ qui est donnée par :

$$d^3 g = \frac{\partial(x,y,z) dx dz}{dy} = \mu_n e \frac{n(x,y,z) dx dz}{dy} \tag{II-1}$$

La densité d'électrons est indépendante de z de sorte que l'intégrale sur y donne :

$$d^2 g = \mu_n e z \frac{n(x,y) dx}{dy} \tag{II-2}$$

En intégrant sur la zone d'inversion, on aura :

$$dg = \frac{\mu_n z \int_0^{x_i} e n(x,y) dx}{dy} = -z \mu_n Q_s(y) / dy \tag{II-3}$$

$Q_s(y)$: présente la charge d'électrons dans toute la profondeur de x_i de la zone d'inversion

La loi d'ohm aux bornes de cet élément de canal est donc :

$$i_{ds} = dgdv \quad (\text{II-4})$$

Où le courant de drain I_d est conservatif, c'est à dire constant avec y .

$$i_{ds} dy = -z\mu_n Q(y) dv \quad (\text{II-5})$$

On obtient le courant I_d en intégrant y de 0 à L

$$Q_{sc}(y) = Q_{dep}(y) + Q_s(y) \quad (\text{II-6})$$

La densité de charges participant au courant de drain et donnée par la relation suivante :

$$Q_s(y) = Q_{sc}(y) - Q_{dep}(y) \quad (\text{II-7})$$

Si V_g est le potentiel de la grille et $V_s(y)$ le potentiel de surface du semi conducteur à l'abscisse y , les densités surfaciques de charges développées à cette abscisse dans le métal et le semi-conducteur sont données par la relation suivante :

$$Q_m(y) = -Q_{sc}(y) = C_{ox} (V_g - V_s(y)) \quad (\text{II-8})$$

L'étude de la structure MOS nous a montré qu'en régime de forte inversion, la différence de potentiel entre la surface et le volume du semi conducteur reste sensiblement égale à $2\Phi_{Fi}$.

$$V_s(y) - V(y) = 2\Phi_{Fi} + \left(\frac{2kT}{q}\right) \ln(V_{gs}) \approx 2\Phi_{Fi} \quad (\text{II-9})$$

En extrémité, on a :

$$\text{Côté source : } V(y)=0 \quad V_s(y=0) = V_s(S) = 2\Phi_{Fi} \quad (\text{II-10})$$

$$\text{Côté drain : } V(y)=0 \quad V_s(y=l) = V_s(D) = 2\Phi_{Fi} + V_d$$

$$Q_{sc}(y) = -C_{ox}(V_g - V(y) - 2\Phi_{Fi})$$

La charge de déplétion est donnée par la relation suivante :

$$Q_{dep}(y) = -eN_a W(y) = -\sqrt{2eN_a es (V_s(y) - V_{sub})} = -\sqrt{2eN_a es (V_s(y))} \quad (\text{II.11})$$

On aura donc l'expression du courant de drain :

$$I_{ds} dy = w\mu_n C_{ox} \left[(V_{gs} - 2\Phi_{Fi} - V(y)) - \frac{2}{\sqrt{2}} \gamma \left[(V(y) - 2\Phi_{Fi})^{\frac{1}{2}} \right] \right] \quad (\text{II-12})$$

Avec :

$$\gamma = \frac{\sqrt{2qN_a \Phi_{Fi}}}{C_{ox}}$$

$$I_{ds} = \frac{w}{L} \mu_n C_{ox} \left[\left(V_{gs} - 2\Phi_{Fi} - \frac{V_{ds}}{2} \right) V_{ds} - \frac{2}{3} \frac{\sqrt{2\varepsilon_0 \varepsilon_S q N_A}}{C_i} \left[(V_{ds} + 2\Phi_{Fi})^{\frac{3}{2}} - (2\Phi_{Fi})^{\frac{3}{2}} \right] \right] \quad (\text{II-13})$$

On distingue les deux régimes de fonctionnement :

II.2.2.1 Régime linéaire :

Le régime linéaire a lieu tant que la couche d'inversion existe sur toute la longueur du canal.

$V_{ds} \ll 2\Phi_{Fi}$ et par un développement : $(1+\epsilon)^{3/2} = 1 + 3\epsilon/2$, on a :

$$I_{ds} = \frac{w}{L} \mu_n C_i \left[(V_{gs} - 2\Phi_{Fi}) V_{ds} - \gamma [(V_{ds})(2\Phi_{Fi}) / (2\Phi_{Fi})] \right] \quad (\text{II-14})$$

$$I_{ds} = \frac{w}{L} \mu_n C_i [(V_{gs} - 2\Phi_{Fi}) V_{ds} - \gamma V_{ds}] \quad (\text{II-15})$$

Avec V_T : tension de seuil pour laquelle le transistor atteint le régime de conduction.

$$V_T = \left(2\Phi_{Fi} + \frac{\sqrt{4\epsilon_0 \epsilon_s q N_A}}{C_{ox}} \right) \quad (\text{II-16})$$

On obtient donc :

$$I_{ds} = \frac{w}{L} \mu_n C_{ox} (V_{gs} - V_T) V_{ds} \quad (\text{II-17})$$

II.2.2.2 Régime de saturation :

Quand la tension drain- source augmente au-delà du régime linéaire, la quantité de charges $Q_s(y)$ au point $y=L$ devient nulle.

Pour que la charge $Q_s(y)$ soit égale à zéro, le nombre d'électrons mobiles va diminuer côté drain, ce point est appelé point de pincement sous condition que :

$Q_s(y) = 0$ en $y = L$, pour $V_{ds} = V_{dsat}$

$$0 = -C_{ox} (V_g - V(y) - 2\Phi_{Fi}) - \gamma (V_{dsat} + 2\Phi_{Fi})^{1/2} \quad (\text{II-18})$$

Un petit développement algébrique nous permet d'écrire :

$$V_{dsat} = V_{GS} - 2\Phi_{Fi} + \left(\frac{e N_A \epsilon_s}{C_{ox}^2} \right) \left(1 - \sqrt{1 + \left(\frac{2C_{ox}^2 V_{gs}}{e N_A \epsilon_s} \right)} \right) \quad (\text{II-19})$$

On simplifie considérablement l'expression précédente dans les conditions suivantes : couche d'oxyde très mince et N_A petit alors :

$$V_T = 2\Phi_{Fi} \quad (\text{II-20})$$

$$V_{dsat} = V_{GS} - 2\Phi_{Fi} \quad (\text{II-21})$$

$$I_{dsat} = (Z\mu C_{ox}/2L)(V_{GS} - 2\Phi_{Fi})^2 \quad (\text{II-22})$$

Le courant de saturation garde une valeur constante indépendante de V_{ds} .

II.2.2.3 La conductance :

La conductance du canal indique la quantité de porteurs à travers le canal du transistor en fonction de la tension appliquée entre le drain et la source avec une tension de grille constante.

Dans la zone de saturation du courant I_{ds} , l'expression de la conductance est donnée par :

$$g_d = \left(\frac{dI_D}{dV_{ds}}\right) = \frac{w}{L}\mu_n C_{ox}(V_{GS} - V_T) \quad (\text{II-23})$$

Lorsque la tension drain source est égale à V_{dsat} , le point de pincement se situe au contact du drain, la longueur du canal conducteur est L .

Après ce point, la variation de la conductance étant linéaire avec la longueur du canal, on peut écrire le courant de drain en régime de saturation sous la forme :

$$I_{ds} = I_{dsat}(L/(L - \Delta L)) \quad (\text{II-24})$$

$$\left(\frac{d^2V}{du^2}\right) = -\frac{\varphi}{\epsilon_s} = eN_a/\epsilon_s \quad (\text{II-25})$$

$$\left(\frac{dV}{du}\right) = (eN_a/\epsilon_s)u \quad (\text{II-26})$$

$$V_d - V_{dsat} = \frac{eN_a}{\epsilon_s}\Delta L^2 \quad (\text{II-27})$$

$$\Delta L = \left(\frac{2\epsilon_s}{eN_a}\right)^{1/2} (V_d - V_{dsat})^{1/2} \quad (\text{II-28})$$

$$I_{ds} = \left(\frac{Z\mu C_{ox}}{2L}\right) V_{dsat}^2 \left(\frac{1}{1 - \left(\frac{2\epsilon_s}{eN_a}\right)^{1/2} (V_d - V_{dsat})^{1/2}}\right) \quad (\text{II-29})$$

La conductance sera donc :

$$g_{ds} = \frac{Z\mu C_{ox}}{4L^2} \left(\frac{2\epsilon_s}{eN_a}\right)^{\frac{1}{2}} V_{dsat}^2 \left(\frac{1}{\sqrt{V_d - V_{dsat}}}\right) \quad (\text{II-30})$$

II.2.2.4 la transconductance :

La transconductance du canal est la variation du courant de drain en fonction de la tension de grille avec une tension du drain constant

$$g_m = \left(\frac{dI_D}{dV_{gs}}\right) = \frac{w}{L}\mu_n C_{ox} V_{DS} \quad (\text{II-31})$$

II.2.2.5 La mobilité :

La mobilité des porteurs dans le canal de conduction est différente de la mobilité dans le semi-conducteur en profondeur. Elle est plus faible car le champ électrique transverse attire les électrons ou les trous vers l'interface avec l'isolant et favorise des interactions avec les impuretés présentes à cette interface. La prise en compte de ces effets dans le calcul du courant de drain est très complexe car la mobilité en surface est reliée au champ électrique transverse dans le dispositif par une relation de la forme :

$$\mu = \frac{\mu_o}{1 + aE_y}$$

Dans cette relation, μ est une valeur qui dépend de la température. Elle est égale à environ la moitié de la mobilité mesurée dans le volume d'un semi-conducteur.

II.2.3 Cas réel : [3,4,5,6]

On considère ici le cas réel en tenant compte des effets de la quantité de charges présente à l'interface isolant-semi-conducteur, des charges fixes dans l'oxyde et de la différence du travail de sortie qui cause une tension de bandes plates V_{BP} .

II.2.3.1 Le régime de forte inversion :

On se place maintenant en régime stationnaire et on suppose que le courant est constant le long du canal. On peut appliquer la règle de conservation du flux de courant à travers le canal et ignorer le courant de déplacement. Comme le courant est supposé constant le long de l'axe des y , en général, on utilise le régime de forte inversion. On obtient alors:

$$Q'_G + Q'_o + Q'_I + Q'_B = 0 \quad (\text{II-32})$$

$$V_{gB} = V_i(y) + V_s(y) + \phi_{MS} \quad (\text{II-33})$$

$$Q'_G = C_{ox} V_i(y)$$

$$Q'_{B=} - \sqrt{2eN_a \epsilon_s} \sqrt{V_s(y)} \quad (\text{II-34})$$

- Les charges positives Q'_G sont accumulées à la surface de la grille et à l'interface avec l'oxyde.
- Les électrons minoritaires d'inversion Q'_I forment une couche à l'interface entre le semi-conducteur et l'isolant. L'épaisseur de cette couche est infiniment mince.
- La quantité de charges totale Q'_o , fixes, à l'interface entre l'isolant et le semi-conducteur.
- Les ions dopants privés de leurs trous Q'_B sont dans la zone de charge d'espace qui s'étend sur une profondeur x de moins d'un micron.

On écrit facilement à partir des équations (II-31), (II-32), (II-34) :

$$Q'_I = -C_{ox}(V_{GB} - V_{FB} - V_S - \gamma\sqrt{V_S}) \quad (\text{II-35})$$

$$\phi_{ms} = \phi_m - \phi_s \quad (\text{II-36})$$

$$\phi_{ms} = \left(x + \frac{eg}{2} + \left(\frac{KT}{q} \right) \ln \left(\frac{Na}{ni} \right) \right) - \phi_m \quad (\text{II-37})$$

$$V_{FB} = \phi_{ms} - (Q_{ss}/C_{OX})$$

On obtient l'équation du courant en intégrant de la source (y=0) au drain (y=L).

$$\int_0^L I_{ds} dy = \mu_n W \int_{V_S(0)}^{V_S(L)} (-Q'_G) \frac{dQ'_G}{dy} ds + \mu_n W \phi_T \int_{Q_I(0)}^{Q_I(L)} \frac{dQ'_I}{dy} = I_D L \quad (\text{II-38})$$

$$I_D L = \mu_n W \int_{V_S(0)}^{V_S(L)} C_i (V_{GB} - V_{FB} - V_S - \gamma\sqrt{V_S}) \frac{dV_S}{dy} dy + \mu_n W \phi_T \int_{Q_I(0)}^{Q_I(L)} \frac{dQ'_I}{dy} dy$$

$$+ \mu_n W \phi_T \int_{Q_I}^{Q_I(L)} dQ'_I \quad (\text{II-39})$$

$$\phi_T = \frac{kT}{q}$$

Après quelques calculs algébriques [4], le courant du drain s'exprime alors facilement en fonction du potentiel de surface.

$$I_{ds} L = \mu_n W C_{ox} \left[(V_{GB} - V_{FB})(V_S(L) - V_S(0)) - \frac{2}{3} \gamma \left(V_S^{\frac{3}{2}}(L) - V_S^{\frac{3}{2}}(0) \right) \right]$$

$$+ \mu_n W C_{ox} \phi_T \left[V_S(L) - V_S(0) + \gamma \left(V_S^{\frac{1}{2}}(L) - V_S^{\frac{1}{2}}(0) \right) \right]$$

Le potentiel de surface s'écrit sous la forme :

$$V_S(y) = \phi_{Fi} + V_{gB}(y) \quad (\text{II-40})$$

$V_{CB}(y)$ est la différence entre le pseudo niveau des électrons de conduction et celui des trous du bulk (substrat).

