



Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd



Faculté de Technologie

Département d'électronique

Thèse

Préparée au sein du **Laboratoire d'Automatique Avancée et d'analyse des Systèmes
(LAAAS)**

Présentée pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences en électronique

Option : Instrumentation

Sous le Thème :

**ETUDE ET MODELISATION D'UN CAPTEUR
MOLECULAIRE**

Présentée par :

OUARGHI Meriem

Devant le jury:

Mr. OUNISSI Abdelhamid	Prof.	Université de Batna2	Président
Mr. DIBI Zohir	Prof.	Université de Batna2	Rapporteur
M ^{me} BOUMAZA Thouraya	Prof.	Université de Constantine	Examineur
Mr. BOUCHEMAT Mouhamed	Prof.	Université de Constantine	Examineur
Mr. CHAABI Abdelhafid	Prof.	Université de Constantine	Examineur
Mr. MAHAMDI Ramdane	Prof.	Université de Batna2	Examineur

SEPTEMBRE 2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicaces

Toutes les lettres ne sauraient trouver les mots qu'il faut...



Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude,



l'amour, le respect, la reconnaissance...

Aussi, c'est tout simplement que...



Je dédie cette thèse

A la mémoire de ma chère Mère

La plus douce et la plus merveilleuse de toutes les mamans.

A une personne qui m'a tout donné sans compter.

Aucun hommage ne saurait transmettre à sa juste valeur ;

l'amour, le dévouement et le respect que je lui dois.

*J'implore Dieu qu'il pardonne ces péchés et l'accueille dans
son vaste paradis*

A mon très cher Père

*A celui qui a su m'entourer d'attention, m'inculquer les
valeurs nobles de la vie, l'honnêteté et la responsabilité.*

*Des mots ne pourront jamais exprimer la profondeur
de mon respect, ma reconnaissance et mon amour éternel.*

*Tu as été et tu seras toujours un exemple à suivre pour tes
qualités humaines.*

*Que Dieu te préserve des malheurs de la vie afin que tu
demeures le flambeau illuminant mon chemin*

De tous les pères, tu es le meilleur

A mes chers frères, sœurs, leurs familles et mes amies.

Remerciements

Tout d'abord, je rends grâce à Dieu, le tout puissant, le clément et le miséricordieux qui m'a aidé à terminer cette thèse de doctorat.

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur Monsieur le Professeur **DIBI Zohir** de l'Université de BATNA "2" pour avoir accepté d'encadrer et de diriger mes travaux depuis l'ingéniorat et de m'avoir proposé le sujet à l'origine de cette thèse. Je le remercie très sincèrement pour ses nombreux conseils et suggestions scientifiques qui ont contribué à l'élaboration de ce travail, pour la confiance qu'il m'a accordée et pour sa patience inouïe qu'il m'a témoignée tout au long de ces années d'encadrement.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur le Professeur **OUNISSI Abdelhamid** de l'Université de Batna 2 pour le grand honneur qu'il me fait en présidant le jury de thèse.*

*Je suis très reconnaissante à Madame le Professeur **BOUMAZA Touraya**, de l'Université de Constantine1 d'avoir accepté d'examiner ma thèse, et dont sa participation à la soutenance m'honore beaucoup.*

*Je remercie également Monsieur le Professeur **BOUCHEMAT Mohamed** et Monsieur le Professeur **CHAABI Abdelhafid** de l'Université de Constantine1 pour leurs disponibilités et leurs acceptations de faire partie de mon jury de thèse.*

*Je remercie très sincèrement Monsieur le Professeur **MAHAMDI Ramadane** de l'Université de Batna 2 pour avoir accepté d'examiner ma thèse et de faire partie de mon jury.*

J'adresse enfin ma reconnaissance, à tous ceux qui ont de près ou de loin, contribué à l'élaboration de cette thèse.

Résumé

L'omniprésence des biocapteurs dans différents domaines tels que la santé, l'environnement, l'alimentation, ... a accéléré leurs développements et a attiré beaucoup de chercheurs à travailler sur le sujet. Afin de poursuivre le développement de la recherche, nous avons proposé deux nouveaux modèles de transistor basé sur l'ingénierie des grilles utilisées comme des biocapteurs, et ce dans le but d'améliorer la détection des molécules d'ADN.

Notre travail est basé essentiellement sur l'amélioration de la sensibilité du transistor à effet de champ (MOSFET) à double grille (DG) et grille enrobée (GAA) avec triple matériau de grille (TM) utilisé comme biocapteur d'ADN. Des études analytiques et numériques, basé sur la technique de modification du Diélectrique (DM) étaient à l'origine de ce travail. Cette technique (DM) vérifie la présence des molécules d'ADN dans la cavité (nanogap) créé dans l'oxyde de grille. Le changement de la densité de charge de ces biomolécules apporte un changement dans la tension de seuil (V_{th}), le courant (I_{ON} - I_{off}) et la sensibilité du biocapteur.

Dans cette thèse, nous avons simulé le comportement de deux capteurs biochimiques (DG-ISFET et NW-cylindrical FET) avec le logiciel « BIOSENSOR-LAB », comme nous avons proposé aussi des modèles analytiques étudiant l'impact de la variation des densités de charge des biomolécules d'ADN et la variation des dimensions du TM-DG-DM-JL-MOSFET et TM-GAA-DM-JL-MOSFET sur leurs sensibilités. Nous avons validé les résultats obtenus à partir de nos modèles analytiques par des simulations numériques faites avec le simulateur TCAD et à la fin nous avons comparé la sensibilité des structures proposées TM-DG-DM-JL-MOSFET source-drain fortement dopées avec SM-DM-JL-MOSFET et TM-DG-DM-JL-MOSFET avec TM-GAA-DM-JL-MOSFET.

Les résultats obtenus en utilisant des nouvelles techniques ont montré une bonne amélioration de la sensibilité des biocapteurs proposés.

Mots clés - Biocapteur, modulation diélectrique, capteurs d'ADN, DMFET, nanogap, sensibilité, grille à triple matériel, ingénierie des grilles.

Abstract

The omnipresence of biosensors in different fields such as health, the environment, food, ... has accelerated their development and has attracted many researchers to work below. In order to continue the development of the research, we proposed two new models of transistor based on gate engineering used as biosensors, in order to improve the detection of DNA molecules.

Our work is essentially based on improving the sensitivity of the double gate (DG) and gate all around (GAA) field effect transistor (MOSFET) with triple gate material (TM) used as a DNA biosensor. An analytical and numerical study, based on the Dielectric Modification (DM) technique was the origin of this work. This technique (DM) verifies the presence of DNA molecules in the cavity (nanogap) created in the gate oxide. The change in charge density of these biomolecules brings a change in threshold voltage (V_{th}), current (I_{ON} - I_{off}) and sensitivity of the biosensor.

In this thesis, we simulated the behavior of two biochemical sensors (DG-ISFET and NW-cylindrical FET) with the software "BIOSENSOR-LAB", as we also proposed analytical models studying the impact of the variation of the charge densities of DNA biomolecules and the variation of the TM-DG-DM-JL-MOSFET and TM-GAA-DM-JL-MOSFET dimensions on their sensitivities, we have validated the results obtained from our analytical models by numerical simulations made with the simulator TCAD and in the end we the sensitivity of the heavily doped source-drained TM-DG-DM-JL-MOSFET structure with SM-DM-JL-MOSFET, heavily doped source-drained and TM-DG-DM-JL-MOSFET with TM-GAA-DM-JL-MOSFET.

The results obtained using new techniques showed a good improvement in the sensitivity of the biosensors

Keywords — *Biosensor, Dielectric Modulation, DNA Sensors, DMFET, nanogap, sensitivity, triple materiel gate, gate engineering.*

الملخص

إن وجود أجهزة الاستشعار البيولوجية بكثرة في مختلف المجالات مثل الصحة والبيئة والغذاء... ، أدى إلى تطورها وجذب العديد من الباحثين للعمل عليها و تطويرها، و من أجل مواصلة هذا الدرب قمنا باقتراح نموذجين جديدين للترانزستور يعتمدان على هندسة البوابات و يستعملان كجهاز استشعار بيولوجي من أجل تحسين الكشف على جزيئات الحمض النووي.

اعتمد عملنا أساساً على تحسين حساسية الترانزستورات MOSFET ثنائي البوابة (DG) والبوابة الدائرية (GAA) باستخدام البوابة ثلاثية المادة (TM) و تقنية تعديل العازل (DM) التي تستعمل كجهاز استشعار بيولوجي، فقد قمنا بمحاكاة سلوك جهازين من أجهزة الاستشعار البيوكيميائية (DG-ISFET) و (NW-cylindrical FET) باستعمال برنامج "BIOSENSOR-LAB". كما قمنا بدراسة تحليلية وعددية لنموذج كمون السطح وعتبة الجهد التي اعتمدت على تقنية التعديل في العازل، إذ أن هذه الأخيرة تتحقق من وجود جزيئات الحمض النووي في التجويف (nanogap) الذي يتم إنشاؤه في منطقة العازل . كما تم دراسة تأثير كثافة الجزيئات الحيوية لحمض النووي وتغير أبعاد TM-DG-DM-JL-MOSFET و MOSFET على حساسية الأجهزة. إن التغيير في كثافة هذه الجزيئات الحيوية يجلب تغييراً في عتبة الجهد (V_{th})، التيار ($I_{ON}-I_{off}$) وحساسية جهاز الاستشعار البيولوجي.

للتحقق من صحة النتائج التي تم الحصول عليها من نماذجنا التحليلية قمنا بإجراء العديد من عمليات المحاكاة باستعمال برنامج TCAD وفي النهاية قمنا بمقارنة حساسية تراكيب TM-DG-DM-JL-MOSFET ذو التشويب العالي من جهة المنبع والمصب مع SM-DM-JL-MOSFET و TM-DG-DM-JL-MOSFET مع TM-GAA-DM-JL-MOSFET

أظهرت النتائج المتحصل عليها باستعمال تقنيات جديدة تحسناً جيداً في حساسية المستشعرات البيولوجية

كلمات المفاتيح - جهاز الاستشعار البيولوجي ، التحويل الكهربائي ، الحساسية ، بوابة ثلاثية المادة، هندسة البوابات.

Table des matières

<i>Dédicaces.....</i>	<i>i</i>
<i>Résumé.....</i>	<i>iv</i>
<i>Abstract.....</i>	<i>v</i>
<i>المُلخَص.....</i>	<i>vi</i>
<i>Introduction générale.....</i>	<i>1</i>
<i>Références.....</i>	<i>Erreur ! Signet non défini.</i>
<i>Chapitre I : Les Transistors MOSFET.....</i>	<i>5</i>
<i>I.1 Introduction.....</i>	<i>6</i>
<i>I.2 Transistor MOS.....</i>	<i>7</i>
<i>I.2.1 La structure du transistor MOS.....</i>	<i>7</i>
<i>I.2.2 Principe de fonctionnement.....</i>	<i>8</i>
<i>I.3 Miniaturisation des composants.....</i>	<i>17</i>
<i>I.4 Les transistors à grilles multiples.....</i>	<i>20</i>
<i>I.4.1 L'architecture MOSFET à double grille.....</i>	<i>21</i>
<i>I.4.2 L'architecture MOSFET à grille enrobée.....</i>	<i>24</i>
<i>I.4.3 Caractéristiques électriques des différentes structures multi-grilles.....</i>	<i>26</i>
<i>I.4.4 Avantages des transistors à grilles multiples.....</i>	<i>27</i>
<i>I.4.5 Inconvénient des transistors à grilles multiples.....</i>	<i>28</i>
<i>I.5 Transistor sans jonction.....</i>	<i>28</i>
<i>I.6 Matériaux à constante diélectrique élevée (high K).....</i>	<i>30</i>
<i>Références.....</i>	<i>32</i>
<i>Chapitre II: Simulation des biocapteurs avec le logiciel BIOSENSOR LAB.....</i>	<i>36</i>
<i>II.1 Introduction.....</i>	<i>37</i>
<i>II.2 Contexte historique.....</i>	<i>37</i>
<i>II.3 Biocapteur et nanobiocapteur :.....</i>	<i>39</i>
<i>II.4 Classification des biocapteurs.....</i>	<i>41</i>
<i>II.5 Les méthodes d'immobilisation dans un biocapteur.....</i>	<i>42</i>
<i>II.6 Différents types de biocapteurs.....</i>	<i>43</i>
<i>II.6.1 Biocapteur optique.....</i>	<i>43</i>
<i>II.6.2 Biocapteurs thermiques.....</i>	<i>43</i>
<i>II.6.3 Biocapteur mécanique.....</i>	<i>43</i>
<i>II.6.4 Biocapteur électrochimique.....</i>	<i>44</i>

<i>II.7 Caractéristiques d'un biocapteur.....</i>	<i>45</i>
<i>II.8 Domaine d'applications des biocapteurs.....</i>	<i>47</i>
<i>II.9 Nanotechnologie et nanobiocapteurs.....</i>	<i>49</i>
<i>II.10 Les biocapteurs à base de FETs</i>	<i>50</i>
<i>II.11 Simulation de quelque biocapteurs à effet de champ avec le logiciel « BIOSENSOR LAB »</i>	
<i>II.11.1 Principe de fonctionnement du « BIOSENSOR LAB ».....</i>	<i>51</i>
<i>II.11.2 Simulation du biocapteur double grille MOSFET</i>	<i>52</i>
<i>II.11.2.1 Mode de fonctionnement :</i>	<i>52</i>
<i>II.11.2.2 Résultats et discussions.....</i>	<i>53</i>
<i>II.11.3 Simulation du biocapteur de NW- cylindrique</i>	<i>56</i>
<i>II.11.3.1 Mode de fonctionnement.....</i>	<i>56</i>
<i>II.11.3.2 Résultats et discussions.....</i>	<i>58</i>
<i>II.12 Conclusions.....</i>	<i>60</i>
<i>Références.....</i>	<i>61</i>
<i>CHAPITRE III: Modelisation d'un biocapteur a base du transistor TM- JL-DG-DM- MOSFET</i>	
<i>III.1 Introduction</i>	<i>66</i>
<i>III.2 Structure du dispositif et mode de fonctionnement.....</i>	<i>67</i>
<i>III.3 Modèles du potentiel de surface et de la tension seuil</i>	<i>71</i>
<i>III.3.1 Modèle du potentiel de surface.....</i>	<i>71</i>
<i>III.3.2 Modèle de la tension de seuil.....</i>	<i>75</i>
<i>III.4 Résultats et discussion.....</i>	<i>77</i>
<i>III.5 Comparaison de TM-DG-DM-JL-MOSFET avec SM-DM-JL-MOSFET.....</i>	<i>85</i>
<i>III.6 Conclusion</i>	<i>87</i>
<i>Références.....</i>	<i>88</i>
<i>CHAPITRE IV:Modélisation du biocapteur TM-JL-GAA-DM-MOSFET et détection du phénomène d'hybridation d'adn.....</i>	<i>94</i>
<i>PARTIE 1: Modélisation du biocapteur TM-JL-GAA-DM-MOSFET.....</i>	<i>95</i>
<i>IV.1.1 Introduction.....</i>	<i>96</i>
<i>IV.1.2 Choix de la structure.....</i>	<i>96</i>
<i>IV.1.3 Structure du dispositif et mode de fonctionnement</i>	<i>97</i>
<i>IV.1.4 Modèles de potentiel de surface et de tension seuil</i>	<i>99</i>
<i>IV.1.4.1 Modèle de potentiel de surface</i>	<i>99</i>
<i>IV.1.4.2 Modèle de la tension de seuil.....</i>	<i>106</i>
<i>IV.1.5 Comparaison de TM-DG-DM-JL-MOSFET avec TM-GAA-JL-MOSFET</i>	<i>114</i>

<i>IV.1.5.1 Comparaison du potentiel de surface</i>	<i>115</i>
<i>IV.1.5.2 Comparaison de la tension de seuil et de la sensibilité</i>	<i>115</i>
<i>IV.1.6 Conclusion</i>	<i>116</i>
<i>PARTIE 2 : Détection du phénomène d'hybridation d'adn</i>	<i>117</i>
<i>IV.2.1 Introduction</i>	<i>118</i>
<i>IV.2.2 Principe de détection de l'hybridation avec les biocapteurs</i>	<i>119</i>
<i>IV.2.3 Méthodes de détection de l'hybridation de l'ADN</i>	<i>119</i>
<i>IV.2.3.1 Détection avec marqueur</i>	<i>119</i>
<i>IV.2.3.2 Détection sans marqueur (« label-free »)</i>	<i>120</i>
<i>IV.2.4 Détection de l'hybridation par effet de champ</i>	<i>121</i>
<i>IV.2.4.1 Principe</i>	<i>121</i>
<i>IV.2.4.2 Détection d'hybridation d'ADN avec le TM-DM-JL-GAA-MOSFET</i>	<i>123</i>
<i>IV.2.5 Conclusion</i>	<i>125</i>
<i>Références</i>	<i>126</i>
<i>Conclusion générale</i>	<i>131</i>
<i>Perspectives</i>	<i>132</i>

INTRODUCTION

GENERALE

Introduction générale

L'évolution de la demande et la nécessité d'une information en temps réel dans de nombreuses situations pour faire face à un événement critique, a motivé les chercheurs à trouver des méthodes et des dispositifs adéquats. Parmi ces méthodes et dispositifs qui ont permis de résoudre ce problème et de le mettre en application les biocapteurs, qui font partie des filières technologiques les plus prometteuses.

Le biocapteur est un dispositif biologique créé pour la 1^{ère} fois en 1962, [01] son principe de base repose sur la combinaison d'un élément biologique (ADN, protéines, oligosaccharides...), d'un convertisseur de signal (transducteur) et d'un appareil électrique de mesure [02].

Les biocapteurs apparaissent aujourd'hui comme des outils très élégants dans de nombreux domaines tels que la recherche biomédicale (le diagnostic médical, la surveillance du traitement, la progression de la maladie, la découverte de médicaments...), l'environnement et l'agriculture, (contrôle de l'eau, détection des polluants, pollution des sols...), la sécurité(la détection immédiate des polluants utilisés comme armes chimiques est également primordiale, où certains pays comme les Etats-Unis mènent des programmes de recherche et développement spécifiques) et pourraient aussi avoir des applications dans l'industrie alimentaire, au niveau du contrôle des procédés et de la prévention des risques (la surveillance environnementale, le contrôle des aliments,...)[03].

Les biocapteurs ont connu un développement important et une augmentation exponentielle en terme d'investissements dans plusieurs publications scientifiques où un nombre important de chercheurs de par le monde à travailler sur la thématique (par exemple en effectuant une recherche sur le site science-direct avec le mot "biosensor" plus de 34525 articles traitant le sujet ressortent). Cette croissance est attribuée à leurs caractéristiques (sensibilité, commodité, simplicité, rapidité, économie des réactifs et bons marchés), en plus des progrès technologiques importants dans le domaine de la microélectronique (développements dans l'industrie des semi-conducteurs, transducteurs de plus en plus performants et miniatures...), des matériaux (matériaux nouveaux...), biologie moléculaire (biomolécules de haute affinité). En effet, le grand avantage des biocapteurs réside dans leur concept original autorisant la réalisation des systèmes de mesure intégrés, auto fonctionnels, miniatures, aisés à mettre en œuvre et ne nécessitant que peu ou pas de traitement de l'échantillon à analyser [04, 05].

Dans ce manuscrit les biocapteurs présentés sont des transistors à effet de champ de type double grilles ou grille enrobée dont la fixation des molécules biologiques se fait sur l'oxyde de grille et c'est l'étape clé de la conception du biocapteur puisque cette étape conditionne les performances du biocapteur. Ces biocapteurs combinent les propriétés des molécules biologiques avec celles des matériaux permettant ainsi d'imaginer des architectures innovantes.

Ce manuscrit est constitué de quatre chapitres :

Le premier chapitre débute par une brève présentation du transistor MOS, ses caractéristiques électriques, sa miniaturisation et ses différentes structures : double grille DG (double gate) et grille enrobée GAA (Gate All Around).

Le deuxième chapitre est consacré au monde des biocapteurs : leur historique, constitution, principe de fonctionnement, différents domaines d'application en plus d'une simulation des caractéristiques de quelques biocapteurs chimiques à base de la structure FET comme le DG-ISFET et le NW-cylindrical-FET avec le logiciel « biosensor lab ».

Le troisième chapitre traite la modélisation d'un nouveau biocapteur à base de transistor MOSFET sans jonction à double grilles avec des extensions (s/d) fortement dopées. Chaque grille est constituée de trois matériaux différents (différent travail de sortie). Son principe de fonctionnement repose sur la création des nanogap au niveau du diélectrique où sont injectés les biomolécules. Des modèles analytiques et numériques sont proposés et où les résultats obtenus sont comparés à ceux d'un capteur à base de transistor doubles grilles avec un seul matériau.

Le quatrième chapitre contient deux parties : dans la première partie nous proposons un autre biocapteur basé sur un transistor MOSFET à grille enrobée, sans jonction, avec modulation diélectrique reposant à la fois sur l'ingénierie des matériaux de la grille et sur les extensions drain/source fortement dopées. Des modèles analytiques et numériques du dispositif associé au potentiel de surface et à la tension de seuil sont développés. Ces résultats ont été comparés avec ceux proposés au troisième chapitre. La deuxième partie concerne la détection de l'hybridation d'ADN avec TM-JL-DM-GAA- MOSFET.

Une conclusion synthétise les résultats obtenus et donne un aperçu de perspectives qui peuvent être développées pour mieux comprendre ce sujet.

Le travail présenté dans ce manuscrit vise à apporter une contribution significative à l'amélioration de la sensibilité de ces biocapteurs.

Références

- [1]. F.Haddache « conception de biocapteurs à ADN photo-electrochimiques et impédance métrique a base de polymères electrogénérés » thèse de doctorat grenoble, France 2016.
- [2]. M.Marrakchi « développement et optimisation de biocapteurs à base de biomolécules et de micro-organismes sur microélectrodes interdigitées » thèse de doctorat Lyon France 2006.
- [3]. V.Douence « Circuit et système de modélisation analogique de neurones biologiques » bordeaux 2000.
- [4]. H.GUEDRI « mise au point de biocapteurs sur la mesure d'activités enzymatiques de cellules algales pour la surveillance des milieux aquatiques » Lyon France 2010.
- [5]. Maxime Legallais « Conception, étude et modélisation d'une nouvelle génération de transistors à nanofils de silicium pour applications biocapteurs » thèse de doctorat Grenoble 2017.

Chapitre I : Les Transistors MOSFET

Chapitre I :

Les Transistors MOSFET

I.1 Introduction

Les transistors MOS (Metal Oxide Semiconductor : Métal Oxyde Semi-conducteur) sur silicium sont les principaux créateurs de cette progression continue et dominante de façon écrasante le marché des semi-conducteurs.

Le transistor MOSFET a été conçu de façon théorique en 1920 par Julius Edgar Lilienfeld qui le breveta comme étant un composant servant à contrôler le courant [1], L'idée initiale amenant à la conception de ce composant, fut de contrôler le passage de courant dans un matériau par une commande. Cependant, un matériau isolant ne pouvait convenir car le courant traversant un isolant est nul, un conducteur semblait peu utilisable car le champ ne pénètre pas dans un conducteur. Le semi-conducteur apparut alors comme le bon matériau puisqu'il offrait les deux propriétés de base: possibilité de laisser passer un courant et pénétration du champ à l'intérieur. Le matériau semi-conducteur choisi était le sulfure de cuivre présentant un comportement de type p. Il n'a pas connu un grand avenir par la suite mais le principe était posé. Ces dispositifs étaient du type MOS à appauvrissement. Le principe du MOS à appauvrissement est de rejeter les porteurs hors du canal de conduction en appliquant une tension. Ce n'est qu'en 1948 que Bardeen eut l'idée de reprendre ce principe mais en créant une couche d'inversion, c'est-à-dire formée par les porteurs minoritaires et cette fois c'est en augmentant la densité de porteurs par application d'une tension sur la grille du transistor.

En 1960 M.M Atalla et Dawon Khang des laboratoires Bell construisirent le premier MOSFET en utilisant une grille isolée dont le diélectrique était l'oxyde de silicium SiO_2 . Ces transistors étaient plus simples et moins chers que leurs concurrents bipolaires, mais intrinsèquement moins performants à génération technologique équivalente. Peu après, l'élaboration de la technologie CMOS (consomme très peu d'énergie et offre une bonne rapidité) assura le futur commercial et technologique du MOSFET en électronique intégrée [2].

Depuis lors de nombreuses autres nouvelles technologies ont permis la miniaturisation et l'amélioration des performances de ces transistors, sans changer vraiment les méthodes de fabrication.

1.2 Transistor MOS

1.2.1 La structure du transistor MOS

Le transistor MOS ou MOSFET (Métal-Oxyde-Semiconducteur à effet de champ) à canal N est constitué d'une couche conductrice (métal ou poly-silicium fortement dopé) déposée sur l'oxyde appelée électrode de grille (G), de source (S), de drain (D) et de substrat (B) semi-conducteur sur lequel repose une fine couche d'oxyde isolant (SiO_2) d'épaisseur t_{ox} comme illustrer sur la figure. I.1. La longueur du transistor, notée L , correspond à la longueur de sa grille (recouvre légèrement les régions de source et de drain) et sa largeur est notée W . La région entre les jonctions source/ drain est appelée le canal. Il est caractérisé par sa longueur L et sa largeur W . L'ensemble grille- oxyde-canal forme alors une capacité C_{ox} par unité de surface.

L'effet de champ dans le MOSFET est dû à l'application d'une différence de potentiel V_{GB} entre la grille et le substrat. Un champ électrique est donc créé ayant pour effet de repousser les porteurs majoritaires loin de l'interface oxyde-semi-conducteur et d'y laisser diffuser des porteurs minoritaires venus de la source et du drain. Les porteurs forment une couche pelliculaire de charges mobiles appelée canal.

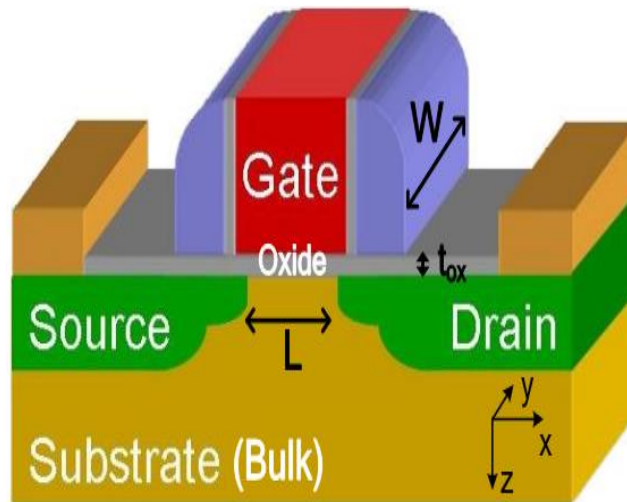


Figure I.1. Le transistor MOS 3D [3].

Selon le type des porteurs formant le canal de conduction, les MOSFETs se divisent en deux catégories. Lorsque le canal de conduction est formé essentiellement d'électrons ; il est dit MOSFET de type n ou NMOS, il est conducteur à l'application d'une tension positive sur la grille. Un MOSFET de type p ou PMOS quand la conduction est faite par les trous lors de l'application d'une tension négative sur la grille. Pour les deux cas, le dopage du substrat est opposé à la nature du canal et les réservoirs de charges source et drain.

1.2.2 Principe de fonctionnement

Un transistor NMOS est dit passant lorsqu'un nombre suffisant de porteurs se trouve dans le canal de conduction, c'est-à-dire lorsque la tension de grille V_{GS} appliquée est supérieure à une tension de seuil (V_T). La commande de grille est de type capacitif et s'effectue à travers une fine couche isolante (l'oxyde de grille). Le canal de conduction étant formé, le transport des porteurs entre source et drain se fait sous l'impulsion d'un champ électrique induit par une différence de polarisation entre ces deux électrodes. Dans le cas d'un transistor MOS non polarisé ($V_{DS}=0$), la grille permet donc de moduler le passage d'un courant de drain (I_{DS}) d'une valeur idéale nulle, mais qui équivaut en réalité à un courant de fuite en régime sous le seuil ($V_{GS} < V_T$).

I.2.2.1 Régime de fonctionnement

L'application d'une tension V_{GS} sur la grille à une incidence directe sur la nature des porteurs se trouvant à la surface du semi-conducteur sous l'influence du champ électrique, elle se traduit par un décalage du niveau de fermi. Afin de mieux comprendre les différents régimes de fonctionnement du MOSFET, il est important de revoir le diagramme de bande de la structure Métal-Oxyde-Semiconducteur en condition de bandes plates (travail de sortie du métal Φ_m égal à celui du semiconducteur Φ_{sc}) et de même pour les énergies de fermi. Voir la figure I.3.

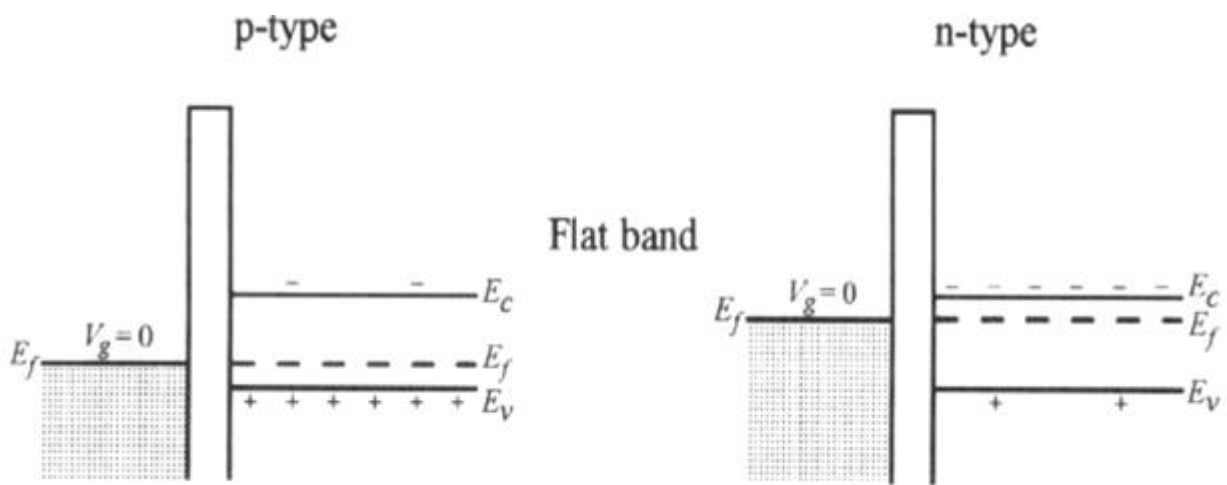


Figure I.2. Diagramme d'énergie des structures MOS condition de bandes plates.

E_f : niveau d'énergie de fermi, E_c : niveau d'énergie inférieure de la bande de conduction,

E_v : niveau d'énergie supérieure de la bande de valence

Selon le signe et la valeur de V_{GS} appliquée au niveau de la grille, on peut distinguer trois régimes différents

a) Régime d'accumulation

Lorsque la tension appliquée sur la grille est négative $V_G < 0V$, le champ électrique généré attire les porteurs majoritaires du substrat à l'interface entre le semi conducteur et l'oxyde. Il existe une barrière de potentiel entre la source et le canal Le courant ne passe pas dans ce cas et le transistor est à l'état bloqué comme le montre la figure I-3-a.

b) Régime de déplétion

Dans ce régime la tension appliquée sur la grille est positive et inférieure à la tension de seuil $0 < V_G < V_{th}$. Le transistor est à l'état bloqué, puisque les porteurs sont repoussés en profondeur du substrat. Aucun courant ne circule dans le composant dans ce cas également, comme il est indiqué sur la figure I-3-b.

c) inversion

Si on fait augmenter la tension V_G ($V_G > V_{th}$), le potentiel à la surface du substrat augmente jusqu'à atteindre une valeur permettant le déplacement des électrons de la source vers le drain, le canal de conduction est formé, comme le montre la figure I-3-c.

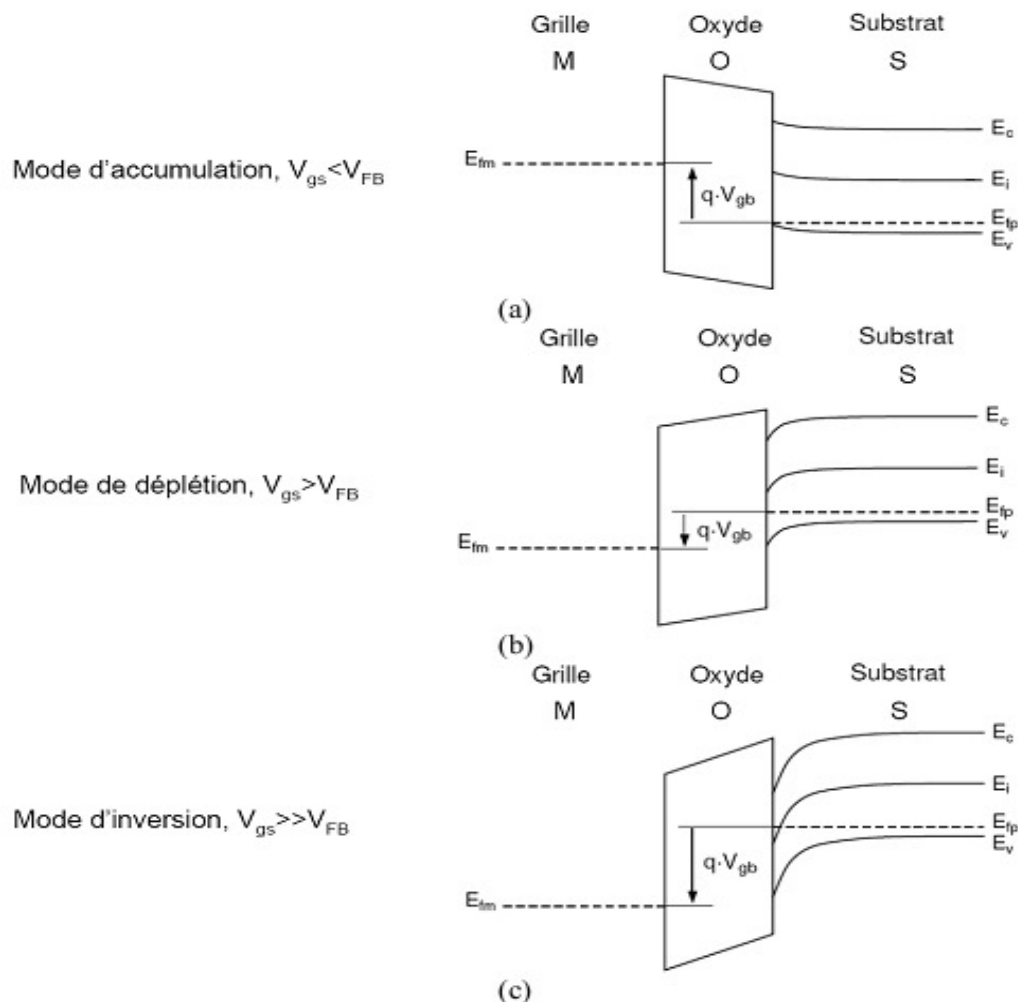


Figure I.3. Diagramme des bandes dans les différents modes de fonctionnement [4].

1.2.2.2 Métriques du MOSFET

Il existe deux manières pour représenter les caractéristiques $I(V)$ du MOSFET, la première consiste à tracer le courant de drain (I_{ds}) en fonction de la tension de drain (V_{DS}), tout en fixant la tension d'entrée (V_{GS}) c'est la caractéristique de sortie. La deuxième consiste à tracer le courant de drain I_{ds} en fonction de la tension d'entrée V_{GS} en fixant V_{DS} et c'est la caractéristique de transfert figure I.4.

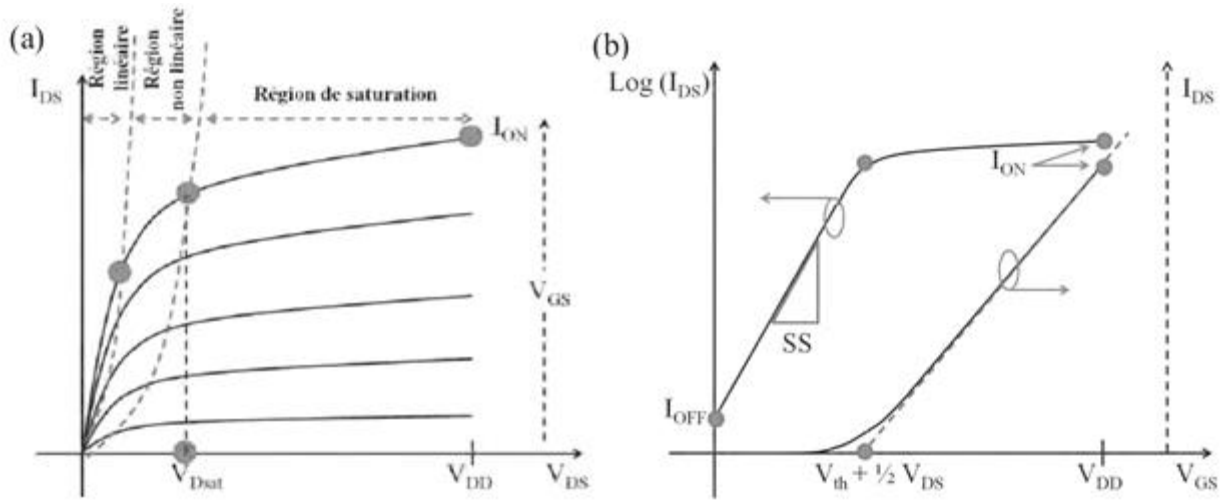


Figure I.4. Caractéristique $I(V)$ du transistor MOSFET (a)-caractéristique de sortie $I(V_{DS})$ (b)- caractéristique de transfert $I(V_{GS})$.

De la caractéristique de transfert il est plus facile d'extraire les principaux paramètres électrique du MOSFET : tension de seuil, transconductance, courant de fuit I_{off} , et la pente sous le seuil. Voir la figure I.5.

- **La tension sous le seuil (V_t)** est la tension de grille nécessaire à la formation d'un canal de conduction (couche d'inversion) entre la source et le drain.

- **La transconductance ou gain (g_m)**

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS}=cte} \quad (I.1)$$

Doit être la plus élevée possible. La transconductance augmente très rapidement lorsque la longueur de canal devient inférieure à 100 nm.

- **La conductance du canal (g_{DS})**

$$g_{DS} = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS}=cte} \quad (I.2)$$

➤ **Lorsque $0 < V_{GS} < V_T$ (faible inversion)** : un courant circule entre le drain et la source, appelé courant sous le seuil, est donné par [5]:

$$I_{DS} = \frac{W_G}{L_G} \mu_n C_{ox} \phi_t^2 \exp \left[\frac{V_{GS} - V_T}{n \phi_t} \right] \left[1 - \exp \left(- \frac{V_{DS}}{\phi_t} \right) \right] \quad (I.3)$$

μ : mobilité des porteurs (la mobilité traduit l'aptitude des porteurs à se déplacer sous l'effet d'un champ électrique donné $E = \mu \cdot V$).

W: largeur du canal.

L: longueur du canal.

$$\phi_t = \frac{KT}{q} \text{ Potentiel thermo-dynamique}$$

$$n = \frac{C_D}{C_{ox}} \text{ Technologie bulk.}$$

C_D : la capacité de la couche déplétée ; C_{ox} : la capacité de l'oxyde de grille.

- **La pente sous le seuil (SS)** elle représente la tension de grille à appliquer (en régime sous le seuil) pour augmenter le courant de drain d'une décade :

$$SS = \frac{dV_{GS}}{d(\log I_{DS})} = n \phi_t \ln(10) = \left(1 + \frac{C_D}{C_{ox}} \right) \frac{KT}{q} \ln(10) \quad (I.4)$$

La pente sous le seuil s'exprime en mV/dec, elle correspond à la tension qu'il faut appliquer sur la grille pour augmenter le courant d'une décade (10 fois). Dans le cas idéal ($n=1$ et à la température ambiante $T=300$ K) $SS=60$ mV/dec

- Le courant I_{off} pour une tension grille-source nulle ($V_{GS}=0$, i.e transistor bloqué), un courant de fuite très faible circule dans le composant. Son expression est donnée par:

$$I_{OFF} = I_T \exp\left(\frac{-V_T \ln 10}{SS}\right) \quad (I.5)$$

I_T : courant correspondant à la tension de seuil; SS : la pente sous le seuil.

➤ Pour des polarisations de grille supérieures à la tension de seuil ($V_{GS} > V_T$), le transistor est en régime **d'inversion forte** et devient passant. La tension positive appliquée sur l'électrode de grille augmente la courbure de bande à l'interface oxyde/substrat. La source va donc pouvoir injecter des porteurs dans le substrat par abaissement de la barrière de potentiel de la jonction source/substrat. Ce champ électrique vertical induit par la tension de grille permet la création du canal de conduction. Le transistor est à l'état ON.

