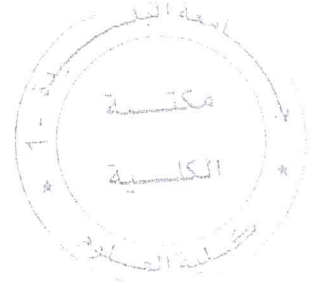


الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة البليدة 1
UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA 1



كلية العلوم – دائرة الفيزياء
Faculté des Sciences
Département de Physique



**MEMOIRE
POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MASTER EN PHYSIQUE**

Option : Physique Appliquée aux Microsystèmes

THÈME

**INTITULÉ DU SUJET : IDENTIFICATION DE
LA MICROSTRUCTURE DES PIÈGES DANS
LES DISPOSITIFS MOS PAR LA TECHNIQUE
*SDCP (SPIN DEPENDANT CHARGE
PUMPING)***

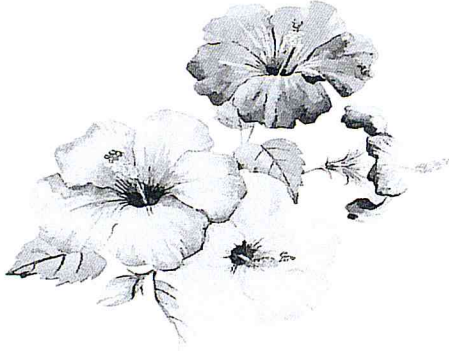
Par

MEDDAH KHDAOUDJ

Devant le jury composé de :

Mr.A.Benhaffaf	MAA,	Université Blida 1	Président
Dr.A.Hassein-Bey	MCB,	Université Blida 1	Examineur
Dr.H. TAHI	MRA,	CDTA Baba Hassene	Promoteur

Blida, Juin 2017

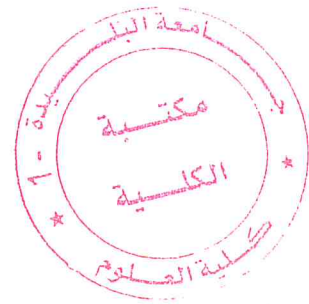


Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À la personne la plus chère pour moi dans le monde ; A l'homme qui ma donner de la vie ; A la mémoire de mon père disparu trop tôt ; avec lequel je n'aurais pas le plaisir de partager cet évènement mais qu'est et qui demeurera dans mon cœur et a jamais J'espère que, du monde qui est sien maintenant, il apprécie cet humble geste comme preuve de reconnaissance de la part d'une fille qui a toujours priée pour le salut de son âme. Puisse Dieu, le tout puissant, l'avoir en sa sainte miséricorde, J'espère que je serai à la hauteur des valeurs que t'as semé en nous.

Je t'aime papa



Remerciement

Tout d'abord, je tiens à remercier notre Créateur et notre Guide dans l'obscurité de la vie et de l'au-delà. J'exprime mon grand besoin de sa guidance, de sa lumière, et de son savoir. Merci pour tout ton bien dont tu m'as comblé...

Le présent travail a été réalisé au sein du CDTA (Centre de Développement et des Technologies Avancées) sous la direction de mon promoteur Monsieur Hakim Tahi. Je l'exprime ma profonde reconnaissance de m'avoir accueillie au sein de leur équipes, de m'avoir encadrée pendant ce semestre, et d'avoir été un soutien pour moi aussi. Je le suis très reconnaissante pour sa gentillesse, leur disponibilité, sa bonne humeur et d'avoir eu de la patience afin d'éclairer mon ignorance.

Je remercie aussi toute l'équipe Physique appliquée aux microsystemes, spécialement et chaleureusement Docteur Abdelkader Hassein-Bey qui ma permis de récolter dans ses cours des informations très précieuses pour la continuité de mon travail et surtout la compréhension physique, ainsi pour son aide et ses précieux conseils, son assistance, sa disponibilité et ses idées, ainsi d'avoir accepté de juger mon travail.

Je remercie également Monsieur Abderahmane Benhaffaf d'avoir accepté de présider mon jury de Master.