V_{CB} est égale à V_{SB} au niveau de la source et est égale à V_{DB} au niveau du drain.

Le courant de drain est obtenu après quelques manipulations algébriques [5]. On obtient la relation suivante :

$$I_{ds} = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} \left[(V_{gs} - V_{FB} - 2\phi_{Fi}) V_{ds} - \frac{1}{2} V_{ds}^2 - \frac{2}{3} \gamma \left[(2\phi_{Fi} + V_{SB} + V_{ds}) - (2\phi_{Fi} + V_{SB})^{\frac{3}{2}} \right] \right] \quad (\text{II-41})$$

La conduction du transistor diminue lorsque la tension drain –source augmente et atteint une tension de saturation donnée par la relation suivante :

$$\frac{dI_{ds}}{dV_{DS}} = 0 \quad (\text{II. 42})$$

$$V_{dsat} = V_{gs} - 2\phi_{Fi} - V_{FB} + \frac{\gamma^2}{2} \sqrt{V_{gs} - V_{FB} + V_{SB} + \frac{\gamma^2}{4}} \quad (\text{II-43})$$

Au-delà de cette valeur, le transistor n'est plus en régime de forte inversion au niveau du drain et la relation (II-41) n'est plus valable.

Si elle l'était, le courant de drain diminuerait ce qui est contraire au sens physique. Il reste à prouver que cette valeur de la tension de drain correspond à la valeur qui annule la charge d'inversion au niveau du drain.

On utilise la quantité de charges dans le drain en remplaçant V_S par $V_S - V_{DB}$

$$Q'_i = -\sqrt{2e\epsilon_s N_A} \left(\left[\sqrt{V_S + \phi_T \exp \frac{V_S - V_{DB} - 2\phi_{Fi}}{\phi_t}} \right] - \sqrt{V_S} \right) \quad (\text{II-44})$$

Cette charge s'annule pour :

$$V_S = V_{DB} + 2\phi_{Fi} \quad (\text{II-45})$$

En supposant nulle la charge d'inversion, les équations du dispositif au niveau du drain s'écrivent :

$$Q'_G + Q'_o + Q'_B = 0 \quad (\text{II-46})$$

$$V_{GB} = V_i + V_S + \phi_{MS} \quad (\text{II-47})$$

$$Q'_G = C_{ox} V_i \quad (\text{II-48})$$

$$Q'_B = -\sqrt{2eN_A \epsilon_s} \sqrt{V_S} \quad (\text{II-49})$$

On calcule V_S :

$$V_{GB} = V_{FB} + V_S + \gamma \sqrt{V_S} \quad (\text{II-50})$$

$$V_S = \left(-\frac{\gamma}{2} + \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} + V_{GB} - V_{FB}} \right) \quad (\text{II-51})$$

On en déduit V_{DB} puis V_{ds} . On retrouve bien la valeur de V_{dsat} . La valeur de saturation correspond à l'annulation de la charge d'inversion au niveau du drain. La zone canal-drain peut être considérée comme une jonction pn polarisée en inverse et donc électriquement équivalente à une résistance de valeur élevée. Toute augmentation de tension appliquée à ce dispositif comprenant en série la partie conductrice du canal et la jonction polarisée en inverse au niveau du drain est donc intégralement appliquée à cette jonction. La tension appliquée aux bornes de la partie conductrice du canal n'augmente pas, le courant de drain n'augmente pas également.

La jonction pn polarisée en inverse au niveau du drain n'est pas un obstacle au passage d'un courant de la source vers le drain. En effet, le champ appliqué a la bonne orientation pour pousser les électrons du canal conducteur vers le drain. Cette zone en bout de canal dans laquelle la charge d'inversion est nulle est appelée région de pincement ou pinch-off.

On peut maintenant simplifier l'expression (II-41) du courant de drain moyennant quelques approximations supplémentaires. Pour cela on reprend les équations de base (II-32), (II-33), (II-34).

$$I_{ds}L = \mu W \int_{V_s(o)}^{V_s(L)} C_i (V_{GB} - V_{FB} - V_s - \gamma\sqrt{V_s}) dV_s \quad (\text{II-52})$$

Le dernier terme de l'intégrale sera approximé par une fonction linéaire:

$$\gamma\sqrt{V_s} = \gamma\sqrt{V_{SB} + 2\phi_{Fi}} + \delta(V_{GB}(y) - V_{SB}) \quad (\text{II-53})$$

La valeur de δ sera donnée ultérieurement. Le calcul du courant conduit alors au résultat suivant:

$$I_{ds} = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} (1 + \delta) V_{DS}^2 \right] \quad (\text{II-54})$$

Dans cette relation, le seuil V_T est défini par :

$$V_T = V_{T0} + \gamma(\sqrt{2\phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_F}) \quad (\text{II-55})$$

$$V_{T0} = V_{FB} + 2\phi_{Fi} + \gamma\sqrt{2\phi_{Fi}}$$

Cette relation est valable tant que V_{ds} est inférieure à V_{dsat} c'est-à-dire avant le régime de saturation. La valeur $V_{ds \max}$ est obtenue en annulant la dérivée du courant par rapport à la tension de drain, on obtient alors :

$$V_{dsat} = \frac{V_{GS} - V_T}{1 + \delta} \quad (\text{II-56})$$

$$I_{dsat} = \frac{W}{L} \mu_n C'_{ox} \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2(1 + \delta)} \quad (\text{II-57})$$

Cette valeur est évidemment indépendante de V_{ds} .

Le calcul précédent a également mis en relief la dépendance de la tension de seuil V_T avec la polarisation de la source V_{sb} . Cet effet important est appelé « **effet body** »

$$\delta = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_{Fi} + V_{SB}}} \quad (\text{II-58})$$

II.2.3.2 La mobilité dans le cas réel :

D'après le paragraphe II.2.2.5 , on détermine la constante α à une valeur d'environ $0.025 \mu\text{m/V}$ à la température ambiante. Il est assez difficile de calculer analytiquement le courant de drain avec cette hypothèse. Il est en général admis que les relations données dans le paragraphe idéal restent valables à la condition de remplacer la mobilité μ par une mobilité effective donnée en première approximation par :

$$\mu_{eff} = \frac{\mu}{1 + \theta(V_{GS} - V_T) + \theta_B V_{SB}}$$

Les paramètres θ et θ_B sont respectivement 0.002/d_i et quelques centièmes de θ avec d_i exprimé en micron.

II.3 Conclusion :

La connaissance des équations de modélisation de la conduction dans le transistor MOSFET est nécessaire pour l'extraction des paramètres de fonctionnement comme la tension de seuil V_T . Ainsi, dans ce chapitre, nous avons représenté les différentes équations qui déterminent les caractéristiques électriques du transistor MOSFET dans ses différents régimes de fonctionnement.

Référence :

- [1] BOUZIANE NASSREDDINE Mémoire de Magistère à U.D.L (Mars 2012)
- [2] Physique des Semi-conducteurs et dispositifs MATHIEU, 5eme édition.
- [3] Univ LOUIS PASTEUR , Thèse de Doctorat. Etude du transistor MOS SOI double grille dédié à la conception.
- [4] Physique des Semi-conducteurs et dispositifs MATHIEU, 6eme édition.
- [5] Semiconductor devices, physics and design U ESHK.MISHRA, JASPRIT SINGH.
- [6] OLIVIER WEBER Mémoire de Doctorat INS national de Lyon . Etude, fabrication et propriétés de transport du transistor CMOS associant une diélectrique haute permittivité et un canal de conduction.

Chapitre 3

Simulation analytique du
transistor MOSFET et
application à la détection

III.1 Introduction :

Ce chapitre récapitule les différents résultats de la simulation des caractéristiques de sortie et de transfert du transistor MOSFET réalisé sur Si. Nous étudions l'influence de la longueur de la grille, l'épaisseur de l'oxyde de grille et celle de la concentration du substrat en cas idéal sur les caractéristiques électriques de sortie et de transfert.

L'influence de la quantité de charges dans l'oxyde, la tension source bulk sur le courant et la nature de grille en cas réelle et en fin l'application du structure MOS a la détection va faire sur l'ISFET .

III.2 La structure d'étude :

L'étude sera fait sur la structure MOSFET a base substrat de silicium type 'P' avec oxyde de grille en oxyde de silicium SiO_2 et la grille en aluminium Al



Figure (III.1) : structure de simulation analytique

III.3 Simulation analytique des caractéristiques électriques du transistor MOSFET idéal:

Pour tracer les caractéristiques de sortie I_{ds} en fonction de la tension drain-source V_{ds} , et les caractéristiques de transfert I_{ds} en fonction de la tension grille-source V_{gs} ; nous avons utilisé les expressions du courant drain-source I_{ds} déterminées dans le chapitre II.

Nous avons ainsi élaboré un logiciel en C++ nous a permis d'une part de tracer les caractéristiques $I_{ds}=f(V_{ds})$ et $I_{ds}=f(V_{gs})$, en fixant la longueur du canal « L », l'épaisseur de l'isolant « d_{ox} » et la concentration du substrat « N_a » et en faisant varier respectivement les valeurs de V_{gs} et V_{ds} .

D'autre part, ce logiciel nous a permis également de tracer ces caractéristiques en variant les valeurs des paramètres de simulation qui sont la longueur du canal « L », l'épaisseur de l'oxyde « d_{ox} » et la concentration du substrat ' N_a '

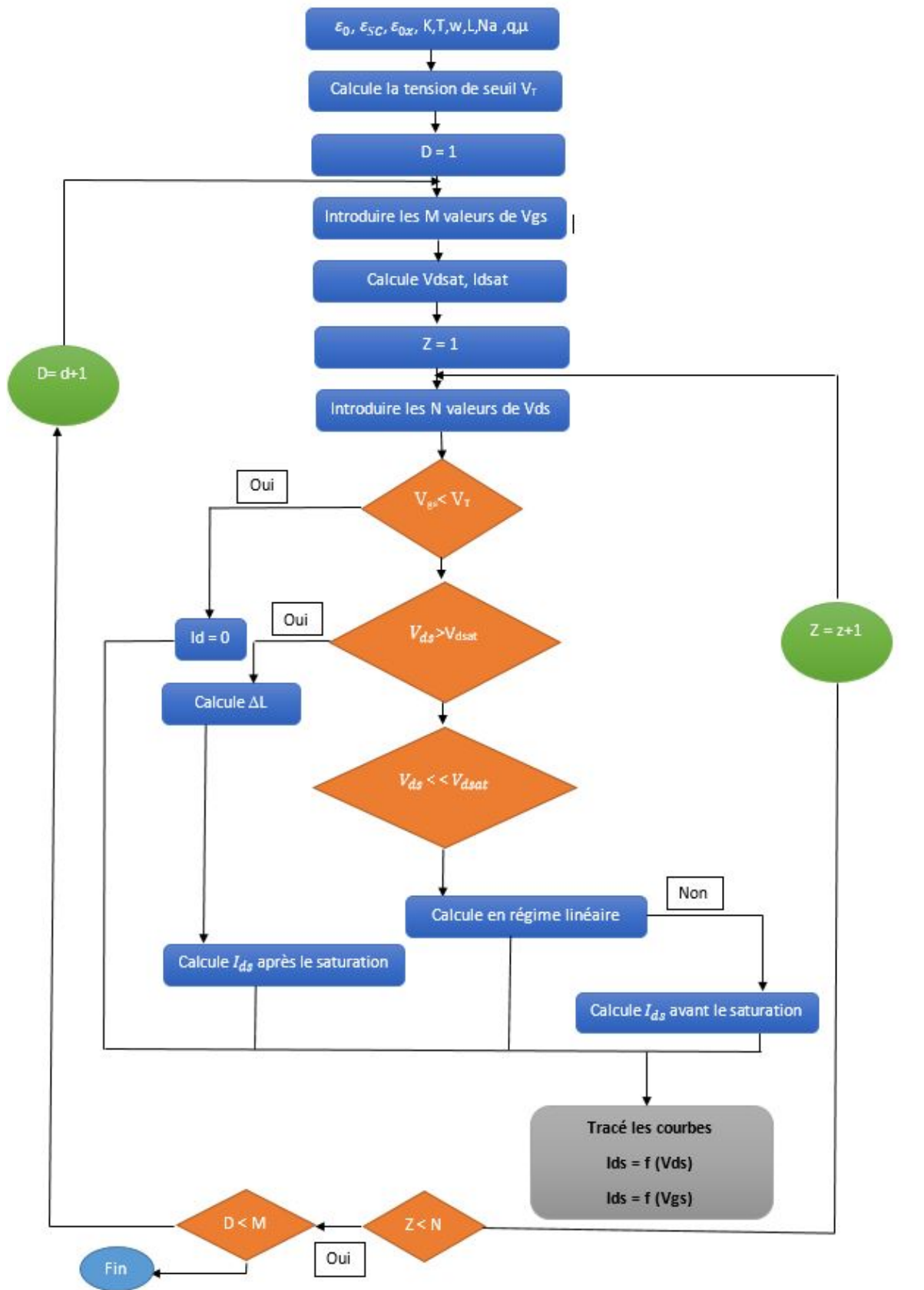


Figure (III.2) : l'organigramme du tracé des caractéristiques $I_{ds}=f(V_{ds})$ et $I_{ds}=f(V_{gs})$

Les étapes de calcul du logiciel sont présentées par l'organigramme des figures (III.2) et les paramètres de simulation présente sur le tableau (III.1)

Paramètre	Valeurs
Température k	300
Cnst de Boltzmann (10^{-23} e.V.k ⁻¹)	1.38
La charge électron (10^{-19})	1.6
Permittivité relative de vide ' ϵ_0 ' (10^{-14} F/cm)	8.85
Permittivité de semi-conducteur ' ϵ_{sc} '	11.65
Permittivité de l'Oxyde ' ϵ_{ox} '	3.9
Dopage 'Na' (10^{17} cm ⁻³)	1
Concentration ' n_i ' (10^{10} cm ⁻³)	1
L'épaisseur de l'oxyde ' d_{ox} ' Å°	200
Largeur du canal 'W' (µm)	300
mobilité ' μ ' (e.V.cm ⁻²)	1400
longer du canal 'L' (µm)	2

Tableau (III.1) : les paramètres de simulation analytique du MOSFET en cas idéal

III.3.1 Influence de l'épaisseur de l'oxyde :

Dans ce cas, nous avons fait varier l'épaisseur de l'oxyde 'SiO₂' de 200Å- 650 Å.