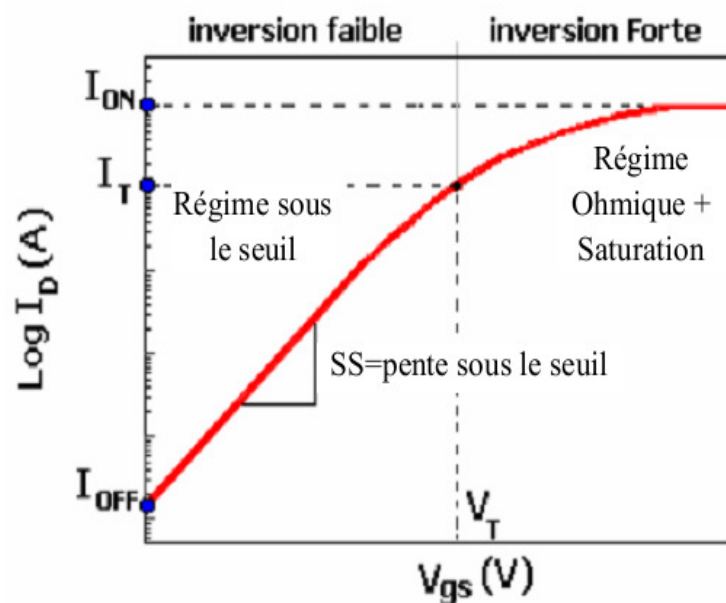


Figure I.5. Courbe $I_D (V_{GS})$ regroupant les principales caractéristiques sous le seuil (I_T , I_{OFF} , SS).

➤ En fonction de la polarisation du drain, deux régimes se distinguent, le régime linéaire et le régime de saturation.

1. Régime linéaire

Le courant total près de l'interface Si-SiO₂ est la somme des courants de diffusion et de conduction des porteurs libres. En inversion, on considère que la concentration des majoritaires est nulle dans le canal et on peut écrire [6] :

$$\vec{J}(x, y) = q \left(\mu_n n \vec{\xi} + D_n \vec{\nabla} n \right) = \vec{J}_n \quad (I.6)$$

μ_n est la mobilité des électrons en champ faible dans la couche d'inversion, D_n le coefficient de diffusion des électrons et $\vec{\nabla}_n$ le gradient de concentration. Si on se place dans l'approximation graduelle de *Shockley* [7], c'est à dire lorsque le transistor fonctionne en mode non saturé ou encore lorsque le canal n'est pas pincé, on considère que les lignes de champ sont parallèles à l'interface, (I.6) devient :

$$J_n = \underbrace{q\mu_n n \xi_x}_{J_1} + \underbrace{qD_n \text{grad}_x n}_{J_2} \quad (I.7)$$

ξ_x étant le champ suivant l'axe x , J_1 est la composante de dérive (due au champ) et J_2 représente le courant de diffusion.

Considérant le coefficient d'Einstein $D_n = \mu_n kT/q$ où μ_n est la mobilité des électrons supposée constante, et sachant que ξ_x dérive d'un potentiel scalaire (ce qui se traduit par : $\xi_x = -\text{grad}(\phi_c)$), (I.7) peut se simplifier en [6] :

$$J_n = -q\mu_n n \frac{d\phi_c}{dx} \quad (I.8)$$

Les relations en potentiel sont données par :

$$\begin{aligned}\phi_c(x=0) &= -V_{BS} \\ \phi_c(x=L_G) &= V_{DS} - V_{BS} \\ \phi_c(0 < x < L_G) &= V(x) - V_{BS}\end{aligned}$$

Le courant total s'obtient en intégrant la densité J_n sur toute l'épaisseur de la couche d'inversion y_i du transistor de largeur W_G :

$$I_{DS} = -W_G \int_{y_i}^0 J_n dy = W_G \int_{y_i}^0 q \mu_n n \frac{d\phi_c}{dx} dy = W_G \mu_n \frac{d\phi_c}{dx} \int_{y_i}^0 n dy \quad (I.9)$$

de plus I_{DS} étant constant tout le long du canal, il vient :

$$\int_{L_G}^0 I_{DS} dx = I_{DS} L_G = -W_G \mu_n \int_{-V_{BS}}^{V_{DS}-V_{BS}} Q_n d\phi_c \quad (I.10)$$

Où $Q_n = \int_{y_i}^0 n dy$. D'autre part l'influence de V_{BS} étant identique en tout point du canal sur les concentrations de porteurs libres, (I.10) se réécrit :

$$I_{DS} = -\frac{\mu_n W}{L_G} \int_0^{V_{DS}} Q_n(V) dV = -\frac{\mu_n W}{L_G} \int_0^{V_{DS}} (Q_{SC} - Q_D)(V) dV \quad (I.11)$$

Q_{SC} peut être considéré comme la charge totale du semi-conducteur à laquelle on doit soustraire la charge Q_D de la zone désertée sous la zone d'inversion.

$$Q_{SC} = C_{OX} \left(V_{GS} - \phi_c - \phi_{ms} + \frac{Q_{OX}}{C_{OX}} - 2\phi_F \right) \quad (I.12)$$

$$Q_D = -\sqrt{2N_A \epsilon_{Si} (\phi_c - V_{BS} + 2\phi_F)} \quad (I.13)$$

Pour obtenir l'expression de I_{DS} il faut maintenant reporter (I.12) et (I.13) dans (I.11), le courant I_{DS} se réécrit alors sous la forme simplifiée

$$I_{DS} = \frac{W_G}{L_G} \mu_n C_{OX} V_{DS} \left[V_{GS} - \underbrace{V_{FB} - 2\phi_F - \gamma(-V_{BS} + 2\phi_F)^{1/2}}_{V_{th}} - V_{DS} \frac{1}{2} \underbrace{\left(1 + \frac{\gamma}{2}(-V_{BS} + 2\phi_F)^{-1/2}\right)}_{\alpha} \right] \quad (I.14)$$

Ce qui permet d'exprimer le courant de Drain d'un transistor MOS en régime linéaire sous sa forme synthétique :

$$I_{DS} = \frac{W_G}{L_G} \mu_n C_{OX} \left[V_{GS} - V_{th} - \frac{\alpha}{2} V_{DS} \right] V_{DS} \quad (I.15)$$

2. Régime de saturation

Lorsque la tension de Drain augmente, la zone de charge d'espace (ZCE) s'étend et réduit la charge d'inversion à la pointe du Drain. Le transistor rentre en mode de saturation lorsque V_{DS} est suffisamment grand pour que $Q_{inv}(x = L_{eff})$ soit quasiment nulle. Ceci se produit pour V_D égal à V_{DSat} . On a alors :

$$V_{DSat} = \frac{V_{GS} - V_T}{\alpha} \quad (I.16)$$

Il existe une autre approche pour déterminer la tension de drain de saturation. Il suffit de considérer que pour $V_{DS} > V_{DSsat}$ le courant de drain ne varie pratiquement plus (cas idéal) ce qui revient à résoudre :

$$G_d = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{DSat}} \quad (I.17)$$

Ceci permet de retrouver l'expression de I_{DSsat} couramment utilisée :

$$I_{DSsat} = \frac{W_G}{L_G} \mu_n C_{OX} \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2\alpha} \quad (I.18)$$

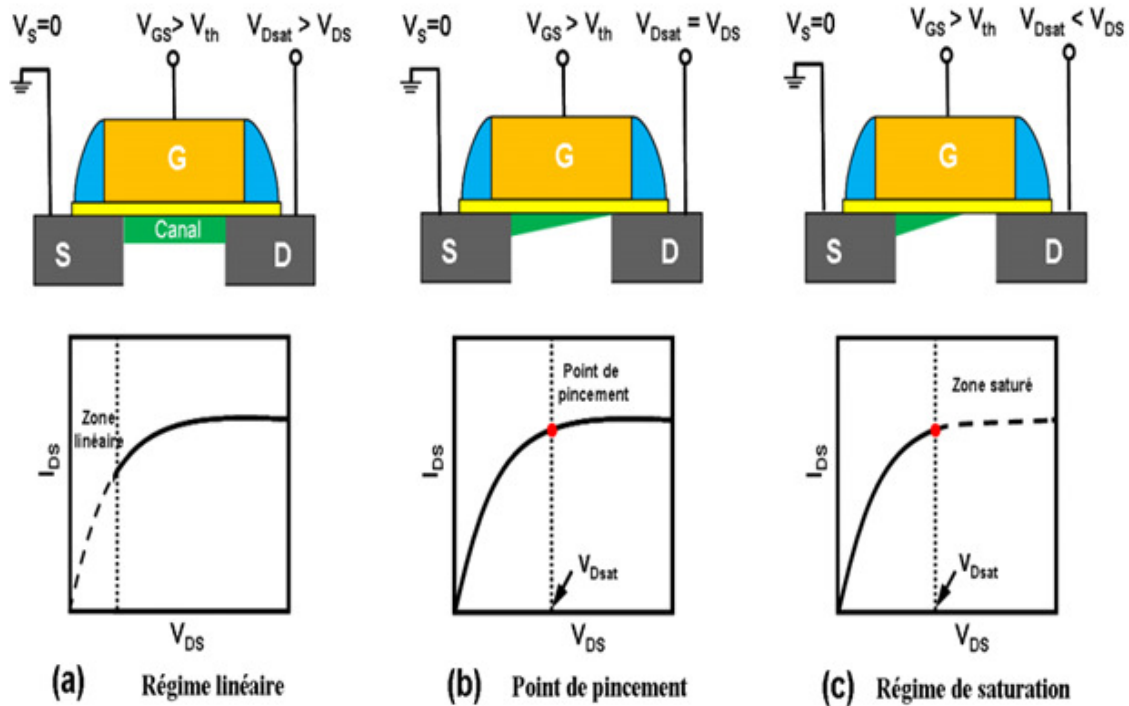


Figure 1.6 Régime de conduction en fonction de la tension V_{ds} [8]
 (a) régime linéaire, (b) régime de pincement, (c) régime de saturation.

I.3 Miniaturisation des composants

La croissance de l'industrie des semi-conducteurs est principalement liée à l'amélioration des performances des composants et à la miniaturisation de ceux-ci permettant ainsi une meilleure portabilité des produits et une fabrication moins coûteuse, comme il est décrit dans la représentation schématique de la figure I.7.

En 1965, Gordon Moore a remarqué que le nombre des transistors double chaque année, règle qui a été toujours respectée depuis cette date là [9]. La croissance exponentielle de la technologie MOSFET est très bien illustrée par l'évolution du nombre de transistors MOS intégrés dans un seul microprocesseur Intel, en fonction de l'année de mise sur le marché. Voir la figure I.8 [10].

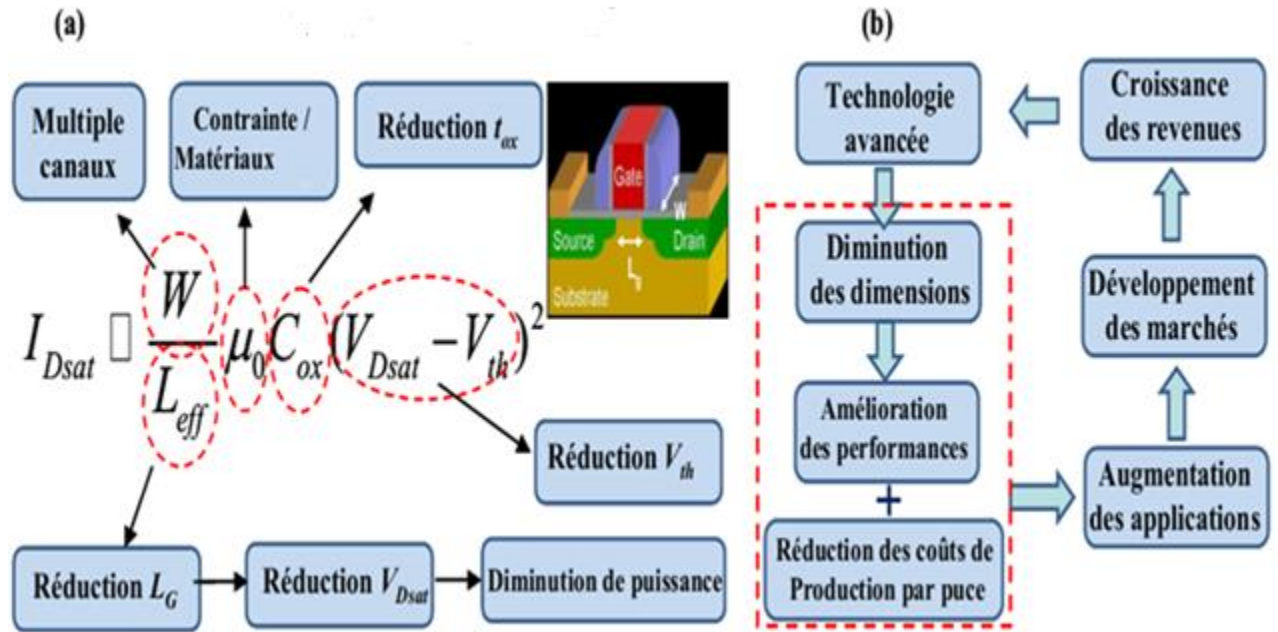


Figure 1.7. (a)-Solution pour augmenter le courant circulant dans le canal
(b)-Cycle de croissance du marché des circuits intégrés (IC).

Avec la réduction de longueur de grille, tous les autres paramètres du dispositif fondamental doivent être modifiés de concert. Le principe est basé alors sur un facteur de réduction k qui permet de diminuer les dimensions du transistor tout en conservant le champ électrique constant. Le tableau I-1 présente les tendances d'évolution des principaux paramètres des technologies CMOS, en fonction du coefficient de miniaturisation k . Ces lois de variations ont été définies par R.H. Dennard en 1974 [11].

Le principe de miniaturisation décrit précédemment est uniquement valable pour des dispositifs longs et larges (L et $W > 1\mu\text{m}$). Pour les dispositifs plus petits, des effets parasites apparaissent, comme par exemple des courants de fuites dans des oxydes ultra-minces ou la difficulté à diminuer la tension d'alimentation au même rythme que les dimensions.

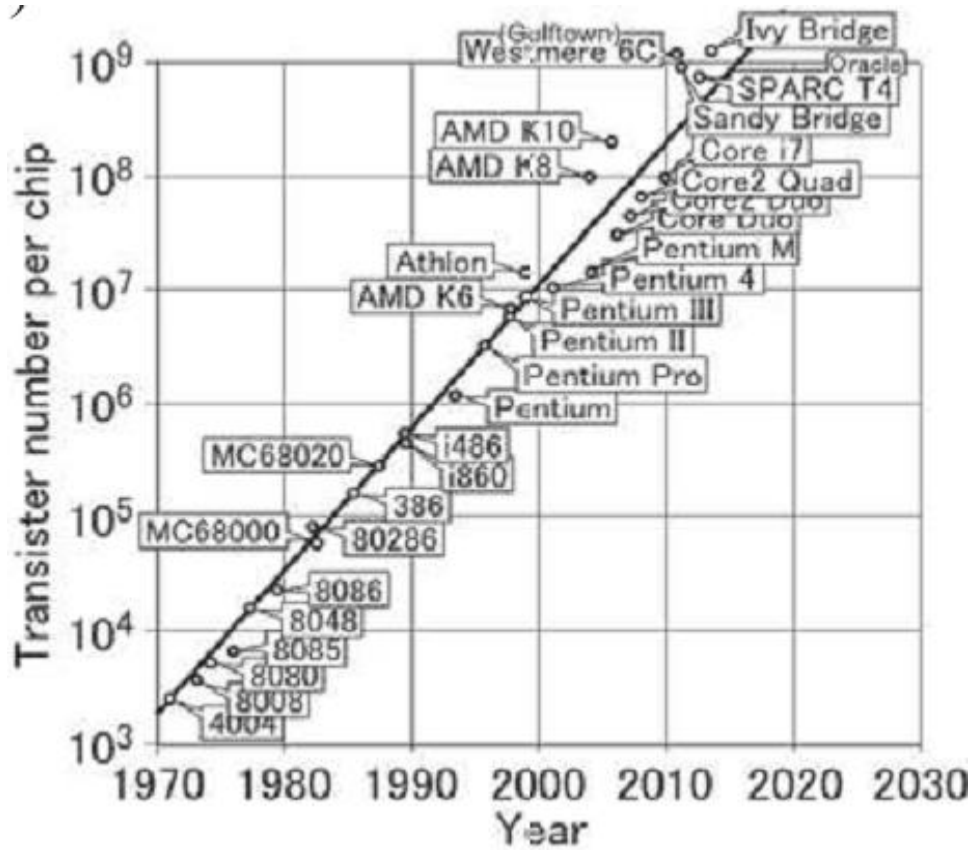


Figure 1-8. Loi de Moore [9].

Tableau I.1. Évolution des principaux paramètres du transistor mos en fonction du facteur de miniaturisation k selon r.h dennard [11].

Paramètres	Miniaturisation (en champs électrique constant)
L_G, tox	$1/k$
Dopage du canal	k
Densité du circuit	k^2
Capacité par circuit	$1/k$
Tension d'alimentation V_{DD}	$1/k$
Vitesse du circuit	k
Puissance du circuit	$1/k^2$
Puissance x délai	$1/k^2$

I.4 Les transistors à grilles multiples

Une nouvelle structure des transistors « les transistors à grilles multiple » consiste à ajouter des grilles autour de la couche de silicium a fin de favoriser l'isolement du canal d'où sa protection et offre également un meilleur contrôle sur ce canal.

La nomination des MOSFETs diffère selon le positionnement autour du film de silicium, et le nombre de grilles qui contrôle le canal [12]. Comme le montre la figure I.9.

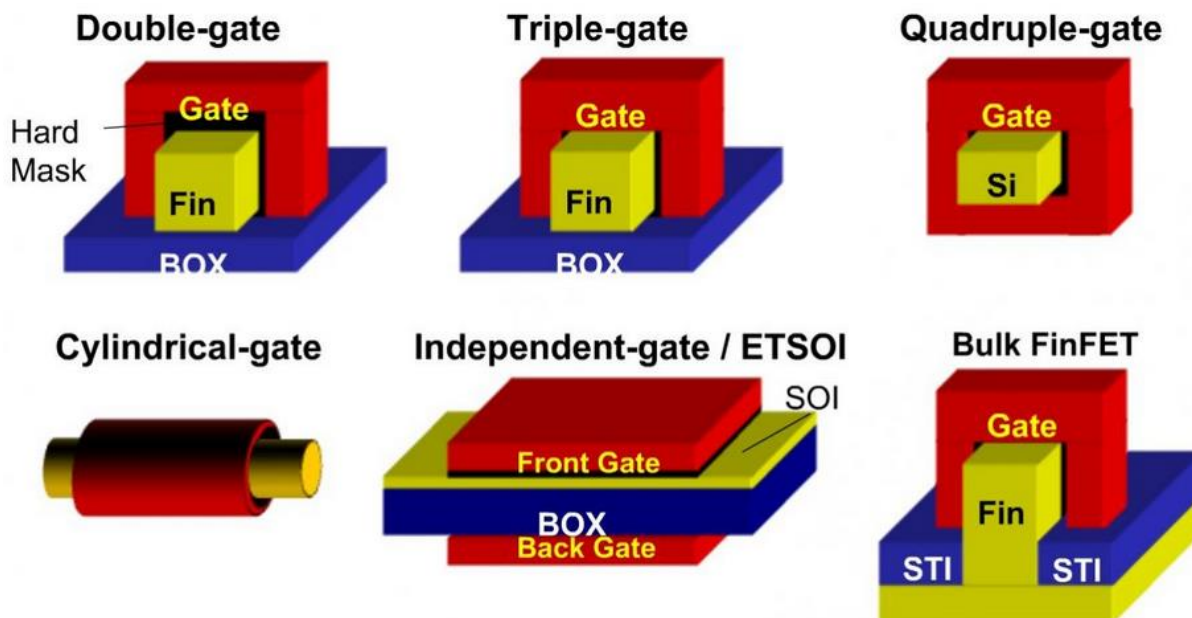


Figure I.9. Les différentes structures multi-grilles.

✚ **Le double-grille** Le transistor MOS double-grille (DG) est constitué de deux grilles placées sur le plan horizontal. Chaque grille exerce un contrôle sur le ou les canaux. Il existe une autre structure qui appartient à la catégorie du double-grille bien qu'elle possède trois grilles ; elle est souvent appelée dans la littérature « FinFET ». Cette structure dispose d'une « troisième grille » reliant les deux autres grilles. Par rapport à un dispositif MOSFET double-grille planaire, l'avantage d'un transistor FinFET est l'auto-alignement intrinsèque des deux grilles. « la troisième grille » se trouve sur une couche d'oxyde de grille d'une épaisseur importante. De ce

fait, elle n'effectue aucun contrôle sur le canal. Ainsi, seules les deux grilles latérales créent et contrôlent un canal d'inversion.

De plus, on observera qu'au niveau de la structure MOSFET double-grille planaire, il existe deux variantes. Suivant la manière dont le dispositif est polarisé, nous assistons à des modes de fonctionnement différents. Nous avons ainsi le MOSFET double-grille en mode de fonctionnement symétrique et le MOSFET double-grille en mode de fonctionnement asymétrique.

✚ **Le triple-grille** Cette structure dispose de trois grilles (TG), dont une au-dessus de l'oxyde et les autres sur les faces latérales. Les couches d'oxyde au contact de chacune des grilles ont une épaisseur suffisamment faible pour permettre la formation de trois canaux à l'intérieur du film de silicium [13].

✚ **Le quadruple-grille** Ce composant possède quatre grilles (QG). La structure est décrite. Le film de silicium est recouvert de grille sur les quatre faces, d'où leur autre nom : "*surrounding-gate*" [12].

1.4.1 L'architecture MOSFET à double grille

Les transistors MOS double-grille (DG) sont regroupés en trois catégories suivant la direction du transport électronique et la direction du champ de grille par rapport au plan du substrat qui est le plan horizontal. Ainsi, pourrions-nous distinguer (voir la figure I.10). :

➤ **Le transistor double-grille planaire** : où le transport électronique s'effectue parallèlement au plan de substrat et le champ de grille est perpendiculaire au substrat. Cette technologie ne nécessite pas de résolution lithographique inférieure à la longueur de grille LG.

➤ **Le transistor double-grille quasi-planaire** : où le transport électronique et le champ de grille sont parallèles au plan de substrat. Le transistor MOS double-grille quasi-planaire est nommé FinFET. Il tire son nom de son canal en forme d'aileron (Fin).

➤ **Le transistor double-grille vertical** où le transport électronique est perpendiculaire au plan de substrat et le champ de grille est parallèle au substrat. L'avantage de cette technologie est que la longueur de grille n'est pas définie par lithographie.

Cela permet d'atteindre dans la miniaturisation des longueurs de grille ultracourtes.

Ces trois catégories de double-grille possèdent des particularités technologiques – telles qu'une résolution lithographique et un alignement des grilles – totalement différentes. En conséquence de ces différences du point de vue technologique, les propriétés électriques demeurent nettement modifiées.

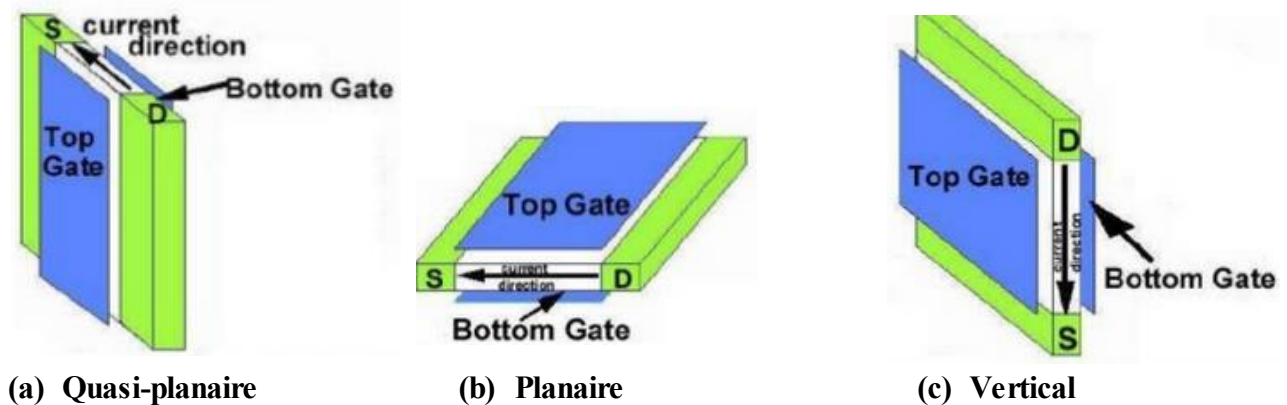


Figure I.10. Orientation du transport électronique et effet de champ sur le MOS double grille [14].

1.4.1.1 Structure du transistor MOS double-grille planaire

Le transistor MOS double-grille planaire se divise principalement en deux types suivant le mode de fonctionnement retenu. Ainsi, distinguons-nous le MOS double-grille en mode de fonctionnement symétrique (SDG) et asymétrique (ADG). Le point commun de ces deux transistors est que les deux grilles sont polarisées simultanément.

Il existe toutefois une structure double-grille où les grilles ne sont pas connectées électriquement et où leurs polarisations s'effectuent indépendamment. On parle dans ce cas, de double-grille à grilles indépendantes. Par souci de clarté quant aux définitions du MOSFET double-grille symétrique et asymétrique, nous allons considérer la structure générique MOSFET double-grille présentée dans la figure I.20. Nous notons bien sûr que cette figure présente la forme planaire, avec une partie centrale qui représente la couche de silicium et qui constitue la partie active du composant. Nous symboliserons de manière générale les épaisseurs d'oxyde par

t_{OXK} ($K=1,2$), et les différences de travaux de sortie entre le silicium et les grilles par $\Delta\phi_k$. L'épaisseur du film de silicium sera symbolisée par t_{Si} .

Pour revenir à la distinction entre le transistor MOS double-grille symétrique et le transistor asymétrique, il est aisé de voir que lorsqu'une polarisation identique est appliquée aux deux grilles, les tensions V_{GF} et V_{GB} chutent respectivement à travers les couches d'oxyde d'épaisseurs t_{OX1} et t_{OX2} . Outre ces réductions des polarisations des grilles liées à la présence des oxydes, nous remarquons des chutes additionnelles liées aux différences des travaux de sortie entre le silicium et les grilles ($\Delta\phi_1$ et $\Delta\phi_2$). Finalement, la tension au niveau d'une interface silicium-oxyde dépend aussi bien du t_{OXk} que du $\Delta\phi$ correspondant. Il en résulte que si, sur une même structure, les grilles sont faites de même matériaux (ce qui conduit à $\Delta\phi_1 = \Delta\phi_2$) et les couches d'oxyde sont de même épaisseur ($t_{OX1} = t_{OX2}$), les tensions sur les deux interfaces silicium-oxyde seront identiques. Par conséquent, au sein de la zone active, les porteurs subissent la même influence de la part des deux grilles. Cela conduit à une symétrie de fonctionnement. Au contraire, on obtient un fonctionnement asymétrique.

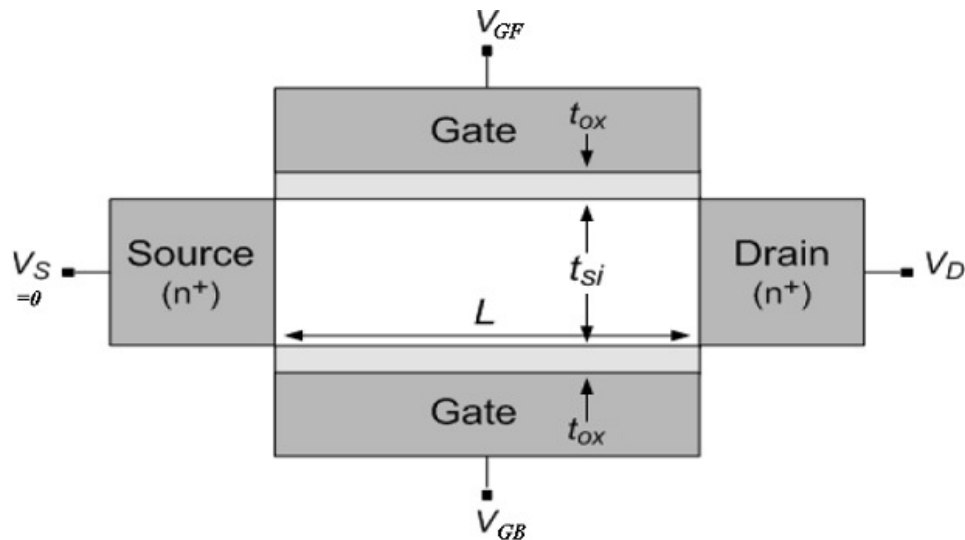


Figure I.11. Structure d'un transistor MOS double-grille.

I.4.2 L'architecture MOSFET à grille enrobée

Le transistor MOSFET à grille enrobée SGT "surrounding gate transistor " [15] (i.e, gate-all-around, GAA) [16] est une architecture MOSFET avancée où le canal en silicium est complètement entouré par la grille. Comme le montre la figure 1.12, trois différentes formes de section sont représentées [17].

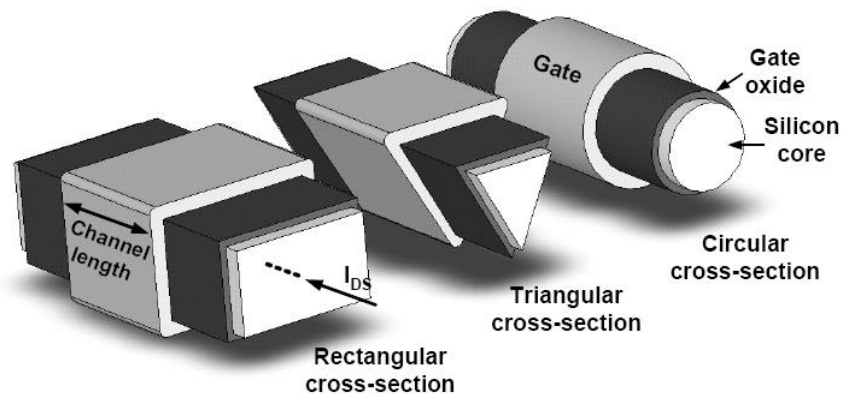


Figure I.12. Trois architectures du transistor GAA MOSFET avec des sections différentes [17].

Les transistors GAA sont des excellents dispositifs, en termes de SCE, DIBL, pente sous le seuil et le rapport I_{on}/I_{off} . Leur inconvénient principal est pour le moment les procédés de fabrication qui sont très difficiles. Cette fabrication est souvent basée sur la réalisation de nanofils de silicium. La section du canal est également cruciale pour le fonctionnement du dispositif. Les coins dans le canal (en forme rectangulaire ou triangulaire) contribuent dans les effets de coin, et sont considérés comme des parasites (tension de seuil double) ou parfois des effets bénéfiques (tension de seuil basse, inversion volumique local). Les transistors GAA à nanofils de silicium sont également des structures très convenables dans les dispositifs à un seul électron (SET) [17].

De 1990 à 2000, les auteurs se sont surtout intéressés à la modélisation des propriétés électroniques utilisant la mécanique quantique, et de nombreuses publications sont encore déconnectées de toutes les demandes de dispositif [18]. Le calcul de la bande interdite de silicium dans un fil quantique de silicium a été proposé la première fois en 1993 par M.-Y. Shen [19].

Le premier transistor GAA sur SOI a été présenté en 1990 par *J.-P. Colinge* [20]. Malgré ces grandes dimensions ($W/L=3\mu\text{m}/3\mu\text{m}$) et une épaisseur de 50 nm d'oxyde de grille, ces dispositifs pionniers présentent des caractéristiques correctes. La fabrication du dispositif est très simple. Un fil SOI mince est défini par lithographie et gravure, cette étape est suivie par la formation du fil de l'oxyde enterré. La grille utilisée est du LPCVD polysilicium.

Un autre remarquable GAA transistor MOS a ensuite été proposé en 1997 par E. Leobandung et al. [21]. C'est l'un des premiers rapports qui comprend une description complète des performances GAA. Les dimensions du nanofil sont en accord avec les prédictions de l'ITRS en 1997. Le fil a une section transversale rectangulaire (hauteur x largeur 50 nm 35-75nm), la longueur de fil minimum est 70nm et l'épaisseur de l'oxyde de grille est 11nm. Le polysilicium est aussi utilisé comme matériau d'oxyde de grille. Les caractéristiques extraites sont bonnes, avec une pente sous seuil 90mV/dec. Une conception multicanal est également proposée.

Depuis lors, de nombreux designs optimisés ont été rapportés. Nous pouvons nous référer à *J. Y. Song et al.* [22] et *S. D. Suk et al.* [23] qui ont effectués deux excellents rapports sur la technologie GAA CMOS. L'article [22] fait une comparaison entre les deux géométries double-grille et GAA, et montre comment GAA augmente les performances. En second lieu, ce rapport fait également une comparaison entre une forme rectangulaire et un canal de section circulaire, montrant que un canal en silicium cylindrique a un courant I_{OFF} beaucoup plus réduit et les effets SCE et DIBL plus faible, en raison de l'absence des effets de coin. Les résultats publiés par [23] ont également un grand intérêt et présente un processus pour l'intégration des MOSFET à double nanofils de silicium (twin silicon nanowire MOSFET). Ils ont obtenu des dispositifs GAA circulaire de 5-10nm de diamètre avec une longueur de grille de 30nm, avec un courant I_{on} remarquablement élevé pour les transistors type n de 2.64mA/ μm .

1.4.2.1 Structure du transistor GAA MOSFET cylindrique

Le transistor à grille enrobée (GAA MOSFET) est considéré comme l'un des dispositifs les plus prometteurs pour réduire la longueur du canal au dessous de 50nm [24-28]. Par comparaison avec le transistor MOS bulk et le transistor MOS SOI à une grille, en entourant complètement le canal comme le montre la figure I.13(a) ceci nous permet d'améliorer le

contrôle électrostatique du canal et donc de lutter efficacement contre les effets canaux courts. De plus, grâce au phénomène d'inversion volumique, une amélioration de la mobilité effective des porteurs est attendue.

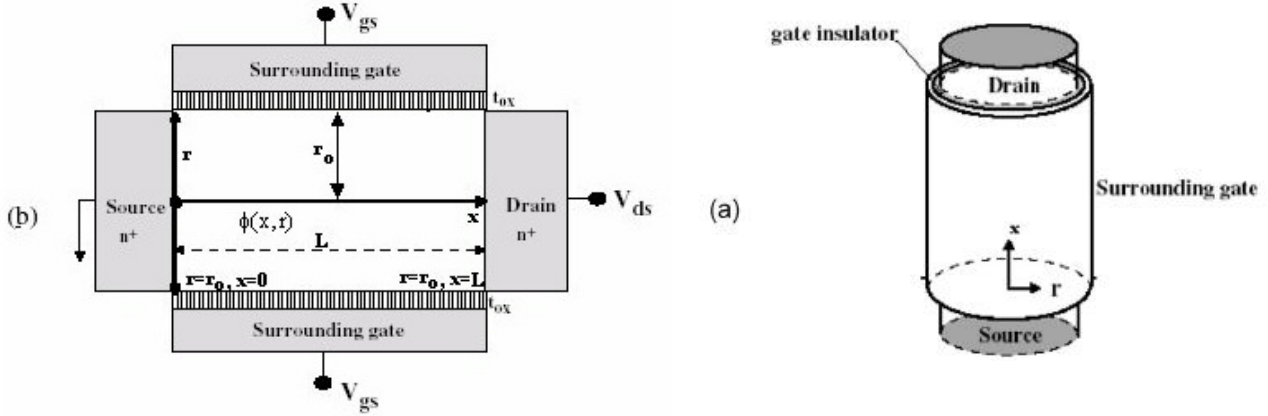


Figure I.13. Structure GAA MOSFE cylindrique [29].

I.4.3 Caractéristiques électriques des différentes structures multi-grilles

J.Martin [30] a étudié les caractéristiques électriques pour différentes structures multi-grilles de longueur de canal de 15nm et différentes épaisseurs du t_{si} . Une augmentation du courant croissant avec le nombre de grilles est remarquable figure I.14

La figure I.14 représente les caractéristiques I_D-V_{DS} pour les différentes structures SOI multi-grilles de 15nm de longueur de canal. Nous notons bien un courant croissant avec l'augmentation du nombre de grilles ; à titre d'illustration et pour $t_{si} = 10nm$, I_{on} atteint 1623A/m sur le MOSFET à une grille, 2138A/m sur le MOSFET double-grille, 2420A/m sur le MOSFET triple-grille, et enfin 2815A/m sur le MOSFET quadruple-grille.

Cependant, cette augmentation de I_{on} n'est pas proportionnelle au nombre de grilles; les caractéristiques normalisées par le nombre de grilles représentées en tirets sont diminuées quand le nombre de grilles augmente. Ainsi, deux MOSFETs double-grille en parallèle débitent plus de courant qu'un MOSFET quadruple-grille.

La transconductance g_m est aussi améliorée avec le nombre de grilles comme l'indique la figure I.15. Pour $t_{Si} = 10nm$, g_m atteint $4170S/m$ sur le MOSFET double-grille, $5700S/m$ sur le MOSFET triple-grille et $7070S/m$ sur le MOSFET quadruple-grille. Cette augmentation n'est pas non plus proportionnelle au nombre de grilles. La diminution de l'épaisseur du dispositif réduit la transconductance.

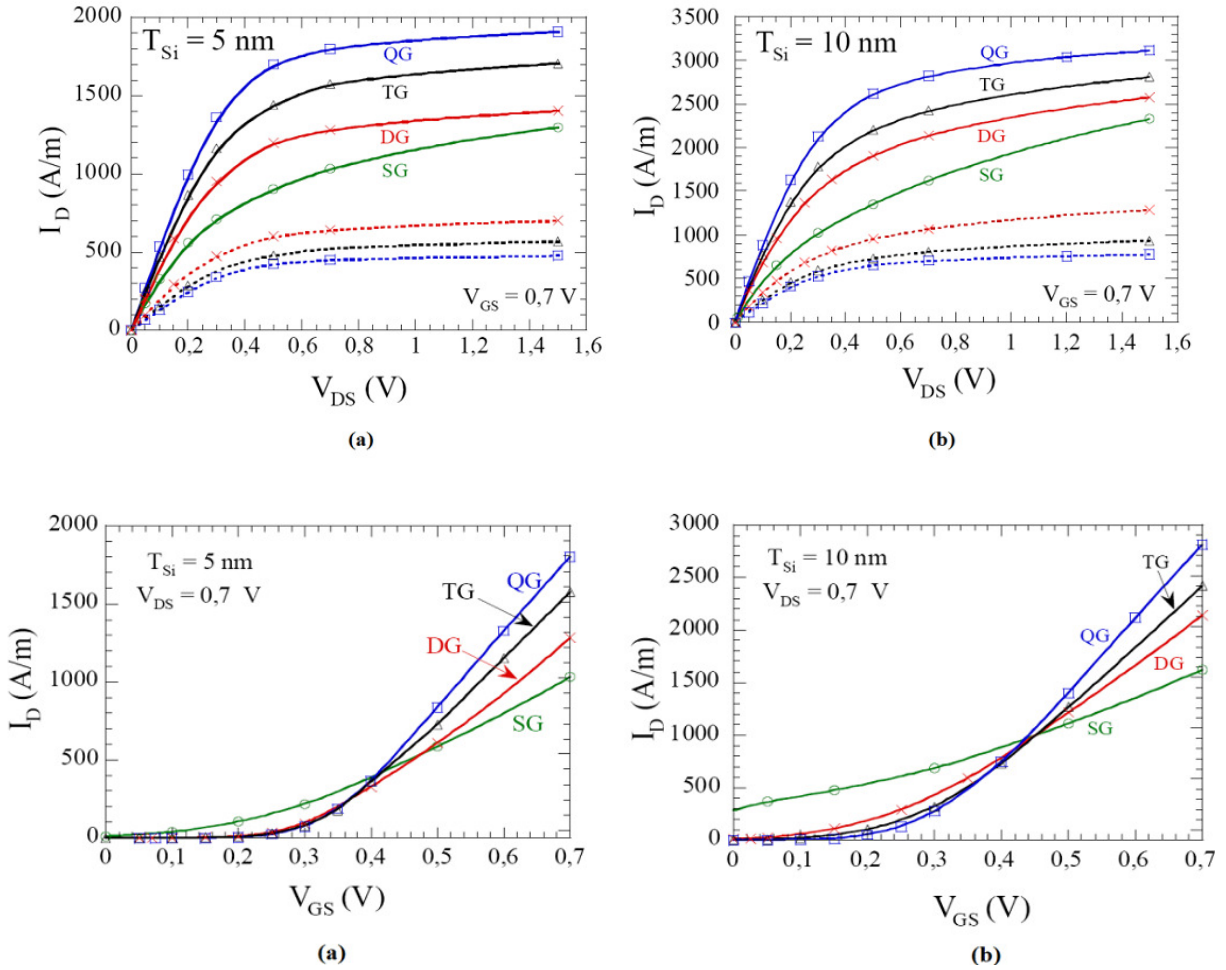


Figure I.14. Caractéristiques I_D – V_{DS} et I_D – V_{GS} des multi-grilles pour $L=15nm$, (a) $t_{Si} = 5nm$ et (b) $10nm$ [30].