Merci Maman... Merci Maman chérie... Merci ma Mère que j'aime de tout mon cœur. Tous ces remerciements sont sincères et viennent du fond de mon âme. Malgré les épreuves que nous avons connues ensemble, tu es restée forte et réconfortante. Tu as toujours été une « mère » poule qui protège ses poussins des risques et dangers de l'existence. Maman, je pourrais passer ma vie à chercher les mots qui Exprime mes sentiments d'amour, respect, gratitude pour quelqu'un qui m'a pris par la main quand j'étais petite et qui m'a guidée sur le chemin d'un bonheur.

Merci Adlane d'être toujours là pour moi, Tu m'écoutes quand je te raconte mes soucis, tu me remontes le moral quand je suis triste et fatiguée, tu m'encourages quand je baisse les bras, et tu me consoles quand je subis un échec. Tu fais tout ça pour moi. Merci beaucoup mon Mari que Dieu te garde pour moi.

Un grand remerciement à tout ma famille :

À mes chères sœurs : Hadil et Lamisse , je vous souhaite que du bonheur et de la réussite dans vos études et dans la vie .Et à mon frère Brahem, que Dieu vous protège pour moi.

A Ma grand mère chérie, à mes tantes que je les aime beaucoup : Ghania, Nçera, Samira, Hayet, Chahera et leurs époux, leurs enfants aussi.

A mes oncles Hassen, Rabah Bachir, et M'hamed et leurs femmes et leurs enfants.

A Mes grands parents ; et mes oncles du coté maternelle : Malik, Bachir et sa femme et la petite Hadjer, Kheirdine, Bouzar ET surtout Yasser pour ses conseils et son aide.

A mes meilleurs amies Nihed et Bouchra, Bon courage pour vos études aussi.

A Loubna, Aya ET tata Zohra, Ahlem, Ibtissem, Kelle, Hadjer, Bahia, Nessrine et Rauda.

A mes Beaux parents et Faten, Chaima, Letfi.

Je tiens enfin à exprimer ma reconnaissance et mon remerciement pour tout la promotion de master 2 MEMS 2016/2017.

A tout les personne qui ont de près ou de loin participé au bon déroulement de mon travail et de mes études, que ce soit par leur aide ou leur convivialité. Merci, merci, merci infiniment.

Khdaoudj

Sommaire

Introduction générale	10
Chapitre1:Généralités simplifiées sur les transistors MOSFET et les défauts d'interface Si/SiO ₂	12
Introduction.....	13
I-Généralités sur les transistors MOSFET	13
I-1-Evolution de la technologie CMOS.....	13
I-2- Présentation du MOSFET.....	17
I-2-1-La structure MOS.....	17
I-2-2- Architecture du MOSFET.....	18
I-2-3-Principe de fonctionnement du MOSFET.....	19
I-2-4-Régime de fonctionnement du MOSFET.....	20
I-2-5-Caractéristiques électriques des transistors MOSFET.....	25
II-Les défauts d'interface Si/SiO ₂	26
II-1-Interface de Si/SiO ₂	26
II-1-1-Obtention de SiO ₂	26
II-1-2-Structure du SiO ₂	27
II-1-3-Propriétés physiques et électriques de l'oxyde de grille SiO ₂ et du silicium Si.....	29
II-2-Nature des défauts dans l'oxyde et l'interface Si-SiO ₂	31
II-2-1-Défauts dans le volume.....	32
II-2-2-Les défauts dans l'oxyde.....	34
II-2-3-Défauts intrinsèques	34
II-2-4-Défauts extrinsèques.....	34
II-2-5-Classification des défauts.....	35
III-Comportement électrique des défauts	36
III-1-Notion de défaut électriquement actif	36
III-2-Notion de piège.....	37
III-3-Notion de section de capture	38
III-4-Les liaisons pendantes.....	38
III-5-Les liaisons distordues.....	39
Conclusion.....	40
Chapitre 2:Techniques de résonance paramagnétique électronique.....	41
Introduction.....	42