Les valeurs de la concentration, du rapport W/L, et de la tension grille-source sont fixées.

Les courbes de sortie et de transfert sont données respectivement dans les figures (III.3) et (III.4).

Nous remarquons que le courant drain-source augmente lorsque l'épaisseur de l'oxyde diminue.

Ce courant à une valeur minimale pour $d_{ox}=650$ Å, et augmente pour $d_{ox}=200$ Å, il n'y a pas de saturation du transistor.

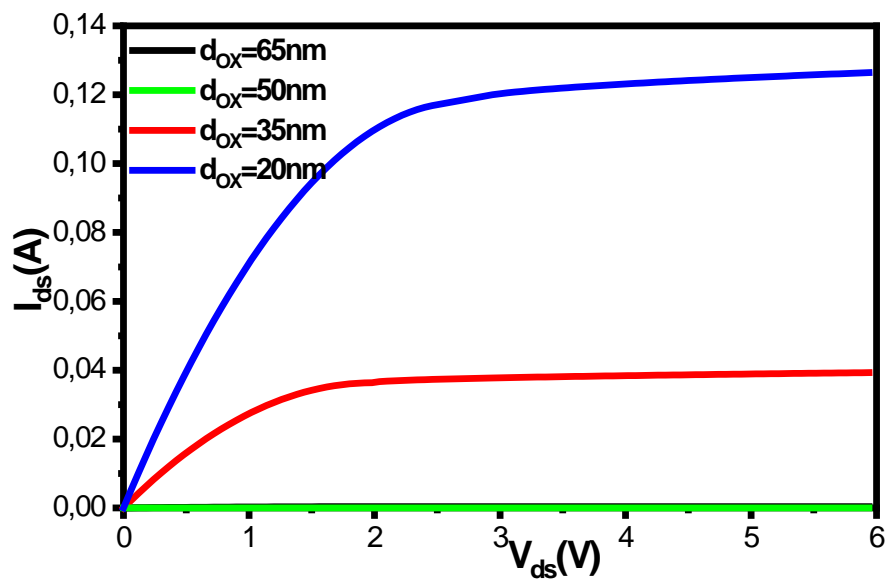


Figure (III.3) : Variation de la caractéristique de sortie en fonction de l'épaisseur de l'oxyde a $V_{gs}=4.5V$

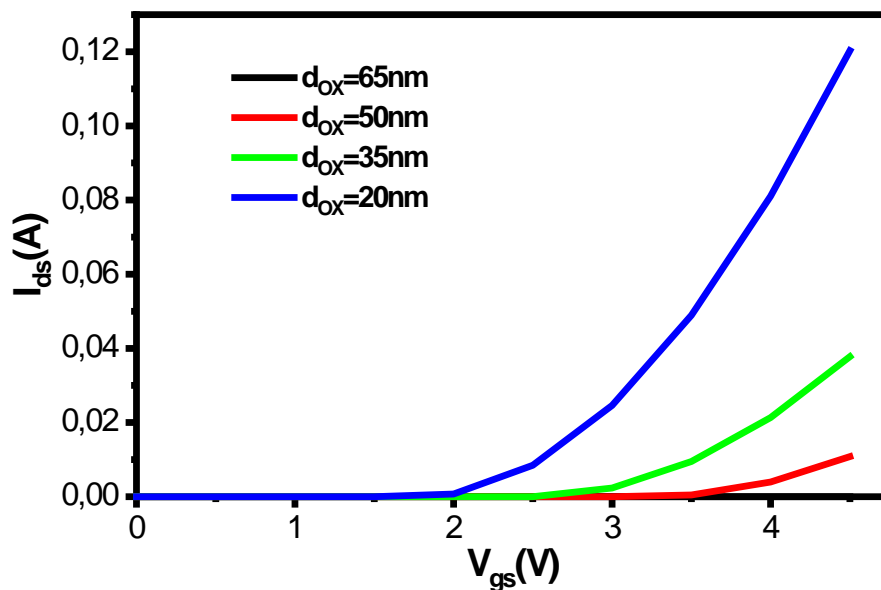


Figure (III.4) : Variation de la caractéristique de transfert en fonction de l'épaisseur de l'oxyde a $V_{ds}=3V$.

La caractéristique de transfert de la figure (III.4) nous montre que la tension de seuil diminuée lorsque l'épaisseur diminue. On représente cette variation dans la figure (III.5) qui confirme la dépendance linéaire entre l'oxyde et la tension de seuil.

Cela paraît un avantage, cependant le non saturation du transistor pour $d_{ox} < 350 \text{ \AA}$

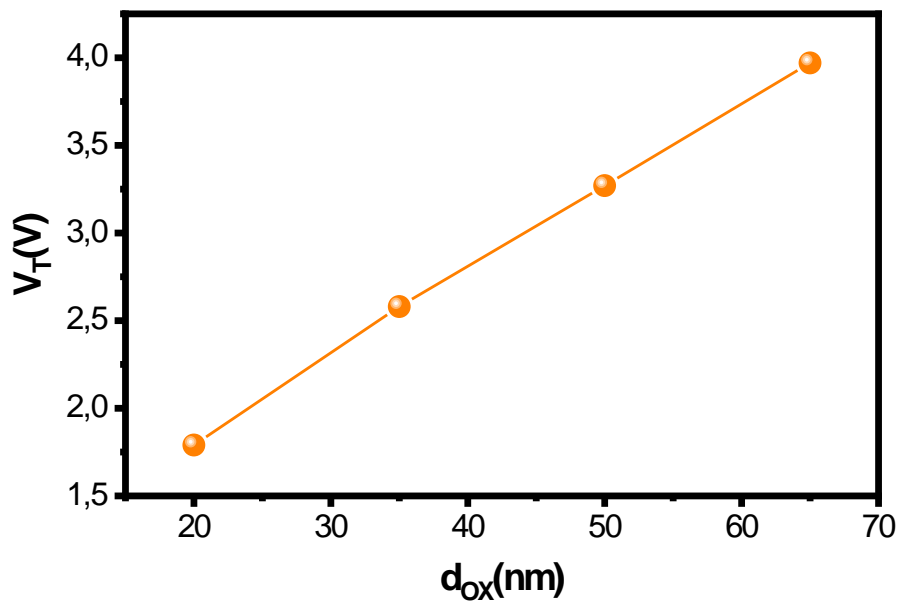


Figure (III.5) : Variation de la tension de seuil en fonction de l'épaisseur de l'oxyde

La courbe de la figure (III.6) nous montre que la conductance du transistor diminue Lorsque l'épaisseur de l'isolant augmente. La conductance est obtenue en utilisant la Pente des caractéristiques de sortie.

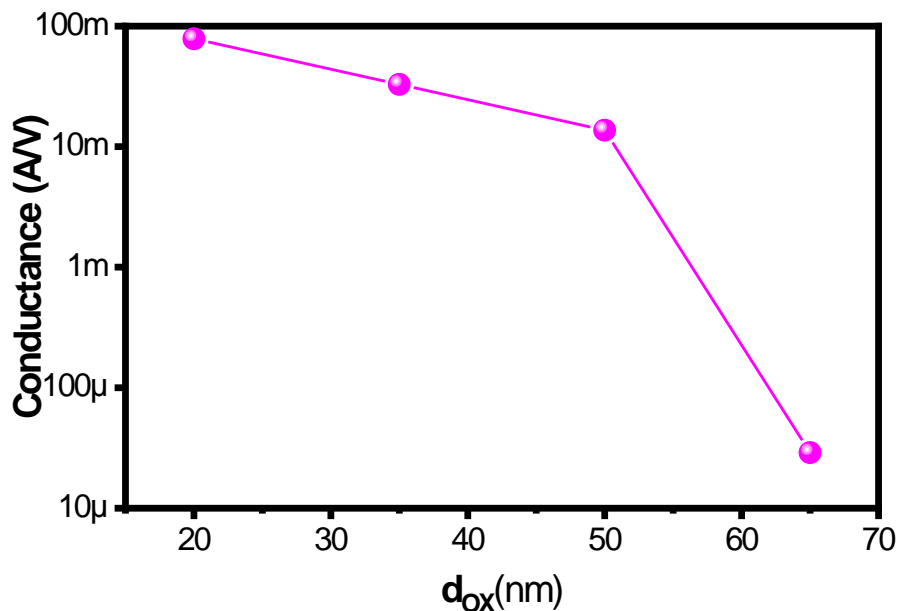


Figure (III.6) : Variation de la conductance en fonction de l'épaisseur de l'oxyde a $V_{gs}=4.5V$

La courbe de la figure (III.7) montre que la transconductance est d'autant plus importante que l'épaisseur de l'oxyde est petite.

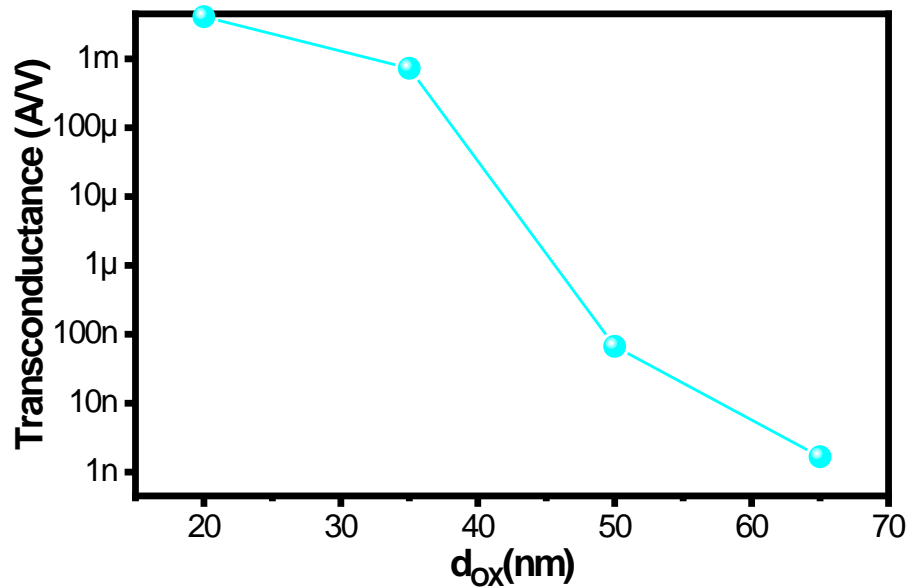


Figure (III.7) : Variation de la transconductance en fonction de l'épaisseur de l'oxyde a $V_{ds}=3V$

☞ Lorsque le l'épaisseur de l'oxyde diminué le champ électrique va augmenter alors la probabilité d'attire les électrons a l'interface SiO_2/Si augmente, qui a créé un canal entre la source et le drain

III.3.2 Influence du dopage :

En fixant cette fois-ci l'épaisseur de l'isolant et la longueur du canal, on a fait varier le dopage allant des plus faibles aux plus fortes concentrations.

Les courbes des figures (III.8) et (III.9) nous montrent que pour une forte concentration $N_a=3 \times 10^{17} cm^{-3}$, le courant drain-source est négligeable. Ce courant devient important lorsque la concentration passe à une valeur plus faible $N_a=5 \times 10^{16} cm^{-3}$.