I.4.4 Avantages des transistors à grilles multiples

L'idée d'ajouter de plus en plus de grilles repose sur le fait que, si l'épaisseur du film actif de silicium entre les différentes grilles est suffisamment faible, ces grilles polarisées peuvent commander le volume global de silicium entre la source et le drain. La conduction s'effectuant alors de manière volumique et non plus surfacique [12], on s'attend à des effets avantageux pour

la valeur du courant de drain. De plus, la prise de contrôle du canal se révélant plus importante, on s'affranchit des effets canaux courts liés à l'influence de V_{ds} : la diminution drastique de l'épaisseur d'isolant devient moins cruciale. Enfin, par leurs dispositions, les grilles font enseigne de bouclier contre les lignes de champs créées par la polarisation du drain et qui influent sur la circulation des électrons. Finalement, les performances sont nettement améliorées avec de telles architectures multi-grilles. A cet effet, elles font l'objet actuellement de recherches intenses dans de nombreux laboratoires.

1.4.5 Inconvénient des transistors à grilles multiples

L'un des inconvénients de ces structures est l'accroissement des résistances des extensions source et drain. De plus, les dimensions de la zone active étant réduites à moins de quelques dizaines de nanomètres dans toutes les directions, de multiples questions se posent quant à la physique du transport dans ces dispositifs : importance du transport balistique [31] ou par effet tunnel [32] entre source et drain. Finalement, le point qui reste de loin le plus critique réside, bien entendu, dans leur fabrication qui nécessite la mise en œuvre de procédés plus que délicats.

1.5 Transistor sans jonction

La réduction des dimensions des MOSFETs, nécessite la réalisation de jonction de source-drain avec un profil de dopage dextrement abrupt, de telle sorte que la transition d'une zone n à une zone p doit se faire en quelques nanomètres seulement. des techniques très couteuses sont employées pour l'activation thermique des dopants qui consistent à réaliser des recuits à des températures assez élevées durant un laps de temps afin de limiter la diffusion des impuretés. Chose qui n'a pas pu être réalisée même avec l'utilisation de recuit ultrarapide. Colinge et al [33] ont proposé une architecture MOSFET sans jonction, qui consiste en un ruban de silicium avec un dopage élevé et homogène, c'est-à-dire qu'ils ont résolu le problème sans nécessité de recourir de couteux recuits thermiques ultrarapides pour la réalisation de la jonction abruptes de source-drain.

Les transistors sans jonction (JL) sont semblables aux transistors fonctionnant en mode d'accumulation mais avec la différence que le canal de conduction pour ces derniers est moins dopé que les régions sources et drain ($N^+ N N^+$) alors pour les transistors sans jonction le dopage est le même ($N^+ N+N^+$) pour les trois régions. Cette différence est fondamentale, car le canal de conduction pour les transistors en mode d'accumulation est formé en surface et est sujet à la

rugosité de l'interface oxyde de grille-silicium, tandis que le canal de conduction des transistors sans jonction est formé au centre du ruban de silicium et n'est pas sous l'influence du champ électrique perpendiculaire au sens du flux des porteurs.

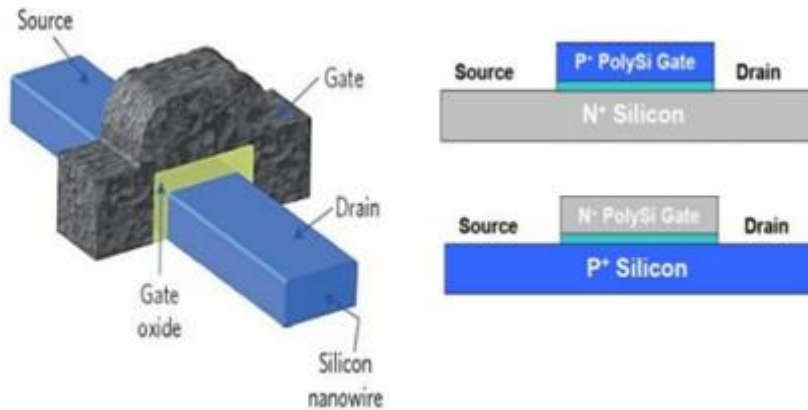


Figure 1.15. MOSFET sans jonction proposé par Colinge et all [33].

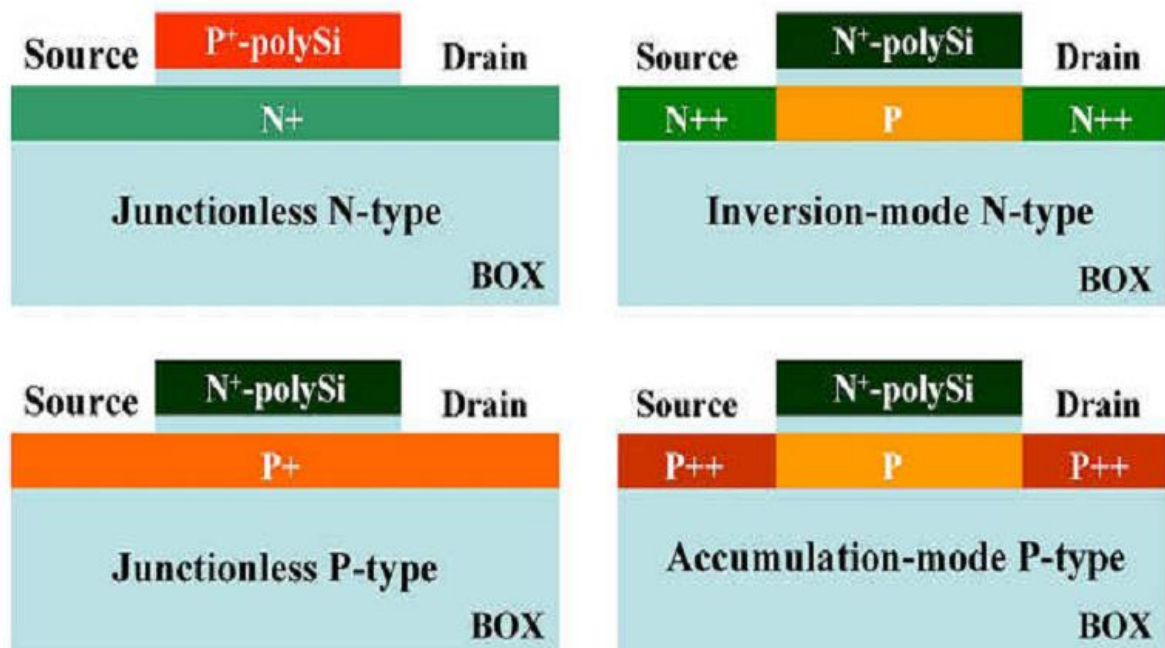


Figure I.16. Coupe transversale de NMOS, PMOS du transistor sans jonction et le mode inversion NMOS, le mode d'accumulation PMOS du transistor nanofil de silicium.

1.6 Matériaux à constante diélectrique élevée (high K)

Le dioxyde de silicium (SiO_2) est utilisé comme oxyde de grille pour les dispositifs MOSFET depuis des décennies, grâce à ses bonnes caractéristiques électriques et mécaniques : faible densité de défauts d'interface, constante diélectrique relativement élevée (bon isolant) et facilité de production (par simple oxydation d'une couche superficielle du silicium, matériau constituant la structure de base du transistor). Suite à la réduction des dimensions des transistors permettant la miniaturisation des composants électroniques, y compris l'épaisseur de SiO_2 cela a permis l'augmentation de la capacité électrique. Mais à une certaine épaisseur de SiO_2 (0.7nm) [34-35], les courants de fuite par effet tunnel augmentent exponentiellement, accentuant la consommation en énergie du composant et en réduisant sa fiabilité (bande interdite n'est pas complètement formée). Alors la solution est de remplacer le dioxyde de silicium de la grille par un isolant qui a une constante diélectrique k plus élevée «un matériau high-k» permettant d'augmenter la capacité de la grille sans l'effet de fuite.

La notion d'épaisseur d'oxyde est alors remplacée par l'épaisseur d'oxyde équivalente « EOT » (de l'anglais « Equivalent Oxide Thickness ») définie par Eq. 1-9. Cette grandeur correspond à l'épaisseur de dioxyde de silicium nécessaire pour atteindre la même capacité que celle obtenue grâce à l'intégration du matériau high-k. EOT se calcule en fonction des permittivités du dioxyde de silicium (ϵ_{SiO_2}), du matériau high-k ($\epsilon_{\text{high-k}}$) et de l'épaisseur diélectrique déposée ($t_{\text{high-k}}$), en utilisant l'équation suivante

$$EOT = t_{\text{high-k}} \frac{\epsilon_{\text{SiO}_2}}{\epsilon_{\text{high-k}}} \quad (\text{I.19})$$

Tableau I.2. Constantes diélectriques des matériaux isolants pouvant être utilisés comme oxyde de grille.

Matériaux	SiO_2	Si_3N_4	Al_2O_3	ZrSiO_4	HfSiO_4	HfO_2	ZrO_2	Ta_2O_5	TiO_2	Nb_2O_5
K	3.9	7.6	10	12	12	20-25	20-25	25	40	96

Les constantes diélectriques des matériaux initialement envisagées comme isolant de grille sont répertoriées dans le Tableau 1-2. L'utilisation d'un oxyde à haute constante diélectrique, permet d'atteindre des épaisseurs d'oxyde équivalentes inférieures à 1 nm, mais avec une épaisseur physique de diélectrique suffisamment importante pour réduire le courant de fuite de grille.

REFERENCES

- [1]. J. E. Lilienfeld, ‘*Device for controlling electric current*’ U. S. Patent No. 1,900,018 (Filed March 28, 1928. Issued March 7, 1933)
- [2]. M. Riordan, *et al.* ‘*Crystal Fire: The Invention, Development and Impact of the Transistor*’ IEEE, vol.12,no.2,pp.22-2-April 2007.
- [3]. F.F.Grep, ‘*Méthodologie de conception de circuit analogiques pour de circuit analogique pour des applications radio fréquence à faibles consommation de puissance*’ Thèse de Doctorat, université Bordeaux, 2015.
- [4]. T.D. Gilio, ‘*Etude de la fiabilité porteurs chauds et des performances des technologies CMOS 0.13 μm - 2nm*’, Thèse de Doctorat, Université de Provence, France, 2006.
- [5]. M. Barron, ‘*Low level currents in insulated gate field effect transistors*’, Solid-State Electronics, vol. 15, no.3, pp. 293–302, 1972.
- [6]. J.P. Colinge and C.A. Colinge, ‘*Physics of semiconductor devices*’, Springer publishers, New York, USA, 2005.
- [7]. J.G. Fossum, ‘*Analytical modeling of quantization and volume inversion in thinSi-film DG MOSFETs*’, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 49, no. 2, pp. 287-294, 2002.
- [8]. X. Lei Han “*realisation et caracterisation du dispositif MOSFET nanométrique à base denses de nanofils verticaux en silicium*” Thèse de Doctorat, lille 1, France 2011.
- [9]. P. K. Bondyopadhyay, ‘*Moore’s law governs the silicon revolution*’, Proceedings of IEEE, vol. 86, no. 1, pp. 78-81, 1998.
- [10]. Y. Guerfi “*Réalisation et caractérisation de transistors MOS à base de nanofils verticaux en silicium*” université de toulouse3, France 2015.
- [11]. R. H. Dennard, F. H. Gaensslen, V. L. Rideout, E. Bassous, and A. R. LeBlanc, Design of ion-implanted MOSFET’s with very small physical dimensions, Solid-State Circuits, IEEE Journal of, vol. 9, no. 5, pp. 256-268, 1974.

- [12]. J. Colinge, '*Silicon-on-insulator technology: Materials to VLSI*', Kluwer Academic Publishers, Boston, USA, 3rd edition, 1997.
- [13]. G. Fossum, '*Analytical modeling of quantization and volume inversion in thinSi-film DG MOSFETs*', IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 49, no. 2, pp. 287-294, 2002.
- [14]. A. POOJA SHUKLA "double gate MOSFET", M. Tech (I Yr) SRM UNIVERSITY feb.2014.
- [15]. J. B. Roldán, Andrés Godoy, Francisco Gámiz and M. Balaguer, 'modeling the centroid and the inversion charge in cylindrical surrounding gate mosfets, including quantum effects', IEEE transactions on electron devices, pp.411-416, VOL. 55, NO. 1, January 2008.
- [16]. Yiming Li, Jung Y. Huang, Bo-Shian Lee, and Chih-Hong Hwang, 'Effect of Single Grain Boundary Position on Surrounding-Gate Polysilicon Thin Film Transistors', Proceedings of the 7th IEEE International Conference on Nanotechnology August 2 - 5, 2007, Hong Kong.
- [17]. V. Pott, 'Gate-All-Around Silicon Nanowires for Hybrid Single Electron Transistor/CMOS Applications', Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale De Lausanne, France, 2008.
- [18]. R. J. Needs, A. J. Read, K. J. Nash, S. Bhattacharjee, A. Qteish, L. T. Canham and P. D. J. Calcott, 'A first-principles study of the electronic properties of silicon quantum wires', Statistical and Theoretical Physics, vol. 207 (1-3), pp. 411-414, 1994.
- [19]. M.-Y. Shen and S.-L. Zhang, 'Band gap of a silicon quantum wire', Physics Letters A, vol. 176 (3- 4), pp. 254-258, 1993.
- [20]. J.-P. Colinge, M. H. Gao, A. Romano-Rodriguez, H. Maes and C. Claeys, '*Silicon-on-insulator gate-all-around device*', Technical Digest of IEDM, pp. 595-598, San Francisco CA, 1990.
- [21]. E. Leobandung, J. Gu, L. Guo and S. Y. Chou, 'Wire-channel and wrap-around-gate metal-oxidesemiconductor field-effect transistors with a significant reduction of short channel effects', Journal of Vacuum Science and Technology: B, vol. 15 (6), pp. 2791-2794, 1997.
- [22]. J. Y. Song, W. Y. Choi, J. H. Park, J. D. Lee and B.-G. Park, 'Design optimization of gate-all-around (GAA) MOSFETs', IEEE Transactions on Nanotechnology, vol. 5 (3), pp. 186-191, 2006.

- [23]. S. D. Suk, S.-Y. Lee, S.-M. Kim, E.-J. Yoon, M.-S. Kim, M. Li, C. W. Oh, K. H. Yeo, S. H. Kim, D.-S. Shin, K.-H. Lee, H. S. Park, J. N. Han, C. J. Park, J.-B. Park, D.-W. Kim, D. Park and B.-I. Ryu, 'High performance 5nm radius Twin Silicon Nanowire MOSFET (TSNWFET): fabrication on bulk Si wafer, characteristics, and reliability', Technical Digest of IEDM, pp. 717-720, Washington DC, 2005.
- [24]. C. H. Wann, K. Noda, T. Tanaka, M. Yoshida and C. Hu, 'A comparative study of advanced MOSFET concepts', IEEE Trans. Electron Devices, vol. 43, no.10, pp. 1742-1753, Oct. 1996.
- [25]. H. Takato, K. Sunouchi, N. Okabe, A. Nitayama, K. Hieda, F. Horiguchi, and F. Masuoka, 'High performance CMOS surrounding gate transistor (SGT) for ultra high density LSIs', in IEDM Tech. Dig., 1988, pp. 222-225.
- [26]. J. T. Park and J. P. Colinge, 'Multiple-gate SOI MOSFETs: Device design guidelines', IEEE Trans. Electron Devices, vol.49, no. 12, pp. 2222-2229, December, 2002.
- [27]. S.-H. Oh, D. Monroe and J. M. Hergenrother, 'Analytic description of short-channel effects in fully-depleted Double-Gate and Cylindrical, Surrounding-Gate MOSFETs', IEEE Electron Device Letters, vol. 21, no. 9, pp. 445-447, September. 2000.
- [28]. Benjamin Iñíguez, David Jiménez, Jaume Roig, and Hamdy A. Hamid, 'Explicit Continuous Model for Long-Channel Undoped Surrounding Gate MOSFETs', IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 52, no. 8, pp. 1868-1872, August 2005.
- [29]. Hamdy Abd El Hamid, Benjamin Iñíguez, and Jaume Roig Guitart, 'Analytical model of the threshold voltage and subthreshold swing of undoped cylindrical gate-all-around-based MOSFETs', IEEE transactions on electron devices, pp. 572-579, VOL. 54, NO. 3, March 2007.
- [30]. J. Saint-Martin, 'Etude par simulation monte carlo d'architectures de mosfet ultracourts a grille multiple sur soi', Thèse de Doctorat, université de paris-sud, France, 2005.
- [31]. J-H. Rhew, Z. Ren, and M-S. Lundstrom, 'A numerical study of ballistic transport in a nanoscale MOSFET', Solid-State Electronics, vol. 46, no. 11, pp. 1899-1906, 2002.
- [32]. M. Mouis, and A. Poncet, 'Coupling between 2D and quantum confinement effects in ultra-short channel double-gate MOSFETs', ESSDERC'2001, Germany, pp. 211-214, 2001.

- [33]. J.P.Colinge and all "Nanowire transistor without junction" Nat. Nanotechnol., vol.5, no 3, pp. 225-229, mar 2010.
- [34]. M. Depas, and all "Determination of tunneling parameters in ultra-thin oxide layer poly Si/SiO₂/Si structure" Solide state E lecron. Vol.38 no 8 pp. 1465-1471, Aug.1995.
- [35]. D.A.Muller T.Sorsch, S.Moccio, and all "the electronic structure at the atomic scale of ultrathin gate oxides" Nature., vol. 399, no.6738, pp.758-761, jun.1999.

Chapitre II: Simulation des biocapteurs avec le logiciel BIOSENSOR LAB

Chapitre II:

Simulation des biocapteurs avec le logiciel BIOSENSOR LAB

II.1 Introduction

L'analyse de la littérature interminable sur les biocapteurs au cours des dernières décennies montre sans aucun doute que les biocapteurs sont attrayants non seulement dans le monde universitaire, mais aussi dans l'industrie. Où l'interaction analyte-biorécepteur est convertie en une sortie appropriée facilement lisible par l'utilisateur ce qui amène les chercheurs de différents domaines de la science et de l'ingénierie à rapprocher leurs compétences. En outre, il a ouvert de nouvelles frontières dans la recherche scientifique où une attention considérable a été portée au développement de technologies au profit de différents domaines, y compris les soins médicaux. En général, on peut dire que les biocapteurs ont trouvé une place importante dans notre société car ils visent à améliorer la qualité de vie dans divers domaines tels que la défense et la sécurité du territoire, l'agriculture, la sécurité alimentaire, l'environnement, la médecine et la pharmacologie.

II.2 Contexte historique

L'histoire des biocapteurs remonte à 1906, lorsque M.Cremer [1] démontra que la concentration d'un acide dans un liquide était proportionnelle au potentiel électrique qui se crée entre des parties du fluide situées de part et d'autre d'une membrane de verre. Cependant, ce n'est qu'en 1909 que Soren Peder Lauritz Sorensen introduisit le concept de pH (concentration en ions hydrogène) et qu'une électrode de mesure du pH fut réalisée en 1922 par W.S. Hughes [2]. De 1909 à 1922,

Griffin et Nelson [3, 4] ont démontré pour la première fois l'immobilisation de l'enzyme invertase sur l'hydroxyde d'aluminium et le charbon. Le premier «véritable» biocapteur a été développé par Leland C. Clark, Jr en 1956 pour la détection de l'oxygène. Il est connu comme le «père des biocapteurs» et son invention de l'électrode à oxygène porte son nom: «électrode de Clark» [5]. La démonstration d'une électrode enzymatique ampérométrique pour la détection du glucose par Leland Clark en 1962 a été suivie par la découverte du premier biocapteur potentiométrique permettant de détecter l'urée en 1969 par Guilbault et Montalvo, Jr [6]. En 1975, le premier biocapteur commercial fut développé par Yellow Spring Instruments (YSI). Le tableau II.1 présente l'aperçu historique des biocapteurs au cours de la période 1970-1992. Depuis le développement du capteur i-STAT, des progrès remarquables ont été accomplis dans le domaine des biocapteurs. Le domaine est maintenant un domaine de recherche multidisciplinaire qui relie les principes des sciences fondamentales (physique, chimie et biologie) aux principes fondamentaux de la micro / nanotechnologie, de l'électronique et de la médecine applicative.

Tableau II.1. Principaux dates de développement des biocapteurs au cours de la période 1970-1992 [7].

1970	- Découverte de l'ISFET par Bergveld [8]
1975	- Capteur à base de fibres optique pour la détection de dioxyde de carbone et d'oxygène par Lubbers and Opitz [9]. - premier capteur commercial pour détection de glucose.
1982	- Le premier immunocapteur à base de microbes par Suzuki et al. [10] - Biocapteur à fibre optique pour la détection du glucose par Schultz [11]
1983	-Immunocapteur à résonance plasmon de surface (SPR) par Liedberg et al. [12]
1984	-Premier biocapteur ampérométrique à médiation: ferrocène utilisé avec glucose - oxydase pour la détection du glucose [13].

1990 -Biocapteur basé sur la RSP par Pharmacia Biacore [9].

1992 -Biocapteur sanguin portable par i-STAT [9]

II.3 Biocapteur et nanobiocapteur :

Un biocapteur est un appareil qui mesure les réactions biologiques ou chimiques en générant des signaux proportionnels à la concentration d'un analyte dans la réaction. Les biocapteurs sont utilisés dans des applications telles que la surveillance des maladies, la découverte de médicaments et la détection de polluants, de micro-organismes pathogènes et de marqueurs indicateurs d'une maladie dans les fluides corporels (sang, urine, salive...). Les nanobiocapteurs sont des biocapteurs encore plus petits, peut détecter des choses à la concentration encore plus faible comme illustrer sur la figure II.1.

Le principe de fonctionnement des biocapteurs est représenté à la figure II.2; il comprend les composants suivants.

- **Analyte:** substance d'intérêt qui doit être détectée. Par exemple, le glucose est un «analyte» dans un biocapteur conçu pour détecter le glucose.

- **Biorécepteur:** une molécule qui reconnaît spécifiquement l'analyte est appelée biorécepteur. Les enzymes, les cellules, les aptamères, l'acide désoxyribonucléique (ADN) et les anticorps sont quelques exemples de biorécepteurs. Le processus de génération de signal (sous forme de lumière, chaleur, pH, charge ou changement de masse, etc.) lors de l'interaction du biorécepteur avec l'analyte est appelé bio-reconnaissance



Figure II.1. *Biocapteurs implantés et sans fil.*

• **Transducteur:** le transducteur est un élément qui convertit une forme d'énergie en une autre. Dans un biocapteur, le rôle du transducteur est de convertir l'événement de bio-reconnaissance en un signal mesurable. Ce processus de conversion d'énergie est appelé signalisation. La plupart des transducteurs produisent des signaux optiques ou électriques généralement proportionnels à l'ampleur des interactions analyte-biorécepteur.

• **Electronique:** il s'agit de la partie d'un biocapteur qui traite le signal transmit du transducteur et le prépare pour l'affichage. Il se compose de circuits électroniques complexes assurant le conditionnement des signaux, tels que l'amplification et la conversion de signaux analogiques en signaux numériques. Les signaux traités sont ensuite quantifiés par l'unité d'affichage du biocapteur.

- **Affichage:** L'affichage est constitué d'un système d'interprétation utilisateur, tel l'écran à cristaux liquides d'un ordinateur, ou une imprimante directe générant des chiffres ou des courbes compréhensibles par l'utilisateur. Cette partie consiste souvent en une combinaison de matériel et de logiciels qui génère des résultats conviviaux pour le biocapteur. Le signal de sortie affiché peut être numérique, graphique, sous forme de tableau ou sous forme d'image, en fonction des besoins de l'utilisateur final.

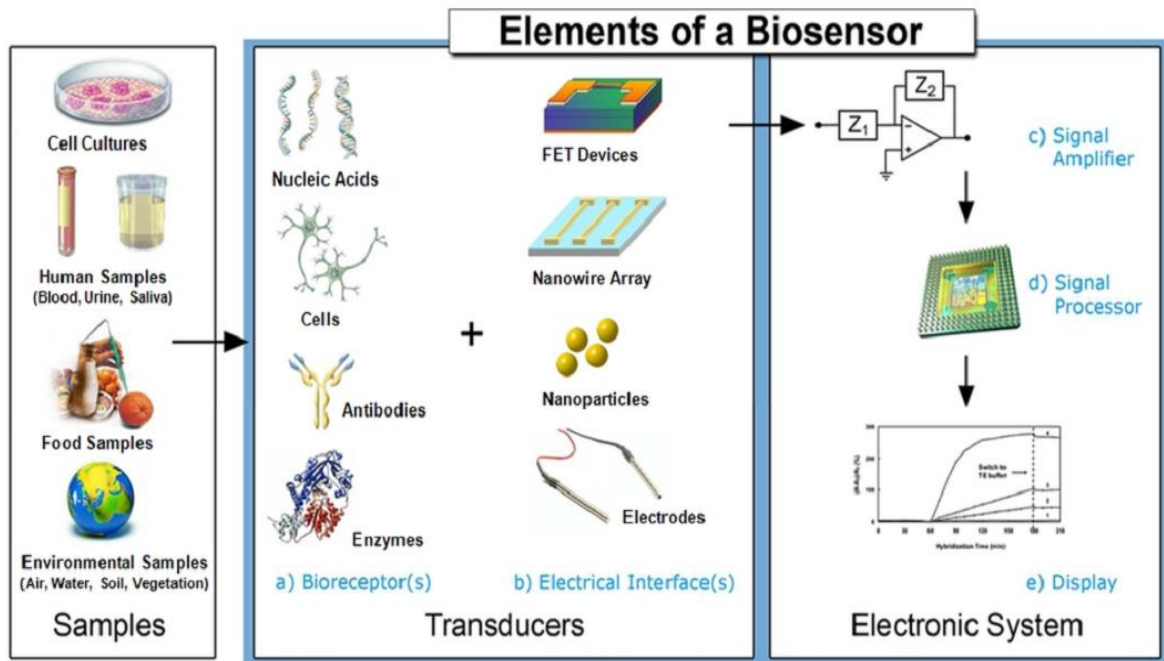


Figure II.2. Représentation schématique du biocapteur [14].

II.4 Classification des biocapteurs

Les biocapteurs peuvent être classés selon plusieurs paramètres qui sont énumérés ci-après :

1. Classement par type de reconnaissance moléculaire (biorécepteur): biocapteurs enzymatiques (avec une enzyme comme biorécepteur), biocapteurs immunologiques, biocapteurs microbiens...

2. Classement par type de transducteur associé : biocapteurs électrochimiques, biocapteurs optiques, biocapteurs calorimétriques...

3. Classement par espèce(s) détectée(s): Les biocapteurs peuvent être classés également suivant les réactions qu'ils permettent de suivre. En effet, on peut les différencier selon le fait qu'ils permettent de suivre directement un analyte ou une activité biologique ou indirectement à travers par exemple le suivi d'une inhibition de l'activité catalytique par des toxiques ou métaux lourds.

II.5 Les méthodes d'immobilisation dans un biocapteur

Dans un biocapteur, l'élément biologique est fixé au proche contact du transducteur ce qui permet une détection immédiate et très sensible du processus de reconnaissance moléculaire. De plus, l'immobilisation du bio-composé augmente sa stabilité et permet une réutilisation éventuelle du biocapteur.

Plusieurs modes d'immobilisation de l'élément biologique peuvent être envisagés comme le montre la figure II.3.

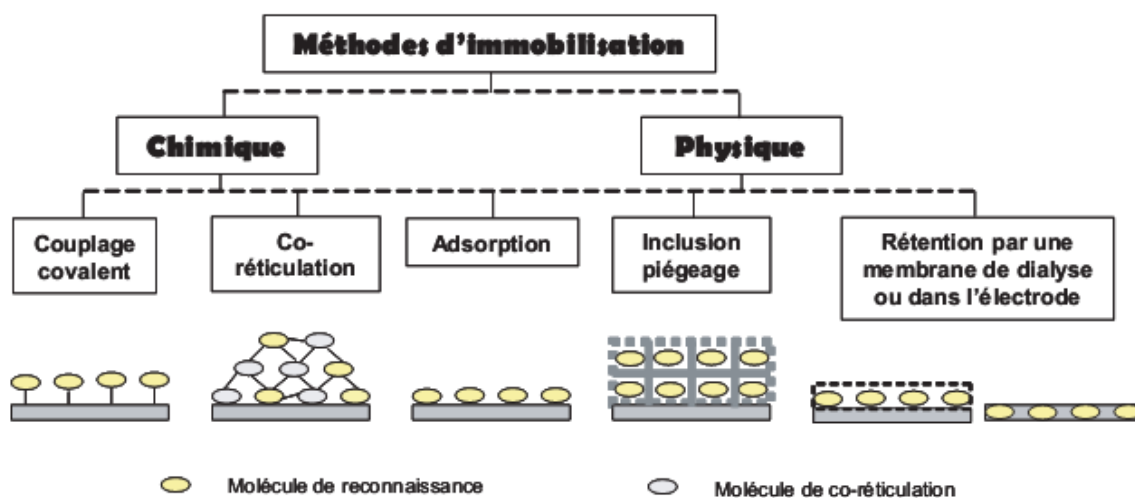


Figure II.3. Représentation schématique des différentes méthodes d'immobilisation de l'élément biologique [13].

II.6 Différents types de biocapteurs

II.6.1 Biocapteur optique

Le système de mesure s'appuie sur les modifications des propriétés optiques engendrées par la reconnaissance moléculaire (variation de l'absorbance, de la fluorescence...). L'élément biologique (en général enzyme) est immobilisé, en présence d'un intermédiaire (colorant), à l'extrémité ou sur la surface de la fibre optique qui est en contact avec l'échantillon.

II.6.2 Biocapteurs thermiques

L'intérêt de la mise en œuvre des capteurs thermiques résulte du fait que la plupart des réactions biologiques s'accompagnent d'un dégagement de chaleur. De nature très générale et donc de potentialité élevée, ces capteurs sont cependant relativement peu sensibles et nécessitent des montages différentiels très bien équilibrés afin de compenser toute variation de température parasite. Le changement de température, ΔT , est déterminé par un microcalorimètre et est relié aux variations d'enthalpie, ΔH , et la capacité de chaleur du réacteur, C_p par la relation suivante : [13]

$$\Delta T = n\Delta H / C_p \quad (\text{II.1})$$

avec : n : nombre de moles de substrat ayant réagit

Des problèmes technologiques, liés à l'immobilisation des quantités d'enzymes au proche contact de la sonde calorimétrique, limitent les performances de ces biocapteurs.

II.6.3 biocapteur mécanique

Les biocapteurs mécaniques bénéficient des connaissances technologiques de l'industrie de la microélectronique. Cela permet la conception de nano-systèmes de plus en plus petits, reproductibles et surtout compatibles avec une production de masse à grande échelle. De plus, la miniaturisation continue des dispositifs améliore leur sensibilité car la masse minimum détectable est proportionnelle à la masse du dispositif [15]. Deux principaux types de biocapteurs mécaniques ont été étudiés pour la détection de l'hybridation de l'ADN dans la littérature : des microbalances à quartz et des micro-cantilevers

II.6.4 biocapteur électrochimique

Le biocapteur électrochimique peut être classé en fonction de la mesure des paramètres électriques comme suit:

-  Conductimétrie
-  Ampérométrie
-  Potentiométrie

Des détails sur ces 3 types sont donnés ci-dessous dans le tableau II.2 [15].

Tableau II.2. Différents capteurs électrochimique [15].

Caractéristiques des paramètres mesurés	Conductimétrie (conductance/résistance)	Ampérométrie Courant	Potentiométrie (potential/voltage)
Voltage appliqué	Sinusoidal (ac)	Potentiel constant(DC)	Ramp voltage
Sensibilité	Faible	Haute	-----
équation gouvernante	résistance incrémentale	équation de cottrell	Equation Nesrt
Fabrication	FET+ enzyme	FET+enzyme 2 electrodes	FET +enzyme oxide electrode

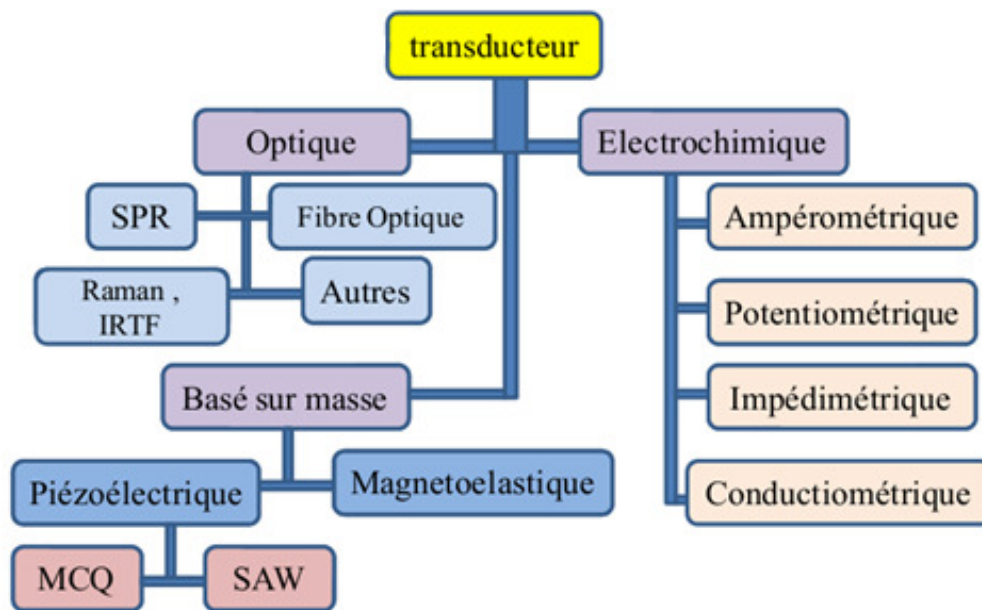


Figure II.4. Représentation schématique du transducteur [16].

II.7 Caractéristiques d'un biocapteur

Chaque biocapteur possède certains attributs statiques et dynamiques. L'optimisation de ces propriétés se reflète sur les performances du biocapteur.

•Sélectivité

La sélectivité est peut-être la caractéristique la plus importante d'un biocapteur. La sélectivité est la capacité d'un biorécepteur à détecter un analyte spécifique dans un échantillon contenant d'autres adjuvants et contaminants. Le meilleur exemple de sélectivité est représenté par l'interaction d'un antigène avec l'anticorps. Classiquement, les anticorps agissent comme des biorécepteurs et sont immobilisés à la surface du transducteur. Une solution (généralement un tampon contenant des sels) contenant l'antigène est ensuite exposée au transducteur où les anticorps n'interagissent qu'avec les antigènes. Pour construire un biocapteur, la sélectivité est la considération principale lors du choix des biorécepteurs.

• **Reproductibilité**

La reproductibilité est la capacité du biocapteur à générer des réponses identiques pour une configuration expérimentale dupliquée. La reproductibilité est caractérisée par la précision et l'exactitude du transducteur et de l'électronique dans un biocapteur. La précision est la capacité du capteur à fournir des résultats identiques chaque fois qu'un échantillon est mesuré et la précision indique la capacité du capteur à fournir une valeur moyenne proche de la valeur vraie lorsqu'un échantillon est mesuré plusieurs fois. Les signaux reproductibles fournissent une fiabilité et une robustesse élevées à l'inférence faite sur la réponse d'un biocapteur.

• **La stabilité**

La stabilité est le degré de sensibilité aux perturbations ambiantes dans et autour du système de biodétection. Ces perturbations peuvent provoquer une dérive des signaux de sortie d'un biocapteur en cours de mesure. Cela peut provoquer une erreur dans la concentration mesurée et peut affecter la précision et l'exactitude du biocapteur. La stabilité est la caractéristique la plus cruciale dans les applications où un biocapteur nécessite de longues étapes d'incubation ou une surveillance continue. La réponse des transducteurs et de l'électronique peut être sensible à la température, ce qui peut influencer la stabilité d'un biocapteur. Par conséquent, un réglage approprié de l'électronique est nécessaire pour assurer une réponse stable du capteur. Un autre facteur pouvant influencer la stabilité est l'affinité du biorécepteur, qui correspond au degré de liaison de l'analyte au biorécepteur. Les biorécepteurs à forte affinité favorisent soit une forte liaison électrostatique, soit une liaison covalente de l'analyte qui renforce la stabilité d'un biocapteur. Un autre facteur qui influence la stabilité d'une mesure est la dégradation du biorécepteur sur une période donnée.

• **Sensibilité**

La quantité minimale d'analyte pouvant être détectée par un biocapteur définit sa limite de détection (LOD) ou sa sensibilité. Dans un certain nombre d'applications de surveillance médicale et environnementale, un biocapteur est nécessaire pour détecter une concentration en analyte aussi faible que ng / ml, voire fg / ml, afin de confirmer la présence de traces d'analytes dans un échantillon. Par exemple, une concentration sanguine de 4 ng / ml d'antigène spécifique de la prostate (PSA) est associée au cancer de la prostate pour lequel les médecins suggèrent des tests

de biopsie. Par conséquent, la sensibilité est considérée comme une propriété importante d'un biocapteur.

- **La linéarité**

La linéarité est l'attribut qui montre la précision de la réponse mesurée (pour un ensemble de mesures avec différentes concentrations d'analyte) par rapport à une ligne droite, représentée mathématiquement par : $y = mc$, où c est la concentration de l'analyte, y est le signal de sortie et m est la sensibilité du biocapteur. La linéarité du biocapteur peut être associée à la résolution du biocapteur et à la plage de concentrations d'analyte à tester. La résolution du biocapteur est définie comme le plus petit changement de la concentration d'un analyte nécessaire pour modifier la réponse du biocapteur en fonction de l'application. Une bonne résolution est requise car la plupart des applications de biocapteurs exigent non seulement la détection de l'analyte, mais également la mesure de la concentration de l'analyte sur une large plage de travail. Un autre terme associé à la linéarité est «plage linéaire», qui est défini comme la plage de concentrations d'analyte pour laquelle la réponse du biocapteur change de manière linéaire avec la concentration.

II.8 Domaine d'applications des biocapteurs

Les biocapteurs ont une très large gamme d'applications visant à améliorer la qualité de la vie. Cette gamme couvre leur utilisation pour la surveillance de l'environnement, la détection des maladies, la sécurité alimentaire, la défense, la découverte de médicaments, etc. L'une des principales applications des biocapteurs est la détection de biomolécules qui sont des indicateurs d'une maladie ou des cibles d'un médicament. Par exemple, les techniques de biocapteurs électrochimiques peuvent être utilisées comme outils cliniques pour détecter des biomarqueurs du cancer de la protéine [17-19]. Les biocapteurs peuvent également être utilisés comme plates-formes de suivi de la traçabilité, de la qualité, de la sécurité et de la valeur nutritionnelle des aliments [20,21]. D'autre part, une application telle que la surveillance de la pollution [21,22] nécessite un biocapteur pour fonctionner de quelques heures à plusieurs jours. Ces biocapteurs peuvent être qualifiés d'outils d'analyse de «suivi à long terme». Que ce soit pour la surveillance à long terme ou l'analyse ponctuelle, les biocapteurs trouvent leur utilisation en tant que dispositifs à la pointe de la technologie, aussi bien dans des environnements à ressources limitées que dans des installations médicales

sophistiquées: par exemple, avec des applications dans la découverte de médicaments [23-25]; pour la détection de plusieurs agents chimiques et biologiques considérés comme des matières toxiques présentant un intérêt pour la défense [26]; utilisables dans les dispositifs implantables artificiels tels que les stimulateurs cardiaques [27] et autres dispositifs prothétiques [28]; et épidémiologie des eaux usées [29]. Une gamme de techniques de détection électrochimiques, optiques et acoustiques ont été utilisées, ainsi que leur intégration dans des dispositifs d'analyse pour diverses applications. La figure II.5 indique différents domaines de recherche dans lesquels des biocapteurs ont été utilisés.