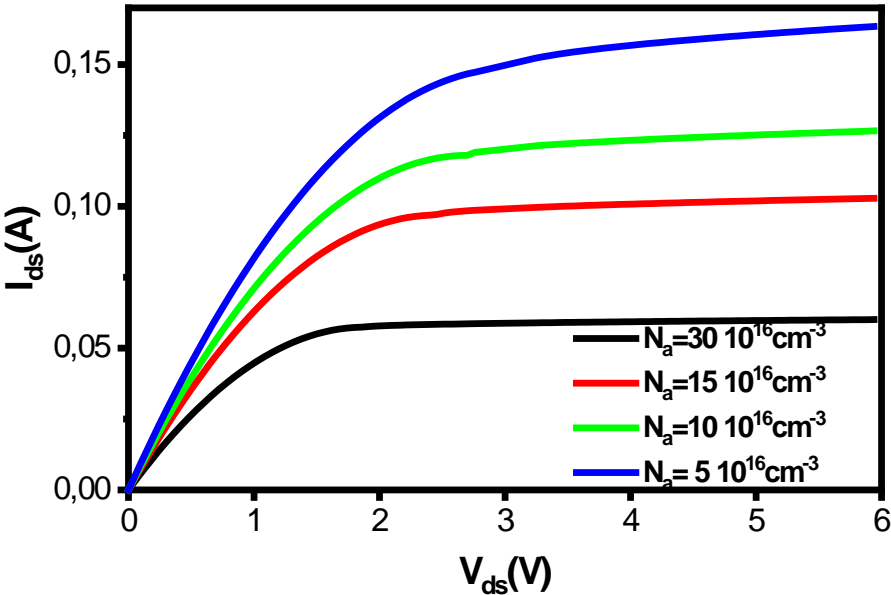


Figure (III.8) : Variation de la caractéristique de sortie en fonction du dopage a $V_{gs}=4.5V$.

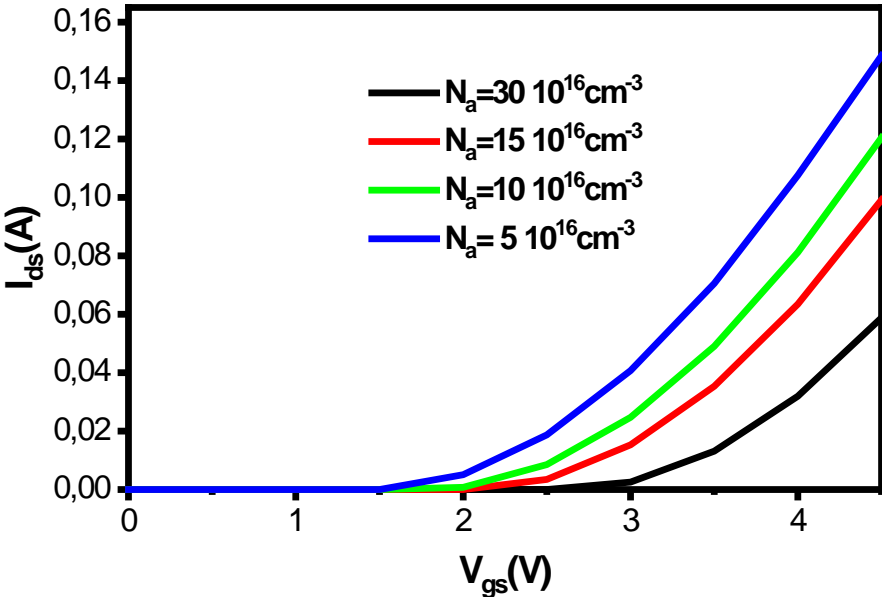


Figure (III.9) : Variation de la caractéristique de transfert en fonction du dopage a $V_{ds}=3V$

La variation de la tension de seuil en fonction du dopage est donnée par la figure (III.10). La tension de seuil est proportionnelle au dopage la variation est presque linéaire

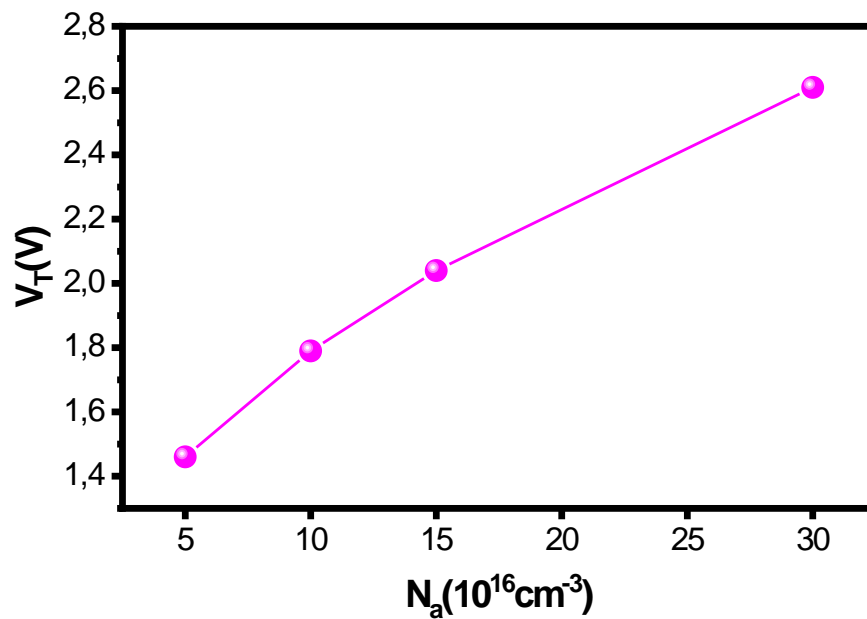


Figure (III.10) : Variation de la tension de seuil en fonction du dopage

On remarque que pour $N_a=5 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$, la tension de seuil diminue et est égale à $V_T = 1.45V$.

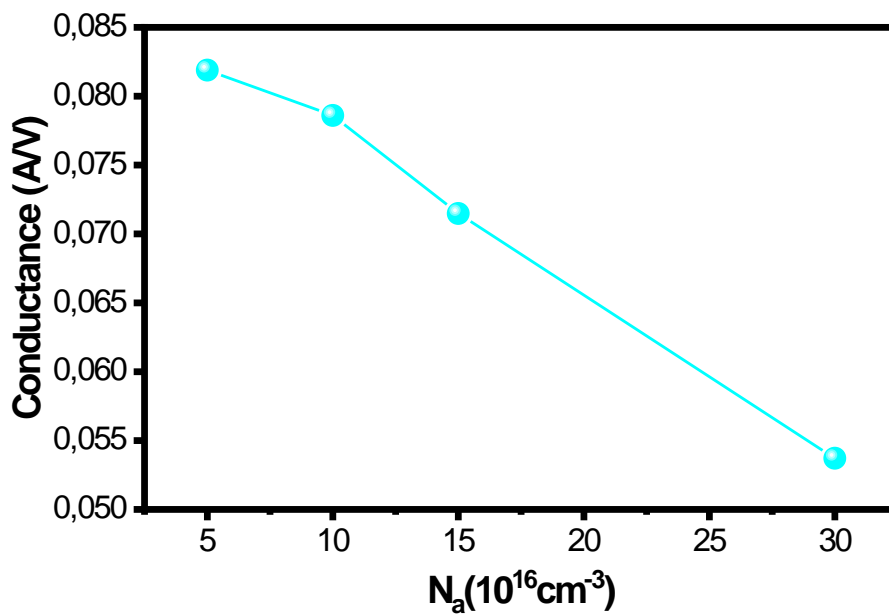


Figure (III.11) : Variation de la conductance en fonction du dopage à $V_{gs}=4.5V$

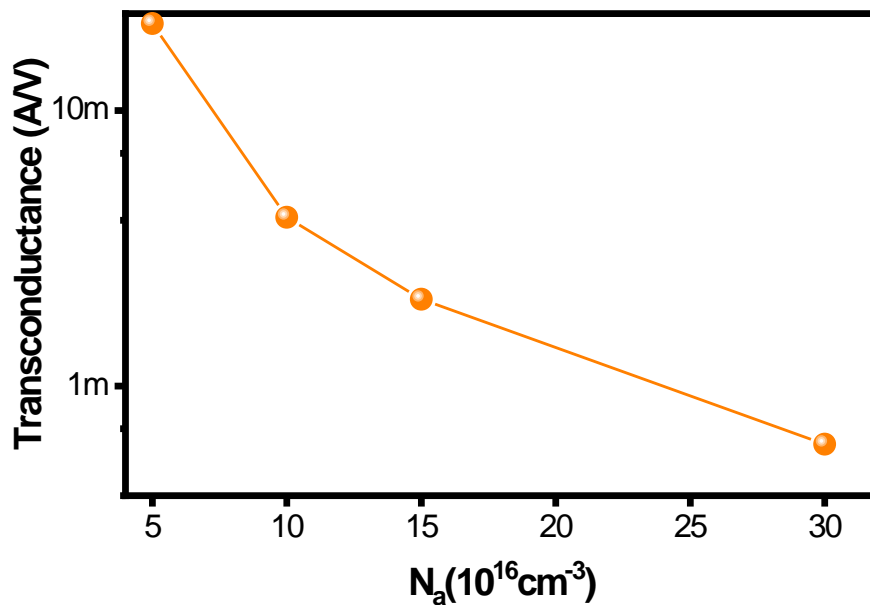


Figure (III.12) : Variation de la transconductance en fonction du dopage a $V_{ds}=3V$

Les figures (III.11) et (III.12) montrent bien que la conductance et la transconductance diminuent lorsque le dopage du substrat augmente. En conséquence, la technologie devra toujours s'efforcer d'utiliser le substrat le moins dopé possible [1, 2].

☞ La diminution du dopage N_a résulte une possibilité de faciliter l'inversion et les électrons va majoritaires à l'interface SiO_2/Si qui obligé que le courant I_{ds} va circule entre la source et le drain

III.3.3 Influence de la longueur du canal

La longueur du canal joue un rôle très important dans le fonctionnement électrique du transistor, en effet dans les figures (III.13) et (III.14), on note que la réduction de la longueur du canal entraîne à une augmentation du courant entre le drain et la source.

Dans la figure (III.13), pour un canal de $L=2\mu\text{m}$, le courant I_{ds} augmente sans saturation cela signifie que les potentiels de la source et de drain sont proches, le potentiel de surface est plus grand et donc une concentration en électrons plus élevée à la surface, donc une plus forte densité de courant pour une tension de grille V_{gs} fixée à 4.5V.

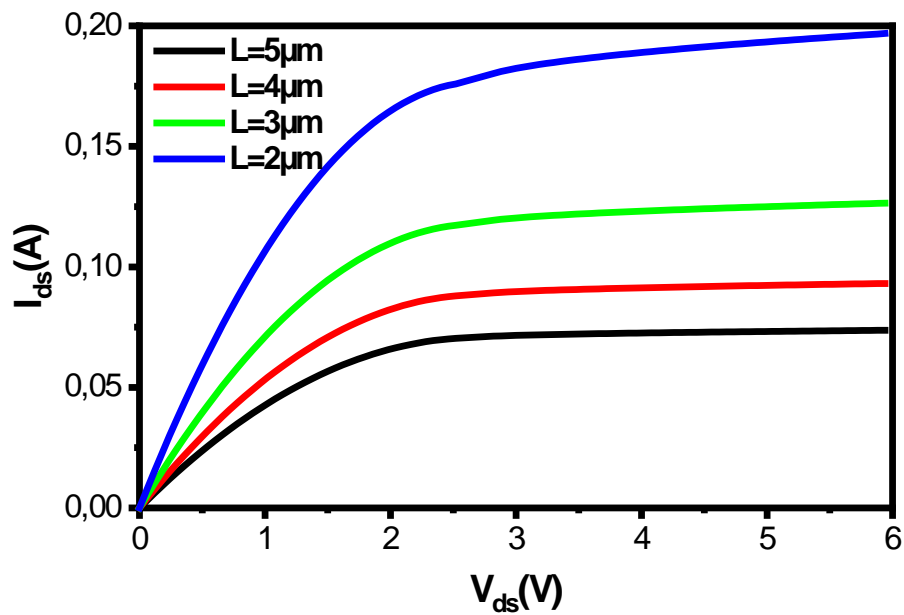


Figure (III.13) : Variation de la caractéristique de sortie en fonction de la longueur du canal a $V_{gs}=4.5V$.