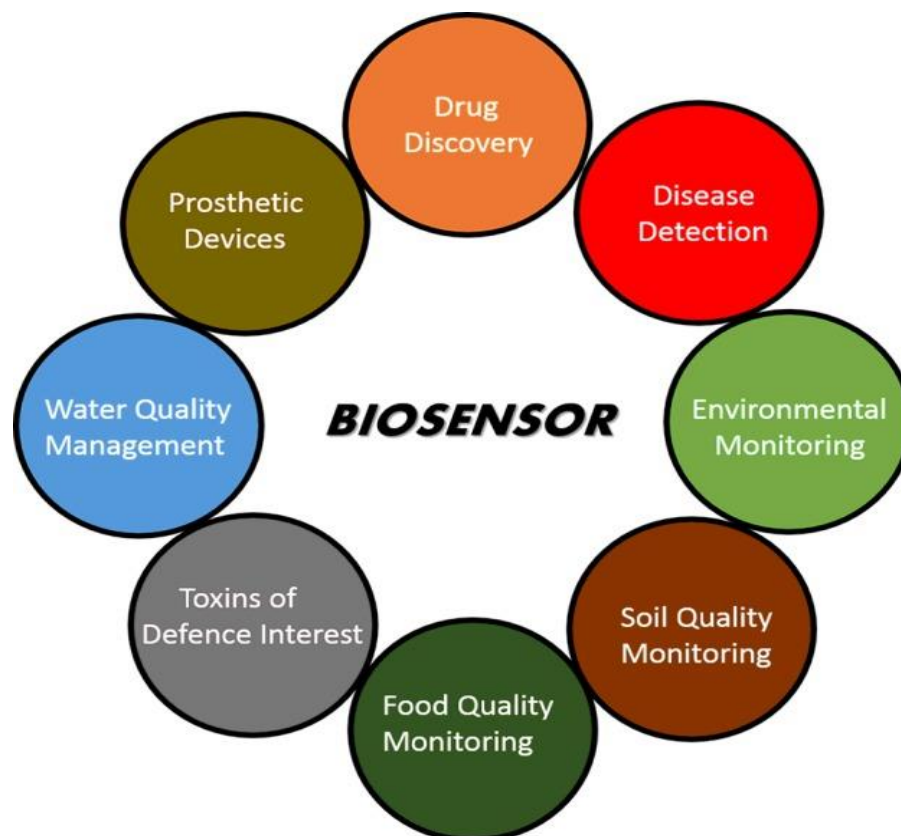


Figure II.5. Applications des biocapteurs [7].

II.9 Nanotechnologie et nanobiocapteurs

Quel que soit le domaine, la miniaturisation s'est toujours révélée bénéfique pour des raisons variées. Par exemple, réduire la taille du biocapteur à l'échelle micro ou nanométrique peut améliorer le rapport signal /bruit et permettre d'utiliser de plus petits volumes d'échantillons, ce qui permet de réduire les coûts de dosage. De plus, en allant aux dimensions nanométriques, le rapport surface / volume de la zone active de détection augmente et les tailles de l'électrode de détection et celle du biomarqueur cible deviennent comparables. Cela provoque à la fois une liaison non spécifique réduite et une efficacité de liaison accrue vers la molécule cible. En conséquence, le biorécepteur devient un transducteur actif pour le système de détection et il devient possible d'effectuer une détection par molécule unique comme indiqué sur la figure II.6.

En ce qui concerne les nanomatériaux, la découverte de nouveaux matériaux (tel que le graphène,...) ont ouvert de nouvelles frontières pour les biocapteurs ainsi que dans d'autres domaines de recherche.

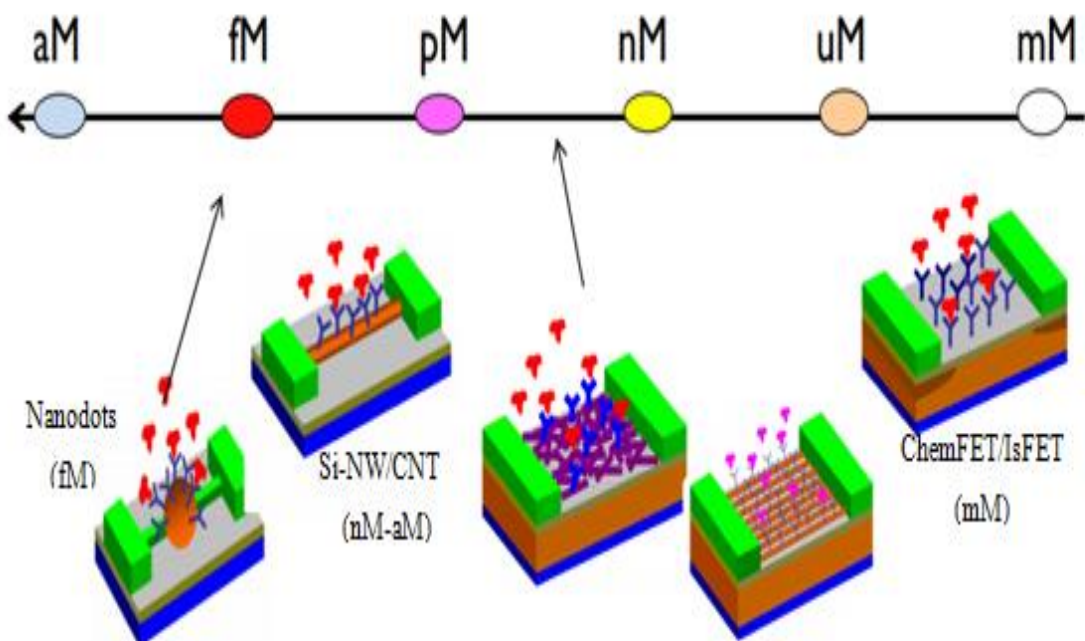


Figure II.6. Différentes sensibilité des nanobiocapteurs [30].

II.10 Les biocapteurs à base de FETs

Le principe d'un biocapteur à base de FET est fondé sur une structure traditionnelle métal-oxyde-semi-conducteur FET (MOSFET). Il est l'un des biocapteurs électriques les plus attrayants en raison de ses avantages de mesures sensibles, une utilisation facile avec un petit nombre d'échantillons, un faible coût de production et vitesses élevées. Plusieurs mécanismes de détection ont été proposés, comme il est montré sur la figure suivante :

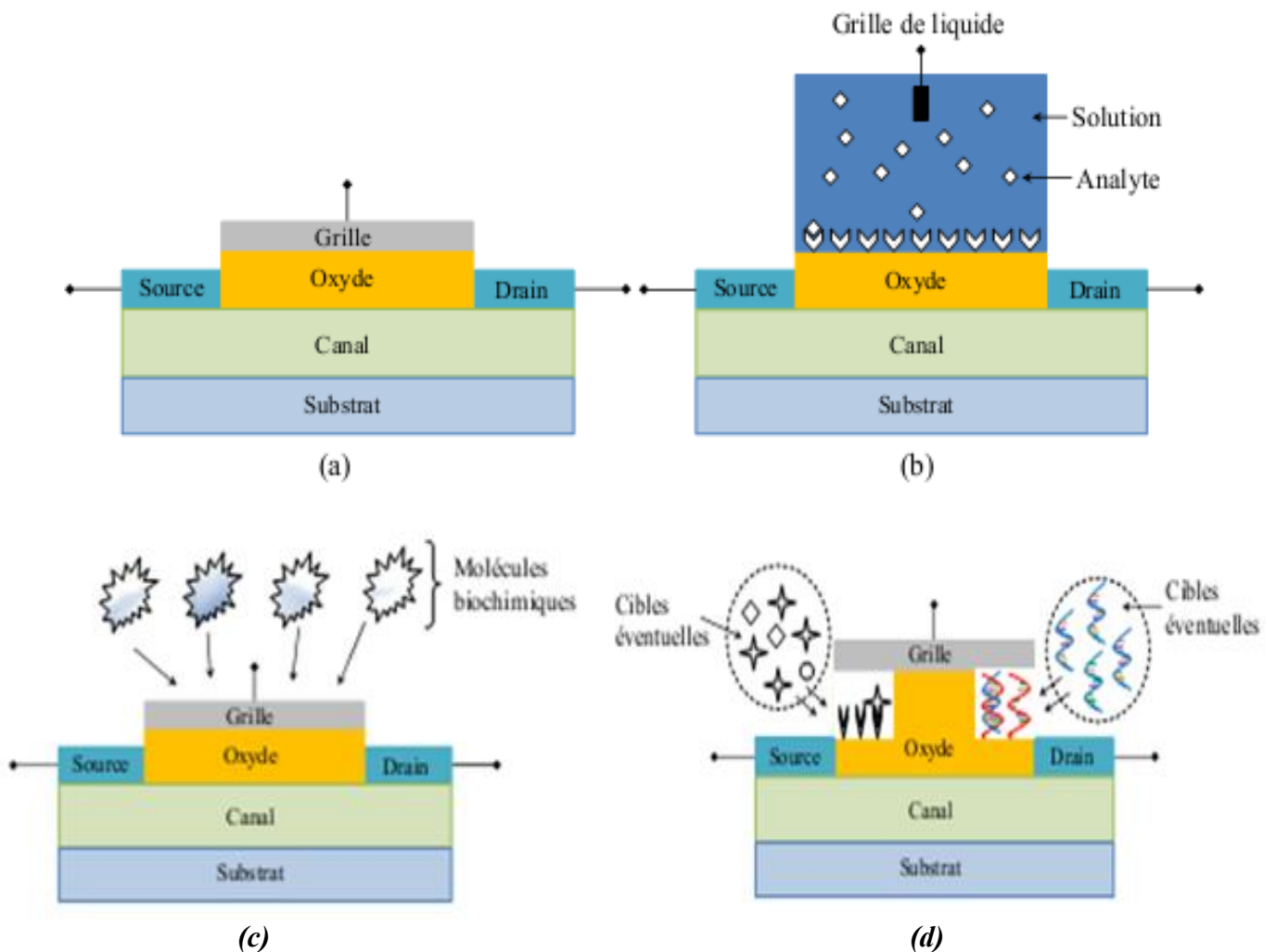


Figure II.7. (a) Le schéma simplifié du transistor à effet de champ. (b) Biocapteur à base d'ISFET. (c) Biocapteur/Capteur biochimique à base de la modulation de travail de sortie de la grille biochimiquement fonctionnalisée. (d) Biocapteur basé sur la modulation de diélectrique et/ou de charge.

La figure II.7 (a) montre un schéma simplifié d'un transistor à effet de champ avec ses principaux composants. La figure II.7 (b) c'est un biocapteur en mode isfet où l'analyte se trouve dans une solution qui est placée sur l'oxyde du FET. La modulation du potentiel électrostatique dominante dans ce genre de biocapteurs se produit au niveau de l'interface liquide-oxyde. En figure II.7 (c) Le mécanisme de détection de biocapteur à base de FET repose sur la modulation du travail de sortie de la grille, qui est utilisée dans ce cas comme un élément bio-sensible [31]. Le changement du travail de sortie attribuable à la fixation des molécules biochimiques affecte certainement le comportement du FET. Le bioFET de la figure II.7 (d) est basé sur la modulation du diélectrique. Une cavité de détection est créée entre l'oxyde et la grille. La présence des biomolécules dans cette zone initialement vide, change la constante diélectrique et/ou la concentration de charge (en cas de biomolécules chargées) du milieu concerné. Cela mène à un changement au niveau du potentiel électrostatique du biocapteur.

II.11 Simulation de quelque biocapteurs à effet de champ avec le logiciel « BIOSENSOR LAB »

II.11.1 Principe de fonctionnement du « BIOSENSOR LAB »

Biosensor Lab est un simulateur numérique permettant de prédire les métriques de performance de divers types de biocapteurs électroniques sans marqueur. À l'heure actuelle, le Biosensor Lab se concentre uniquement sur les capteurs capables de détecter la présence de biomolécules chargées près de la surface du capteur par interaction électrostatique comme illustrer sur la figure II.8. Pour éviter une réponse parasite, la surface des biocapteurs électroniques, tels que le FET ou l'ISFET à porte isolée planaire, est d'abord fonctionnalisée par des molécules réceptrices (marquées en bleu). Lorsque des molécules cibles inconnues (marquées en rouge) sont introduites dans le volume du capteur, elles diffusent dans tout le volume du capteur. Ces molécules ne seront «capturées» par les récepteurs que si la cible est un complément spécifique et exclusif du récepteur (principe de «verrouillage»). Les biomolécules telles que l'ADN ont une charge négative dans les conditions physiologiques normales, tandis que la charge nette d'une molécule de protéine dépend du pH de la solution. L'excès de charge de la biomolécule cible liée au récepteur module la conductivité des électrons du canal FET via l'interaction de Coulomb. Et ce changement de conductivité signale la présence de molécules cibles complémentaires dans la solution. En plus de la nanocollection biologique électrostatique, d'autres types de biocapteurs basés sur la détection optique, la focalisation magnétique, la réponse du plasmon de surface feront également partie de cet ensemble d'outils. [32]

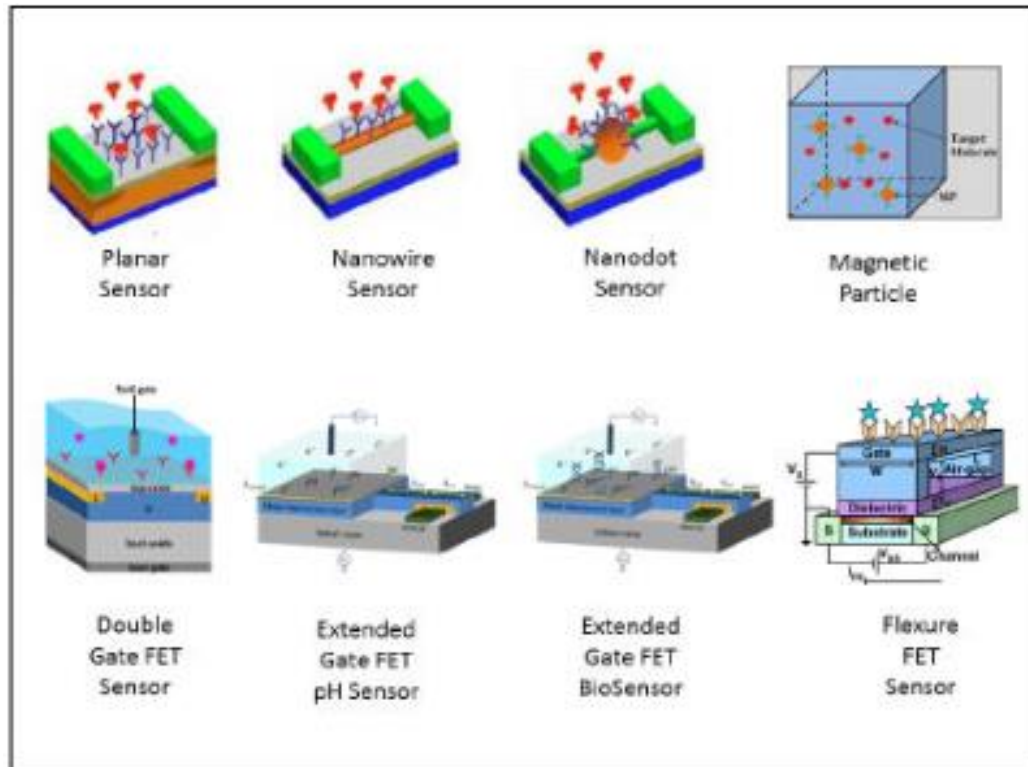


Figure II.8. Différentes structures simulées avec « biosensorlab » [33].

II.11.2 Simulation du biocapteur double grille MOSFET

II.11.2.1 Mode de fonctionnement :

Ces dispositifs DG-ISFET sensibles aux ions possèdent deux grilles, l'une d'elles est utilisée comme grille de détection et l'autre comme grille de contrôle, comme il est montré sur la figure II.9. Électriquement, les deux grilles ont un fonctionnement analogue et ils sont couplés de manière capacitive à une grille flottante commune. Les changements de potentiel dans l'une de ces deux grilles module le potentiel de la grille flottante. En détection chimique, l'une des grilles est réservée au contrôle et peut être utilisée comme grille de polarisation, tandis que l'autre grille sert à la détection, elle est construite pour produire une réponse de la molécule cible. Les dimensions du dispositif proposé sont présentées dans le tableau II.3.

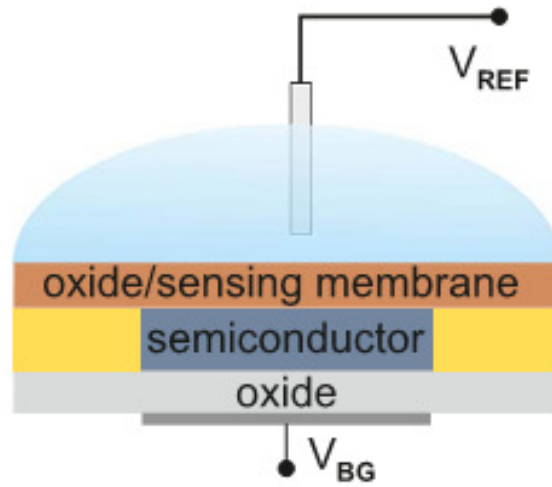


Figure II.9. Représentation schématique du DG –ISFET [34].

Tableau II.3. Dimensions d'un ISFET.

Paramètres physique	Valeurs
Largeur du dispositif w (nm)	100
Longueur du dispositif L (nm)	100 (ph-sensor) 250 (biosensor)
Epaisseur de l'oxyde1 t_{ox1} (nm)	9
Epaisseur de l'oxyde2 t_{ox2} (nm)	20
Epaisseur du silicium t_{si} (nm)	50
Concentration du dopage (cm^{-3})	10^{17}

II.11.2.2 Résultats et discussions

Deux types de simulations avec le logiciel « biosensor-lab », sont exposé dans cette partie : simulation avec un biocapteur DGFET conçu pour la détection des biomolécules d'ADN et une simulation avec PH-DGFET conçu pour la sensibilité du pH d'une solution. Les résultats obtenus seront comparé avec d'autres résultats de la littérature (tableau II.4).

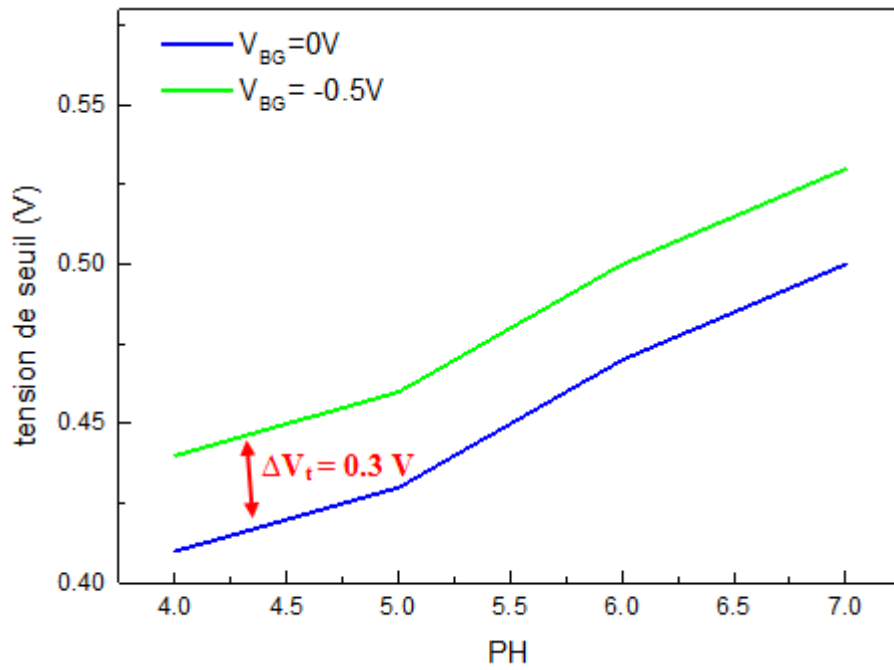


Figure II.10. Variation de la tension de seuil V_t en fonction du PH avec PH-DGFET.

La figure II.10 représente la sensibilité au pH en fonction de la polarisation de la grille inférieure (V_{BG}), on remarque que cette variation est presque linéaire. La sensibilité en ph de ce biocapteur est de 30 mV/ph, et elle est moins que la valeur limite de Nernst 59 mV / pH (à température ambiante).

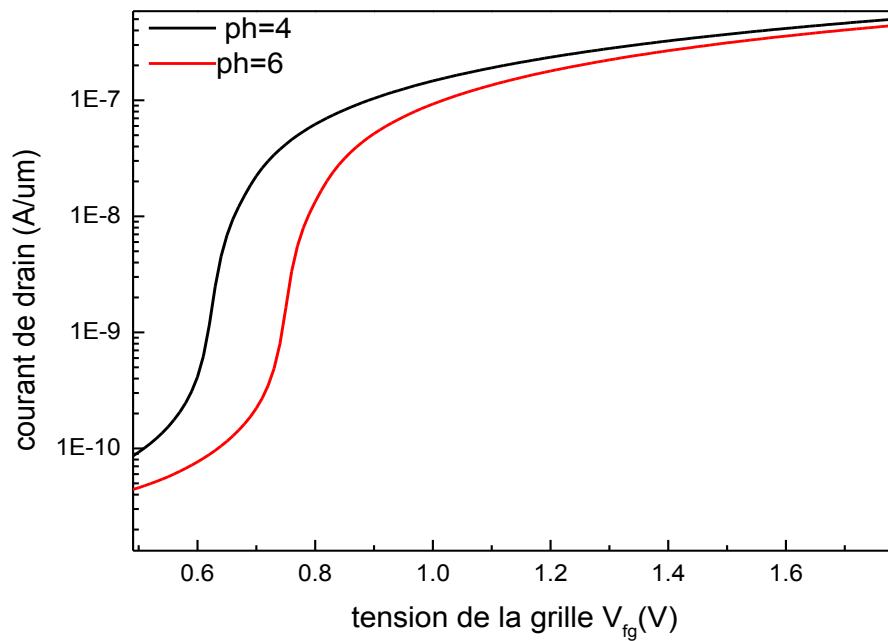


Figure II.11. Représentation de la fonction de transfert $I_{ds}-V_{fg}$ pour différentes valeurs du PH avec PH-DGFET.

De cette simulation nous obtenons aussi la caractéristique I_{DS} - V_{FG} pour différentes valeurs de Ph comme le montre la figure II.11, dans laquelle la grille de fluide polarise le canal vers le régime d'épuisement. les résultats sont conformes a ceux de la littérature [35-36].

Tableau II.4. Comparaison des résultats obtenues par le logiciel « BIOSENSOR LAB » et ceux de la littérature.

Paramètres	Nos résultats	Littératures
I_{on}/I_{off}	0.11×10^5	0.2×10^5 [35]
Sensibilité	0.03 V/ph	0.04 V/ph [36]

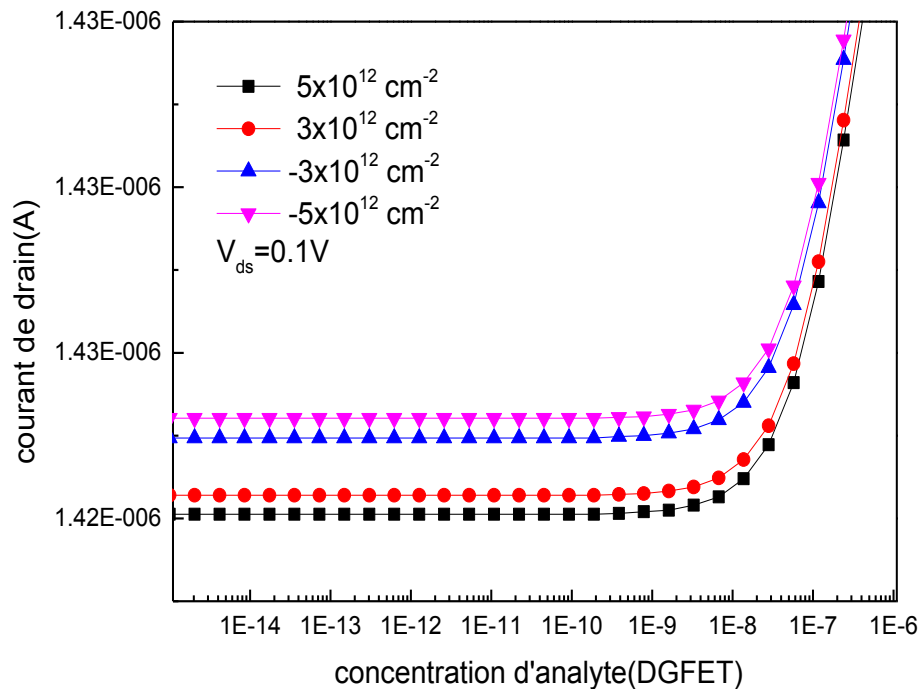


Figure II.12. Variation du courant de drain I_{ds} en fonction de la concentration de l'analyte pour différentes valeurs des densités de surfaces.

Les simulations de la figure II.12, figure II.13 sont faites avec le DGFET biocapteur pour la détection des biomolécules d'ADN. On remarque que le courant du drain des densités de charge négatives est supérieur à celui des densités de charge positives, en plus a chaque fois que le PH augmente le courant augmente aussi pour les solutions acides et reste stable pour les solutions basiques. si c'est l'inverse, il diminue.

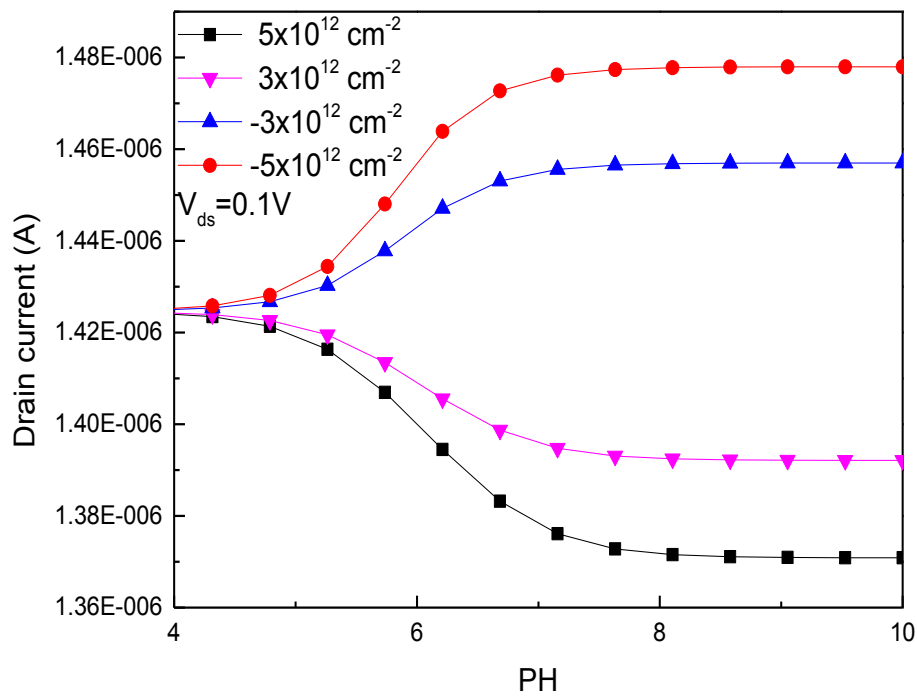


Figure II.13. Variation du courant de drain I_{ds} en fonction du PH pour différentes valeurs des densités de surfaces.

II.11.3 Simulation du biocapteur de NW- cylindrique

II.11.3.1 Mode de fonctionnement

Les NW sont configurés comme des transistors à effet de champ (FET), qui présentent un changement de conductivité en réponse aux variations du champ électrique ou du potentiel à la surface [37-40]. Dans un FET standard, un semi-conducteur, tel que le silicium de type p (p-Si), est connecté à des électrodes de source et de drain en métal à travers lesquelles un courant est injecté et collecté, respectivement. La conductance du semi-conducteur entre la source et le drain est activée et désactivée par une troisième électrode de grille couplée de manière capacitive à travers une mince couche diélectrique [41]. Dans le cas d'un semi-conducteur de type p, appliquer une tension de grille positive épuise les porteurs et réduit la conductance, tandis que l'application d'une tension de grille négative à une accumulation de porteurs et augmente la conductance. La dépendance de la conductance vis-à-vis de la tension de grille fait des FET des candidats naturels à la détection électrique, car le champ électrique

résultant de la liaison d'une espèce chargée au diélectrique de grille est analogue à l'effet de l'application d'une tension avec une électrode de grille.

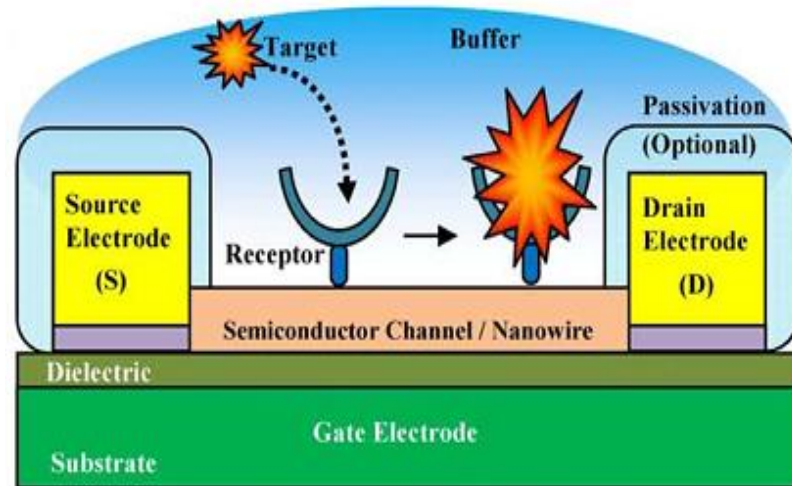


Figure II.14. Représentation schématique du biocapteur NW- cylindrique.

Tableau II.5. Dimensions du biocapteur NW-cylindrique.

Parameters physique	Valeur
Rayon r (nm)	5
Longueur du dispositif L (nm)	100
Epaisseur de l'oxyde t_{ox} (nm)	9
Concentration du dopage (cm^{-3})	10^{17}

II.11.3.2 Résultats et discussions

Les simulations de la variation du potentiel de surface en fonction du PH et de la conductance en fonction de la densité des molécules d'ADN seront représentées ci-dessous.

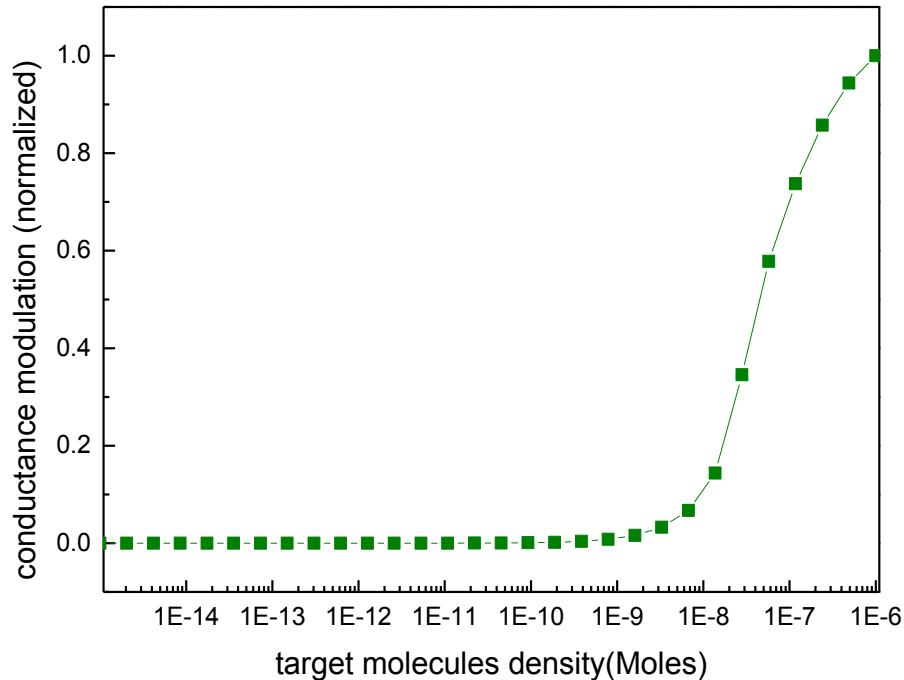


Figure II.15. Variation de la conductance en fonction de la densité des molécules d'ADN.

De la figure II.15 on remarque que la conductance est presque nulle quand la densité des molécules est inférieure à 1×10^{-9} moles, ce qui signifie que le transistor ne fonctionne pas, à partir de 1×10^{-9} une accumulation moléculaire est provoqué, les molécules cibles sont capturées par le récepteur ce qui entraîne l'augmentation de la conductance. La figure II.16 représente la variation du potentiel de surface selon le PH avec injection des molécules chargée positivement et négativement, on remarque que lorsque on injecte des molécules cibles chargées positivement et en augmente le PH le potentiel de surface diminue. Lorsque les molécules cibles chargées négativement sont capturées par le récepteur et le PH augmente, le potentiel de surface augmente avec les solutions acides et reste stable avec les solutions basiques.

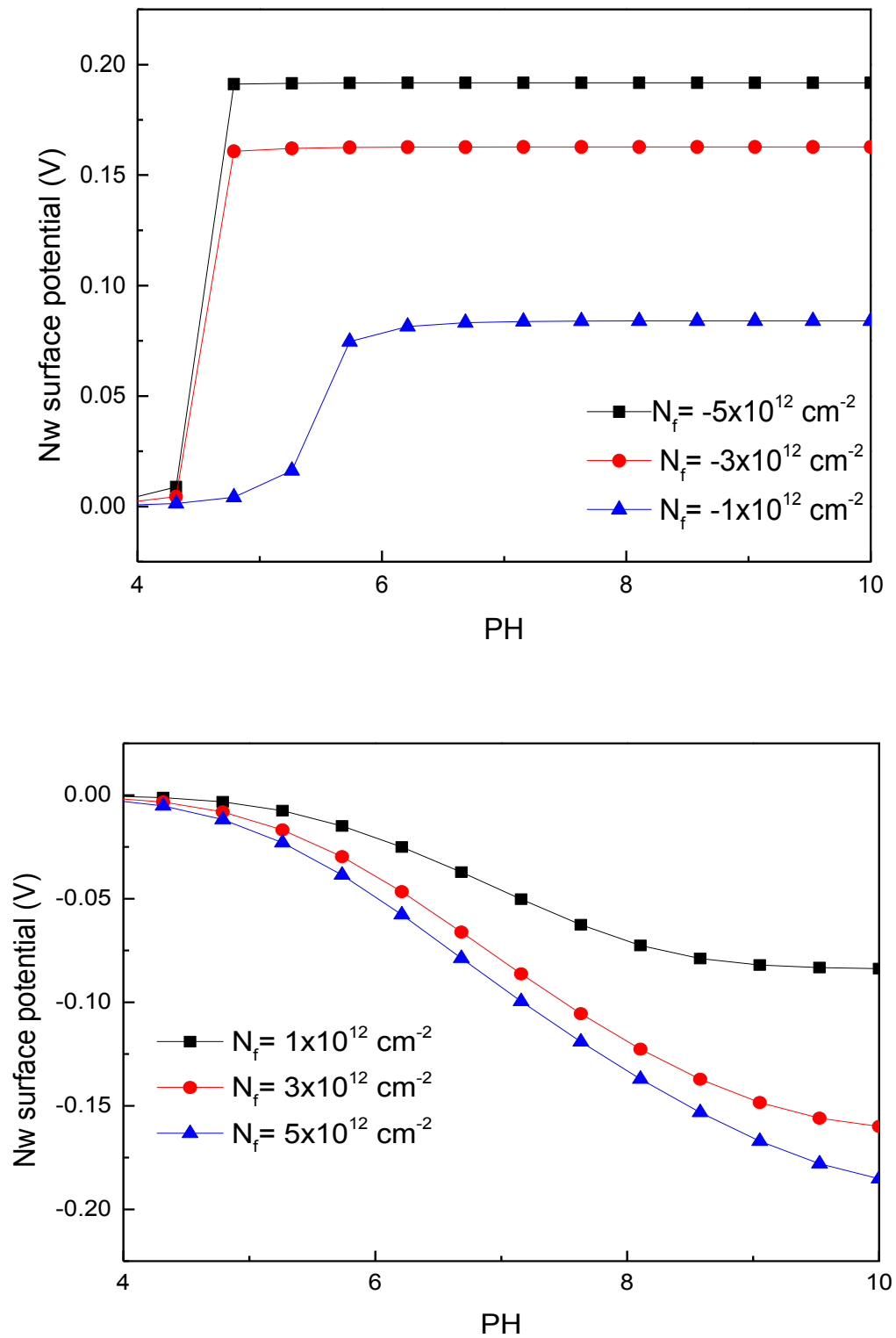


Figure II.16. Variation du potentiel de surface en fonction de la variation du PH pour différentes valeurs de densité de charge.

II.12 Conclusions

Les biocapteurs moléculaires in vitro sont aujourd'hui omniprésents dans le diagnostic biomédical ainsi que dans un grand nombre d'autres domaines tels que la surveillance au point de traitement et la progression de la maladie, la surveillance de l'environnement, le contrôle des aliments, la découverte de médicaments, la criminalistique et la recherche biomédicale. Les dispositifs à biocapteurs nécessitent l'interaction de différentes disciplines et reposent sur des aspects très distincts, tels que l'étude des interactions des éléments de bios connaissance avec les analytes biomoléculaires, l'immobilisation de biomolécules sur des surfaces solides, la mise au point de produits chimiques antisalissure, la conception et la fabrication de dispositifs, intégration de la biologie aux dispositifs, micro-fluidique, électronique sur puce, emballage, techniques d'échantillonnage, etc.

Le développement rapide dans le domaine des biocapteurs au cours des dernières décennies, tant au niveau de la recherche que du développement de produits, est principalement dû à:

- ❖ le développement des technologies de miniaturisation et de microfabrication;
- ❖ l'utilisation de nouvelles molécules de bio-reconnaissance;
- ❖ nouveaux nanomatériaux et dispositifs nanostructurés;
- ❖ une meilleure interaction entre les scientifiques du vivant et les ingénieurs scientifiques / physiciens.

Références

- [1]. Cremer M. Über die Ursache der elektromotorischen Eigenschaften der Gewebe, zugleich ein Beitrag zur Lehre von den polyphasischen Elektrolytketten. *Z. Biol.* 1906;47:562–608.
- [2]. Hughes W.S. The potential difference between glass and electrolytes in contact with the glass. *J. Am. Chem. Soc.* 1922;44:2860–2867.
- [3]. Griffin E.G., Nelson J.M. The influence of certain substances on the activity of invertase. *J. Am. Chem. Soc.* 1916;38:722–730.
- [4]. Nelson J.M., Griffin E.G. Adsorption of invertase. *J. Am. Chem. Soc.* 1916;38:1109–1115.
- [5]. Heineman W.R., Jensen W.B. Leland C. Clark Jr. (1918–2005) *Biosens. Bioelectron.* 2006;21:1403–1404.
- [6]. Guilbault G.G., Montalvo J.G., Jr Urea-specific enzyme electrode. *J. Am. Chem. Soc.* 1969;91:2164–2165.
- [7]. Nikhil Bhalla, Pawan Jolly, Nello Formisano and Pedro Estrela. Introduction to biosensors. *Essays in Biochemistry*(2016) 601–8
- [8]. Bergveld P. Development of an ion-sensitive solid-state device for neurophysiological measurements. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 1970;1(7):70–71.
- [9]. Vestergaard M.C., Kerman K., Hsing I.M., Tamiya E., editors. *Nanobiosensors and Nanobioanalyses*. Tokyo: Springer; 2015.
- [10]. Yoo E.H., Lee S.Y. Glucose biosensors: an overview of use in clinical practice. *Sensors*. 2010;10:4558–4576.
- [11]. Suzuki S., Takahashi F., Satoh I., Sonobe N. Ethanol and lactic acid sensors using electrodes coated with dehydrogenase–collagen membranes. *Bull. Chem. Soc. Jpn.* 1975;48:3246–3249.
- [12]. Schultz J.S. Optical sensor of plasma constituents. 4,344,438 A. U.S. Pat. 1982

- [13]. M.Marrakchi « développement et optimisation de biocapteurs à base de biomolécules et de micro-organismes sur microélectrodes interdigitées » thèse de doctorat Lyon France 2006.
- [14]. Dorothee Grieshaber;, Robert MacKenzie;, Janos Vörös and Erik Reimhult; *Sensors* 2008, 8, 1400-1458 ISSN 1424 8220 2008.
- [15]. Maxime Legallais « Conception, étude et modélisation d'une nouvelle génération de transistors à nanofils de silicium pour applications biocapteurs » thèse de doctorat Grenoble 2017.
- [16]. KENGNE- MOMO Rosine Pélagie « Mise en œuvre des surfaces spécifiques en vue de la détection de bactéries pathogènes par diffusion Raman » thèse de doctorat université de yaounde I - université du maine. 2011.
- [17]. Jolly P., Formisano N., Estrela P. DNA aptamer-based detection of prostate cancer. *Chem. Pap.* 2015;69:77–89. [17]. Jolly P., Formisano N., Tkáč J., Kasák P., Frost C.G., Estrela P. Label-free impedimetric aptasensor with antifouling surface chemistry: a prostate specific antigen case study. *Sens. Actuators B.* 2015; 209:306–312.
- [18]. Formisano N., Jolly P., Bhalla N., Cromhout M., Flanagan S.P., Fogel R. et al. Optimisation of an electrochemical impedance spectroscopy aptasensor by exploiting quartz crystal microbalance with dissipation signals. *Sens. Actuators B.* 2015; 220:369–375.
- [19]. Sharma T.K., Ramanathan R., Rakwal R., Agrawal G.K., Bansal V. Moving forward in plant food safety and security through nanobiosensors: adopt or adapt biomedical technologies? *Proteomics.* 2015; 15:1680–1692.
- [20]. Van Dorst B., Mehta J., Bekaert K., Rouah-Martin E., De Coen W., Dubruel P., et al. Recent advances in recognition elements of food and environmental biosensors: a review. *Biosens. Bioelectron.* 2010; 26:1178–1194.
- [21]. Gavrilescu M., Demnerová K., Aamand J., Agathos S., Fava F. Emerging pollutants in the environment: present and future challenges in biomonitoring, ecological risks and bioremediation. *N. Biotechnol.* 2015; 32:147–156.