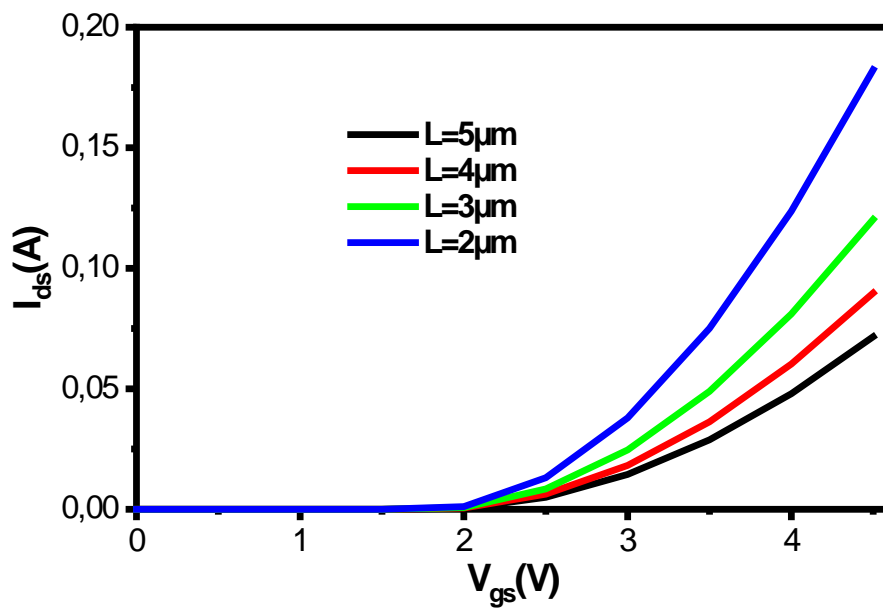


Figure (III.14) : Variation de la caractéristique de transfert en fonction de la longueur du canal a $V_{ds}=3V$

Ce résultat est confirmé par le calcul des variations de la conductance et de la transconductance qui sont données par les figures (III.15) et (III.16) et qui diminuent lorsque la longueur du canal augmente

- Pour avoir une bonne saturation soit en augmente le N_a et réduise la longueur L et vise vers sa

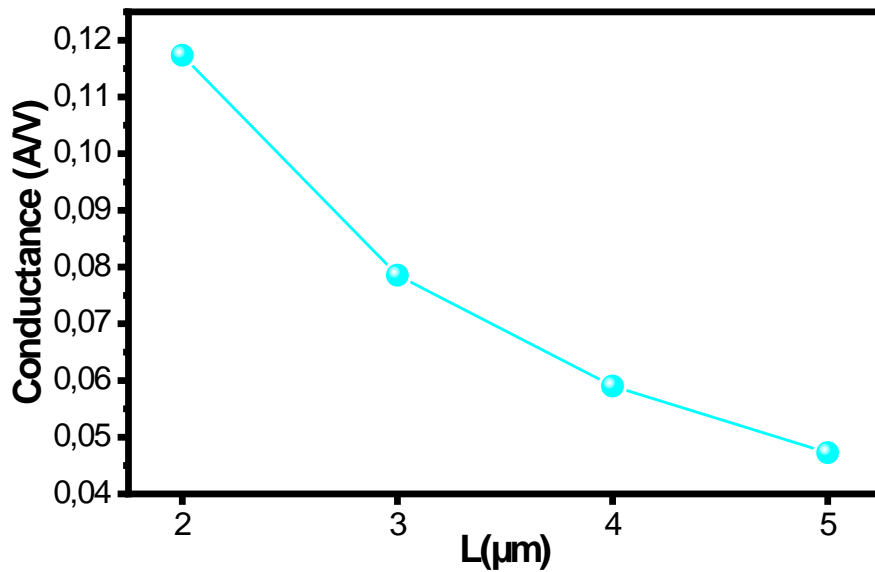


Figure (III.15) Variation de la conductance en fonction de la longueur du canal $V_{gs}=4.5V$

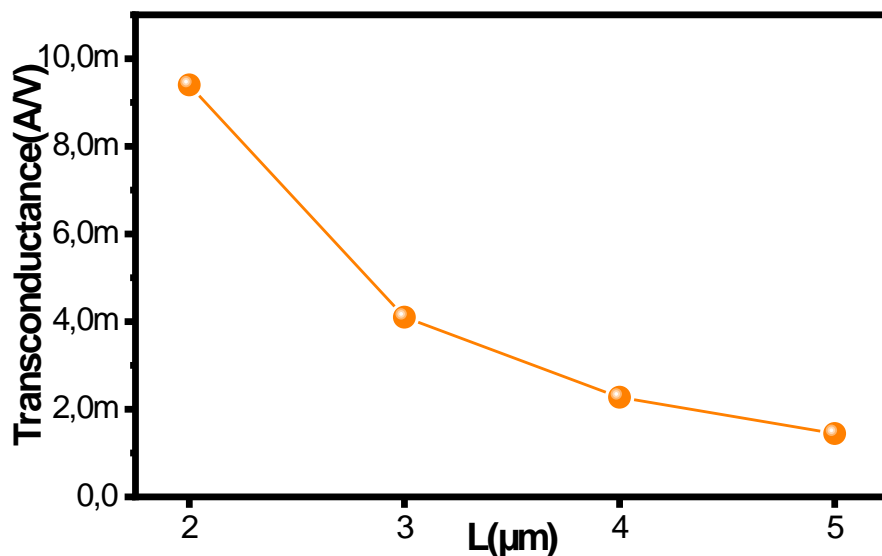


Figure (III.16) : Variation de la transconductance en fonction de la longueur du canal a $V_{ds}=3V$

III.4 Simulation analytique des caractéristiques électriques du transistor MOSFET réel:

En utilisant les expression de la tension de seuil et la mobilité du transistor dans le cas réel (chapitre II), nous allons voir l'effet de la quantité de charges oxyde présente dans l'oxyde Q_{ox} , l'effet de la tension bulk –source V_{sb} et la nature de grille sur le courant de sortie du transistor.

Les paramètres de simulation seront représentés dans le tableau (III.2)

Paramètre	Valeurs
Température k	300
Cnst de Boltzmann (10^{-23} e.V.k ⁻¹)	1.38
La charge électron (10^{-19})	1.6
Permittivité relative de vide ' ϵ_0 ' (10^{-14} F/cm)	8.85
Permittivité de semi-conducteur ' ϵ_{sc} '	11.65
Permittivité de l'Oxyde ' ϵ_{ox} '	3.9
Dopage 'Na' (10^{17} cm ⁻³)	1
Concentration ' n_i ' (10^{10} cm ⁻³)	1
L'épaisseur de l'oxyde ' d_{ox} ' A°	200
Largeur du canal 'W' (μm)	400
mobilité ' μ ' (e.V.cm ⁻²)	700
longer du canal 'L' (μm)	6
Φ_m (e V)	4.35
$Q_{ox}(10^{11}$ cm ⁻²)	1
Vsb(V)	0
Eg(eV)	1.12
χ_{sc} (e V)	4.1

Tableau (III.2) : les paramètres de simulation analytique du MOSFET en cas réelle

III.4.1 Influence de la tension bulk-source :

Pour varié V_T , on varie la tension source substrat entre 0 et 3V avec le pas de 1V voir les figures (III.17) et (III.18(a)). D'après les figures III.17 et (III.18(a)). La croissance de la tension source Buck provoque la décroissance des caractéristiques de sortie $I_{ds}=f(V_{ds})$ et de transfert $I_{ds}=f(V_{gs})$.

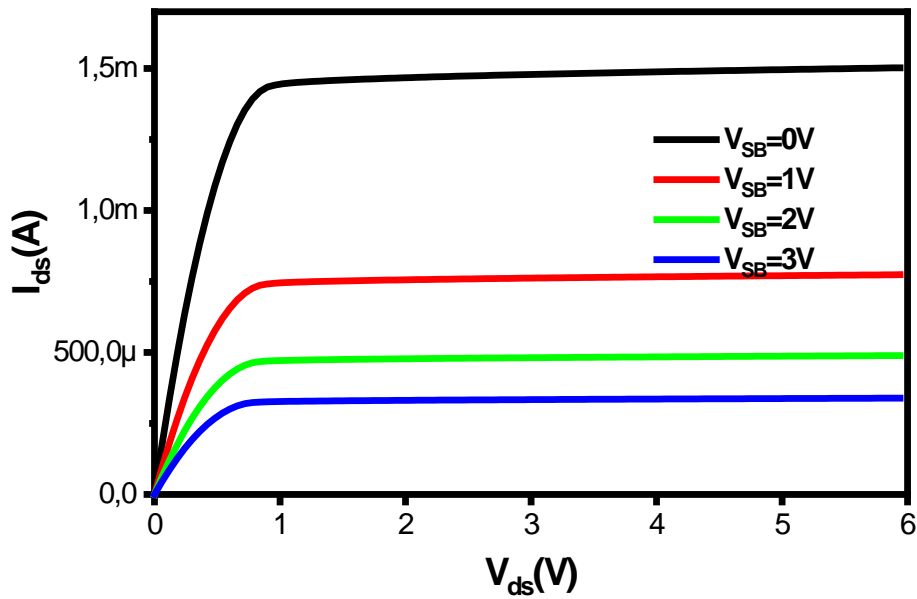


Figure (III.17) : Influence de la tension bulk -source sur la caractéristique de sortie a $V_{gs}=4.5V$

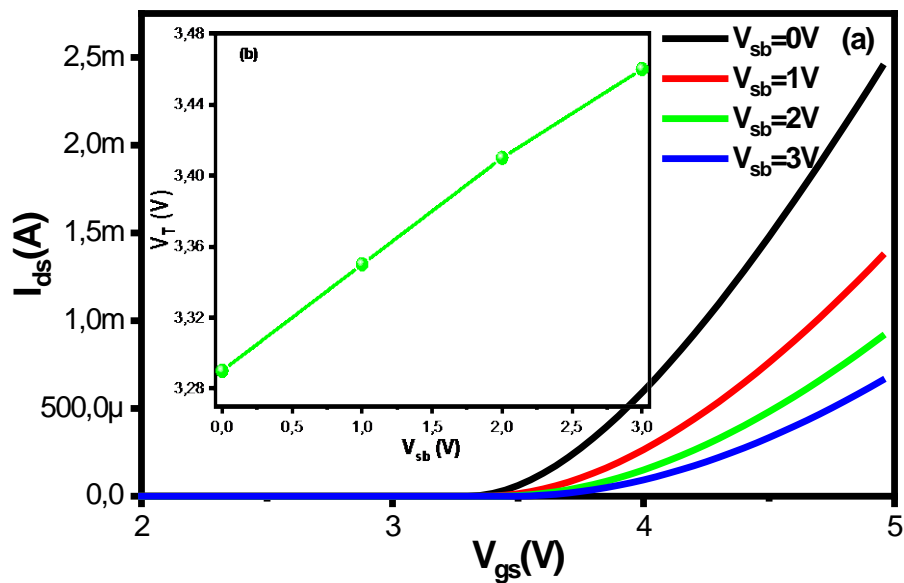


Figure (III.18) : Influence de la tension bulk source (a) sur la caractéristique de transfert $V_{ds}=3V$ (b) sur la tension de seuil

Pour la figure (III.18(b)) la tension de seuil V_T et en fonction linéaire avec tension source bulk V_{sb}

Pour calculé la valeur rapport I_{ON}/I_{OFF} et la sensibilité SS il suffit de tracé $\text{Log}(I_{ds})=f(V_{gs})$ voir la figure (III.19)

$$SS = \frac{dV_{gs}}{d\log(I_{ds})} \quad (III.1)$$

La pente sous le seuil SS s'exprime en V / décades et correspond à la variation de la tension de grille nécessaire pour augmenter le courant d'une décade [3].

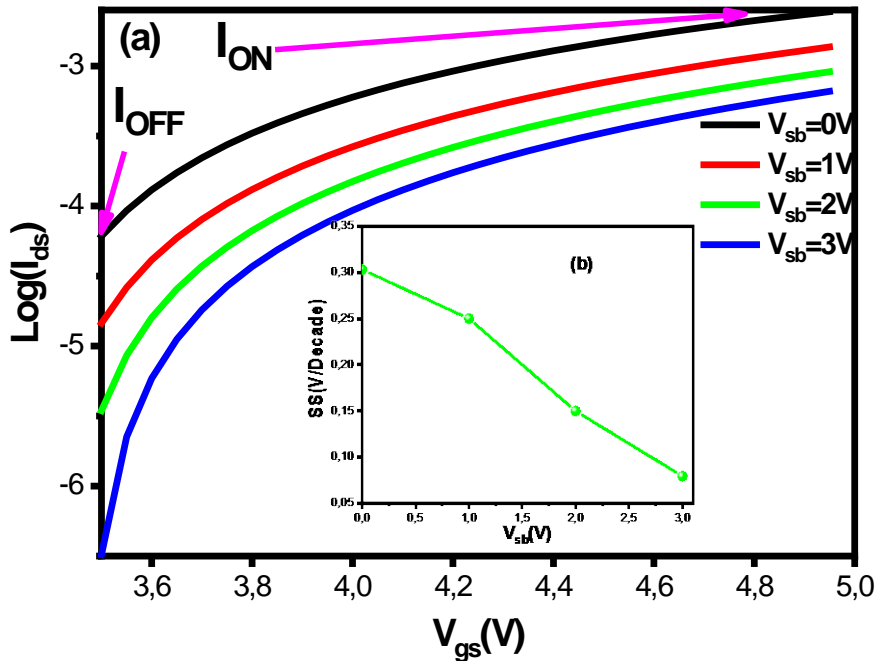


Figure (III.19) : (a) Variation du courant de transfert en échelle semi- logarithmique en fonction de la tension source-bulk à $V_{ds}=3V$. (b) Variation de SS en fonction de V_{sb}

En réalité on calcule le rapport à $V_{gs}=0V$ mais en décalé l'axe à $V_{gs}=3.48V$ pour voir l'évolution le rapport avec V_{sb}

$V_{sb}(V)$	0	1	2	3
I_{ON}/I_{OFF}	4.95	7.25	11.24	26.84

Tableau (III.3): rapport I_{ON}/I_{OFF} en fonction de V_{sb}

Dans la figure (III.19 (a)), on remarque que pour $V_{sb}=2$ ou 3 volts, le courant I_{OFF} est négligeable, il augmente pour une tension $V_{gs}= 3.48V$, lorsque la tension V_{sb} diminue (voir tableau(III.3)).

Dans la figure (III.19 (b)), on remarque que la pente sous le seuil diminue quand la tension source-bulk augmente.

👉 En cas ou $V_{sb}>0V$ la source est à la borne (+) et le bulk au borne (-) alors la source attire les électrons vers l'interface SiO_2/Si et le bulk attire les trous au volume.

III.4.2 Influence de la Quantité de charge Q_{ox} :

Nous donnons dans les figures (III.20) et (III.21(a)) les caractéristiques de sortie et de transfert du transistor réel.

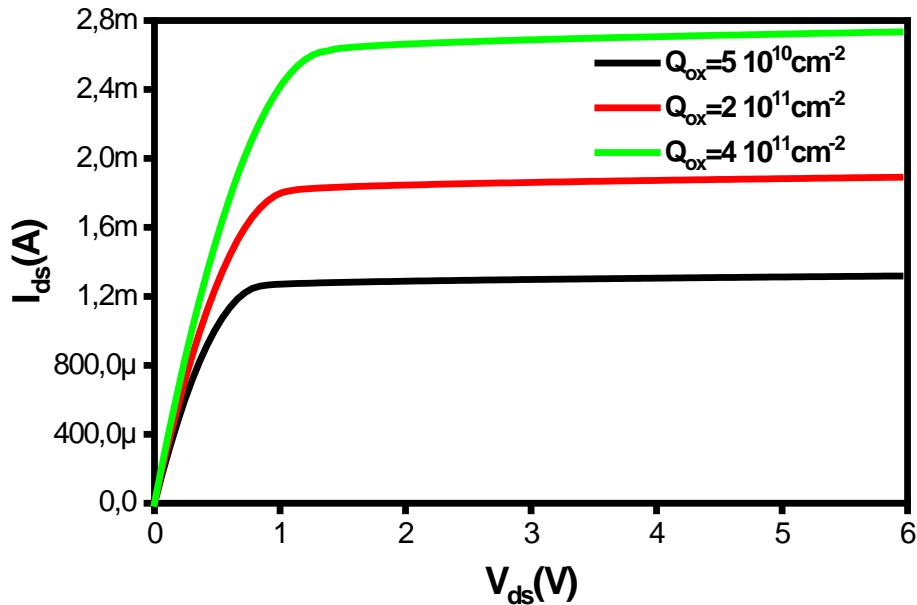


Figure (III.20) : Influence de la quantité de charges sur la caractéristique de sortie à $V_{gs}=4.5V$.

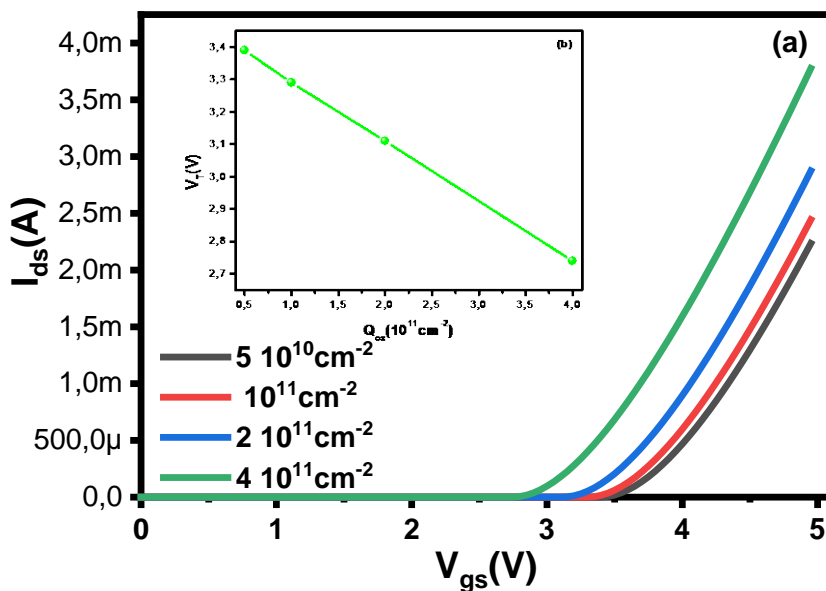


Figure (III.21) : Influence de la quantité de charge Q_{ox} (a) sur la caractéristique de transfert $V_{ds}=3V$ (b) sur la tension de seuil

On remarque ainsi que ces charges influent sur le courant de sortie du transistor réel.

Ainsi, pour une tension de polarisation $V_{gs}=2.7$ V, le transistor conduit à $Q_{ox}=4 \cdot 10^{11} \text{cm}^{-2}$. Sa tension de seuil diminue lorsque la quantité de charges augmente la variation est linéaire mais avec une pente négative voir la figure (III.21(a)).

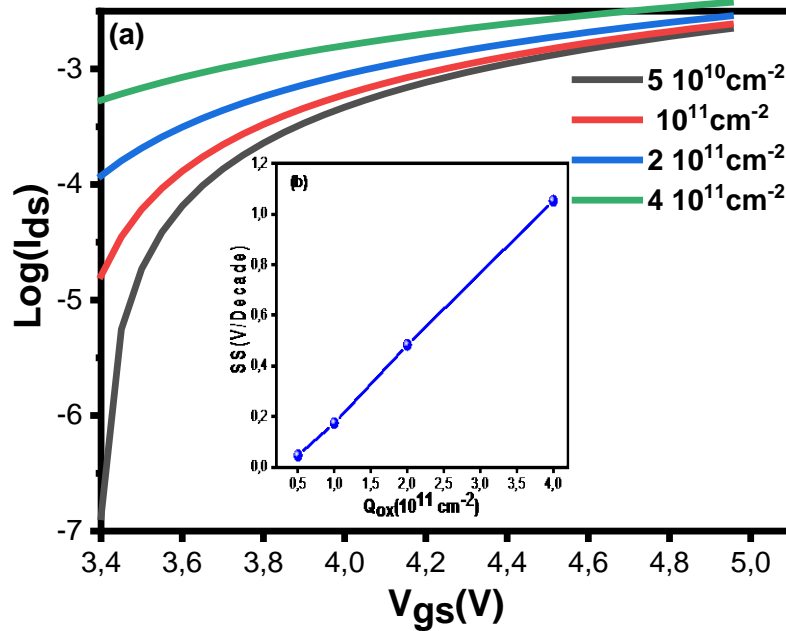


Figure (III.22) : (a) Variation du courant de transfert en échelle semi- logarithmique. en fonction de la Quantité de charge Q_{ox} à $V_{ds}=3V$. (b) Variation de SS en fonction de Q_{ox}

$Q_{ox}(\times 10^{11} \text{cm}^{-2})$	0.5	1	2	4
I_{ON}/I_{OFF}	75.94	9.11	3.97	2.09

Tableau (III.4) : rapport I_{ON}/I_{OFF} en fonction de Q_{ox}

Dans la Tableau (III.4), on remarque que, le rapport courant I_{ON}/I_{OFF} est augmenté lorsque Q_{ox} diminue.

Dans la figure (III.22 (b)), on remarque que la pente sous le seuil croit lorsque la quantité de charge croit aussi.

☞ La présence de la quantité de charge donne la naissance du courant de fuite alors le courant de fuite dépende de la quantité de charge Q_{ox}

III.4.1 Influence du travail sortie du métal Φ_m :

Pour varié la valeur de travail sortie du métal Φ_m nous utilisons trois grille métalliques Ag, Al, Or, avec des travaux de sortie sont respectivement 3.9, 4.35 et 4.8 e V.

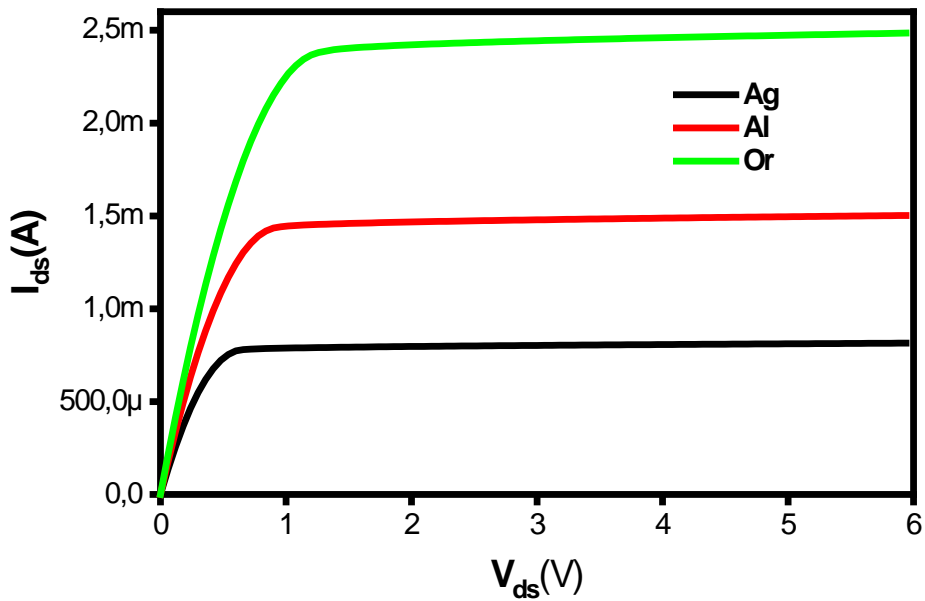


Figure (III.23) : Influence de la Φ_m sur la caractéristique de sortie à $V_{gs}=4.5V$.

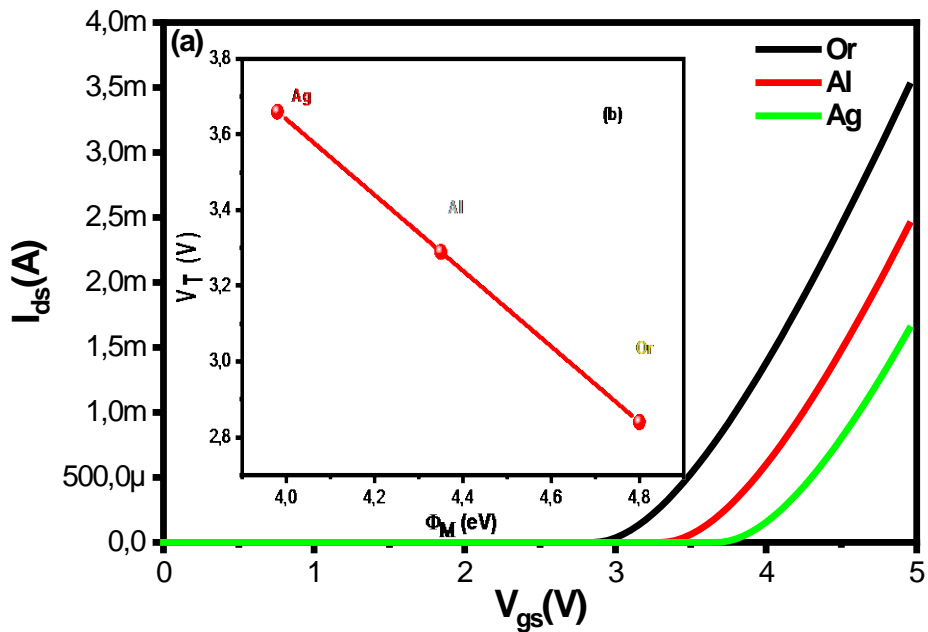


Figure (III.24) : Influence de Φ_m (a) sur la caractéristique de transfert $V_{ds}=3V$ (b) sur la tension de seuil

Les figures (III.23) et (III.24 (a)) montrent bien que les caractéristiques de sortie et de transfert dégradé lorsque Φ_m démunie la tension de seuil et aussi inversement proportionnelle au Φ_m

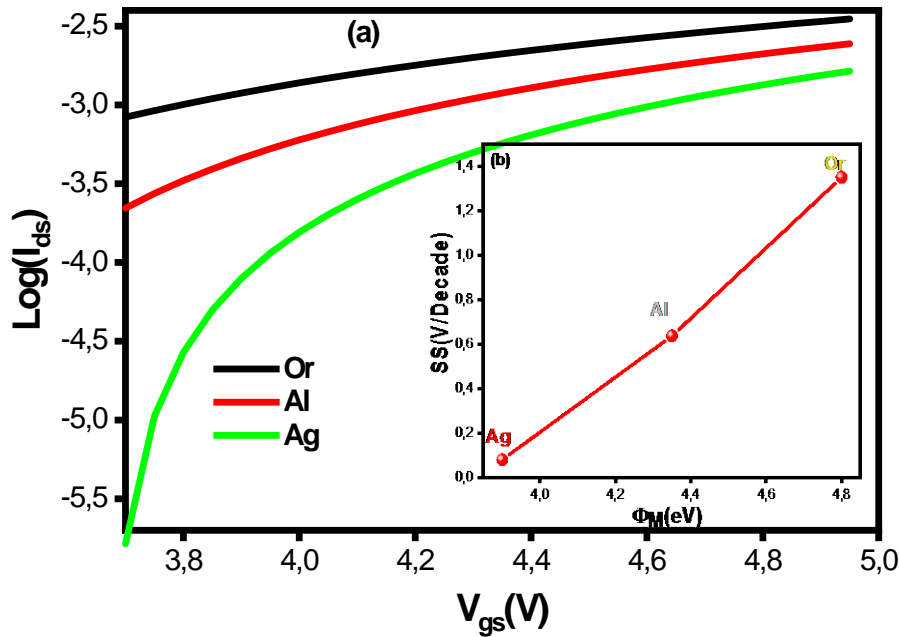


Figure (III.25) : (a) Variation du courant de transfert en échelle semi- logarithmique en fonction de Φ_m a $V_{ds}=3V$. (b) Variation de SS en fonction de Φ_m

Φ_m (eV)	Ag=3.9	Al=4.35	Or=4.8
I_{ON}/I_{OFF}	18.35	2.91	1.89

Tableau (III.5) : rapport I_{ON}/I_{OFF} en fonction de Φ_m

Les figures (III.25(a)) et (III.25(b)) représentent respectivement la Variation du courant de transfert en échelle semi- logarithmique. en fonction de Φ_m et Variation de SS en fonction de Φ_m on observons que I_{OFF} et SS sont en fonction de Φ_m .