- [22]. Bhalla N., Di Lorenzo M., Pula G., Estrela P. Protein phosphorylation analysis based on proton release detection: potential tools for drug discovery. *Biosens. Bioelectron.* 2014; 54:109–114.
- [23]. Bhalla N., Di Lorenzo M., Pula G., Estrela P. Protein phosphorylation detection using dual-mode field-effect devices and nanoplasmonic sensors. *Sci. Rep.* 2015; 5:8687.
- [24]. Bhalla N., Formisano N., Miodek A., Jain A., Di Lorenzo M., Pula G., et al. Plasmonic ruler on field-effect devices for kinase drug discovery applications. *Biosens. Bioelectron.* 2015;71:121–128.
- [25]. Paddle B.M. Biosensors for chemical and biological agents of defence interest. *Biosens. Bioelectron.* 1996;11:1079–1113.
- [26]. Grayson A.C.R., Shawgo R.S., Johnson A.M., Flynn N.T., Li Y., Cima M.J., et al. A BioMEMS review: MEMS technology for physiologically integrated devices. *Proc. IEEE.* 2004;92:6–21.
- [27]. Parker K.K., O'Grady M. Porous electroactive hydrogels and uses thereof. 8,999,378 B2. U.S. Pat. 2015
- [28]. Yang Z., Kasprzyk-Hordern B., Frost C.G., Estrela P., Thomas K.V. Community sewage sensors for monitoring public health. *Environ. Sci. Technol.* 2015;49:5845–5846]
- [29]. Adams K.L., Puchades M., Ewing A.G. In vitro electrochemistry of biological systems. *Annu. Rev. Anal. Chem. (Palo Alto Calif.)* 2008;1:329–355.
- [30]. Muhammad A. Alam “Principles of Electronic Nanobiosensors” nanoHUB-U Course Purdue University 2013
- [31]. D. Issadore and R. M. Westervelt, *Point-of-Care Diagnostics on a Chip*. Springer, 2013
- [32]. <https://nanohub.org/resources/senstran>. (DOI: 10.4231/D3000014H).
- [33]. P.R.Nair and M.A.Alam, *Analyst* 2010 journal of applied physics, 107,064701 (2010), *Nano Letters*, 8, 1085 (2008); *Ieee Ted*;54,3400 (2007), *Physical review Letters*,99,256101 (2007), *Applied physics Letters*,88,233120(2006). J.go, P.R.Nair and M.A.Alam, *IEDM* 2010.

- [34]. M.Kaisti “Detection principles of biological and chemical FET sensors” *Biosensors and Bioelectronics* 98 (2017) 437–448
- [35]. J.Go, P. R. Nair, and M.A. Alam “Theory of signal and noise in double-gated nanoscale electronic pH sensors” *journal of Applied Physics* 112, 034516 (2012)
- [36]. O. Knopfmacher, A. Tarasov, W. Fu, M. Wipf, B. Niesen, M. Calame, and C. Schoenenberger, “Nernst limit in dual-gated Si-nanowire FET sensors,” *Nano Lett.*10(6), 2268–2274 (2010).
- [37]. Lieber, C. M. *MRS Bull.* 2003 , 28 (7), 486–491
- [38]. Cui, Y.; et al. *Science* 2001 , 293, 1289–1292.
- [39]. Patolsky, F.; Lieber, C. M. *Mater. Today* 2005 , 8, 20–28.
- [40]. F. Patolsky, .G. Zheng, C.M. Lieber “NANOWIRE-BASED BIOSENSORS” *ANALYTICAL CHEMISTRY* / JULY 1, 2006, 4261-4269.
- [41]. Sze, S. M. *Physics of Semiconductor Devices*; Wiley: New York, 1981; p 431.

***CHAPITRE III: MODELISATION D'UN
BIOCAPTEUR A BASE DU TRANSISTOR
TM- JL-DG-DM-MOSFET***

CHAPITRE III :

Modélisation d'un biocapteur a base du transistor TM-JL-DG-DM-MOSFET

III.1 Introduction

L'utilisation d'ADN dans le diagnostic des différentes maladies a rapidement évolué depuis l'achèvement du projet du génome humain, ce qui a permis à la recherche de progresser vers des applications en bioélectronique. Cette combinaison de la biologie et de l'électronique a été favorisée par l'utilisation de transistors à effet de champ comme transducteurs. En effet, leur utilisation dans les applications biomédicales augmente rapidement en raison de leurs bonnes performances, notamment la rapidité de détection, la miniaturisation des tailles, le faible coût et la haute sensibilité [1–6]. L'intérêt de la recherche a également été attiré par la technologie d'hybridation sans marqueur [7–9], et un nombre important de recherches ont été menées sur différents types de biocapteurs à base de FET, y compris les transistors FET à grilles étendues (extended gate)[10, 11], FET aux ions sélectifs [12 –15], FET à nanofils [16 –21] et FET à nanotubes de carbone [22 –24]. Plus récemment, leurs études se sont concentrées sur le DMFET (FET à modulation diélectrique) qui repose essentiellement sur l'utilisation du nanogap dans une structure MOSFET traditionnelle [25-39].

Un DMFET est une architecture MOSFET basée sur la présence des biomolécules dans la cavité nanogap située dans l'oxyde de grille [25]. La première application de cette technique repose sur le décalage de la tension de seuil en tant que facteur de sensibilité [7,25]. Lorsque les biomolécules remplissent le nanogap, elles induisent une variation de la tension de seuil en raison de la déviation de la constante diélectrique $K=1$ (correspondant à l'air) à un certain

nombre ($K > 1$) [7,25]. De même, elles produisent une variation de courant en utilisant la technique de pompage de charge qui fournit des informations relatives à la liaison spécifique via la surveillance du courant de pompage de charge [31,33]. Plusieurs études ont été menées sur des MOSFET à double matériaux et à trois matériaux [40-49] avec différentes valeurs de travail de sortie des métaux.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'impact de l'ingénierie des grilles sur le biocapteur moléculaire. La présente recherche est faite sur un DG-DM-JL MOSFET avec grille constitué de trois matériaux destinés pour la première fois pour les applications biomédicales. Afin d'étudier systématiquement l'impact de ces effets sur la sensibilité du dispositif DG-DM-JL-MOSFET, un modèle analytique du potentiel de surface et de la tension de seuil est étudié et vérifié à l'aide de simulateurs numériques ATLAS-2D. Les résultats seront comparés à une structure classique du DMFET (grille constitué d'un seul matériau) [37].

III.2 Structure du dispositif et mode de fonctionnement

La figure III.1 décrit l'architecture du DG-TM-DM-JL MOSFET avec dopage élevé de la source et du drain. C'est-à-dire que le corps du canal sera moins dopé que les régions source / drain, la distribution de la concentration est donc notée comme suit : $npp / np / npp$. En outre, la structure du dispositif est divisée en trois régions. Les régions I et III contiennent des cavités créées dans l'oxyde de grille au-dessus de SiO_2 et sous la première et la troisième grille M_1 , M_3 ; tandis que la région II contient un oxyde de grille de K élevée au-dessus de SiO_2 et sous la deuxième grille M_2 . Les longueurs de M_1 , M_2 et M_3 sont respectivement L_1 , L_2 et L_3 . Le travail de sortie de M_3 ($\Phi_{M3} = 4.5$) est inférieure à celui de M_2 ($\Phi_{M2} = 4.7$), qui est inférieur à M_1 ($\Phi_{M1} = 5.1$). Dans le dispositif proposé, M_1 se situe du côté source, tandis que M_3 du côté du drain. SiO_2 et TiO_2 dans l'oxyde de grille ont pour objectif d'améliorer les performances du dispositif et de réduire l'effet (fringe electric field) résultant du dépôt d'un matériau à k élevé directement sur le silicium [45]. Les dimensions du dispositif proposé sont présentées dans le tableau III.1.

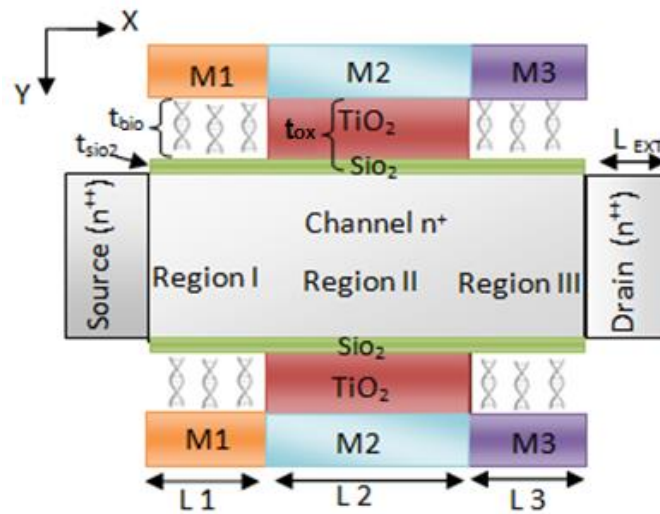


Figure III.1. Structure du TM-DG-DM-JL MOSFET avec extensions de source / drain fortement dopées.

Le mode de fonctionnement de ce biocapteur est basé sur la présence ou l'absence des biomolécules dans les régions de la cavité. Si le nanogap ne contient pas de biomolécules, il sera rempli d'air; ça sera traduit par une absence de densité de charge (N_f) et une valeur de constante diélectrique égale à 1. Lorsque les biomolécules sont injectées dans la région nanogap, la densité de charge (N_f) apparaît et la constante diélectrique change de 1 à K. Des modifications se produisent au niveau de la capacité de grille, la bande plate du dispositif, la tension de seuil (V_{th}) ce qui provoque une modification du courant électrique. Donc le site de détection de ce dispositif est le nanogap créé dans l'oxyde de grille [7].

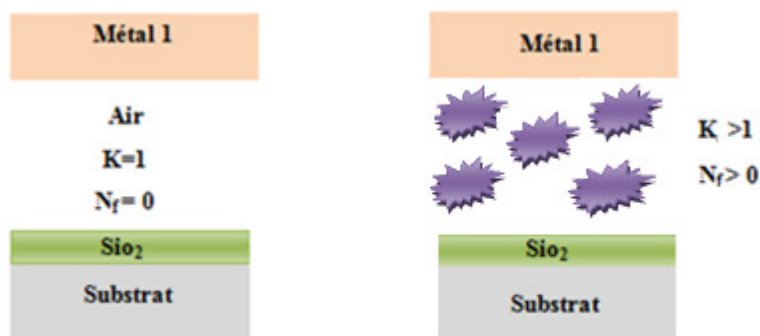


Figure III.2. Sites de détection du capteur TM-DM-JL-DG MOSFET.

Tableau III.1. Dimensions du DG-TM-DM-JL MOSFET.

Paramètres physiques	Valeurs
Longueur du canal L (nm)	100
Longueur du nanogap L_1, L_3 (nm)	25
Longueur de l'oxyde de grille L_2 (nm)	50
Epaisseur de l'oxyde t_{ox1} (nm)	9
Epaisseur du silicium t_{si} (nm)	10
Epaisseur du Nanogap t_{bio} (nm)	9
Epaisseur du Nanogap t_{SiO_2} (nm)	1
Concentration du dopage S/D N_{dext} (cm ⁻³)	10^{20}
Concentration du dopage du canal N_d (cm ⁻³)	10^{17}

En simulation les biomolécules neutres dépend de la variation de K , telles que les protéines ($K = 2,5$), la biotine ($K = 2,63$) et des APTES ($K = 3,57$) [30,50]. Par contre les biomolécules chargées telles que de l'ADN dépendent de la variation de k [29] et de la densité de charge N_f [54]. D'après Jang et al [8], la taille des biomolécules de protéines se situe dans la gamme des déca-nanomètre, ils l'ont mis égale à 5 nm. La figure III.3 représente les dimensions des différentes espèces biologiques utilisées pour la détection et la caractérisation électrique. Les dimensions de la cavité choisie dans notre étude est : 25nm de longueurs et 9 nm d'épaisseurs, même ordre que celle rapporté par Singh et al [37], Narang et al [55] (la taille des régions de la cavité est égale à $23 \times 5,5$ nm), Dans les travaux [38-42] (la taille des régions de la cavité est égale à 20×10 nm) et [8-50-55-56-57] la longueur de la cavité est considérée égale à 20 nm et l'épaisseur égale à 9 nm)

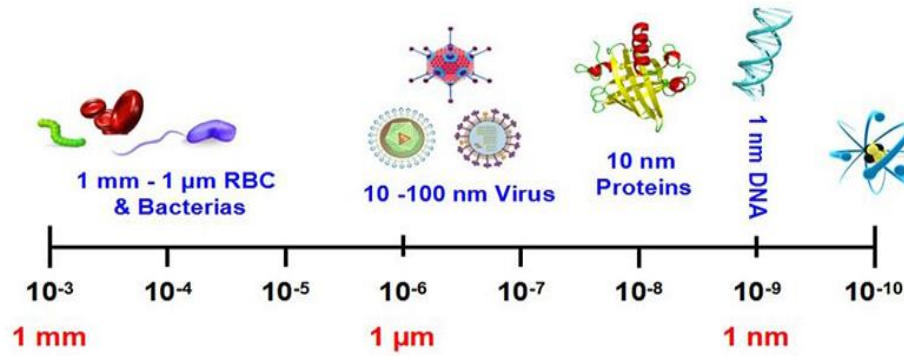


Figure III.3. Dimensions des différentes espèces biologiques.

Nous allons injecter une densité de charge négative ($N_f < 0$) dans l'interface SiO₂-Air du dispositif ce qui provoque une variation de la tension à bande plate (V_{FB}), et entraîne une variation du potentiel de surface dans les régions contenant une cavité. Une simulation en deux dimensions du dispositif a été réalisée à l'aide du logiciel TCAD ATLAS [53], afin de vérifier et de valider l'exactitude du modèle analytique développé. Les modèles et les méthodes utilisés dans cette simulation numérique du biocapteur (TM-JL-DG-MOSFET) sont répertoriés dans le tableau III.2.

Tableau III.2. Modèles et méthodes utilisées pour les simulations TCAD du TM-JL-DG-DM-MOSFET.

Effets Physiques	TCAD simulation
- génération / recombinaison	- Shockley-Read-Hall (SRH)
- transport des porteurs	- Drift-diffusion
- champ transversale	- Tension et température constantes de Lombardi (CVT)
- mobilité des transporteurs	- CONMOB avec FLD-MOB

III.3 Modèles du potentiel de surface et de la tension seuil

III.3.1 Modèle du potentiel de surface

La distribution du potentiel de surface est obtenue en résolvant l'équation à 2D de Poisson et en utilisant l'approximation parabolique [52] dans le canal de silicium divisé en 3 régions.

Region I: $0 \leq Y \leq t_{si}$; $0 < X < L_1$

Region II: $0 \leq Y \leq t_{si}$; $L_1 < X < L_1 + L_2$

Region III: $0 \leq Y \leq t_{si}$; $L_1 + L_2 < X < L$

$$\frac{d\varphi_i(x,y)}{dx^2} + \frac{d\varphi_i(x,y)}{dy^2} = -q \frac{N_d}{\epsilon_{si}} \quad (III.1)$$

Où i est l'indice des régions (I, II or III), q est la charge d'électron, N_d est la concentration du dopage du canal et ϵ_{si} est la permittivité diélectrique du silicium.

$$\varphi_i(x,y) = A_{0i}(x) + A_{1i}(x)y + A_{2i}(x)y^2 \quad (III.2)$$

$A_{0i}(x)$, $A_{1i}(x)$, et $A_{2i}(x)$ sont déterminés en utilisant les conditions aux limites et la continuité du champ électrique à l'interfaces Si-SiO₂.

$$\varphi_i(x,0) = \varphi_{si}(x) \quad (III.3.1)$$

$$\varphi_i\left(x, \frac{t_{si}}{2}\right) = \varphi_{ci}(x) \quad (III.3.2)$$

$$\frac{\partial \varphi_i(x,0)}{\partial y} = \frac{C_i}{\epsilon_{si}} (\varphi_{si}(x) - V_{gs} + V_{fbi}) \quad (III.3.3)$$

$$\frac{\partial \varphi_i(x, t_{si})}{\partial y} = -\frac{C_i}{\epsilon_{si}} (\varphi_{si}(x) - V_{gs} + V_{fbi}) \quad (III.3.4)$$

$$\frac{\partial \varphi_i(x, \frac{t_{si}}{2})}{\partial y} = 0 \quad (III.3.5)$$

$\phi_{si}(x)$: potentiel de surface, $\phi_{ci}(x)$ potentiel au centre, V_{gs} tension source-grille et V_{fbi} tension flat band.

$$V_{fb1} = \phi_{M1} - \phi_{si} - \frac{qN_f}{C_{bio}} \quad (III.4.a)$$

$$V_{fb2} = \phi_{M2} - \phi_{si} \quad (III.4.b)$$

$$V_{fb3} = \phi_{M3} - \phi_{si} - \frac{qN_f}{C_{bio}} \quad (III.4.c)$$

$$\phi_{si} = \chi_{si} + \frac{E_g}{2} \quad (III.5)$$

$$C_{bio} = \frac{\varepsilon_{bio}}{t_{bio}} \quad (III.6.a)$$

$$C_1 = C_3 = \frac{C_{bio} \cdot C_{SiO_2}}{C_{bio} + C_{SiO_2}} \quad (III.6.b)$$

$$C_{SiO_2} = \frac{\varepsilon_{SiO_2}}{t_{SiO_2}} \quad (III.6.c)$$

$$C_2 = C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (III.6.d)$$

$$\text{Avec : } t_{ox} = t_{SiO_2} + t_{ox1} \frac{\varepsilon_{SiO_2}}{\varepsilon_{ox1}} \quad (III.6.e)$$

C_{bio} est la capacité de la cavité remplie de biomolécules; C_i est la capacité du diélectrique par unité de surface du TM-JL-DG-MOSFET. N_f et ε_{bio} sont respectivement la densité de charge et la permittivité des biomolécules.

$$A_{0i}(x) = \phi_{si}(x) \quad (III.7.a)$$

$$A_{1i}(x) = \frac{C_i}{\varepsilon_{si}} (\phi_{si}(x) + V_{fbi} - V_{gs}) \quad (III.7.b)$$

$$A_{2i}(x) = -\frac{C_i}{t_{si} \varepsilon_{si}} (\phi_{si}(x) + V_{fbi} - V_{gs}) \quad (III.7.c)$$

En remplaçant les expressions de $A_{0i}(x)$, $A_{1i}(x)$ et $A_{2i}(x)$ dans (2). (1) devient une équation différentiel du second ordre :

$$\frac{\partial^2 \varphi_{si}(x)}{\partial x^2} - \alpha_i \varphi_{si}(x) = \beta_i \quad (\text{III.8})$$

Où

$$\alpha_i = \frac{8C_i}{4t_{si}\epsilon_{si} + C_i t_{si}^2} \quad (\text{III.8.a})$$

$$\beta_i = -\frac{qN_d}{\epsilon_{si}} + \alpha_i(V_{fbi} - V_{gs}) \quad (\text{III.8.b})$$

La solution générale (8) est de l'ordre:

$$\varphi_{s1}(x) = D_1 e^{-\sqrt{\alpha_1}x} + E_1 e^{-\sqrt{\alpha_1}(L_1-x)} - \sigma_1 \quad (\text{III.9.a})$$

$$\varphi_{s2}(x) = D_2 e^{-\sqrt{\alpha_2}(x-L_1)} + E_2 e^{-\sqrt{\alpha_2}(L_1+L_2-x)} - \sigma_2 \quad (\text{III.9.b})$$

$$\varphi_{s3}(x) = D_3 e^{-\sqrt{\alpha_3}(x-L_1-L_2)} + E_3 e^{-\sqrt{\alpha_3}(L-x)} - \sigma_3 \quad (\text{III.9.c})$$

$$\sigma_i = -\frac{\beta_i}{\alpha_i} \quad (\text{III.9.d})$$

$$D_1 = \frac{(V_{bi}-\sigma_1)-(V_1-\sigma_1)e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}}{1-e^{-2L_1\sqrt{\alpha_1}}};$$

$$E_1 = \frac{(V_1-\sigma_1)-(V_{bi}-\sigma_1)e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}}{1-e^{-2L_1\sqrt{\alpha_1}}};$$

$$D_2 = \frac{(V_1-\sigma_2)-(V_2-\sigma_2)e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}}{1-e^{-2L_2\sqrt{\alpha_2}}};$$

$$E_2 = \frac{(V_2-\sigma_2)-(V_1-\sigma_2)e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}}{1-e^{-2L_2\sqrt{\alpha_2}}};$$

$$D_3 = \frac{(V_2-\sigma_3)-(V_{bi}+V_{ds}-\sigma_3)e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}}{1-e^{-2L_3\sqrt{\alpha_3}}};$$

$$E_3 = \frac{(V_{bi}+V_{ds}-\sigma_3)-(V_2-\sigma_3)e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}}{1-e^{-2L_3\sqrt{\alpha_3}}}$$

V_{bi} le potentiel intégré. V_1 et V_2 représentent les potentiels intermédiaires obtenus en maintenant la continuité du potentiel à l'interface des régions (I-II) et les régions (II-III).

$$A_1 V_1 + B_1 V_2 = F_1 \quad (\text{III.10})$$

$$A_2 V_1 + B_2 V_2 = F_2 \quad (\text{III.11})$$

$$A_1 = \frac{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} + 1}{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} - 1} + \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1}$$

$$B_1 = \frac{-2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}}$$

$$F_1 = V_{bi} \left(\frac{2}{e^{L_1\sqrt{\alpha_1}} - e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}} \right) + \delta_1 \left(\frac{2}{e^{L_1\sqrt{\alpha_1}} - e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}} - \frac{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} + 1}{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} - 1} \right) + \delta_2 \left(\frac{2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}} - \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1} \right)$$

$$A_2 = \frac{-2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}}$$

$$B_2 = \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1} + \frac{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} + 1}{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} - 1}$$

$$F_2 = (V_{bi} + V_{ds}) \left(\frac{2}{e^{L_3\sqrt{\alpha_3}} - e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}} \right) + \delta_2 \left(\frac{2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}} - \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1} \right) + \delta_3 \left(\frac{2}{e^{L_3\sqrt{\alpha_3}} - e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}} - \frac{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} + 1}{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} - 1} \right)$$

En utilisant les lois de Crammer, on obtient les valeurs des potentiels intermédiaires V_1 et V_2 dans les interfaces des régions I, II, et III:

$$V_1 = \frac{\begin{vmatrix} F_1 & B_1 \\ F_2 & B_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} A_1 & B_1 \\ A_2 & B_2 \end{vmatrix}} = \frac{F_1 B_2 - F_2 B_1}{A_1 B_2 - A_2 B_1},$$

$$V_2 = \frac{\begin{vmatrix} A_1 & F_1 \\ A_2 & F_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} A_1 & B_1 \\ A_2 & B_2 \end{vmatrix}} = \frac{A_1 F_2 - F_1 A_2}{A_1 B_2 - A_2 B_1}$$

III.3.2 Modèle de la tension de seuil

La tension de seuil est la valeur de V_{gs} pour laquelle $\varphi_{s1,min}=2\phi_F$, ou $\phi_F = V_t \ln \frac{N_d}{n_i}$ [44].

Dans le cas de la structure TM-DG où la grille est fabriquée en trois métaux M_1 , M_2 et M_3 avec différents travaux de sortie, le minimum du potentiel de surface $\varphi_{s(i),min}$ est déterminé par le travail de sortie du métal le plus élevé.

La position x_{min} du minimum de potentiel de surface $\varphi_{s(i),min}$ peut être déterminée par la résolution de l'équation $\frac{d\varphi_{s1}}{dx} = 0$.

$$x_{min} = \frac{1}{2\sqrt{\alpha_1}} \ln\left(\frac{D_1}{E_1 \cdot e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}}}\right).$$

$$\text{Où : } \varphi_{s1,min} = 2\sqrt{D_1 E_1} e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}} - \delta_1$$

L'expression finale de la tension de seuil est donnée comme suit:

$$V_{th,i} = \frac{-G_i + \sqrt{G_i^2 - 4HK}}{2H} \quad (\text{III.12})$$

$$G_i = m_1 n_2 + m_2 n_1 - 2p_i \quad (\text{III.12.a})$$

$$H = 1 + n_1 n_2 \quad (\text{III.12.b})$$

$$K = m_1 m_2 + \rho^2 \quad (\text{III.12.c})$$

$$m_1 = 2 * e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}} \left(\frac{(V_{bi} + r_i) e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}} - (V_{s1} + r_i)}{1 - e^{-2L_1 \sqrt{\alpha_1}}} \right)$$

$$m_2 = 2 * \frac{(V_{bi} + r_i) - (V_{s1} + r_i) e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}}}{1 - e^{-2L_1 \sqrt{\alpha_1}}}$$

$$n_1 = 2 * e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}} \left(\frac{1 - V_{s2} - e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}}}{1 - e^{-2L_1 \sqrt{\alpha_1}}} \right)$$

$$n_2 = 2 * \frac{e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}} - V_{s2}e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}} - 1}{1 - e^{-2L_1\sqrt{\alpha_1}}}$$

$$V_{s1} = \frac{C_{11}B_2 - C_{21}B_1}{A_1B_2 - A_2B_1}$$

$$V_{s2} = \frac{C_{12}B_2 - C_{22}B_1}{A_1B_2 - A_2B_1}$$

$$p_i = \frac{q * N_f}{C_i} + V_{fbi} + 2(V_t \ln \frac{N_d}{ni})$$

$$C_{11} = \left(\frac{2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}} - \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1} \right) r_2 + \left(\frac{2}{e^{L_1\sqrt{\alpha_1}} - e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}} - \frac{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} + 1}{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} - 1} \right) r_1 + V_{bi} \left(\frac{2}{e^{L_1\sqrt{\alpha_1}} - e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}} \right)$$

$$C_{21} = \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1} - \frac{2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}} + \frac{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} + 1}{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} - 1} - \frac{2}{e^{L_1\sqrt{\alpha_1}} - e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}}$$

$$C_{12} = \left(\frac{2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}} - \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1} \right) r_2 + \left(\frac{2}{e^{L_3\sqrt{\alpha_3}} - e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}} - \frac{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} + 1}{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} - 1} \right) r_3 + (V_{bi} + V_{ds}) \left(\frac{2}{e^{L_3\sqrt{\alpha_3}} - e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}} \right)$$

$$C_{22} = \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1} - \frac{2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}} + \frac{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} + 1}{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} - 1} - \frac{2}{e^{L_3\sqrt{\alpha_3}} - e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}}$$

III.4 Résultats et discussion

Dans cette section, et afin de valider le modèle proposée, de nombreuses simulations sont effectuées. Les impacts de la densité de charge des biomolécules et les variations des dimensions du dispositif sur le potentiel de surface, la tension de seuil, la sensibilité et le rapport I_{on} / I_{off} sont étudiés.

La figure III.4 indique l'allure du potentiel de surface en fonction de la position le long du canal. Ces simulations sont effectuées pour différentes valeurs des biomolécules injectées dans la cavité. Il est à notée que le travail de sortie n'est pas le même car la grille est constituée de trois métaux différents. On peut clairement observer que le potentiel de surface diminue sous l'emplacement des cavités (régions où les biomolécules sont injectées), alors qu'il n'ya pas de déformation au milieu du canal

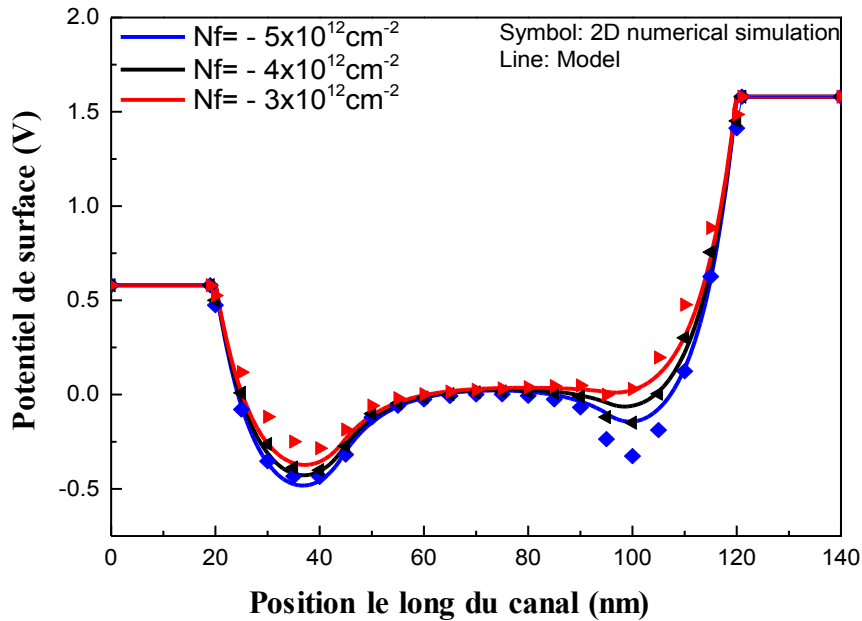


Figure.III.4. surface de potentiel pour différentes valeurs de charge de densités du TM-DG-DM-JL-MOSFET ($V_{ds} = 1V$, $V_{gs} = 0V$).

La relation entre le potentiel de surface et la densité de charge des biomolécules (N_f) s'explique par les modifications de la tension bande plate (ΔV_{fb}) dans la cavité des biomolécules.

$$\Delta V_{fb} = \frac{q N_f}{C_{gap}}$$

Nous étudierons aussi l'influence des biomolécules sur la tension de seuil qui est un autre paramètre très important pour déterminer la sensibilité des biocapteurs.

Les figures (III.5-III.8) illustrent l'impact des biomolécules et des paramètres physique du dispositif la tension de seuil. Les résultats obtenus à partir du modèle développé sont comparés à ceux de la simulation numérique TCAD.

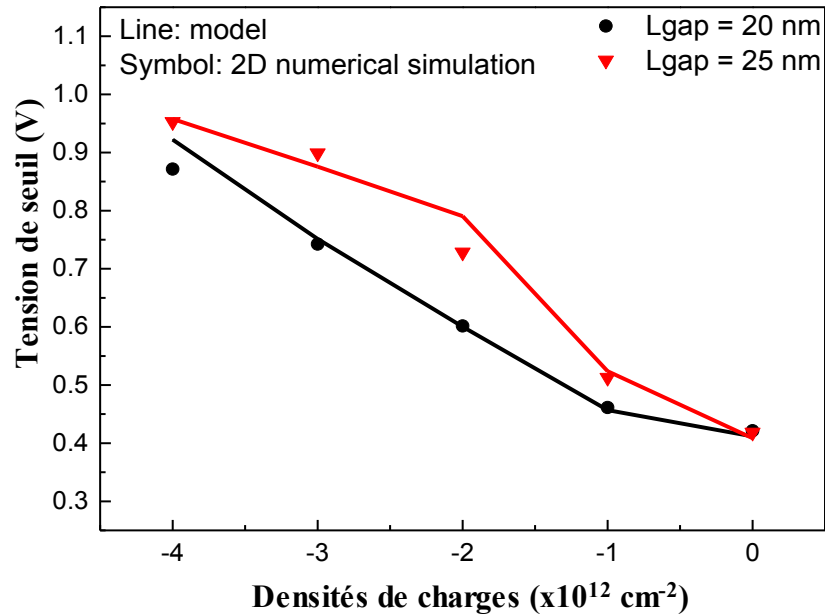


Figure.III.5. Variation de la tension de seuil pour différentes densités de charges avec différentes longueurs de nanogap.

La figure III.5 illustre les variations de la tension de seuil du transistor MOSFET TM-DG-DM-JL selon différentes densités des biomolécules. L'étude est faite pour plusieurs longueurs du nanogap. On remarque que la tension de seuil varie linéairement avec les densités de charge des biomolécules.

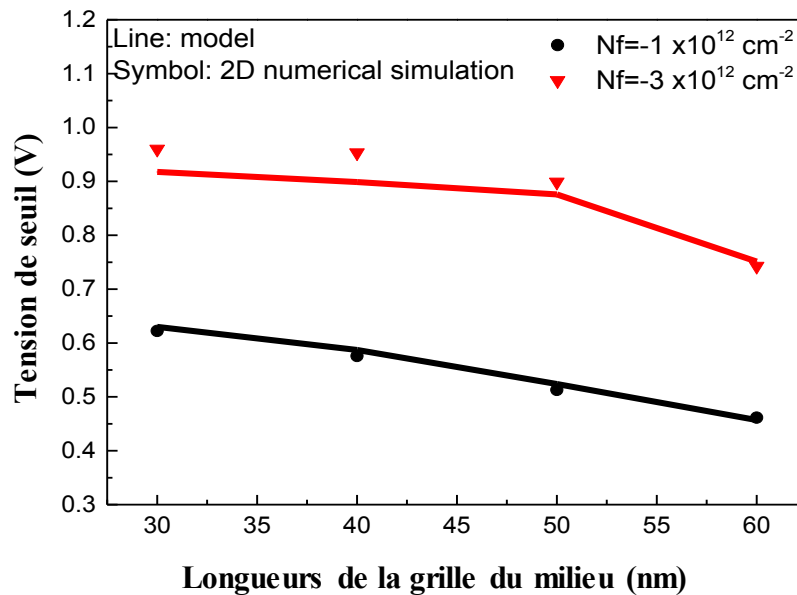


Figure.III.6. Variation de la tension de seuil en fonction de la longueur de la grille du milieu pour différentes densités de charge.

La figure III.6 représente les variations de tension de seuil du dispositif considéré en fonction de la longueur de la grille centrale pour différentes valeurs de densité de charge. On peut remarquer que la tension de seuil augmente quand la longueur de la grille du milieu diminue.

L'effet de la variation de l'épaisseur du silicium sur la tension de seuil a été étudié en figure III.7. On remarque bien que la tension de seuil augmente malgré la diminution de l'épaisseur de silicium.

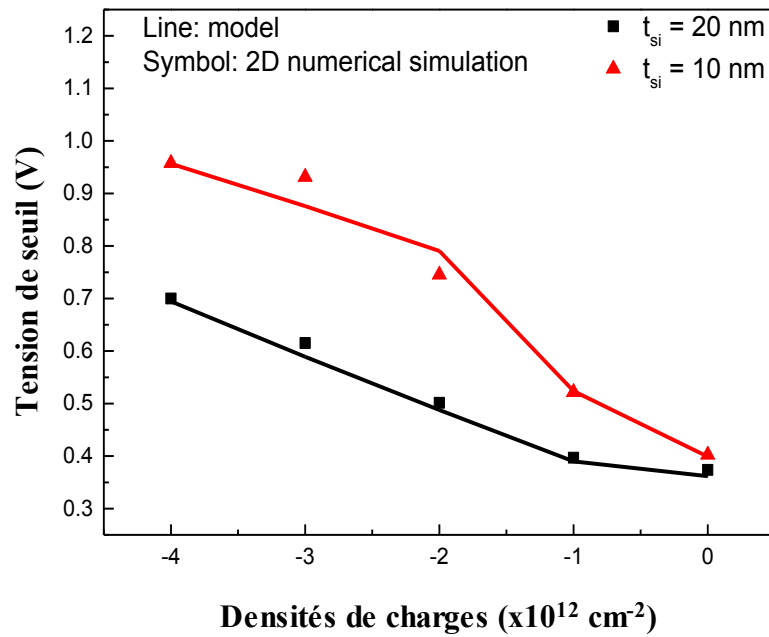


Figure.III.7. Variation de la tension de seuil pour différentes densités de charges avec différentes épaisseurs du silicium.

La figure III.8 décrit les variations de tension de seuil en fonction de l'épaisseur du nanogap (t_{bio}). Les simulations sont effectuées pour deux densités de charges différentes. On voit clairement qu'il existe une faible variation de la tension de seuil lorsque l'épaisseur des zones creuses du dispositif augmente.

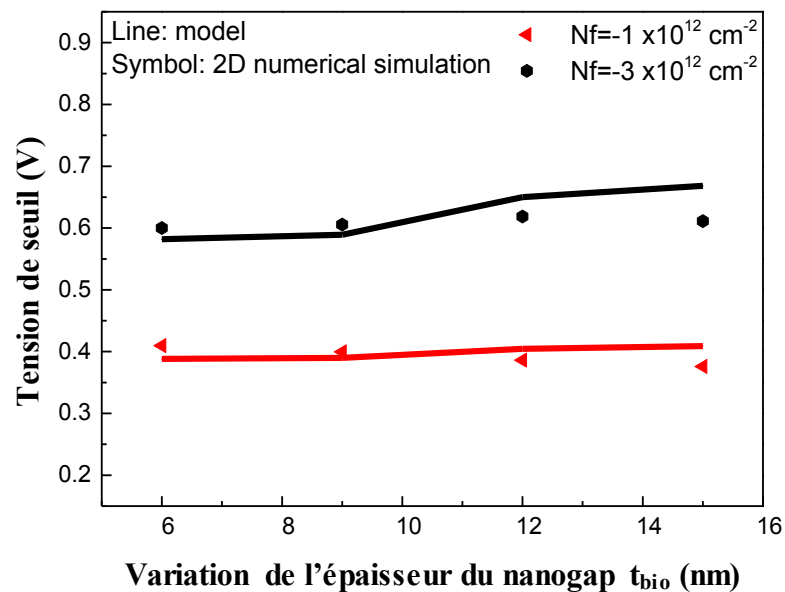


Figure.III.8. Variation de la tension de seuil pour différentes épaisseurs du nanogap avec différentes densités de charges.

La sensibilité est l'un des paramètres important pour la sélection des biocapteurs, elle désigne le niveau minimum de signal détectable par un récepteur; elle est calculée par la différence de la tension de seuil entre la présence et la l'absence des biomolécules dans les régions creuses. Elle est exprimée comme:

$$S = \Delta V_{th} = V_{th(bio)} - V_{th(AIR)} [7]$$

$$S = \Delta V_{th} = V_{th(avec biomolécules)} - V_{th(sans biomolécules)} \quad (III.13)$$

Les figures III.9 et III.10 décrivent la sensibilité du TM-DG-DM-JL-MOSFET aux biomolécules immobilisées dans les régions de la cavité

La figure III.9 montre que la sensibilité augmente lorsque l'épaisseur de silicium diminue (pour $t_{si} = 10\text{nm}$, $\Delta V_{th} = 0,56\text{V}$ et pour $t_{si} = 20\text{nm}$, $\Delta V_{th} = 0,33\text{V}$). Inversement, sur la figure III.10, la sensibilité diminue lorsque la longueur de la région de la cavité diminue également. Exemple : $N_F = -3 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ $L_{gap} = 25 \text{ nm}$, $\Delta V_{th} = 480 \text{ mV}$ et pour $L_{gap} = 20 \text{ nm}$, $\Delta V_{th} = 340 \text{ mV}$.

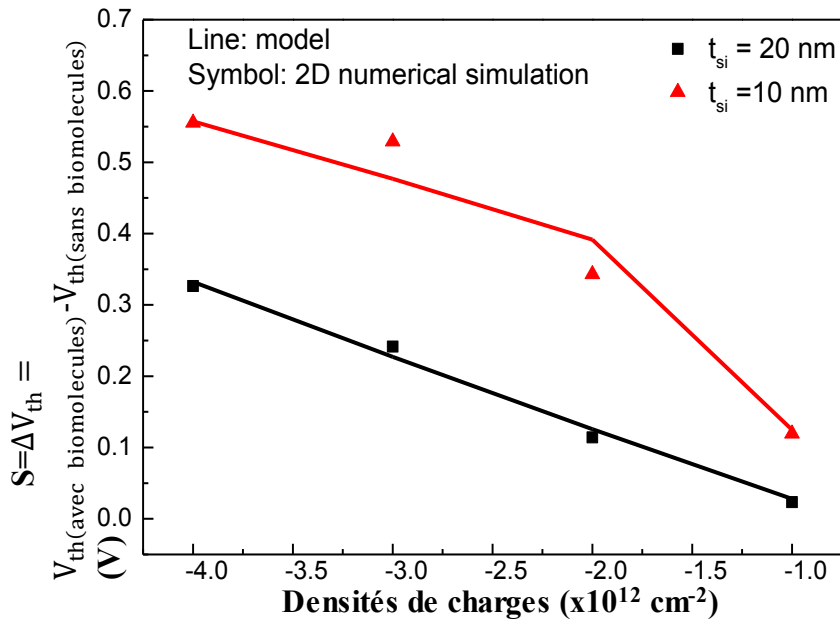


Figure.III.9. Variation de la sensibilité des densités de charges pour différentes épaisseurs de silicium.