Le tableau (III.5) montre que la diminution de Φ_m entraine une augmentation du rapport I_{ON}/I_{OFF} .

👉 La variation de Φ_m entrain une variation des courbures des bandes soit vers bas (accumulation les électrons) ou vers le haut (accumulation les trous) voir la figure (II.2), mais au point de vie technologie le Ag peut avoir une probabilité d'oxydation (résistance série élevé) para port Al et l'Or [4], par contre en coté commerciale en si que l'Or et plus chère que Al, dans ce cas en peut dire que le Al et le métal de référence

III.5 Application la structure MOSFET a la détection (ISFET) :

L'avantage majeur de ce type de capteur est la compatibilité avec la technologie de fabrication de silicium, nous intéressons particulièrement durant cette étude à ceux utilisés pour la mesure du pH et utilisant un principe de détection électrique. Avant d'aborder spécifiquement la mesure

du pH et les capteurs de pH, nous allons décrire le modes de détection basés sur l'électrochimie (voir chapitre I).

Le principe de détection est basé sur la variation du potentiel grille source (V_{gs}) pour un courant drain source (I_{ds}) donné. Ce potentiel (V_{gs}) varie en fonction de la concentration de l'espèce à détecter grâce à la couche sensible déposée sur la grille du transistor.

III.5.1 Simulation la détection de l'ISFET [5] :

Pour simulé $I_{ds} = f(V_{gs})$ pour différent valeur de PH il suffit que la tension de seuil va donc être en fonction des caractéristiques chimiques, et elle peut être écrite sous la forme

$$V_T = E_{ref} - \Psi_0 + \chi^{sol} - \frac{\phi_{si}}{q} - \frac{Q_{ss} + Q_{ox} + Q_B}{C_{ox}} + 2 \phi_F \quad (III. 2)$$

Avec :

E_{ref} : Potentiel d'électrode de référence Agcl=0.2V,

Ψ_0 : Potentiel électrochimique de la solution,

χ_{sol} : Potentiel de surface du solvant de l'eau et autour de 1.89V.

Dans l'équation (III.2) tous les paramètres peuvent être fixés, excepté le terme Ψ_0 , qui dépend du pH de la solution, ainsi on peut ramener l'équation de la tension de seuil V_T à :

$$V_T = V_{T0} + \Psi_0 \quad (III. 3)$$

Détermination de Ψ_0 :

$$\Psi_0 = \frac{2.3 * K * T}{q} \times \frac{\beta}{\beta + 1} \times (pH - pH_0) \quad (III. 4)$$

La valeur de pH_0 qui est le pH au point de charge nulle est déterminé par l'équation (III.5)

$$pH_0 = -\frac{1}{2} \times \log\left(\frac{K_a}{K_b}\right) \quad (III. 5)$$

Ou

K_a est la constante de dissociation positive = 15.8 mol/l.

K_b est la constante de dissociation négative = 63.1×10^{-9} mol/l.

Pour simplifier les calculs en prendre $\beta \gg 1$ alors équation (III.4) devienne :

$$\Psi_0 = \frac{2.3 * K * T}{q} \times (pH - pH_0) \quad (III. 6)$$

La simulation de la caractéristique $I_{ds}(V_{gs})$ avec différentes valeurs de pH est représentée sur la figure(III.26).

On constate que le courant I_{ds} en fonction de V_{gs} possède une allure semblable à celle d'un transistor MOSFET. On remarque un réseau de courbes similaires qui varie avec la valeur de

pH. Ainsi la valeur de la tension de seuil augmente quand le pH augmente. A partir de ce réseau de courbes on peut conclure que le transistor ISFET permet de mesurer la valeur de pH de manière indirecte à travers la mesure du courant I_{ds} . En remarque aussi que la sensibilité de capteur et autour de 59 m V/p H on peut dire que la sensibilité est Nernstienne (59.5 m V/p H) [6]

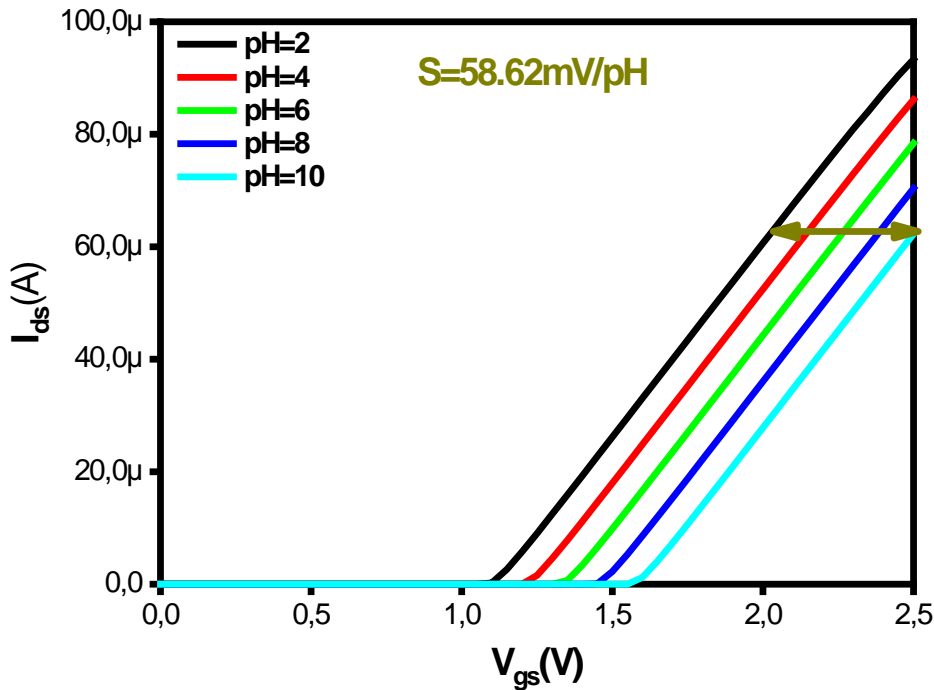


Figure (III.26) : caractéristique de transfert $I_{ds}=f(V_{gs})$ pour différent valeur de pH à $V_{ds}=1V$

➤ Le capteur pH-ISFET avec la grille SiO₂ possède une sensibilité faible et subNernstienne de 30 mV/p H a cause de valeur faible de β par contre le Al₂ O₃ et les oxydes a heigh K possèdent des sensibilités Nernstienne [6].

III.6 Conclusion :

Dans la simulation des caractéristiques du transistor réel, nous avons mis en évidence l'influence de la quantité de charges Q_{ox} , de la tension substrat- source V_{sb} , et celle le travail de sortie du métal Φ_m sur les caractéristiques $I_{ds} = f(V_{ds}, V_{gs})$

La caractéristique de transfert $I_{ds} = f(V_{gs})$ tracée en échelle semi-logarithmique a permis de voir que le courant du drain en régime de faible inversion varie considérablement en fonction de Q_{ox} , de la tension V_{sb} , et le Φ_m en diminuant donc le rapport I_{ON}/I_{OFF} et les performances du transistor.

En fin on peut conclure que le transistor ISFET permet de mesurer la valeur de pH de manière indirecte à travers la mesure du courant I_{ds} .

Référence :

- [1] Physique des Semiconducteurs et dispositifs MATHIEU en 6eme édition.
- [2] BRUNO COMMER Commère Ecole centrale de LYON (1988)
- [3] INS national de Lyon thèse doctorat présentée par OLIVIER WEBER.
- [4] BOUZIANE NASSREDDINE Mémoire de Doctorat à U.D.L (Décembre 2018)
- [5] HAMADOU FATIMA ZOHRA et BEN THAHAR SOUAD Mémoire de Mastère Univ Saida (Juin 2016).
- [6] ABDESSEMED LAKHDAR et DIFFALLAH THAMEUR Mémoire de Mastère Univ Msila (Juin 2017).

Conclusion Générale

Conclusion général :

Dans la première partie de ce mémoire, nous avons donné quelque définition fonctionnement et le domaine utilisation de transistor FET

Un accent particulier a été mis sur le rappel des équations qui définissent les phénomènes physiques et électriques liés à la conduction du transistor MOSFET en passant du cas idéal au cas réel pour le deuxième chapitre.

Dans troisième chapitre en utilisant les équations du transistor, on a développé un programme de calcul analytique en C++ permettant de calculer les caractéristiques $I_{ds} = f(V_{ds}, V_{gs})$. Cet outil de simulation nous a permis de vérifier l'ensemble des hypothèses physiques et géométriques en cas idéal et réelle.

La simulation analytique montre que :

En cas idéal :

- ✓ L'augmentation d'épaisseur d'oxyde d_{ox} et le dopage N_a entraînent une diminution des caractéristiques direct et transfert et l'augmentation de la tension de seuil
- ✓ La décroissance de la longueur du canal L résulte la croissance des caractéristiques directe et transfert
- ✓ Pour avoir une saturation il faut un compromis entre la longueur du canal et le dopage

En cas réelle :

- ✓ L'augmentation tension V_{sb} et le travail de sortie du métal Φ_m entraînent une diminution des caractéristiques directe et transfert et l'augmentation de la tension de seuil
- ✓ La croissance de V_{sb} et le travail de sortie du métal Φ_m provoquent la croissance de rapport I_{ON}/I_{OFF} et une décroissance de la pente SS
- ✓ Les caractéristiques direct transfert et la pente SS sont en fonction de quantité de charge Q_{ox} , la tension de seuil et rapport I_{ON}/I_{OFF} sont inversement proportionnelle à Q_{ox}
- ✓ On a montré la possibilité d'utiliser le transistor MOSFET comme capteur électrochimique de pH (ISFET).

Et on fin comme perspectives seront de faire un modèle qui estime le détecteur du GAZ à base de structure MOSFET qui rendent compte du fonctionnement de ce capteur.

Annexe

Programme MOSFET idéal :

```

#include <iostream>
#include <fstream>
#include <math.h>
#include <errno.h>
#include <stdio.h>
using namespace std ;
#define TAILLE 1000;
int main()
{
ofstream fdirect;
fdirect.open("MOSdir.dat");
ofstream ftransfert;
ftransfert.open("MOStrans.dat");

double ni,d,Na,epss,epsox,K,T,q,eps0;
cout<<"Temperature k"<<endl;
cin>>T;
cout<<"Cnst de Boltezmane"<<endl;
cin>>K;
cout<<"La charge electon"<<endl;
cin>>q;
cout<<"permutivité relative de vide F/cm "<<endl;
cin>>eps0;
cout<<"permutivité de semiconductor"<<endl;
cin>>epss;
cout<<"permutivité de l'Oxyde"<<endl;
cin>>epsox;
cout<<"Doping Na cm(-3)"<<endl;
cin>>Na;
cout<<"consentration ni cm(-3)"<<endl;
cin>>ni;
cout<<"oxyde thiknesse in cm"<<endl;
cin>>d;
double w,m,L,Cox,V2,V1;
cout<<"larger du canal 'W' cm"<<endl;
cin>>w;
cout<<"mobilité μ"<<endl;
cin>>m;
cout<<"longer du canal 'L' cm"<<endl;
cin>>L;
Cox=epsox*11.8E-12/d;
cout<<Cox<<endl;
double log(double V1);
V1=log(Na/ni);
double H;
H=4*eps0*epss*q*Na/(Cox*Cox);

```

```

cout<<H<<endl;
double sqrt( double V2);
V2=sqrt(H);
double V;
V=(K*T/q)*V1+V2;
cout<<V1<<endl;
cout<<V2<<endl;
cout<<"threshold voltage Vt= "<<V;
int i,j;
double IDS[10][100] ;
double IDS1[100][10];
double Vgs[10];
double Vdsat[10];
double IDSAT[10];
double delL0[10][100];
double delL[10][100];
double vds[100];
for (i=0 ; i<10 ; i++)
{ Vgs[i]=0.3*i;
Vdsat[i]=Vgs[i]-V;
IDSAT[i]=(w*Cox*m/L)*((Vgs[i]-V)*(Vgs[i]-V)/2);
for (j=0 ; j<100;j++)
{ vds[j]=0.04*j;
if (Vgs[i]<V)
IDS[i][j]=0;
else{
if(vds[j]<Vdsat[i])
IDS[i][j]=(w*Cox*m/L)*((Vgs[i]-V)*vds[j]-vds[j]*vds[j]/2);
else{
delL[i][j]=sqrt((2*eps*eps0/(q*Na))*(vds[j]-Vdsat[i]));
IDS[i][j]=IDSAT[i]*L/(L-delL[i][j]);}
}
}
}
for (i=0 ; i<10 ; i++){
fdirect<<" "<<Vgs[i]<<endl;
for (j=0 ; j<100;j++){
fdirect<<" "<<vds[j]<<" "<<IDS[i][j]<<endl;
}}
for (j=0 ; j<100;j++){
for (i=0 ; i<10 ; i++){
if (j==0)
ftransfert<<vds[j]<<" "<<Vgs[i]<<" "<<IDS[i][j];
else
ftransfert<<vds[j]<<" "<<Vgs[i]<<" "<<IDS[i][j]<<endl;
}}
return 0;
}

```

Programme MOSFET réel :

```

#include <iostream>
#include <fstream>
#include <math.h>
#include <errno.h>
#include <stdio.h>
using namespace std ;
#define TAILLE 1000;
int main()
{
ofstream fdirect1;
fdirect1.open("MOSdirREA1.dat");
ofstream ftransfert1;
ftransfert1.open("MOStrans1REA.dat");
double ni,d,Na,epss,epsox,K,T,q,eps0,Eg,phim,phisc,Qss,Vsb,Nss;
cout<<"Temperature k"<<endl;
cin>>T;
cout<<"Cnst de Boltezmane"<<endl;
cin>>K;
cout<<"La charge electon"<<endl;
cin>>q;
cout<<"permittivité relative de vide F/cm "<<endl;
cin>>eps0;
cout<<"permittivité de semiconductor"<<endl;
cin>>epss;
cout<<"gap de semiconductor"<<endl;
cin>>Eg;
cout<<"travail de sortie du semiconductor"<<endl;
cin>>phisc;
cout<<"travail de sortie du métal"<<endl;
cin>>phim;
cout<<"permittivité de l'Oxyde"<<endl;
cin>>epsox;
cout<<"qantité de charge du oxyde"<<endl;
cin>>Qss;
cout<<"Doping Na cm(-3)"<<endl;
cin>>Na;
cout<<"consentration ni cm(-3)"<<endl;
cin>>ni;
cout<<"oxyde thiknesse in cm"<<endl;
cin>>d;
double w,m,L,Cox,V2,V1,Vt,Vt0,V11,V22,sigma;
cout<<"larger du canal 'W' cm"<<endl;
cin>>w;
cout<<"mobilité 'μ'"<<endl;
cin>>m;
cout<<"Tension source bulkVsb 'volt'"<<endl;
cin>>L;

```

```

cout<<"longer du canal 'L' cm"<<endl;
cin>>L;
Cox=epsox*eps0/d;
cout<<Cox<<endl;
double log(double V1);
V1=log(Na/ni);
double Vbp;
Nss=(q*Qss)/Cox;
Vbp=-phim+(phisc+Eg/2+K*T*V1/q)-Nss;
double H;
H=4*eps0*epss*q*Na*K*T*V1/(q*Cox*Cox);
cout<<H<<endl;
double sqrt( double V2);
V2=sqrt(H);
double V;
V=(2*K*T/q)*V1+V2;
cout<<V1<<endl;
cout<<V2<<endl;
double H1;
H1=4*eps0*epss*q*Na/(Cox*Cox);
double sqrt( double V11);
V11=sqrt(H1);
Vt0=Vbp+(2*K*T/q)*V1+V2;
double H11;
H11=4*eps0*epss*q*Na*K*T*(V1+Vsb)/(q*Cox*Cox);
double sqrt( double V22);
V22=sqrt(H11);
Vt=Vt0+(V22+V2);
cout<<"threshold voltage Vt= "<<Vt;
double sigm;
sigm=H1/(4*(2*V1+Vsb));
double sqrt( double sigma);
sigma=sqrt(sigm);
double teta;
teta=2E-6/Cox;
double tetab;
tetab=5E-6/Cox;
int i,j;
double IDS[10][100] ;
double IDS1[100][10];
double Vgs[10];
double Vdsat[10];
double IDSAT[10];
double mob[10];
double delL0[10][100];
double delL[10][100];
double vds[100];
for (i=0 ; i<10 ; i++)
{ Vgs[i]=0.5*i;
mob[i]=m/(1+teta*(Vgs[i]-Vt)+tetab*Vsb);

```



```

Vdsat[i]=(Vgs[i]-Vt)/(1+sigma);
IDSAT[i]=(w*Cox*mob[i]/L)*((Vgs[i]-Vt)*(Vgs[i]-Vt)/(2*(1+sigma)));
for (j=0 ; j<100;j++)
{vds[j]=0.06*j;
if (Vgs[i]<Vt)
IDS[i][j]=0;
else{
if(vds[j]<=Vdsat[i])
IDS[i][j]=(w*Cox*mob[i]/L)*((Vgs[i]-Vt)*vds[j]-(1+sigma)*vds[j]*vds[j]/2);
else{
deltL[i][j]=sqrt((2*epss*eps0/(q*Na))*(vds[j]-Vdsat[i]));
IDS[i][j]=IDSAT[i]*L/(L-deltL[i][j]);}
}
}
}
for (i=0 ; i<10 ; i++){
    fdirect1<<" "<<Vgs[i]<<endl;
for (j=0 ; j<100;j++){
fdirect1<<" "<<vds[j]<<" "<<IDS[i][j]<<endl;
}}
for (j=0 ; j<100;j++){
for (i=0 ; i<10 ; i++){
    if (j==0)
    ftransfert1<<vds[j]<<" "<<Vgs[i]<<" "<<IDS[i][j];
    else
    ftransfert1<<vds[j]<<" "<<Vgs[i]<<" "<<IDS[i][j]<<endl;
}}
return 0;
}

```

Programme ISFET:

```

#include <iostream>
#include <fstream>
#include <math.h>
#include <errno.h>
#include <stdio.h>
using namespace std ;
#define TAILLE 1000;
int main()
{
ofstream fdirect1;
fdirect1.open("MOSdirREA1.dat");
ofstream ftransfert1;
ftransfert1.open("MOStrans1REA.dat");
double ni,d,Na,epss,epsox,K,T,q,eps0,Eg,phim,phisc,Qss,Vsb,Nss;
cout<<"Temperature k"<<endl;
cin>>T;
cout<<"Cnst de Boltezmane"<<endl;

```

```

cin>>K;
cout<<"La charge electon"<<endl;
cin>>q;
cout<<"permittivité relative de vide F/cm "<<endl;
cin>>eps0;
cout<<"permittivité de semiconductor"<<endl;
cin>>epss;
cout<<"gap de semiconductor"<<endl;
cin>>Eg;
cout<<"travail de sortie du semiconductor"<<endl;
cin>>phisc;
cout<<"travail de sortie du solvant"<<endl;
cin>>phim;
cout<<"permittivité de l'Oxyde"<<endl;
cin>>epsox;
cout<<"qantité de charge du oxyde"<<endl;
cin>>Qss;
cout<<"Doping Na cm(-3)"<<endl;
cin>>Na;
cout<<"consentration ni cm(-3)"<<endl;
cin>>ni;
cout<<"oxyde thiknesse in cm"<<endl;
cin>>d;
double w,m,L,Cox,V2,V1,Vt,Vt0,V11,V22,sigma,psi0,Agcl,Ka,Kb,ph,ph0;
cout<<"larger du canal 'W' cm"<<endl;
cin>>w;
cout<<"mobilité 'μ'"<<endl;
cin>>m;
cout<<"Tension source bulkVsb 'volt'"<<endl;
cin>>L;
cout<<"longer du canal 'L' cm"<<endl;
cin>>L;
cout<<"electrode de référence Agcl"<<endl;
cin>>Agcl;
cout<<"constante de disoation Ka"<<endl;
cin>>Ka;
cout<<"constante de disoation Kb"<<endl;
cin>>Kb;
cout<<"La valeur de ph"<<endl;
cin>>ph;
Cox=epsox*eps0/d;
cout<<Cox<<endl;
double log(double V1);
V1=log(Na/ni);
double Vbp;
Nss=(q*Qss)/Cox;
Vbp=-phim+(phisc+Eg/2+K*T*V1/q)-Nss;
double H;
H=4*eps0*epss*q*Na*K*T*V1/(q*Cox*Cox);
cout<<H<<endl;

```

```

double sqrt( double V2);
V2=sqrt(H);
double V;
V=(2*K*T/q)*V1+V2;
cout<<V1<<endl;
cout<<V2<<endl;
double H1;
H1=4*eps0*epss*q*Na/(Cox*Cox);
double sqrt( double V11);
V11=sqrt(H1);
Vt0=Vbp+(2*K*T/q)*V1+V2;
double H11;
H11=4*eps0*epss*q*Na*K*T*(V1+Vsb)/(q*Cox*Cox);
double log(double ph0);
ph0=-0.5*log(Ka/Kb);
psi0=2.30*K*T*(ph-ph0)/q
double sqrt( double V22);
V22=sqrt(H11);
Vt=Vt0+(V22+V2)+Agcl+psi0;
cout<<"threshold voltage Vt= "<<Vt;
double sigm;
sigm=H1/(4*(2*V1+Vsb));
double sqrt( double sigma);
sigma=sqrt(sigm);
double teta;
teta=2E-6/Cox;
double tetab;
tetab=5E-6/Cox;
int i,j;
double IDS[100][10] ;
double IDS1[10][100];
double Vgs[100];
double Vdsat[100];
double IDSAT[100];
double mob[100];
double delL0[100][10];
double delL[100][10];
double vds[10];
for (i=0 ; i<100 ; i++)
{ Vgs[i]=0.05*i;
mob[i]=m/(1+teta*(Vgs[i]-Vt)+tetab*Vsb);
Vdsat[i]=(Vgs[i]-Vt)/(1+sigma);
IDSAT[i]=(w*Cox*mob[i]/L)*((Vgs[i]-Vt)*(Vgs[i]-Vt)/(2*(1+sigma)));
for (j=0 ; j<10;j++)
{ vds[j]=0.5*j;
if (Vgs[i]<Vt)
IDS[i][j]=0;
else{
if(vds[j]<=Vdsat[i])
IDS[i][j]=(w*Cox*mob[i]/L)*((Vgs[i]-Vt)*vds[j]-(1+sigma)*vds[j]*vds[j]/2);
}
}
}

```

```
else{
deltL[i][j]=sqrt((2*epss*eps0/(q*Na))*(vds[j]-Vdsat[i]));
IDS[i][j]=IDSAT[i]*L/(L-deltL[i][j]);}
}
}
}
for (i=0 ; i<100 ; i++){
    fdirect1<<" "<<Vgs[i]<<endl;
for (j=0 ;j<10;j++){
fdirect1<<" "<<vds[j]<<" "<<IDS[i][j]<<endl;
}}
for (j=0 ; j<10;j++){
for (i=0 ; i<100 ; i++){
    if (j==0)
        ftransfert1<<vds[j]<<" "<<Vgs[i]<<" "<<IDS[i][j];
    else
        ftransfert1<<vds[j]<<" "<<Vgs[i]<<" "<<IDS[i][j]<<endl;
}}
return 0;
}
```

Résumé

La protection des personnes, que ce soit au niveau générale de l'environnement, au niveau industriel ou dans un souci de sécurité civile et militaire constitue une exigence plus forte. En plusieurs systèmes ont été proposés tels que les capteurs électrochimiques, optiques. Ces dispositifs sont généralement basés sur le fonctionnement de transistor MOS, il pauvres apporter des spécificités intéressantes. Le travail que nous allons présenter dans cette contribution a pour but de faire une analyse théorique des phénomènes parasites qui influencent le comportement électriques des transistors MOSFET. Une simulation analytique des caractéristique électriques telles que le courant électrique, la transconductance, et la conductance en fonction des différents paramètres physique et même géométriques de transistor permettre ainsi de mieux comprendre son fonctionnement et surtout pour les capteurs.

Abstract

The protection of people, whether at the general level of the environment, at the industrial level, or for the sake of civil and military security is a stronger requirement. Several systems have been proposed such as electrochemical and optical sensors. These devices are generally based on the operation of MOS transistor. The work that we will present in this contribution aims to make a theoretical analysis of the parasitic phenomena which influence the electrical behavior of MOSFET transistors. Analytical simulation of electrical characteristics such as electric current, trans-conductance, and conductance as a function of the various physical and even geometric parameters of the transistor thus make it possible to better understand its operation and especially for the sensors.