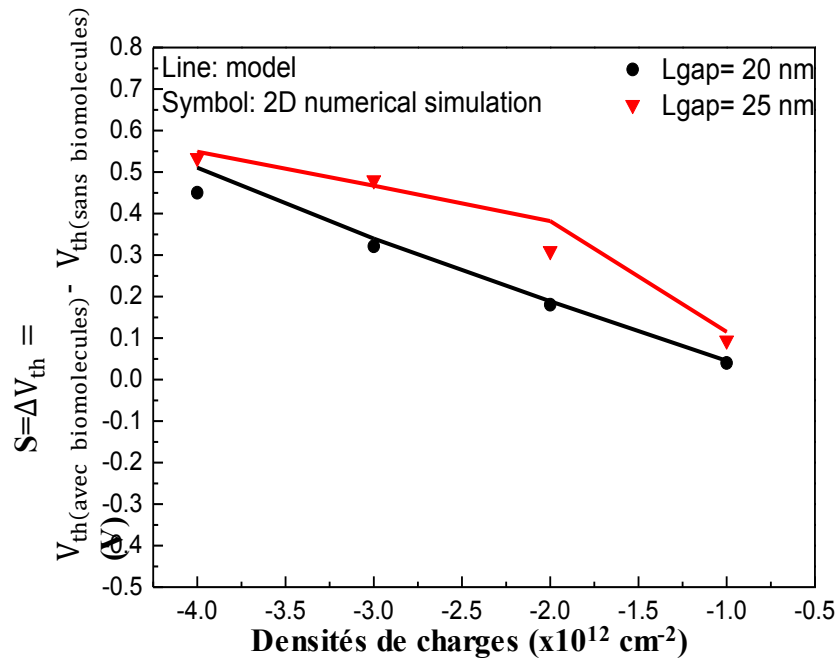


Figure.III.10. Variation de la sensibilité des densités de charge pour différentes longueurs du nanogap.

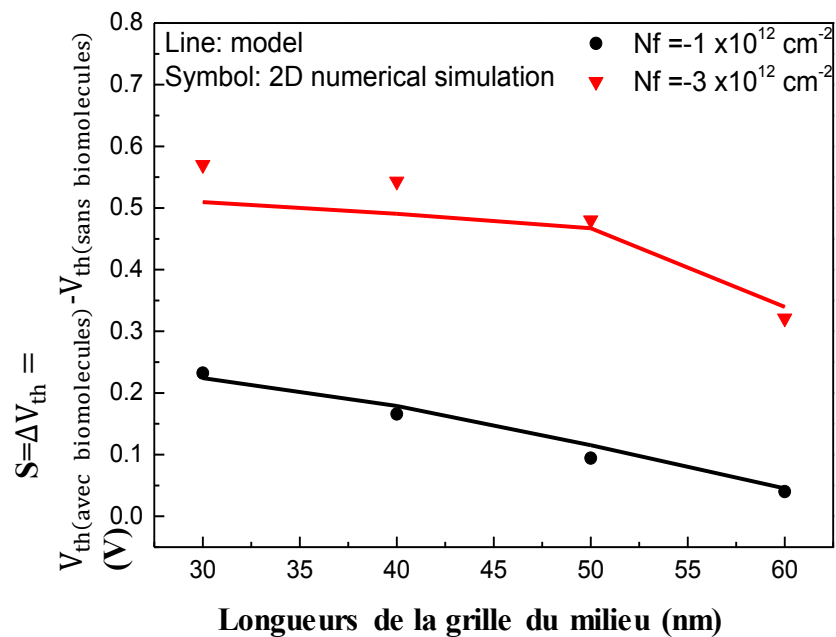


Figure.III.11. La sensibilité aux densités de charges pour différentes longueurs de la grille du milieu.

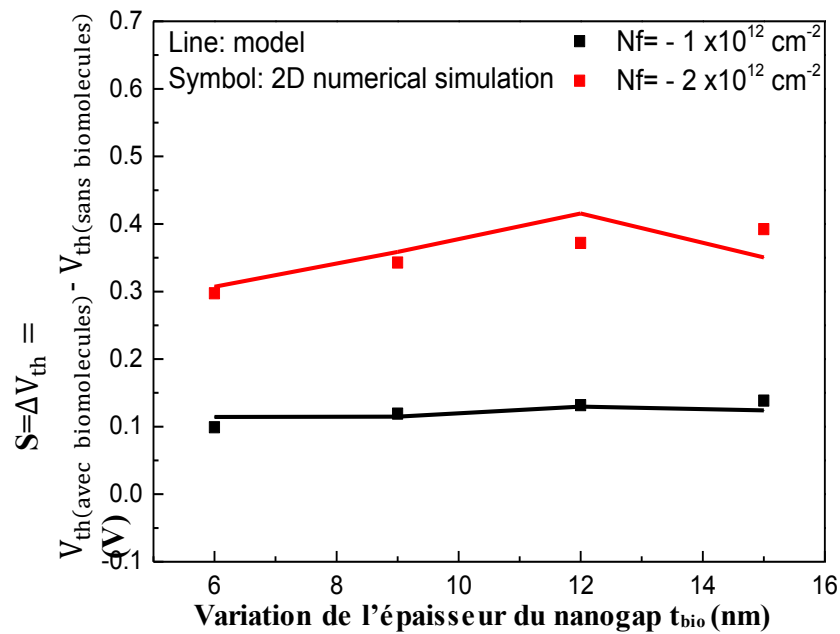


Figure.III.12. La sensibilité aux densités de charges pour différentes épaisseurs du nanogap.

La figure III.11 décrit la variation de la sensibilité pour plusieurs longueurs de grille moyennes avec différentes valeurs de densités de charges. La longueur moyenne de la grille du milieu varie de 30 nm à 60 nm. Il est clair que la sensibilité de la grande longueur de la grille du milieu est faible comparée à celle obtenue avec une faible longueur de la grille. En figure III.12 la variation de l'épaisseur du nanogap entraîne une légère variation de sensibilité.

Les figures III.13 et III.14 sont des simulations effectuées avec le simulateur TCAD, de la caractéristique de transfert et la variation du rapport I_{on} / I_{off} pour différentes valeurs des densités de charges.

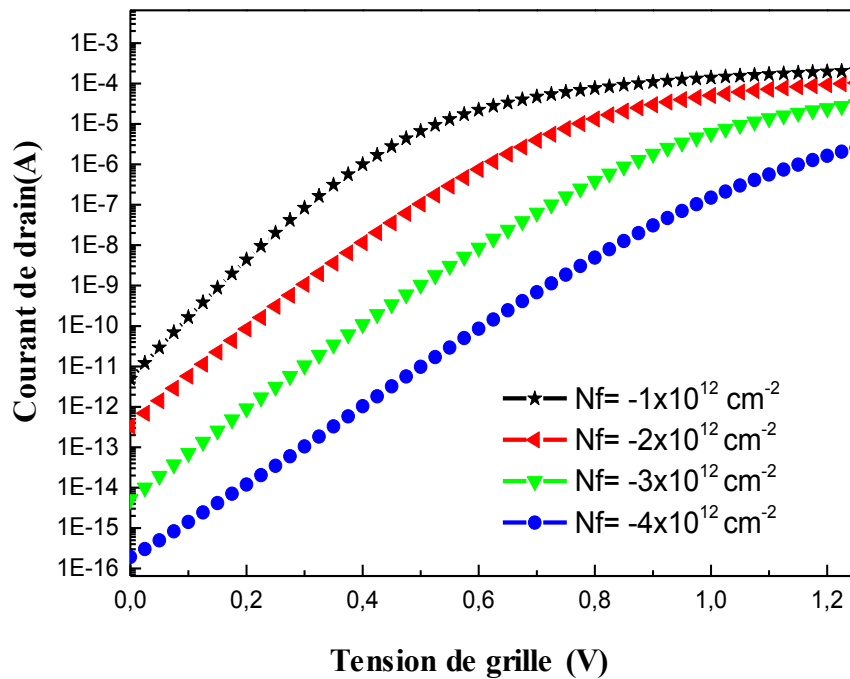


Figure.III.13. Variation du courant de drain en fonction du voltage de grille pour différentes valeurs des densités de charges.

La figure III.13, montre l'influence des densités de charges sur la valeur du courant, on remarque qu'à chaque augmentation de la densité de charges la valeur du courant I_{on} diminue, et même chose pour le courant I_{off} . Le rapport I_{on} / I_{off} est également un paramètre important pour l'évaluation de la fiabilité des biocapteurs. La figure III.14 montre l'impact du diélectrique Al_2O_3 et $SiO_2 + TiO_2$ sur le rapport I_{on} / I_{off} . On remarque que l'utilisation d'une association d'un matériau à k élevé (TiO_2) avec le SiO_2 en tant que matériaux d'oxyde de grille permet une augmentation du rapport I_{on} / I_{off} mieux que l'utilisation d' Al_2O_3 seul (matériau avec constante diélectrique k élevé).

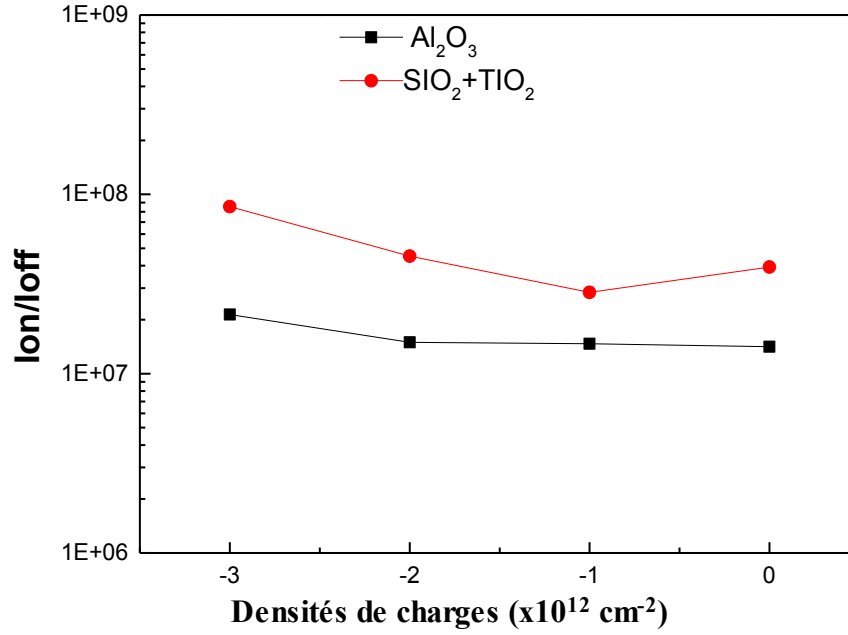


Figure.III.14. Variation du rapport I_{on}/I_{off} en fonction des différentes valeurs de densités de charges.

III.5 Comparaison de TM-DG-DM-JL-MOSFET avec SM-DM-JL-MOSFET

Dans cette section, une comparaison de quelques caractéristiques du dispositif développé TM-DG-DM-JL-MOSFET avec SM-DG-DM-JL-MOSFET [37] de dimensions similaires en termes de variation du surface de potentiel, tension de seuil, sensibilité et rapport I_{on}/I_{off} a été faite en figure III.15.

Il ressort de ces résultats que le TM-DG-DM-JL-MOSFET comprenant des extensions fortement dopées au niveau de la source et du drain, fournit une meilleure sensibilité en présence des molécules d'ADN par rapport aux SM-DG-DM-JL-MOSFET sauf le rapport I_{on}/I_{off} on trouve que le SM-DG-DM-JL MOSFET présente des valeurs élevées par rapport au TM-DG-DM-JL MOSFET.

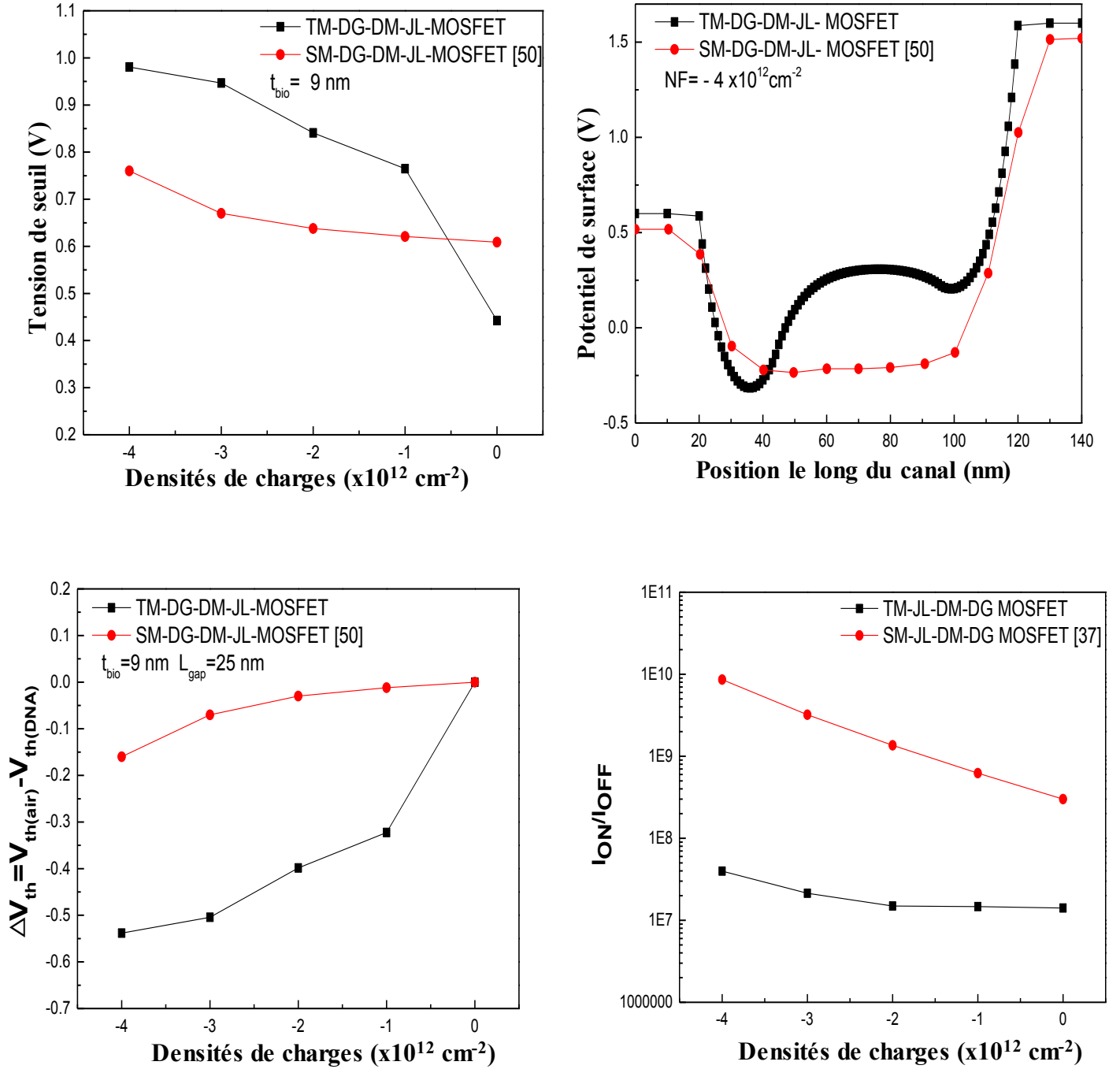


Figure.III.15. Comparaison de quelques caractéristiques du TM-DG-DM-JL-MOSFET avec SM-DG-DM-JL-MOSFET [37].

III.6 Conclusion

Des études de modélisations analytique et numérique ont été suggérées pour analyser la sensibilité du biocapteur à base de DG-DM-JL-MOSFET en fonction de leurs paramètres physiques et électriques. Afin d'évaluer l'impact des molécules d'ADN sur ce dispositif plusieurs mesures ont été faites. Il convient de noter que cette structure est la plus utilisée pour atteindre les caractéristiques typiques des biocapteurs. L'investigation suggérée comprend le potentiel de surface, la tension de seuil, la sensibilité, la caractéristique de transfert et le rapport I_{on} / I_{off} en fonction des densités de charge des biomolécules et des paramètres dimensionnels du biocapteur. À travers ces résultats, nous avons démontré la supériorité du MOSFET TM-DG-DM-JL par rapport au MOSFET SM-DM-JL-JL en comparant la sensibilité des deux dispositifs. Nous avons découvert qu'un MOSFET TM-DG-DM-JL-MZF comprenant des extensions fortement dopées permet la détection de molécules d'ADN avec un taux élevé de près de 50% par rapport au MOSFET SM-DG-DM-JL-JL. Les résultats obtenus prouvent l'efficacité de la conception proposée par rapport au MOSFET conventionnel SM-DM-JL. La perspicacité offerte par cette recherche fait du TM-DG-DM-JL-MOSFET avec extensions hautement dopées un candidat potentiel pour les applications de biocapteur.

Références

- [1]. J.M.kim, S.K.Jha, R.Chand, D.H.Lee, and Y.S.Kim, "Flexible pentacene thin film transistors as DNA hybridization sensor" IEEE. International Conference on Nano/Micro engineered and Molecular Systems. proceeding, pp.421-424, February 20-23, 2011, Kaohsiung, Taiwan.
- [2]. F.Patolsky, A.Lichtenstein, and I Willner, "detection of single-base DNA mutations by enzyme-amplified electronic transduction," Nat-Biotechnol, vol.19, pp.253-257, march 2001.
- [3]. J.M.Nam, S.I.Stoveva, and C.A.Mirkin, "Bio-Bar-Code-Based DNA Detection with PCR-like Sensitivity," J.Am.Chem.Soc., vol.126, pp. 5932-5933, April 2004.
- [4]. G.Ramsay, "DNA chip: state-of-the art," Nat.Biotechnol., vol.16, pp.40-44, January 1998.
- [5]. A.Marshall, and J.Hhodgson, "DNA chips: An array of possibilities," Nat.Biotechnol., vol.16, pp.27-31, January 1998.
- [6]. M.I.Pivodori, A.Merkoci, and S.Alegret, "electrochemical genosensor design: immobilisation of oligonucleotides onto transducer surfaces and detection methods," Biosens. Bioelectron., vol.15, pp.291-303, May 2000.
- [7]. C.H.Kim, C.Jung, H.G.Park, and Y.K.Choi "Novel Dielectric Modulated Field-Effect Transistor for Label-Free DNA Detection," BIOCHIP JOURNAL, Vol. 2, No. 2, 127-134, June 2008.
- [8]. Jang, D.Y. et al. "Sublithographic vertical gold nano-gap for label-free electrical detection of protein-ligand binding". J. Vac. Sci. Technol. B25, 443-447 (2007).
- [9]. Peng, H. et al. Label -free electrochemical DNA sensor based on functionalized conducting copolymer. Bio-sens. Bioelectron 20, 1821 -1828 (2005)
- [10]. J.-C. Chen, J.-C. Chou, T.-P. Sun, and S.-K. Hsiung, "Portable urea biosensor based on the extended-gate field effect transistor," Sens.Actuators B, Chem. , vol. 91, no. 1-3, pp. 180-186, Jun. 2003.

- [11]. D.-S. Kim, J.-E. Park, et al, “An extended gate FET-based biosensor integrated with a Si microfluidic channel for detection of protein complexes,” *Sensors and Actuator B, Chem.*, vol. 117, no. 2, pp. 488–494, Oct. 2006.
- [12]. M. J. Schöning and A. Poghossian, “Recent advances in biologically sensitive field-effect transistors (BioFETs),” *Analyst*, vol. 127, no. 9, pp. 1137–1151, Sep. 2002.
- [13]. P. Bergveld, “Thirty years of ISFETOLOGY: What happened in the past 30 years and what may happen in the next 30 years,” *Sens. Actuators B, Chem.*, vol. 88, no. 1, pp. 1–20, Jan. 2003.
- [14]. K. Y. Park, S. B. Choi, M. Lee, B. K. Sohn, and S. Y. Choi, “ISFET glucose sensor system with fast recovery characteristics by employing electrolysis,” *Sens. Actuators B, Chem.*, vol. 83, no. 1–3, pp. 90–97, Mar. 2002.
- [15]. A. Phogossian, J. Schoning, et al, “An ISFET-based penicillin sensor with high sensitivity, low detection limit and long lifetime,” *Sens. Actuators B, Chem.*, vol. 76, no. 1–3, pp. 519–526, Jun. 2001.
- [16]. J.M.Choi, J.W.Han, S.J.Choi, and Y.K.Choi “Analytical Modeling of a Nanogap-Embedded FET for Application as a Biosensor” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 57, no. 12, pp.3477-3484, december 2010.
- [17]. Y. Cui, Q. Wei, H. Park, and C. M. Lieber, “Nanowire nanosensors for highly sensitive and selective detection of biological and chemical species,” *Science*, vol. 293, no. 5533, pp. 1289–1292, Aug. 2001.
- [18]. E.Stern, J. F. Klemic, et al, “Label-free immunodetection with CMOS-compatible semiconducting nanowires,” *Nature*, vol. 445, no. 7127, pp. 519–523, Feb. 2007.
- [19]. Z. Li, Y. Chen, et al, “Sequence-specific label-free DNA sensors based on silicon nanowires,” *Nano Lett.*, vol. 4, no. 2, pp. 245–247, Feb. 2004.
- [20]. J.Hahn and C. M. Lieber, “Direct ultrasensitive electrical detection of DNA and DNA sequence variations using nanowire nanosensors,” *Nano Lett.*, vol. 4, no. 1, pp. 51–54, Jan. 2004.

- [21]. M. Curreli, R. Zhang, et al, "Real-time, label-free detection of biological entities using nanowire-based FETs," *IEEE Trans. Nanotechnol.*, vol. 7, no. 6, pp. 651–667, Nov. 2008.
- [22]. P. Qi, O. Vermesh, M. Grecu, et al, "Toward large arrays of multiplex functionalized carbon nanotube sensors for highly sensitive and selective molecular detection," *Nano Lett.*, vol. 3, no. 3, pp. 347–351, Mar. 2003.
- [23]. A. Star, E. Tu, J. Niemann, et al, "Label-free detection of DNA hybridization using carbon nanotube network field-effect transistors," *Proc. Nat. Acad. Sci USA*, vol. 103, no. 4, pp. 921–926, Jan. 2006.
- [24]. M. T. Martinez, Y.-C. Tseng, et al, "Label-free DNA biosensors based on functionalized carbon nanotube field effect transistors," *Nano Lett.*, vol. 9, no. 2, pp. 530–536, Feb. 2009.
- [25]. H. Im, X.-J. Huang, B. Gu, and Y.-K. Choi, "A dielectric-modulated field-effect transistor for biosensing," *Nat. Nanotechnol.*, vol. 2, no. 7, pp. 430–434, Jul. 2007.
- [26]. C.-H. Kim, C. Jung, K.-B. Lee, H. G. Park, and Y.-K. Choi, "Label-free DNA detection with a nanogap embedded complementary metal oxide semiconductor," *Nanotechnology*, vol. 22, no. 13, pp. 135502-1–135502-5, Apr. 2011.
- [27]. B. Gu, T. J. Park, J.-H. Ahn, X.-J. Huang, S. Y. Lee, and Y.-K. Choi, "Nanogap field-effect transistor biosensors for electrical detection of avian influenza," *Small*, vol. 5, no. 21, pp. 2407–2412, Nov. 2009.
- [28]. M. Im, J.-H. Ahn, J.-W. Han, T. J. Park, S. Y. Lee, and Y. K. Choi, "Development of a point-of-care testing platform with a nanogap-embedded separated double-gate field effect transistor array and its readout system for detection of avian influenza," *IEEE Sensors J.*, vol. 11, no. 2, pp. 351–360, Feb. 2011.
- [29]. C.-H. Kim, C. Jung, H. G. Park, and Y.-K. Choi, "Novel dielectric-modulated field-effect transistor for label-free DNA detection," *Biochip J.*, vol. 2, no. 2, pp. 127–134, Jun. 2008.

- [30]. S. Kim, D.Baek, J.-Y.Kim, S.-J. Choi, M.-L. Seol, and Y.-K. Choi, “A transistor-based biosensor for the extraction of physical properties from biomolecules,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 101, no. 7, pp. 073703-1–073703-4, Aug. 2012.
- [31]. S. Kim, J.-H. Ahn, T. J. Park, S. Y. Lee, and Y.-K. Choi, “A biomolecular detection method based on charge pumping in a nanogap embedded field-effect-transistor biosensor,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 94, no. 24, p. 243 903, Jun. 2009.
- [32]. C.-H. Kim, J.-H. Ahn, K.-B. Lee, C. Jung, H. G. Park, and Y.-K. Choi, “A new sensing metric to reduce data fluctuations in a nanogap embedded field-effect transistor biosensor,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 59, no. 10, pp. 2825–2831, Oct. 2012.
- [33]. S. Kim, J.-H. Ahn, T. J. Park, S. Y. Lee, and Y.-K. Choi, “Charge pumping technique to analyze the effect of intrinsically retained charges and extrinsically trapped charges in biomolecules by use of a nanogap embedded biotransistor,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 96, no. 5, p. 053 701, Feb. 2010.
- [34]. N.Kannan and M. J. Kumar, “Dielectric-modulated impact-ionization MOS transistor as a label-free biosensor,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 34, no. 12, pp. 1575–1577, Dec. 2013.
- [35]. S.Kim, J.H.Ahn, T.J.Park, S.Y.Lee, and Y.K.Choi, “Comprehensive study of a detection mechanism and optimization strategies to improve sensitivity in a nanogap-embedded biotransistor,” *J. Appl. Phys.*, vol. 107, no. 11, p. 114 705, Jun. 2010.
- [36]. S.Kanungo, S.Chattopadhyay, P.S.Gupta, and H.Rahaman, “Comparative performance analysis of the dielectrically modulated full gate and short-gate tunnel FET-based biosensors,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 62, no. 3, pp. 994–1001, Mar. 2015.
- [37]. Ajay, R.Narang, M.Saxena, M.Gupta “Investigation of dielectric modulated (DM) double gate (DG) junctionless MOSFETs for application as a bio-sensors” *Superlattices and Microstructures* vol.85, pp.557–572, April.2015.
- [38]. M.S.Parihar, A.Kranti, “Enhanced sensitivity of double gate junctionless transistor architecture for bio-sensing applications,” *Nanotechnology* 26, (2015) 145201

- [39]. A. Chakraborty, A. Sarkar “Analytical modeling and sensitivity analysis of dielectric-modulated junction-less gate stack surrounding gate MOSFET (JLGS-SRG) for application as biosensor” J Comput Electron, May 2017
- [40]. E. Chebaki, F. Djeflal, H. Ferhati, and T. Bentrucia “Improved analog/RF performance of double gate junctionless MOSFET using both gate material engineering and drain/source extensions” Superlattices and Microstructures vol.92, pp.80–91, February 2016.
- [41]. Razavi, P., Orouji, A.A.: Dual material gate oxide stack symmetric double gate MOSFET: improving short channel effects of nanoscale double gate MOSFET, In: Electronics Conference, 2008.BEC 2008. 11th International Biennial Baltic, IEEE, pp. 83–86(2008).
- [42]. Ahangari, Z: Performance assessment of dual material gate dielectric modulated nanowire junctionless MOSFET for ultrasensitive detection of biomolecules. RSC Adv. 6 (92), 89185–89191 (2016)
- [43]. Long, W., Ou, H., Kuo, J.M., Chin, K.K.: Dual material gate (DMG) field effect transistor. IEEE Trans. Electron Devices 46, 865–870, (1999).
- [44]. Kumar, M.J., Chaudhary, A.: Two-dimensional analytical modeling of fully depleted DMG SOI MOS-FET and evidence for diminished SCEs. IEEE Trans. Electron Devices 51 (4), 569–574 (2004).
- [45]. M. Jouri, M. H. ShahrokhAbadi “Analytical Investigation of Triple-Material Cylindrical Gate surrounded (TM-CGS) MOSFETs with High-K Material Oxide” Physics Journal Vol. 1, No. 3, pp. 325-330, 2015.
- [46]. B. Baral, A. K. Das, D. De, and A. Sarkar, “An analytical model of triple-material double gate metal oxide semiconductor field-effect transistor to suppress short channel effects” Int. J. Numer. Model 2015.
- [47]. P. Razavi, A. A. Orouji, “Nanoscale Triple Material Double Gate (TM-DG) MOSFET for Improving Short Channel Effects” Advances in Electronics and Micro-electronics, 2008, Valencia, Spain, 29 September-4 October, 2008.

- [48]. P. K. Tiwari, S. Dubey, M. Singh, and S. Jit “A two-dimensional analytical model for threshold voltage of short-channel triple-material -gate metal-oxide-semiconductor field-effect transistors” J. Appl. Phys., vol. 108, p.074508, October 2010.
- [49]. S.Dubey, A.Santra, G.Saramekala, M.Kumar, and P.K.Tiwari “An Analytical Threshold Voltage model for Triple-Material Cylindrical Gate-All-Around (TM-CGAA) MOSFETs” IEEE Trans. Electron on nanotech, vol.12, No.5, September 2013.
- [50]. S. Busse, V. Scheumann, B. Menges, S. Mittler, Sensitivity studies for specific binding reactions using the biotin/streptavidin system by evanescent optical methods, Biosens. Bioelectron. 17 (8) (2002) 704–710.
- [51]. J.M. Kinsella and A. Ivanisevic, “taking charge of biomolecules” Nat. Nanotechnology, vol. 2 , p. 596–597, octobre 2007.
- [52]. .K. K. Young, “Short-channel effect in fully depleted SOI MOSFET’s” IEEE Trans. Electron Devices, vol.36, no.2, pp.399, February 1989.
- [53]. ATLAS User Manual: Device Simulation Software, 2012.
- [54]. Offenhäusser, A., Rinaldi, R. : Nanobioelectronics for Electronics, Biology, and Medicine. Springer-Verlag, New York (2009)
- [55]. Singh, D., Pandey, S., Nigam, K., Sharma, D., Yadav, D.S.,Kondekar, P.: A Charge-plasma-based dielectric-modulated junctionless T FET for biosensor label-free detection. IEEE Trans. Electron Devices 64 (1), 271–278 (2017)
- [56]. Narang, R., Saxena, M., Gupta, R.S., Gupta, M.: Dielectric mod-ulated tunnel field effect transistor a biomolecule sensor. IEEE Electron Device Lett. 33 (2), 266–268 (2012)
- [57]. Dashiell, M.W., Kalambur, A.T., Leeson, R., Roe, K.J., Rabolt, J.F., Kolodzey, J.: The electrical effects of DNA as the gate electrode of MOS transistors. In: Proceedings of the IEEE Lester Eastman Conference, pp. 259–264 (2002)

CHAPITRE IV

MODELISATION DU BIOCAPTEUR

TM-JL-GAA-DM-MOSFET

ET DETECTION DU PHENOMENE

D'HYBRIDATION D'ADN

A decorative border resembling a scroll, with a vertical strip on the left and a horizontal strip at the top, both featuring rounded ends and a slight shadow effect.

PARTIE 1

MODELISATION DU BIOCAPTEUR

TM-JL-GAA-DM-MOSFET

PARTIE 1

MODELISATION DU BIOCAPTEUR

TM-JL-GAA-DM-MOSFET

IV.1.1 Introduction

Les progrès de la technologie de fabrication offrent une énorme production de biocapteurs à faible coût basés sur des dispositifs à l'échelle nanométrique, compatibles avec la technologie CMOS largement répandue. Cela permet également de mettre en œuvre un système de détection plus simple sans avoir besoin d'un transducteur compliqué. Jusqu'à présent, différentes versions de biocapteur ont été mises en œuvre, telles que l'optique [1], les procédés électrochimiques [2], des dispositifs nanomécaniques [3], des électrodes sensibles aux ions [4] et des systèmes piézoélectriques [5]. Cependant, ces dispositifs souffrent d'inconvénients tels que les exigences en matière de processus, d'équipement coûteux, coût de fabrication élevé, de faible sensibilité... Ces problèmes ont conduit à l'émergence de biocapteurs basés sur des dispositifs à semi-conducteurs.

IV.1.2 Choix de la structure

En raison de leurs processus de fabrication simple et moins coûteux, de leurs structures symétriques idéales, de leur possibilité de réduire les effets du canal-court [6-8] et de leur meilleur contrôle électrostatique du canal [9,10] les transistors à effet de champ (MOSFET) à grille enrobée (GAA) sont désignés comme les nouvelles structures les plus prometteuses de la technologie CMOS [11-15]. Des MOSFET sans jonction à grille enrobée (JL-GAA) ont été proposés [16] en raison de leurs caractéristiques supérieures qui ont été démontrées par des expériences et des modèles analytiques [17-20].

Mais, la concentration élevée du dopage dans le canal des JL-GAA-MOSFET a réduit la mobilité des porteurs, ce qui a conduit à une dégradation de la transconductance [21,22]. Dans le but d'améliorer l'efficacité du transport des porteurs et la transconductance des MOSFET JLGAA, une nouvelle structure, des MOSFET sans-jonction à grille cylindrique basé sur l'utilisation des grilles construit de deux matériaux a été proposé et sa performance été étudiée par simulations numériques [14,23-26]. Il a été démontré que les MOSFET JLDMCSG présentaient des performances supérieures en canal court et d'excellentes caractéristiques de courant inférieur au seuil. L'utilisation de matériaux tels que le platine ou le silicium polycristallin p + comme électrode de grille avec un travail de sortie de 5,5 eV a été rapportée par Lee et al. [27, 28], Colinge et al. [29], Ghosh et al [30] et Rewari et al [31] De plus, Chanda et al [32] ont utilisé du Pt ayant un travail de sortie égale à 5,93 eV comme matériau de grille dans leur étude de biocapteur à base d'ionisation par impact.

IV.1.3 Structure du dispositif et mode de fonctionnement

Le biocapteur proposé est un transistor MOSFET, sans jonction (JL), à grille enrobé (GAA) constitué de trois matériaux (TM), avec modulation du diélectrique (DM) TM-GAA-DM-JL-MOSFET. La figure VI.1 décrit l'architecture du MOSFET GAA-TM-DM-JL avec des extensions source- drain fortement dopées par rapport aux corps du canal. La distribution de la concentration est donc donnée par $n^{++} / n^{+} / n^{++}$. En outre, la structure du dispositif est divisée en trois régions I, II et III. Les régions I et III contiennent des nano-gap (zones de cavité) créés dans l'oxyde de grille sous le premier et le troisième métal M1, M3 constituant la grille; tandis que la région II est constitué d'un oxyde de grille de k élevé sous le deuxième métal M2 de la grille. Les longueurs de M1, M2 et M3 sont respectivement L_1 , L_2 et L_3 . Le travail de sortie du 3eme métal M3 ($\phi_{M3} = 4.5$) est inférieur à celui du deuxième métal M2 ($\phi_{M2} = 4.7$) et ce dernier est inférieur à celui de M1 ($\phi_{M1} = 5.1$). Le métal M1 se situe du côté de la source, tandis que le métal M3 se situe du côté du drain. Les dimensions du dispositif proposé sont présentées dans le tableau IV.1.

Dans notre travail, nous nous focalisant à l'influence des molécules d'ADN sur les caractéristiques de ces biocapteurs. Comme l'ADN est chargé négativement en raison des groupes phosphates présents dans son squelette [50], nous allons injecter une densité de charge négative ($N_f < 0$) dans l'interface SiO₂-Air du dispositif.

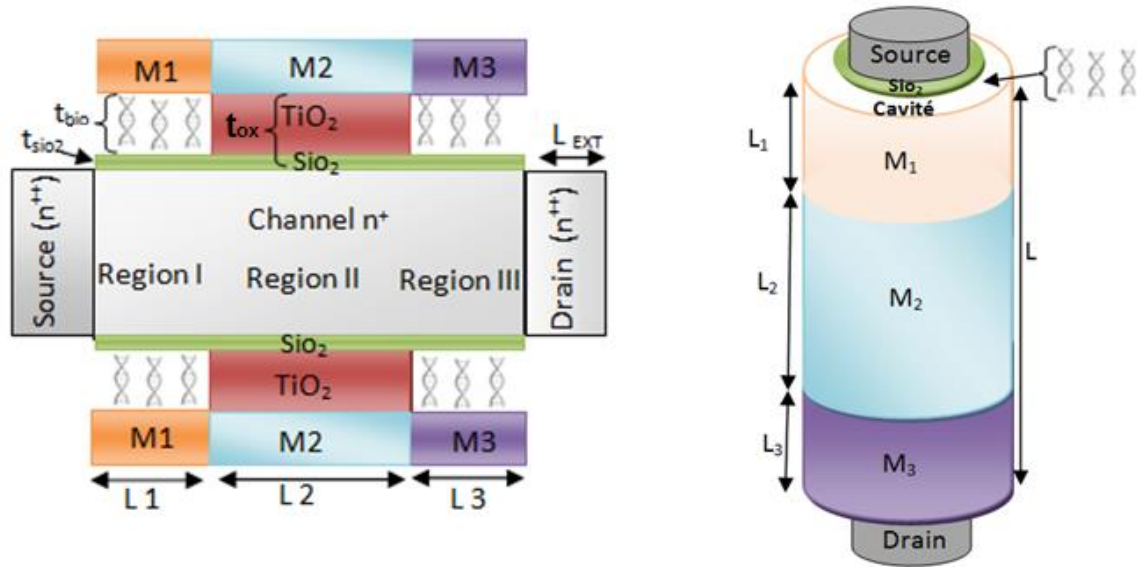


Figure IV.1. Structure de TM-DM-JL-GAA MOSFET.

Tableau IV.1. Dimension d'un MOSFET DG-TM-DM-JL.

Paramètres physiques	Valeur
Longueur du canal L (nm)	100
Longueur du nano-gap L_1, L_3 (nm)	25
Longueur de l'oxyde de grille TiO_2 L_2 (nm)	50
Epaisseur de l'oxyde $t_{\text{ox}1}$ (nm)	9
Diamètre du silicium t_{si} (nm)	10
Epaisseur du nano-gap t_{bio} (nm)	9
Epaisseur du nano-gap t_{SiO_2} (nm)	1
Concentration du dopage S/D extensions N_{dext} (cm^{-3})	10^{20}
Concentration du dopage du canal N_d (cm^{-3})	10^{17}

IV.1.4 Modèles du potentiel de la surface et de la tension de seuil

Afin de mieux exploiter le potentiel des MOSFET JL-DM-GAA, un modèle analytique physique basé sur la résolution de l'équation de Poisson 2D dans trois régions cylindriques continues est proposé.

IV.1.4.1 Modèle du potentiel de la surface

La distribution du potentiel de surface est obtenue en résolvant les équations de Poisson 2D et en utilisant l'approximation parabolique [33].

$$\frac{\partial^2 \varphi_i(r,z)}{\partial z^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \varphi_i(r,z)}{\partial r} \right) = -q \frac{N_d}{\epsilon_{si}} \quad (\text{IV.1})$$

Le canal de silicium est divisé en 3 régions

Où r : est le rayon variant du centre du canal ($r=0$) à la surface du canal ($r=R=t_{si}/2$) en direction radiale, z est la position le long du canal dans la direction axiale, variant depuis l'extrémité de la source ($z=0$) à l'extrémité du drain ($z=L_g$), $\varphi_i(r,z)$ est la distribution 2-D du potentiel référant à chaque régions (I, II or III), q est la charge de l'électron, N_d est la concentration de dopage du canal et ϵ_{si} est la permittivité du silicium.

$$\varphi_i(r,z) = A_{0i}(z) + A_{1i}(z)r + A_{2i}(z)r^2 \quad (\text{IV.2})$$

$A_{0i}(x)$, $A_{1i}(x)$, et $A_{2i}(x)$ sont déterminés en utilisant les conditions aux limites et la continuité du champ électrique à l'interfaces Si-SiO₂ comme suit:

$$\varphi_i(z,0) = \varphi_{si}(z) \quad (\text{IV.3-a})$$

$$\varphi_i(z,R) = \varphi_{ci}(z) \quad (\text{IV.3-b})$$

$$\frac{\partial \varphi_i(z,0)}{\partial r} = \frac{\epsilon_{oxi}}{\epsilon_{si} (R \ln(1 + \frac{t_{oxi}}{R}))} (\varphi_{si}(z) - V_{gs} + V_{fbi}) \quad (\text{IV.3-c})$$

$$\frac{\partial \varphi_i(z, t_{si})}{\partial r} = - \frac{\varepsilon_{oxi}}{\varepsilon_{si} (R \ln(1 + \frac{oxi}{R}))} (\varphi_{si}(z) - V_{gs} + V_{fbi}) \quad (IV.3-d)$$

$$\frac{\partial \varphi_i(z, R)}{\partial r} = 0 \quad (IV.3.e)$$

$\varphi_{si}(z)$ le potentiel de surface, $\varphi_{ci}(z)$ le potentiel au centre, V_{gs} est la tension source-grille et V_{fbi} la tension flat band elle est donnée come suit:

$$V_{fb1} = \phi_{M1} - \phi_{si} - \frac{qN_f}{C_{bio}} \quad (IV.4.a)$$

$$V_{fb2} = \phi_{M2} - \phi_{si} \quad (IV.4.b)$$

$$V_{fb3} = \phi_{M3} - \phi_{si} - \frac{qN_f}{C_{bio}} \quad (IV.4.c)$$

$$\phi_{si} = \chi_{si} + \frac{E_g}{2} \quad (IV.5)$$

$$C_{bio} = \frac{\varepsilon_{bio}}{(R \ln(1 + \frac{t_{bio}}{R}))} \quad (IV.6.a)$$

$$C_1 = C_3 = \frac{C_{bio} \cdot C_{SiO_2}}{C_{bio} + C_{SiO_2}} \quad (IV.6.b)$$

$$C_{SiO_2} = \frac{\varepsilon_{SiO_2}}{(R \ln(1 + \frac{t_{SiO_2}}{R}))} \quad (IV.6.c)$$

$$C_2 = C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{(R \ln(1 + \frac{t_{ox}}{R}))} \quad (VI.6.d)$$

$$t_{ox} = t_{ox2} + t_{ox1} \frac{\varepsilon_{ox2}}{\varepsilon_{ox1}}$$

C_{bio} est la capacité de la région de cavité, C_i est la capacité du diélectrique par unité de surface du TM-JL-DG-MOSFET, N_f et ε_{bio} sont respectivement la densité de charge et la permittivité d'ADN.

$$A_{oi}(z) = \varphi_{si}(z) \quad (IV.7.a)$$

$$A_{1i}(z) = \frac{C_i}{\varepsilon_{si}} (\varphi_{si}(z) + V_{fbi} - V_{gs}) \quad (IV.7.b)$$

$$A_{2i}(z) = -\frac{C_i}{2R\varepsilon_{si}} (\varphi_{si}(z) + V_{fbi} - V_{gs}) \quad (IV.7.c)$$

En remplaçant les expressions de $A_{0i}(x)$, $A_{1i}(x)$ et $A_{2i}(x)$ dans (2), on obtient une équation différentielle du second ordre :

$$\frac{\partial^2 \varphi_{si}(z)}{\partial z^2} - \alpha_i \varphi_{si}(z) = \beta_i \quad (IV.8)$$

Où:

$$\alpha_i = \frac{8\varepsilon_{oxi}}{2t_{si}^2 \varepsilon_{si} \ln(1+2\frac{t_{ox}}{t_{si}}) + \varepsilon_{ox} t_{si}^2} \quad (IV.8.a)$$

$$\beta_i = -\frac{qN_d}{\varepsilon_{si}} + \alpha_i (V_{fbi} - V_{gs}) \quad (IV.8.b)$$

d'où, la solution générale de l'équation (8) est de la forme:

$$\varphi_{s1}(z) = D_1 e^{-\sqrt{\alpha_1}z} + E_1 e^{-\sqrt{\alpha_1}(L_1-z)} - \sigma_1 \quad (IV.9.a)$$

$$\varphi_{s2}(z) = D_2 e^{-\sqrt{\alpha_2}(z-L_1)} + E_2 e^{-\sqrt{\alpha_2}(L_1+L_2-z)} - \sigma_2 \quad (IV.9.b)$$

$$\varphi_{s3}(z) = D_3 e^{-\sqrt{\alpha_3}(z-L_1-L_2)} + E_3 e^{-\sqrt{\alpha_3}(L-L_2-z)} - \sigma_3 \quad (IV.9.c)$$

$$\sigma_i = -\frac{\beta_i}{\alpha_i}$$

$$D_1 = \frac{(V_{bi}-\sigma_1)-(V_1-\sigma_1)e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}}{1-e^{-2L_1\sqrt{\alpha_1}}};$$

$$E_1 = \frac{(V_1-\sigma_1)-(V_{bi}-\sigma_1)e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}}{1-e^{-2L_1\sqrt{\alpha_1}}}$$

$$D_2 = \frac{(V_1-\sigma_2)-(V_2-\sigma_2)e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}}{1-e^{-2L_2\sqrt{\alpha_2}}};$$

$$E_2 = \frac{(V_2-\sigma_2)-(V_1-\sigma_2)e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}}{1-e^{-2L_2\sqrt{\alpha_2}}}$$

$$D_3 = \frac{(V_2-\sigma_3)-(V_{bi}+V_{ds}-\sigma_3)e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}}{1-e^{-2L_3\sqrt{\alpha_3}}};$$

$$E_3 = \frac{(V_{bi}+V_{ds}-\sigma_3)-(V_2-\sigma_3)e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}}{1-e^{-2L_3\sqrt{\alpha_3}}}$$

V_1 et V_2 sont les potentiels intermédiaires, obtenus en maintenant la continuité du potentiel à l'interface des régions : I, II et la région III:

$$A_1 V_1 + B_1 V_2 = F_1$$

$$A_2 V_1 + B_2 V_2 = F_2$$

$$A_1 = \frac{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} + 1}{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} - 1} + \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1}$$

$$B_1 = \frac{-2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}}$$

$$F_1 = V_{bi} \left(\frac{2}{e^{L_1\sqrt{\alpha_1}} - e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}} \right) + \delta_1 \left(\frac{2}{e^{L_1\sqrt{\alpha_1}} - e^{-L_1\sqrt{\alpha_1}}} - \frac{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} + 1}{e^{2L_1\sqrt{\alpha_1}} - 1} \right) + \delta_2 \left(\frac{2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}} - \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1} \right)$$

$$A_2 = \frac{-2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}}$$

$$B_2 = \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1} + \frac{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} + 1}{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} - 1}$$

$$F_2 = (V_{bi} + V_{ds}) \left(\frac{2}{e^{L_3\sqrt{\alpha_3}} - e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}} \right) + \delta_2 \left(\frac{2}{e^{L_2\sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2\sqrt{\alpha_2}}} - \frac{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2\sqrt{\alpha_2}} - 1} \right) + \delta_3 \left(\frac{2}{e^{L_3\sqrt{\alpha_3}} - e^{-L_3\sqrt{\alpha_3}}} - \frac{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} + 1}{e^{2L_3\sqrt{\alpha_3}} - 1} \right)$$

En utilisant la règle de Cramer, il est possible d'obtenir les valeurs du potentiel intermédiaire V_1 et V_2 à l'interface de la région I, de la région II et de la région III:

$$V_1 = \frac{\begin{vmatrix} F_1 & B_1 \\ F_2 & B_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} A_1 & B_1 \\ A_2 & B_2 \end{vmatrix}} = \frac{F_1 B_2 - F_2 B_1}{A_1 B_2 - A_2 B_1},$$

$$V_2 = \frac{\begin{vmatrix} A_1 & F_1 \\ A_2 & F_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} A_1 & B_1 \\ A_2 & B_2 \end{vmatrix}} = \frac{A_1 F_2 - F_1 A_2}{A_1 B_2 - A_2 B_1}$$

Ce modèle mathématique a été vérifié à l'aide du simulateur ATLAS 2D, où toutes les simulations étaient réalisées à la température ambiante (300 K) [34]. Les modèles et les méthodes utilisés dans cette simulation sont répertoriés dans le tableau IV.2. Les effets de la mécanique quantique (QME) et le transport balistique ne sont pas pris en compte car ils ne sont pas significatifs pour les dispositifs d'épaisseur de substrat t_{Si} supérieure à 5 nm [35] et une longueur de canal de périphérie supérieure à 10 nm [36].

Tableau IV.2. Modèles et méthodes utilisées pour des simulations TCAD du TM-JL-DG-MOSFET.

les effets physiques	simulations avec le logiciel TCAD
- Statistiques des porteurs	-Fermi Dirac
- Transport des porteurs	-Drift-diffusion
- Modèle de réduction de la mobilité	-Lombardi constant voltage and temperature (CVT)
- Génération / recombinaison des porteurs	-Shockley-Read-Hall (SRH) - Modèle de recombinaison non radiatif combiné avec AUGER radiatif - Modèle de recombinaison
- Méthode utilisée pour l'itération non linéaire pour résoudre des équations différentielles couplées	- Itération non linéaire GUMMEL découplée pour fournir une bonne estimation initiale, puis passer à NEWTON entièrement couplé pour terminer la simulation

La variation du potentiel de surface en fonction de la position le long du canal est calculé pour une tension $V_{ds}=1V$ et $V_{gs}=0V$, (figure IV.2, IV.3 et IV.4).

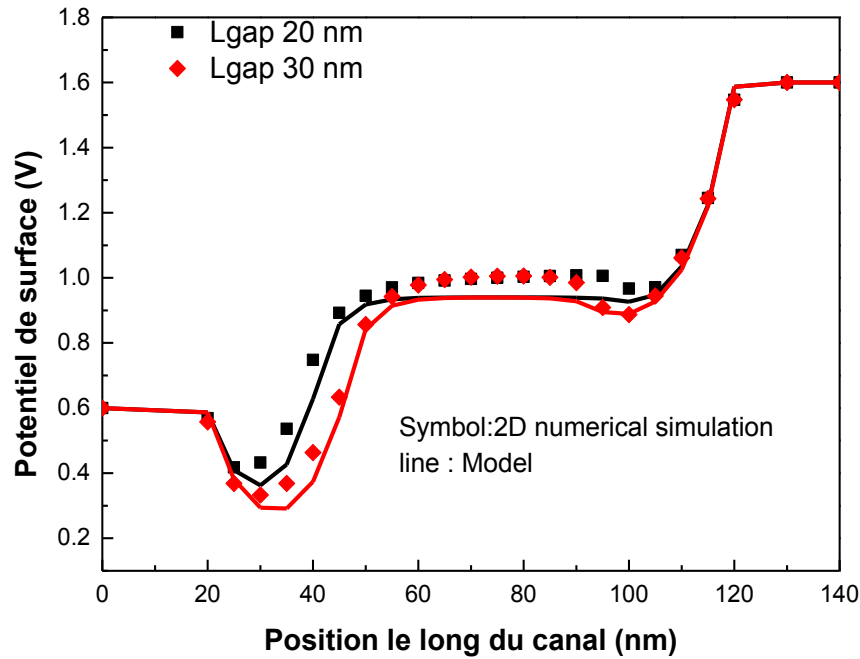


Figure IV.2. Potentiel de surface pour différentes longueurs de nano-gap.

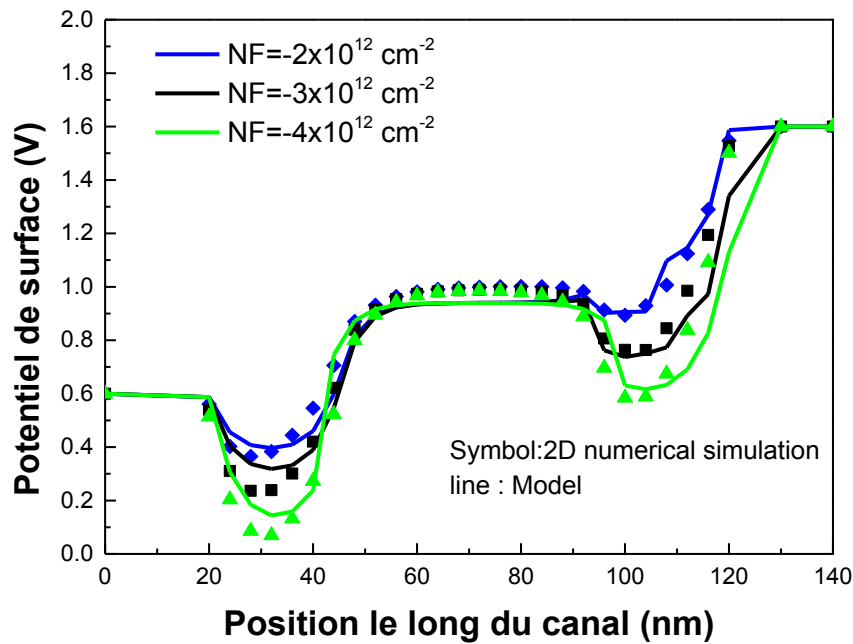


Figure IV.3. Potentiel de surface pour différentes valeurs de densités de charge.

Les résultats obtenus représentent la variation du potentiel de surface en fonction du travail de sortie, des charges de densité des biomolécules et de la longueur du nano-gap. On peut clairement observer que le potentiel de surface diminue sous la cavité du nano-gap (la région où les biomolécules sont injectées), alors qu'il n'y a pas de déformation au niveau intermédiaire du canal où il n'y a plus de cavité.

Il est à noter aussi que le potentiel de surface augmente considérablement au fur et à mesure que l'on se rapproche du côté drain.

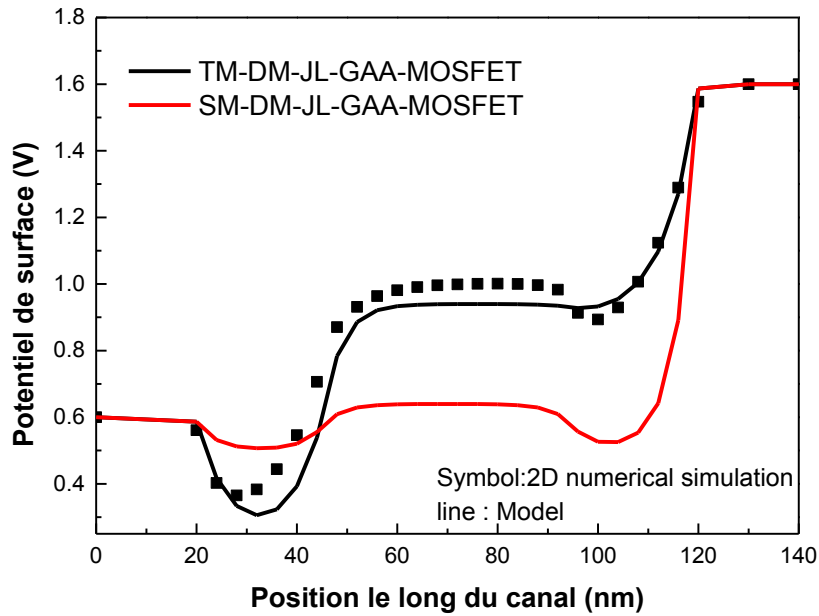


Figure IV.4. Potentiel de surface du SM-GAA-DM-JL-MOSFET et TM-GAA-DM-JL-MOSFET avec dopage élevé de source-drain ($N_F = -2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$).

La relation entre le potentiel de surface et les biomolécules chargées s'explique par les modifications de la tension dans la bande plate (ΔV_{fb}) dans la région de la cavité dans laquelle se trouve les biomolécules chargées (N_f) $\Delta V_{fb} = \frac{q N_f}{C_{gap}}$.

IV.1.4.2 Modèle de la tension de seuil

IV.1.4.2.1 Tension de seuil

La tension de seuil est la valeur de V_{gs} pour laquelle $\varphi_{s1,min}=2\phi_F$, d'où $\phi_F = V_t \ln \frac{N_d}{n_i}$ est la différence entre les niveaux intrinsèque et extrinsèque de Fermi [37].

Dans le cas de la structure TM-DG et à cause de l'existence de trois métaux M1, M2 et M3 (différent travail de sorties), le minimum du potentiel de surface $\varphi_{s(i),min}$ est déterminée en utilisant le travail de sortie le plus élevé.

La position z_{min} du minimum de potentiel de surface $\varphi_{s(i),min}$ peut être déterminé par la résolution de : $\frac{d\varphi_{s1}}{dz} = 0$.

Donc, on obtient:

$$z_{min} = \frac{1}{2\sqrt{\alpha_1}} \ln\left(\frac{D_1}{E_1 e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}}}\right).$$

$$\varphi_{s1,min} = 2\sqrt{D_1 E_1 e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}}} - \delta_1$$

L'expression finale de la tension de seuil est donnée par:

$$V_{th,i} = \frac{G_i \pm \sqrt{G_i^2 - 4HK}}{2H} \quad (IV.10)$$

D'où :

$$G_i = m_1 n_2 + m_2 n_1 - 2p_i \quad (IV.10-a)$$

$$H = 1 + n_1 n_2 \quad (IV.10-b)$$

$$K = m_1 m_2 + \rho^2 \quad (IV.10-c)$$

$$m_1 = 2 * e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}} \left(\frac{(V_{bi} + r_i) e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}} - (V_{s1} + r_i)}{1 - e^{-2L_1 \sqrt{\alpha_1}}} \right)$$

$$m_2 = 2 * \frac{(V_{bi} + r_i) - (V_{s1} + r_i) e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}}}{1 - e^{-2L_1 \sqrt{\alpha_1}}}$$

$$n_1 = 2 * e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}} \left(\frac{1 - V_{s2} - e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}}}{1 - e^{-2L_1 \sqrt{\alpha_1}}} \right)$$

$$n_2 = 2 * \frac{e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}} - V_{s2} e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}} - 1}{1 - e^{-2L_1 \sqrt{\alpha_1}}}$$

$$V_{s1} = \frac{C_{11} B_2 - C_{21} B_1}{A_1 B_2 - A_2 B_1}$$

$$V_{s2} = \frac{C_{12} B_2 - C_{22} B_1}{A_1 B_2 - A_2 B_1}$$

$$p_i = \frac{q * N_f}{C_i} + V_{fbi} + 2(V_t \ln \frac{N_d}{n_i})$$

$$C_{11} = \left(\frac{2}{e^{L_2 \sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2 \sqrt{\alpha_2}}} - \frac{e^{2L_2 \sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2 \sqrt{\alpha_2}} - 1} \right) r_2 + \left(\frac{2}{e^{L_1 \sqrt{\alpha_1}} - e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}}} - \frac{e^{2L_1 \sqrt{\alpha_1}} + 1}{e^{2L_1 \sqrt{\alpha_1}} - 1} \right) r_1 + V_{bi} \left(\frac{2}{e^{L_1 \sqrt{\alpha_1}} - e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}}} \right)$$

$$C_{21} = \frac{e^{2L_2 \sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2 \sqrt{\alpha_2}} - 1} - \frac{2}{e^{L_2 \sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2 \sqrt{\alpha_2}}} + \frac{e^{2L_1 \sqrt{\alpha_1}} + 1}{e^{2L_1 \sqrt{\alpha_1}} - 1} - \frac{2}{e^{L_1 \sqrt{\alpha_1}} - e^{-L_1 \sqrt{\alpha_1}}}$$

$$C_{12} = \left(\frac{2}{e^{L_2 \sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2 \sqrt{\alpha_2}}} - \frac{e^{2L_2 \sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2 \sqrt{\alpha_2}} - 1} \right) r_2 + \left(\frac{2}{e^{L_3 \sqrt{\alpha_3}} - e^{-L_3 \sqrt{\alpha_3}}} - \right.$$

$$\left. \frac{e^{2L_3 \sqrt{\alpha_3}} + 1}{e^{2L_3 \sqrt{\alpha_3}} - 1} \right) r_3 + (V_{bi} + V_{ds}) \left(\frac{2}{e^{L_3 \sqrt{\alpha_3}} - e^{-L_3 \sqrt{\alpha_3}}} \right)$$

$$C_{22} = \frac{e^{2L_2 \sqrt{\alpha_2}} + 1}{e^{2L_2 \sqrt{\alpha_2}} - 1} - \frac{2}{e^{L_2 \sqrt{\alpha_2}} - e^{-L_2 \sqrt{\alpha_2}}} + \frac{e^{2L_3 \sqrt{\alpha_3}} + 1}{e^{2L_3 \sqrt{\alpha_3}} - 1} - \frac{2}{e^{L_3 \sqrt{\alpha_3}} - e^{-L_3 \sqrt{\alpha_3}}}$$

A fin de déterminer l'impact des biomolécules sur la tension de seuil plusieurs simulations ont été faites. Les figures ci-dessous illustrent l'impact de : la longueur du nano-gap, le diamètre du silicium, la densité des biomolécules et l'épaisseur du nano-gap sur la tension de seuil du TM-GAA-DM-JL-MOSFET.

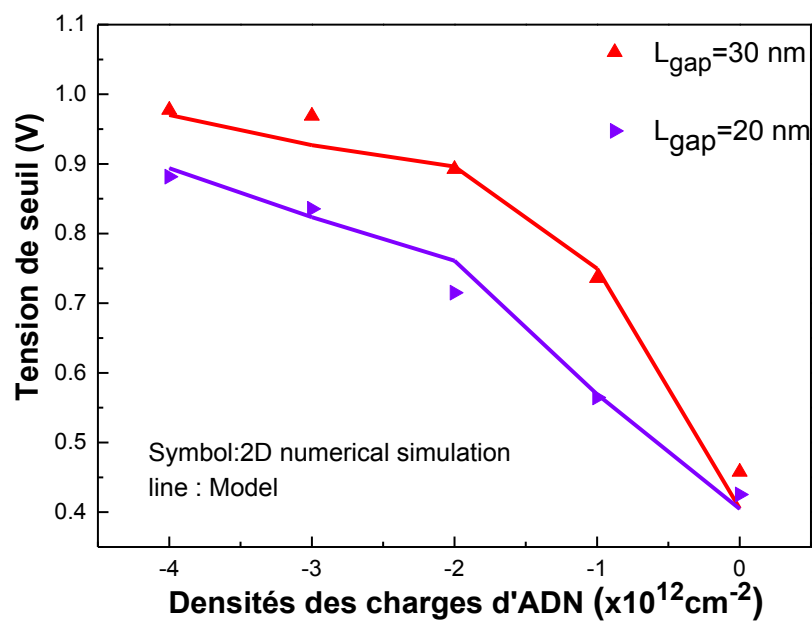


Figure IV.5. Variation de la tension de seuil en fonction des densités de charges.

La figure IV.5 illustre la variation de la tension de seuil du transistor TM-GAA-DM-JL MOSFET pour différentes longueurs du nanogap et différentes densités de charge. Une nette diminution de la tension de seuil est observée à chaque augmentation des densités de charge des biomolécules et à chaque diminution de la largeur du nano-gap.

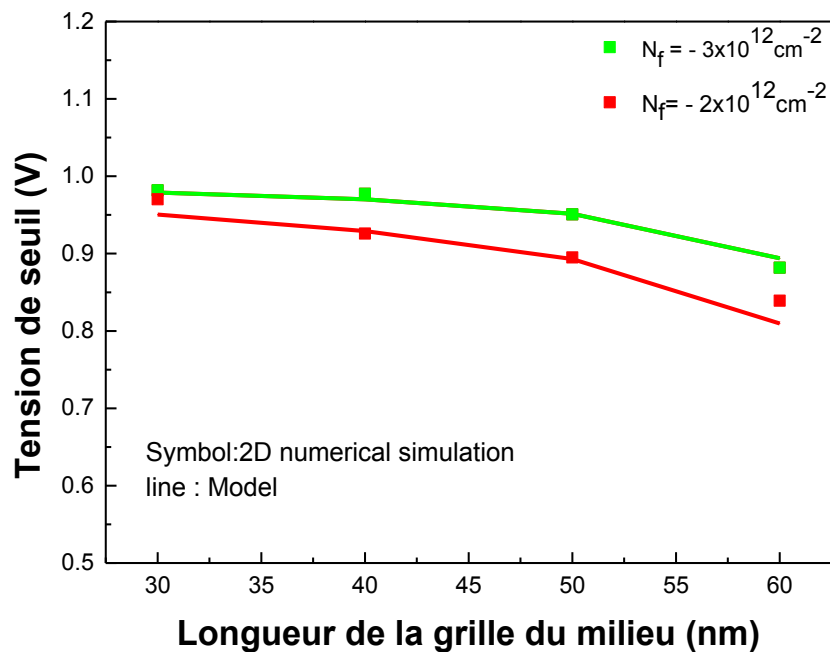


Figure IV.6. Variation de la tension de seuil du TM-DG-DM-JL-MOSFET pour différentes longueurs de la grille du milieu.

La figure IV.6 représente les variations de la tension de seuil du dispositif considéré en fonction de la longueur de grille du milieu pour différentes valeurs de densité de charge. On peut remarquer qu'à chaque augmentation de la longueur de la grille du milieu il ya une diminution de la tension de seuil.

Le tracé correspondant à la variation de la tension de seuil en fonction des densités de charges pour différentes épaisseurs du silicium montre une augmentation de la tension de seuil lorsque l'épaisseur du silicium diminue figure IV.7.

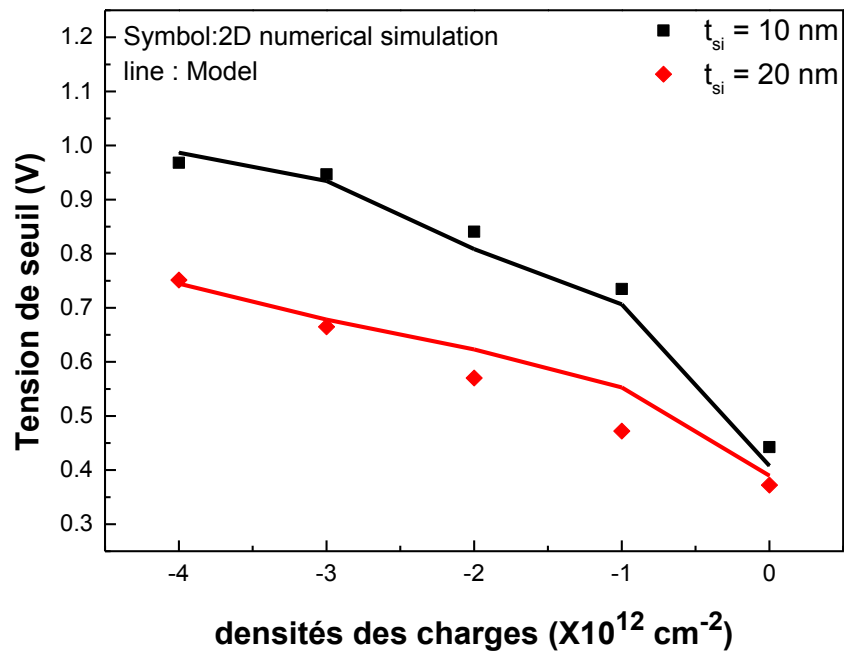


Figure IV.7. Variation de la tension de seuil du TM-GAA-DM-JL-MOSFET et des densités de charges pour différentes épaisseurs du silicium.

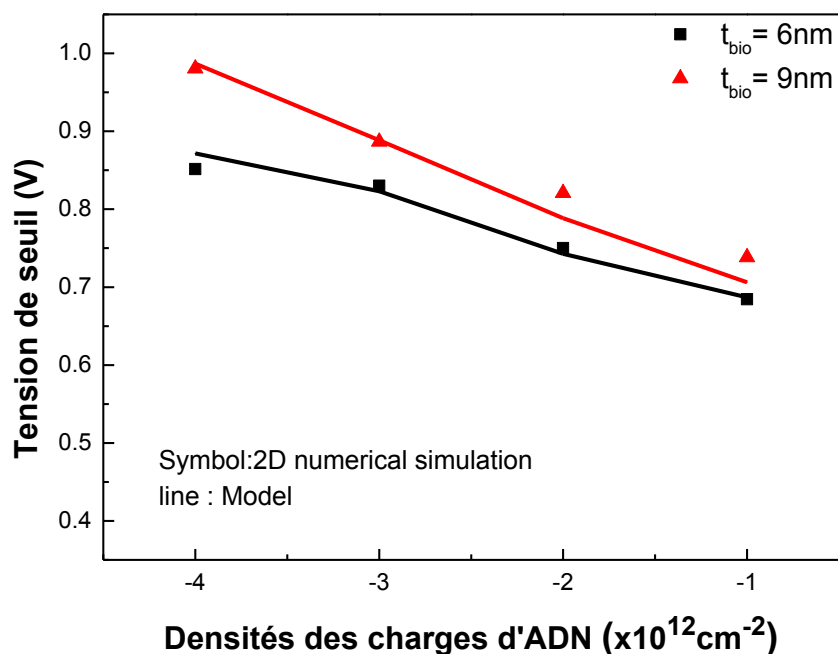


Figure IV.8. Variation de la tension de seuil du TM-GAA-DM-JL-MOSFET et des charges de densités pour différentes épaisseurs du nano-gap.

La figure IV.8 décrit les variations de la tension de seuil dans TM-GAA-DM-JL-MOSFET en fonction de la densité de charge des biomolécules.

Les simulations sont effectuées pour deux épaisseurs du nano-gap $t_{bio}=6\text{nm}$ et $t_{bio}=9\text{nm}$. On voit clairement que la tension de seuil augmente lorsque l'épaisseur des zones creuses du dispositif augmente aussi.

VI.1.4.2.2 Sensibilité

La sensibilité est un paramètre important pour la sélection des biocapteurs, elle est calculée par le décalage de la tension de seuil entre la présence et la disparition des molécules d'ADN dans les régions creuses. Elle est exprimée comme suit:

$$S = \Delta V_{th} = V_{th(\text{avec ADN biomolécules})} - V_{th(\text{sans ADN biomolécules})}$$

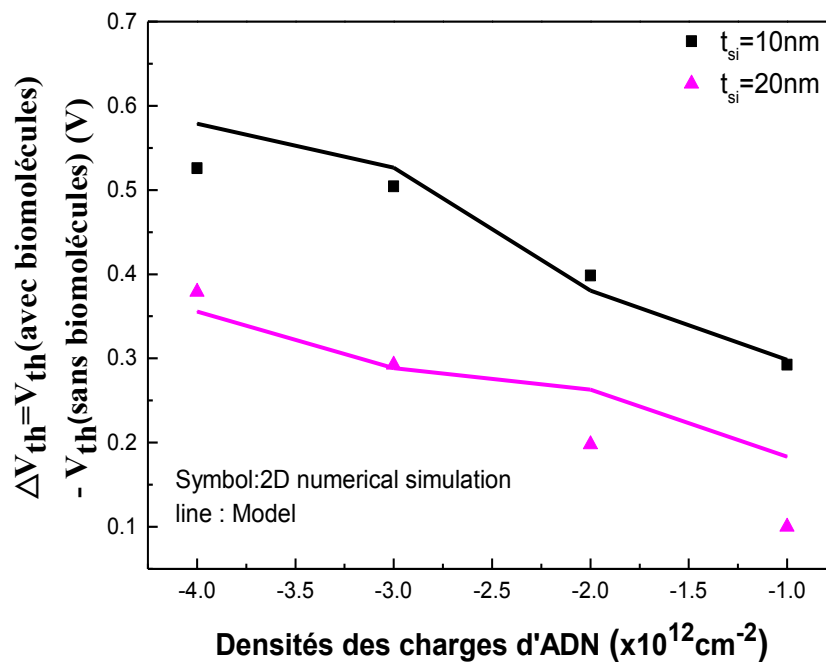


Figure IV.9. Variation de la sensibilité du TM-GAA-DM-JL-MOSFET avec les densités de charge pour différentes épaisseurs de silicium.

Les figures IV.9 et IV.10 décrivent la sensibilité lorsque des molécules d'ADN sont immobilisées dans les régions de la cavité de TM-GAA-DM-JL-MOSFET pour différentes épaisseurs du silicium et différentes longueurs de la grille du milieu. On remarque que la sensibilité augmente lorsque l'épaisseur de silicium diminue (pour $t_{si} = 10$ nm, $\Delta V_{th} = 0,58$ V et Pour $t_{si} = 20$ nm, $\Delta V_{th} = 0,35$ V), et elle diminue lorsque la longueur de la grille du milieu augmente.

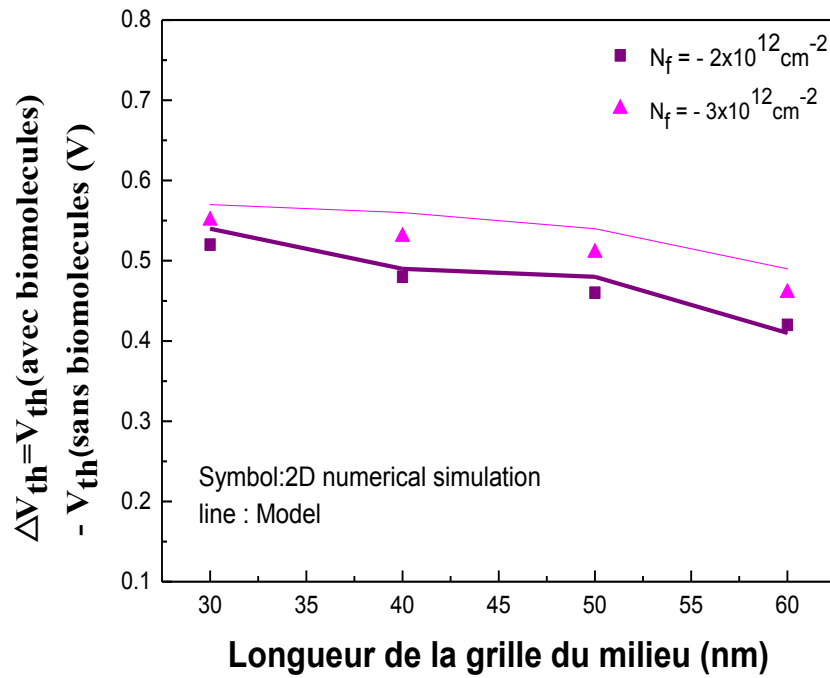


Figure IV.10. Variation de la sensibilité du TM-GAA-DM-JL-MOSFET aux densités de charges pour différentes longueurs de la grille du milieu.

La figure IV.11 décrit la sensibilité aux densités de charges pour différentes longueurs du nano-gap. Il est remarquable que la sensibilité augmente proportionnellement avec l'augmentation de la longueur du nanogap. $N_F = -2 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$: $L_{gap} = 30$ nm $\Delta V_{th} = 432$ mV et pour $L_{gap} = 20$ $\Delta V_{th} = 290$ mV.

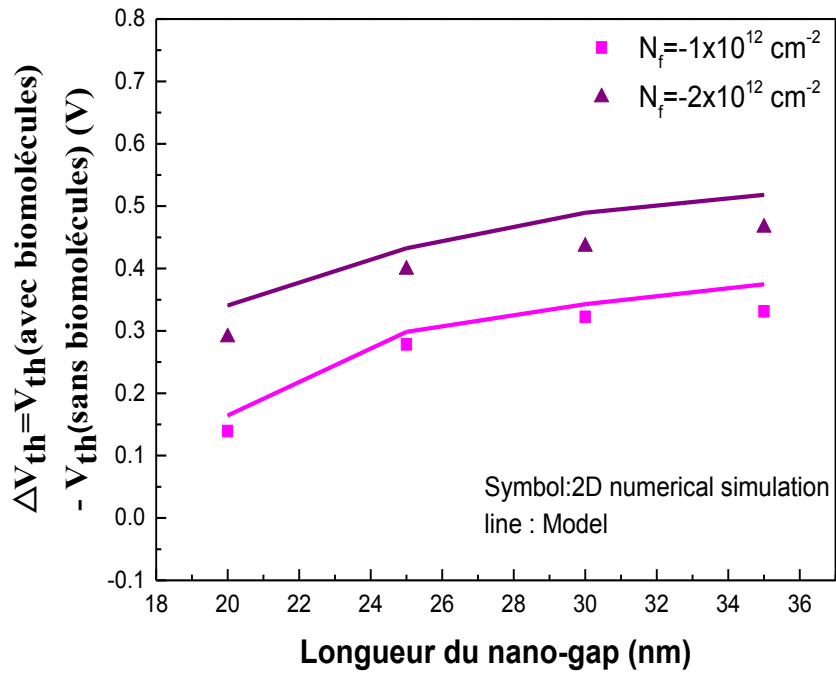


Figure IV.11. Variation de la sensibilité du TM-GAA-DM-JL-MOSFET pour différentes longueurs du nano-gap.

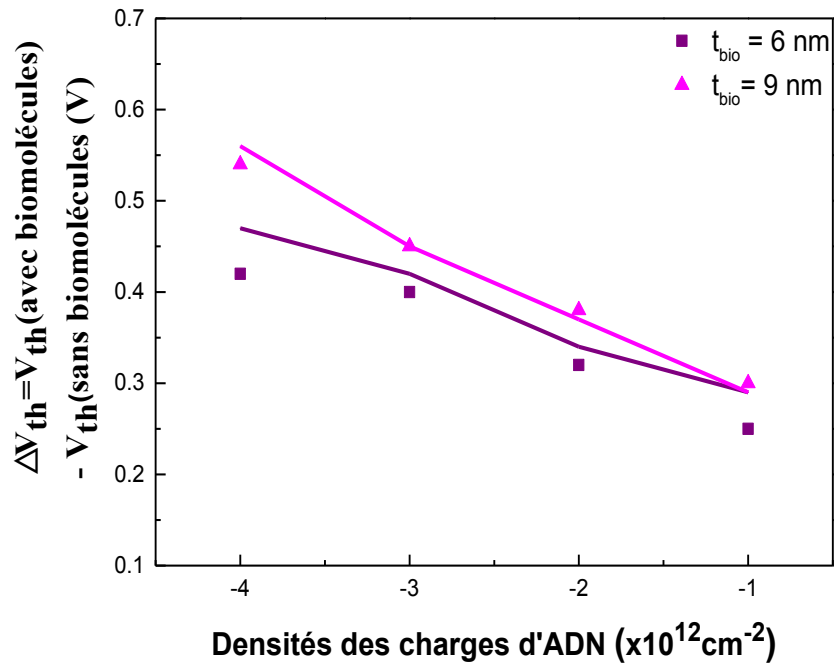


Figure IV.12. Variation de la sensibilité du TM-GAA-DM-JL-MOSFET pour différentes épaisseurs du nano-gap et différentes valeurs des densités de charges.

La figure IV.12 décrit la variation de la sensibilité du dispositif étudié pour deux épaisseurs du nano-gap avec différentes valeurs de densités de charge. On remarque sur cette courbe qu'il y a une légère variation de sensibilité lorsque l'épaisseur de la cavité du nano-gap augmente.

IV.1.5 Comparaison de TM-DG-DM-JL-MOSFET avec TM-GAA-JL-MOSFET

Cette section est consacré à la comparaison des deux dispositifs développée le TM-GAA-DM-JL-MOSFET et TM-DG-DM-JL-MOSFET de dimensions similaires.

IV.11.5.1 Comparaison du potentiel de surface

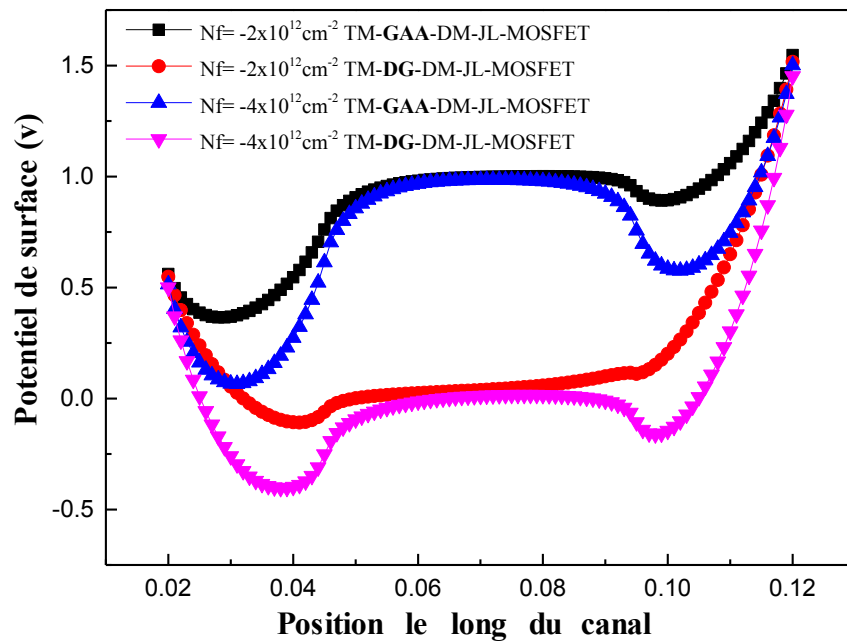


Figure IV.13. Comparaison du potentiel de surface des deux biocapteurs TM-GAA-DM-JL-MOSFET et TM-DG-DM-JL-MOSFET pour différentes valeurs de densités de charge

La figure IV.13 représente la variation du potentiel de surface en fonction de la position le long du canal pour une tension $V_{ds}=1V$ et $V_{gs}=0V$. On remarque que le potentiel de surface dans la structure enrobée est plus élevé que celui de la double grille.

IV.1.5.2 Comparaison de la tension de seuil et de la sensibilité

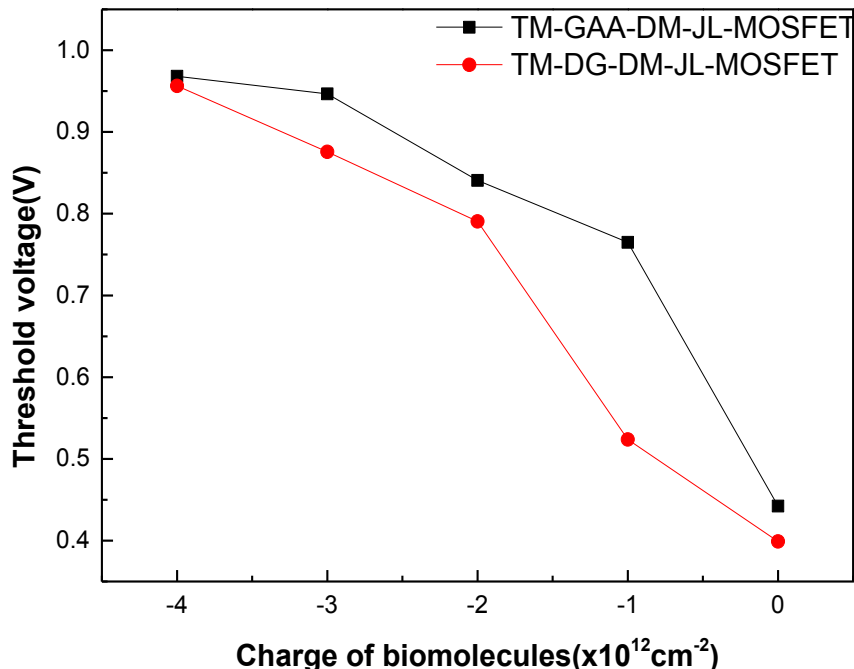


Figure IV.14. Variation de la tension de seuil du TM-GAA-DM-JL-MOSFET et du TM-DG-DM-JL-MOSFET en fonction des différentes valeurs de la densité de charge.

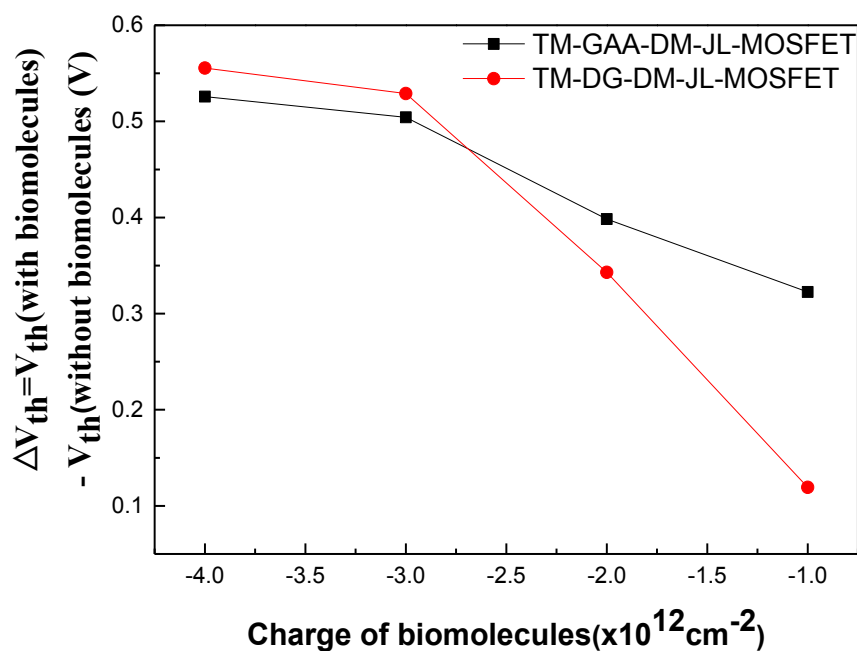


Figure IV.15. Variation de la sensibilité du TM-GAA-DM-JL-MOSFET et TM-DG-DM-JL-MOSFET avec différentes valeurs des charges densités.

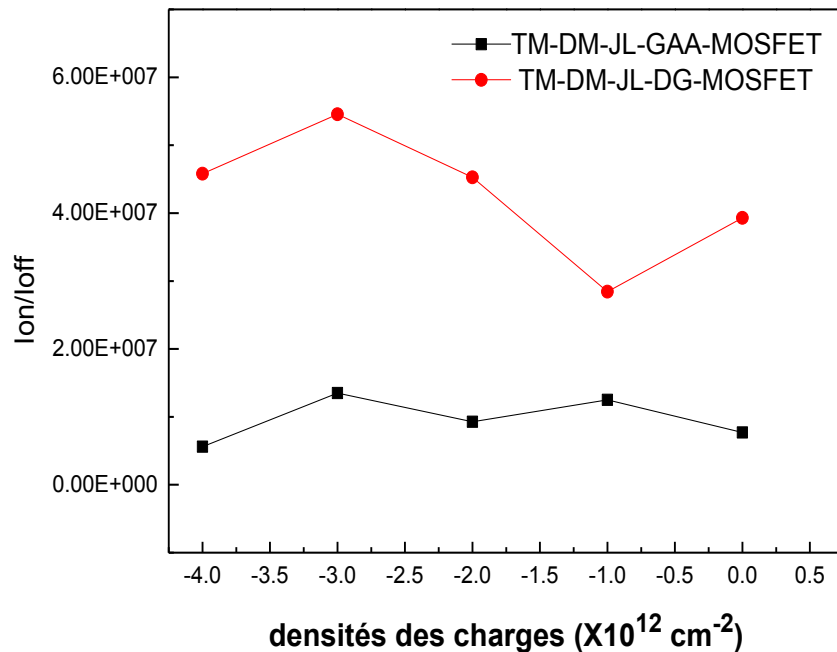


Figure IV.16. Variation du rapport I_{on}/I_{off} du TM-GAA-DM-JL-MOSFET et TM-DG-DM-JL-MOSFET avec différentes valeurs des charges densités.

Les figures IV.14 et IV.15 représentent les variations de la tension de seuil et de la sensibilité des deux dispositifs étudiés. Il est clair que la tension de seuil de la structure GAA est plus élevée que celle de la double grille, et la même chose concernant la sensibilité. La Figure IV.16 décrit la variation du rapport I_{on}/I_{off} des deux dispositifs. On remarque que le capteur à base du transistor GAA donne une réponse linéaire meilleure que la double grille, ce qui lui permet d'être plus stable que la double grille. Il ressort de ces résultats que le MOSFET TM-GAA-DM-JL-JL comprenant des extensions fortement dopées fournit des valeurs de sensibilité élevées avec la présence de biomolécules dans la cavité du nanogap.

IV.1.6 Conclusion

Une étude analytique et numérique a été proposée pour analyser la sensibilité du biocapteur à base de DM-GAA-JL-MOSFET en fonction de ces paramètres physiques et électriques. Le dispositif proposé présente une bonne sensibilité par rapport à d'autres composants de même dimension, ce qui fait de lui un candidat potentiel pour les applications biomédicales.

PARTIE 2

DETECTION DU PHENOMENE

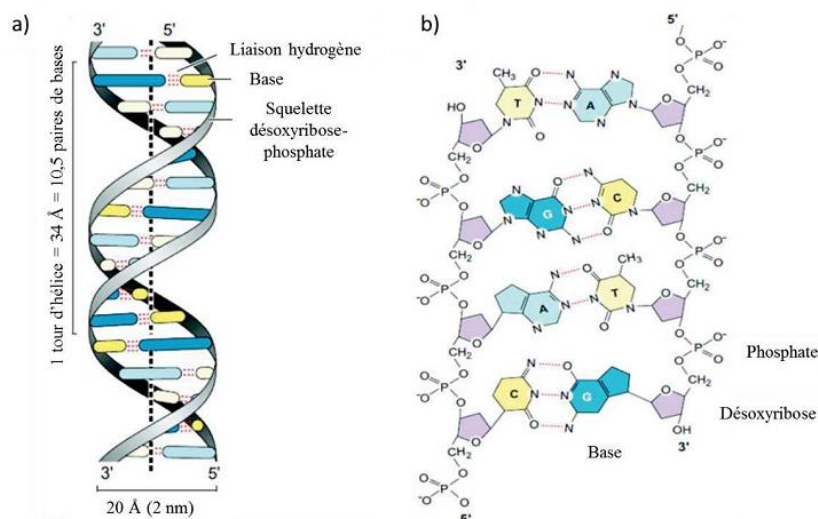
D'HYBRIDATION D'ADN

PARTIE 2

DETECTION DU PHENOMENE D'HYBRIDATION D'ADN

IV.2.1 Introduction

L'acide désoxyribonucléique, ou ADN, est une macromolécule constituant le support de l'information génétique d'être vivant. Elle est composée de deux brins complémentaires enroulés l'un autour de l'autre en forme de double hélice et constitués d'un enchainement de nucléotides. Ces derniers sont composés d'un groupement phosphate, d'un désoxyribose et d'une base azotée, qui peut être l'adénine (A), la cytosine (C), la guanine (G) ou la thymine (T) comme l'indique la figure IV-17. Les groupements phosphates PO_4^- possèdent une charge électrique négative [38]. Les deux brins d'ADN sont liés l'un à l'autre par l'intermédiaire des liaisons hydrogène entre bases azotées complémentaires, où A s'associe à T par deux liaisons d'hydrogène et C à G par trois liaisons hydrogène. L'appariement entre deux brins d'ADN complémentaires est appelé hybridation, la séparation des deux brins est appelé la dénaturation.



IV.2.2 Principe de détection de l'hybridation avec les biocapteurs

Le principe de détection de l'hybridation se décompose en deux étapes, comme illustré sur la figure IV.18. La première consiste à capturer le brin d'ADN cible avec un brin d'ADN « sonde» immobilisé à la surface du biocapteur, qui n'est autre que le complémentaire du brin cible. Dans la seconde étape, le biocapteur va détecter un signal informant l'utilisateur si l'hybridation a eu lieu.

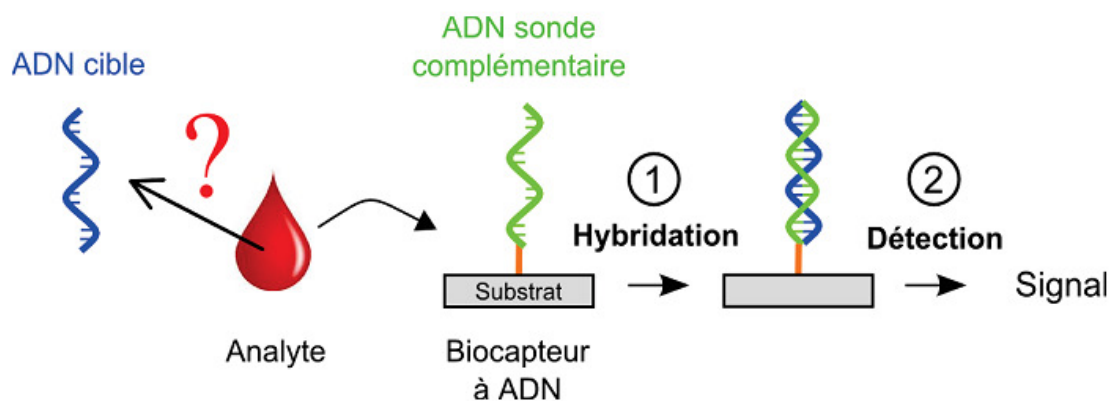


Figure IV.18. Principe de fonctionnement du biocapteur [40.]

IV.2.3 Méthodes de détection de l'hybridation de l'ADN

La détection de l'hybridation de l'ADN se divise en deux catégories: la détection avec marqueur, où est utilisé un marqueur préalablement fixé sur l'ADN cible, et l'autre « sans marqueur ou label-free », où l'ADN est détecté soit par sa masse ou sa charge électrique.

IV.2.3.1 Détection avec marqueur

Le principe de la détection avec marqueur consiste à fixer un marqueur sur l'ADN cible. Tel un radio-isotope, un indicateur électro-actif, une nanoparticule métallique ou encore un fluorophore, puis le détecter suite à l'hybridation. Cette détection se fait respectivement par des mesures de radioactivité, électrochimiques, colorimétriques ou de fluorescence comme le montre la figure IV.19. La détection par microscopie à fluorescence est la plus utilisée actuellement. Cette technique a l'avantage d'être fiable et bien maîtrisée. Elle permet d'atteindre des seuils de détection extrêmement bas (jusqu'au fM). Toutefois, ces molécules fluorescentes sont onéreuses et se dégradent lorsqu'elles sont exposées à la lumière (effet de photoblanchiment ou

« photo-bleaching »). De plus elle est coûteuse en temps et en argent. C'est pourquoi une partie de la recherche s'est tournée vers le développement des méthodes de détection sans marqueur [41-42].

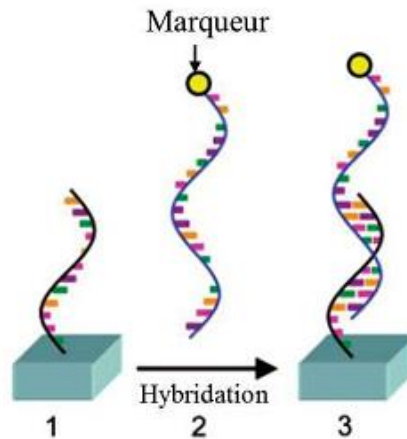


Figure IV.19. Principe de détection de l'hybridation d'ADN avec marqueur [40].

IV.2.3.2 Détection sans marqueur (« label-free »)

La détection sans marqueur « label-free », dépend de plusieurs méthodes, dont nous allons présenter quelques-unes comme :

- ❖ la détection optique
- ❖ La résonance de plasmons de surface (SPR): elle permet de détecter l'hybridation de la molécule d'ADN à la surface d'une couche métallique en analysant la variation locale de son indice de réfraction [40; 43].
- ❖ La spectroscopie SERS (Surface-Enhanced Raman Scattering): elle utilise la spectroscopie Raman afin d'identifier les bandes de vibration spécifiques des molécules constituant l'ADN. Celui-ci est déposé sur un substrat présentant à sa surface des nanostructures métalliques qui vont interagir avec le signal Raman et l'exacerber fortement par effet SERS [39].

Cependant, ces techniques nécessitent une instrumentation relativement complexe (lasers, systèmes optiques...), difficile à intégrer dans des biocapteurs et à moindre coût [41].

❖ la variation de masse : par exemple la microbalance à quartz qui consiste à faire vibrer un cristal de quartz à sa fréquence de résonance à l'aide d'une tension alternative. La présence d'ADN sur le cristal va se traduire par un changement de la fréquence de résonance due à l'augmentation de la masse.

❖ Détection par effet de champ

IV.2.4 Détection de l'hybridation par effet de champ

IV.2.4.1 Principe

L'effet de champ désigne l'effet que peut avoir un champ électrique externe (découlant par exemple de l'application d'une tension ou de la présence de molécules chargées en surface) sur la concentration en porteurs de charges d'un matériau. Les transistors à effet de champ (field-effect transistor ou FET), qui sont les composants de base de la microélectronique, s'appuient sur ce mécanisme. Dans le cas du MOSFET (empilement Métal/Oxyde/Semi-conducteur) par exemple, le courant circulant dans le canal semi-conducteur, de la source vers le drain, est modulé par l'application d'une tension entre le métal (grille) et la source.

Dans le cas d'un biocapteur électrique, c'est la présence des molécules d'ADN chargées négativement à la surface du matériau semi-conducteur constituant le biocapteur qui vont modifier la densité de charges en surface par effet de champ. Pour un semi-conducteur de type n , les électrons vont être repoussés loin de la surface, ce qui va créer une zone de déplétion, tandis que pour un semi-conducteur de type p , les trous vont être attirés vers la surface, ce qui va créer une zone d'accumulation. A noter que si l'ADN était chargé positivement, les effets seraient inversés. Ces variations locales vont affecter de façon plus ou moins prononcée les propriétés électriques du semi-conducteur qu'il suffira alors de mesurer afin de déceler la présence d'ADN. Par exemple, comme illustré sur la figure IV.20, l'apparition d'une zone de déplétion causera une diminution du courant (ou de la conductance), tandis qu'une zone d'accumulation induira une augmentation du courant. S'il y a hybridation de l'ADN, ces phénomènes seront bien sûr accentués [41; 44] comme le montre la figure IV.21.

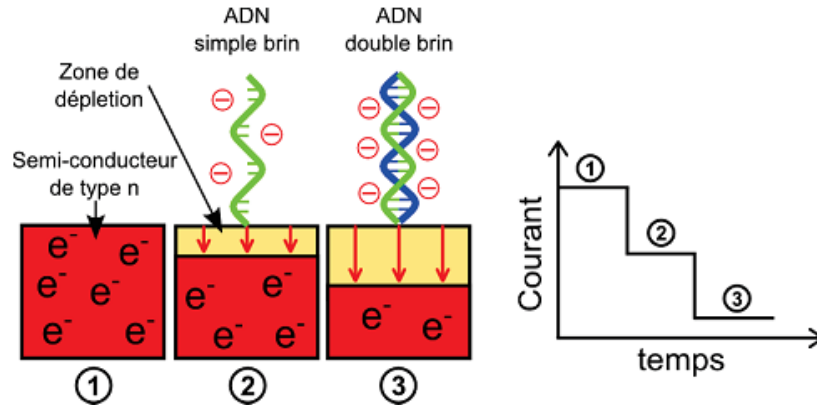


Figure IV.20. Principe de détection électrique d'ADN simple et double brin.

La figure IV.21 présente une configuration usuelle de biocapteur électrique à effet de champ avec une grille métallique en face arrière. La caractéristique $I_{DS} = f(V_{GS})$ de ce dispositif montre qu'à partir d'une certaine tension de seuil V_{th} , le transistor devient passant : un courant (I_{DS}) se met à circuler entre la source et le drain. On note qu'en se plaçant à une tension de grille proche de la tension de seuil, on se trouvera dans un domaine où le courant sera particulièrement sensible aux charges en surface, ce qui montre l'intérêt de la grille en face arrière [45]. En présence d'ADN, le courant I_{DS} diminue (en particulier pour une V_{GS} proche de V_{th}), et la tension de grille nécessaire pour qu'il y ait conduction (V_{th}) augmente à cause de la zone de déplétion induite par l'ADN en surface [46,47].

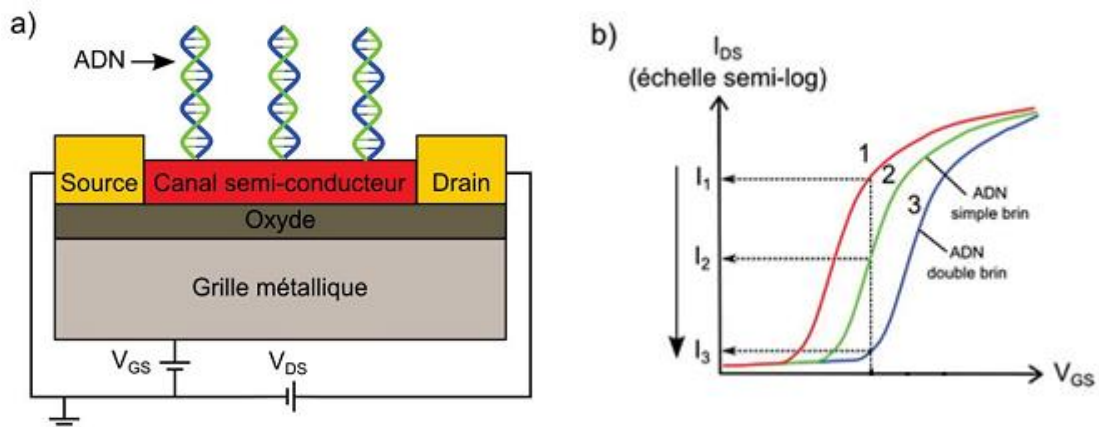


Figure IV.21. Représentation schématique et caractéristique électrique d'un biocapteur FET.

IV.2.4.2 Détection d'hybridation d'ADN avec le TM-DM-JL-GAA-MOSFET

Le principe de fonctionnement de ces biocapteurs repose sur la détection des molécules d'ADN injectées dans les nano gap créés dans l'oxyde de gille. Cette détection apparait en fonction de la variation de la tension de seuil comme démontré dans la section précédente (chapitre IV partie 01)

Dans cette partie nous nous s'intéressant à la détection des doubles brins d'ADN, où le nombre des densités de charge des molécules d'ADN change aussi que la constante diélectrique. Chaque brin d'ADN possède sa propre constante diélectrique et sa propre densité de charges [46-47].

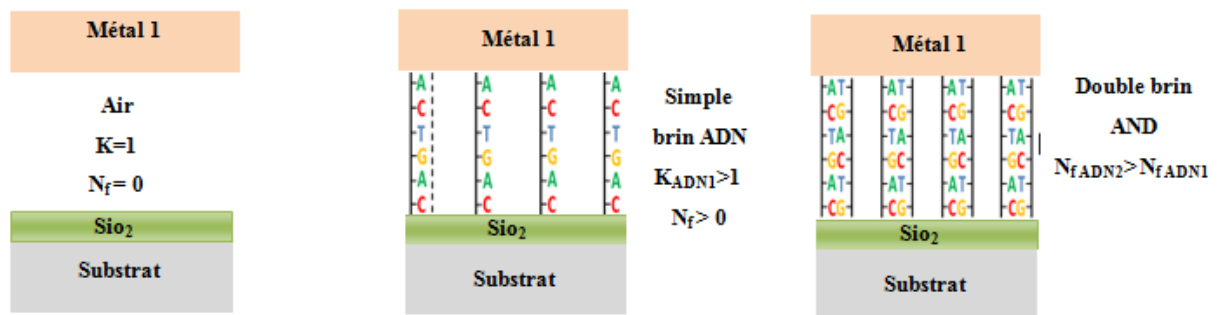


Figure IV.22. Sites de détection du capteur d'ADN TM-DM-JL-GAA MOSFET
 . a)- air $k=1$ b)- simple brin d'ADN $K_{ADN1}>1$ c)- double brin d'ADN $K_{ADN2}>K_{ADN1}$.

La variation du potentiel de surface tout au long du canal pour un nanogap remplie d'air, d'ADN simple brin ou double brin est représenté en figure IV.23.

Il est clairement remarqué que l'allure du potentiel de surface change dans les zones du nanogap ou se trouvent les molécules d'ADN. Ce qui signifie qu'il y a déplétion.

La figure IV.24 décrit les variations de la tension de seuil dans TM-GAA-DM-JL-MOSFET avec les régions S/D fortement dopées en fonction de la longueur du nano-gap (L_{bio}) pour l'ADN simple ou double brin. On voit clairement que la valeur de la tension de seuil du double brin d'ADN est plus grande que celle du simple brin, Ceci est du aux nombre élevé des densités de

charges $N_{fADN2} > N_{fADN1}$. Par ailleurs la figure IV.25 décrit la variation de la sensibilité du dispositif à étudié sur plusieurs longueurs du nano-gap avec simple et double de brin d'ADN. L'ADN double brin présente une sensibilité plus élevée que celle du simple brin exemple pour $l_{gap}=25$ $\Delta V_{th}=0.28V$ pour l'ADN simple brin et $\Delta V_{th}=0.40V$ pour l'ADN double brin.

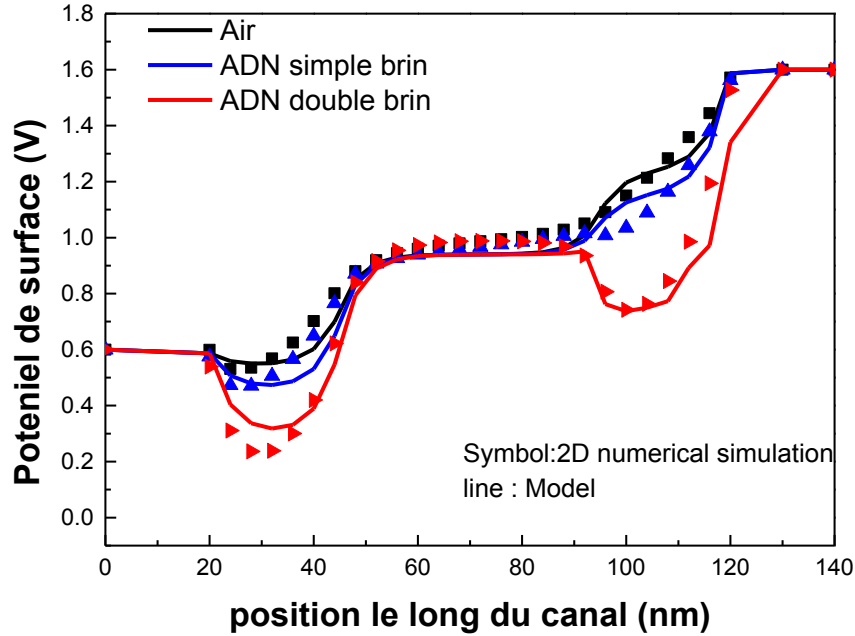


Figure IV.23. Potentiel de surface pour différents remplissage de nano-gap du TM-GAA-DM-JL-MOSFET avec dopage élevé de source-drain ($V_{ds} = 1V$, $V_{gs} = 0V$).

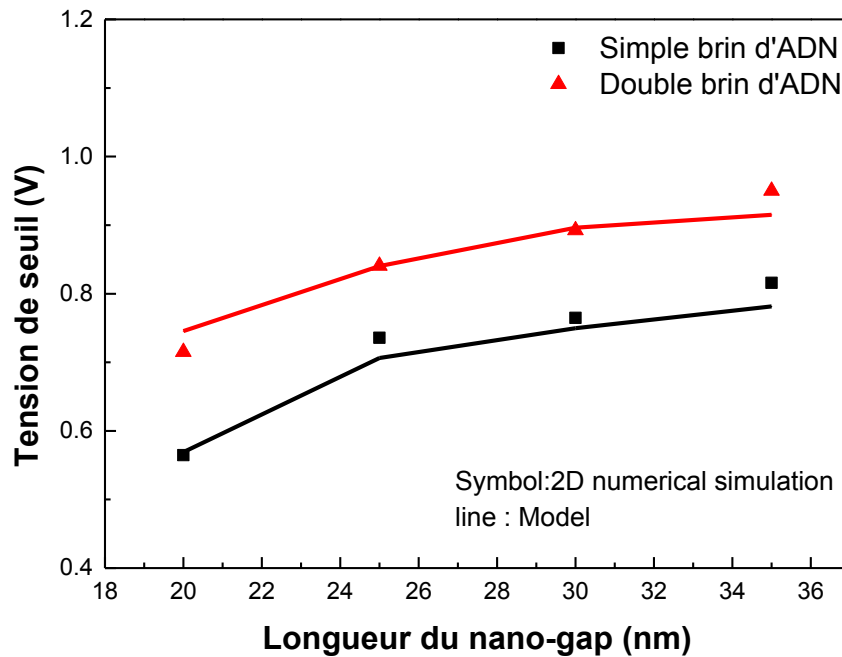


Figure IV.24. Variation de la tension de seuil du TM-GAA-DM-JL-MOSFET avec dopage élevé de source-drain et différents types d'ADN pour différentes longueurs du nano-gap.

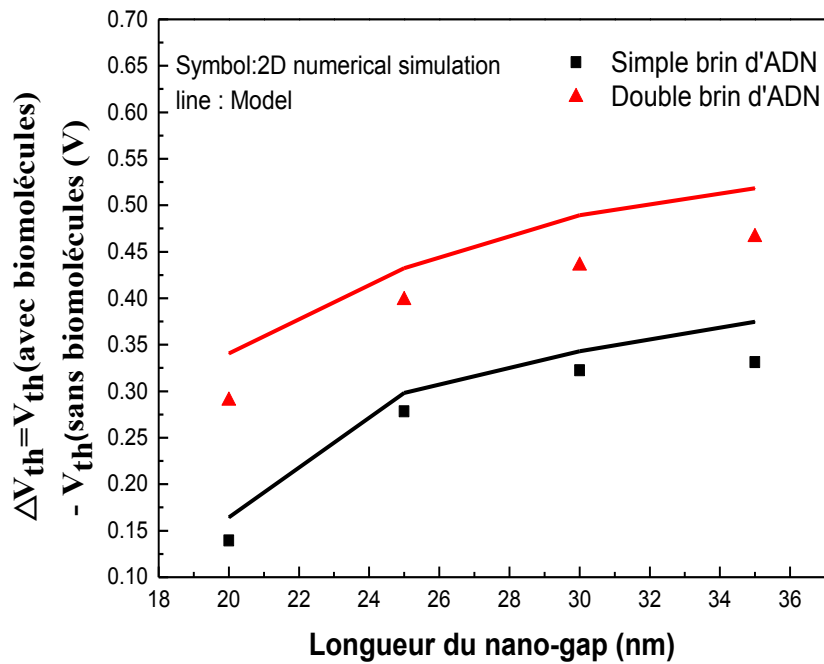


Figure IV.25. Variation de la tension de seuil du TM-GAA-DM-JL-MOSFET avec dopage élevé de source-drain et différents types d'ADN pour différentes longueurs du nano-gap.

IV.2.5 Conclusion

Suites aux résultats obtenus on remarque une nette variation entre l'ADN simple brin et l'ADN double brin en termes de potentiel de surface, de tension de seuil ou de sensibilité. Cette variation est due à la présence des biomolécules dans les sites de détection. Ce qui signifie que l'effet d'hybridation est détecté par le dispositif proposé.

Références

- [1]. Oh, S.W., Moon, J.D., Lim, H.J., Park, S.Y., Kim, T., Park, J.B., Han, M.H., Snyder, M., Choi, E.Y.: Calixarene derivative as a tool for highly sensitive detection and oriented immobilization of proteins in a microarray format through noncovalent molecular interaction. *FASEB J.* 19 (10), 1355-1367 (2005)
- [2]. Drummond, T.G., Hill, M.G., Barton, J.K.: Electrochemical DNA sensors. *Nat. Biotechnol.* 21 (10), 1192–1199 (2003)
- [3]. Fritz, J., Baller, M.K., Lang, H.P., Rothuizen, H., Veith, P., Meyer, E., Güntherodt, H.-J., Gerber, Ch., Gimzewski, J.K.: Translating biomolecular recognition into nanomechanics. *Science* 288 (5464), 316–318 (2000)
- [4]. Huang, X.-J., Choi, Y.-K., Im, H.-S., Yamaguchi, O., Yoon, E., Kim, H.-S.: Aspartate aminotransferase (AST/GOT) and alanine aminotransferase (ALT/GPT) detection techniques. *Sens. Basel Sens.* 6 (7), 756–782 (2006)
- [5]. Yang, Y.T., Allegretti, C., Feng, X.L., Ekin, K.L., Rourke, M.L.: Zepetogram-scale nanomechanical mass sensing. *Nanotechnol. Lett.* 6 (4), 583–586 (2006)
- [6]. A. Chakraborty, A. Sarkar “Analytical modeling and sensitivity analysis of dielectric-modulated junction-less gate stack surrounding gate MOSFET (JLGS-SRG) for application as biosensor” *J Comput Electron*, May 2017
- [7]. Narang, R., Reddy, K.V.S., Saxena, M., Gupta, R.S., Gupta, M.: A Dielectric-modulated tunnel-FET-based biosensor for label-free detection: analytical modeling study and sensitivity analysis. *IEEE Trans. Electron Devices* 59 (10), 2809–2817 (2012)
- [8]. Chiang, T.-K.: A new quasi-2-D threshold voltage model for short-channel junctionless cylindrical surrounding gate (JLCSG) MOSFETs. *IEEE Trans. Electron Devices* 59 (11), 3127–3129 (2012)
- [9]. Hu, G., Ping, X., Zhang, D., Ran, L., Lingli, W., Tang, T.-A.: Analytical models for electric potential, threshold voltage, and sub-threshold swing of junctionless surrounding-gate transistors. *IEEE Trans. Electron Devices* 61 (3), 688–695 (2014)

- [10]. Gnani, E., Gnudi, A., Reggiani, S., Baccarani, G.: Theory of the junctionless nanowire FET. *IEEE Trans. Electron Devices* 58 (9), 2903–2910 (2011)
- [11]. Iniguez B, Jimenez D, Roig J, Hamid H A, Marsal L F and Pallares J 2005 *IEEE Trans. Electron Devices* 52 1868-73
- [12]. Li C, Zhuang Y Q, Zhang L and Bao J L 2012 *Chin. Phys. B* 21 048501
- [13]. Li Z C 2008 *Chin. Phys. B* 17 4312
- [14]. Jin X S, Liu X, Hyuck-In K and Jong-Ho L 2013 *Chin. Phys. Lett.* 30 038502
- [15]. Li Cong, Zhuang Yi-Q, Zhang Li, and Jin Gang “A two-dimensional analytical subthreshold behavior model for junctionless dual-material cylindrical surrounding-gate MOSFETs” *Chin. Phys. B* Vol. 23, No. 3 (2014) 038502
- [16]. Colinge J P, Lee C W, Afzalian A, Akhavan N D, Yan R, Ferain I, Razavi P, O’Neill B, Blake A, White M, Kelleher A M, McCarthy B and Murphy R 2010 *Nature* 462 522
- [17]. Wang T, Lou L and Lee C 2013 *IEEE Electron Devices Lett.* 34 478
- [18]. Chiang T K 2012 *IEEE Trans. Electron Devices* 59 3127
- [19]. Jin X, Liu X, Wu M, Chuai R, Lee J H and Lee J H 2013 *Semicond. Sci. Technol.* 28 015002
- [20]. Sci. Technol. 28 015002
- [21]. Lee C W, Ferain I, Afzalian A, Yan R, Akhavan N D, Razavi P and Colinge J P 2010 *Solid-State Electron.* 54 97
- [22]. Doria R T, Pavanello M A, Trevisoli R D, de Souza M, Lee C W, Ferain I, Akhavan N D, Yan R, Razavi P, Yu R, Kranti A and Colinge J P 2011 *IEEE Trans. Electron Devices* 58 2511
- [23]. Sor’ee B, Magnus W and Pourtois G 2008 *J. Comput. Electron.* 7 380
- [24]. Gnani E, Gnudi A, Reggiani S and Baccarani G 2011 *IEEE Trans. Electron Devices* 58 2903
- [25]. Duarte J P, Choi S J, Moon D I and Choi Y K 2012 *IEEE Electron Devices Lett.* 33 155

- [26]. Gnudi A, Reggiani S, Gnani E and Baccarani G 2012 IEEE Electron Devices Lett. 33 336
- [27]. Lee, C.H., Ferain, I., Afzalian, A., Yan, R., Akhavan, N.D., Razavi, P., Colinge, J.P.: Performance estimation of junctionless multigate transistors. Solid State Electron. 54 (2), 97–103 (2010)
- [28]. 40. Lee, C.W., Afzalian, A., Akhavan, N.D., Yan, R., Ferain, I., Colinge, J.P.: Junctionless multigate field-effect transistor. Appl. Phys. Lett. 94 (5), 053511 (2009)
- [29]. 41. Colinge, J.P., Kranti, A., Yan, R., Lee, W., Ferain, I., Yu, R., Dehdashti Akhavan, N., Razavi, P.: junctionless nanowire transistor (JNT): properties and design guidelines. Solid State Electron. 65, 33–37 (2011)
- [30]. Ghosh, B., Akram, M.W.: Junctionless tunnel field effect transistor. IEEE Electron Device Lett. 34 (5), 584–586 (2013)
- [31]. Rewari, S., Nath, V., Haldar, S., Deswal, S.S., Gupta, R.S.: Improved analog and AC performance with increased noise immunity using nanotube junctionless field effect transistor (NJLFET). Appl. Phys. A 122 (12), 1049 (2016)
- [32]. Chanda, M., Dey, P., De, S., Sarkar, C.K.: Novel charge plasma based dielectric modulated impact ionization MOSFET as a biosensor for label-free detection. Superlattices Microstruct. 86, 446–455 (2015)
- [33]. K. K. Young, “Short-channel effect in fully depleted SOI MOSFETs” IEEE Trans. Electron Devices, vol.36, no.2, pp.399, February 1989.
- [34]. ATLAS user manual: device simulation software, 2012
- [35]. Ortiz-Conde, A., Garcia-Sanchez, F.J., Malobabic, S.: Analytic solution of the channel potential in undoped symmetric dual-gate MOSFETs. IEEE Trans. Electron Devices 52 (7), 1669–1672 (2005)
- [36]. Lundstrom, M.S., Ren, Z.: Essential physics of carrier transport in nanoscale MOSFETs. IEEE Trans. Electron Devices 49, 133–141 (2002)

- [37]. Kumar, M.J., Chaudhary, A.: Two-dimensional analytical modeling of fully depleted DMG SOI MOS-FET and evidence for diminished SCEs. *IEEE Trans. Electron Devices* 51 (4), 569–574 (2004)
- [38]. Alberts, B., Johnson, A., Lewis, J., Raff, M., Roberts, K. & Walter, P., 2008. *Molecular biology of the cell*, Garland Science.
- [39]. He, L. Elaboration and assessment of a new Ag/TiO₂ heterostructure intended to the label-free SERS detection of DNA. Thèse de l'Université de Grenoble. 2015
- [40]. Thomas Dems « Croissance, assemblage et intégration collective de nanofils de ZnO : application à la biodétection » thèse doctorat GRENOBLE ALPES 2017
- [41]. Gervais, L., de Rooij, N. & Delamarche, E., 2011. Microfluidic Chips for Point-of-Care Immunodiagnosics. *Advanced Materials*, 23(24), pp.H151–H176.
- [42]. Cooper, M., 2002. Optical biosensors in drug discovery. *Nature Reviews Drug Discovery*, 1(7), pp.515–528.
- [43]. Chen, K.-I., Li, B.-R. & Chen, Y.-T., 2011. Silicon nanowire field-effect transistor-based biosensors for biomedical diagnosis and cellular recording investigation. *Nano Today*, 6(2), pp.131–154.
- [44]. Gao, X.P.A., Zheng, G. & Lieber, C.M., 2010. Subthreshold Regime has the Optimal Sensitivity for Nanowire FET Biosensors. *Nano Letters*, 10(2), pp.547–552.
- [45]. Reyes, P.I., Ku, C.-J., Duan, Z., Lu, Y., Solanki, A. & Lee, K.-B., 2011. ZnO thin film transistor immunosensor with high sensitivity and selectivity. *Applied Physics Letters*, 98(17), p.173702.
- [46]. Zeng, Y.-J., Ye, Z.-Z., Xu, W.-Z., Zhu, L.-P. & Zhao, B.-H., 2005. Well-aligned ZnO nanowires grown on Si substrate via metal–organic chemical vapor deposition. *Applied Surface Science*, 250(1–4),
- [47]. Kim, C.-H., Jung, C., Park, H.G., Choi, Y.-K.: Novel dielectric modulated field-effect transistor for label-free DNA detection. *Biochip J.* 2 (2), 127–134 (2008)
- [48]. Offenhäusser, A., Rinaldi, R. : *Nanobioelectronics for Electronics, Biology, and Medicine*. Springer-Verlag, New York (2009)
- [49]. Nair, P.R., Alam, M.A.: Design considerations of silicon nanowire biosensors. *IEEE Trans. Electron Devices* 54 (12), 3400–3408 (2007)

Conclusion

Générale

Conclusion générale

De nos jours l'évolution des dispositifs électroniques à l'échelle nanométrique est très avancée et s'est développée de manière très rapide, ce qui a permis aux transistors multi-grille de devenir très compétitifs par rapport à leurs homologues classiques.

Ce travail de recherche porte sur la simulation et la modélisation des biocapteurs. Deux types de biocapteurs pour la détection d'ADN ont été modulés, le premier biocapteur est un transistor MOSFET sans jonction JL, double grille DG, triple matériaux TM, modulation diélectrique (DM). Le second biocapteur est un transistor MOSFET sans jonction JL, grille enrobée GAA, triple matériaux TM, modulation diélectrique (DM).

Le premier chapitre de ce manuscrit a décrit en premier lieu, les propriétés électriques et physiques des transistors MOS, la miniaturisation de ces composants ainsi que les différentes structures MOSFET comme le double grille et le GAA.

Le second chapitre est consacré à la notion des biocapteurs, leurs propriétés, leurs domaines d'utilisation en plus d'une simulation de quelques biocapteurs chimiques à base du logiciel BIOSENSOR LAB.

Au 3^{ème} chapitre, nous avons proposé une nouvelle conception de biocapteur JL-TM- DG-DM-MOSFET basée à la fois sur l'ingénierie des matériaux de grille et sur des extensions de drain / source fortement dopées et nous avons également développé un modèle analytique du potentiel de surface et de la tension de seuil et ce pour pouvoir calculer la sensibilité de ce nouveaux biocapteurs. Les résultats obtenus ont été comparés avec des simulations TCAD du même biocapteur et avec un biocapteur JL-SM- DG-DM-MOSFET de même dimension, où le dispositif proposé montre une excellente sensibilité.

Conclusion générale et perspectives

A la première partie du 4^{ème} chapitre, une autre conception de biocapteur JL-TM- GAA-DM-MOSFET basée à la fois sur l'ingénierie des matériaux de grille et sur des extensions de drain / source fortement dopées a été étudiée et où également a été développé un modèle analytique du potentiel de surface et de la tension de seuil permettant de calculer la sensibilité de ce nouveau biocapteur. Les résultats obtenus ont été comparés avec des simulations TCAD de ce biocapteur ainsi que celui du JL-TM- DG-DM-MOSFET de même dimension, d'où il en résulte une excellente sensibilité.

A la deuxième partie du 4^{ème} chapitre on a détecté l'hybridation D'ADN avec le biocapteur JL-TM- GAA-DM-MOSFET et ce en mesurant l'ADN simple brin et doubles brin. On a constaté une différence entre les deux mesures ce qui indique que le dispositif présenté peut détecter le phénomène d'hybridation.

Pour clôturer ce travail on peut dire que les biocapteurs JL-TM- GAA-DM-MOSFET ont une meilleure sensibilité, une bonne linéarité et une bonne détection d'hybridation d'ADN ce qui en fait d'eux un candidat potentiel pour les applications biomédicales.

Perspectives

Aucun travail n'est complet car la connaissance est infinie.

En ce qui concerne les développements ultérieurs envisageables, nous pouvons mentionner les possibilités suivantes :

- ❖ Une extension du modèle des deux biocapteurs tenant compte d'autres paramètres, peut être envisagée
- ❖ L'implémentation des modèles élaborés peut être effectuée sur d'autres simulateurs comme le logiciel PSPICE
- ❖ Les méthodes et les techniques développées au cours de cette thèse peuvent être étendues à d'autre type de détection afin d'améliorer leurs performances et leurs sélectivités.
- ❖ Rechercher une nouvelle structure des biocapteurs