I-introduction sur le magnétisme de la matière.....	42
I-1-introduction au magnétisme	42
I-1-1-Notion de spin.....	42
I-2-moment magnétique.....	44
I-2-1-moment orbital.....	45
I-2-2-moment de spin.....	45
I-3-effet Zeeman	45
I-4-notion de résonance	48
I-4-1-présentation du phénomène de résonance.....	48
I-4-2-condition de résonance	48
II-présentation et discussion des techniques expérimentales	49
II-1-résonance paramagnétique électronique (RPE)	49
II-1-1-introduction à la résonance paramagnétique électronique.....	49
II-1-2-principe fondamentale de la résonance paramagnétique électronique	49
II-2- résonance magnétique électriquement détectée EDMR	51
II-2-1-théorie de résonance magnétique électriquement détectée EDMR.....	52
II-2-1-1-recombinaison dépendant du spin (<i>Spin -Dependent Recombination SDR</i>)	52
II-2-1-1-1-présentations et principe de la SDR	53
II-2-1-2-pompage de charge dépendant spin (<i>Spin-Dependent charge pumping SDCP</i>)	55
II-2-1-2-1-description de la méthode SDCP.....	55
II-2-1-2-2-principe de fonctionnement	56
II-2-1-3-Tunnel dépendant du spin (<i>Spin-Dependent tunneling SDT</i>)	58
Conclusion	59
Chapitre3:Expérimentation.....	60
Introduction.....	61
I-Utilisation de spectromètre d'EDMR réalisé.....	61
II-Description du spectromètre réalisé.....	62
II-1-Bobines d'Helmholtz.....	64
II-2-Régulation du champ magnétique est génération d'une rampe	65
II-3-Modulation du champ magnétique (Générateur basse fréquence et amplificateur audio).....	66
II-4-Circuit résonant.....	67
II-4-1-Test de circuit résonant.....	71
II-5-Chaîne de conditionnement de signal EDMR	72
II-6-Amplificateur à détection synchrone (<i>lock in amplifier</i>)	72

II-7-Logiciel de contrôle du spectromètre EDMR développé.....	74
II-7-Dispositif utilisé.....	77
III-8-Le transistor VDMOSFET.....	77
III-2-Structure de base.....	78
Conclusion.....	79
Chapitre4:Interprétation des résultats.....	80
I-Introduction.....	81
II-Mise en oeuvre de la technique SDCP.....	81
III-Résultats obtenus	85
Conclusion.....	86
Conclusion général.....	87

Illustration

Fig.I.1:Graphique original de G.Moore sur le nombre de transistors intégrés pour une même fonction au cours du temps (1959-1965).....	15
Fig.I.2:Evolution actuelle de la loi de Moore (longueur de grille minimale comme référent).....	15
Fig.I.3:Evolution de la puissance dissipée au sein des microprocesseurs au cours du temps.....	16
Fig.I.4:Evolution de la fréquence d'horloge des microprocesseurs au cours du temps.....	16
Fig.I.5:Représentation schématique d'un transistor MOSFET.....	19
Fig.I.6:Diagramme de bande d'un transistor nMOSFET en régime de bandes plates (a) et en régime de faible, inversion (b), χ_{Si} est l'affinité électronique, E_g est la largeur de la bande interdite. E_c, E_v, E_i sont les énergies de bas de la bande de conduction, haut de la bande de valence et l'énergie intrinsèque du silicium. Φ_m, Φ_s Sont les travaux de sortie du métal et du semi-conducteur, Φ_f est le potentiel de Fermi. Ψ_s est la différence de potentiel entre la surface et le volume (le potentiel desurface).....	20
Fig.I.7:Illustration des différents régimes établis lors de la polarisation de la grille.....	24
Fig.I.8:Caractéristique $I_{D(VGS)}$ d'un transistor MOSFET.....	25
Fig.I.9:Photo et schéma d'un poste de procédé thermique rapide.....	27
Fig.I.10:Motif de base de la silice.....	28
Fig.I.11:Représentation plane du réseau de la silice(a) cristalline et (b) amorphe.....	28
Fig.I.12:Angle de liaison Si-O-Si entre deux tétraèdres de SiO ₂ ; arrangement des tétraèdres entre eux.....	29
Fig.I.13:Diagramme de bandes d'énergie du système Si/SiO ₂	30
Fig.I.14:Image TEM; diagramme de bande et schéma de structure de la transition entre Si et SiO ₂	31
Fig.I.15:Liaisons chimiques de l'interface Si-SiO ₂ Surface Si libre, (b) interface parfaite, (c) liaison Si≡Si- pendante, (d) liaison Si-Si faible, (e) liaison Si-O faible, (f) impureté à l'interface.....	31
Fig.I.16:Molécule d'oxyde de silicium SiO ₂ sans défaut à gauche et avec une lacune d'oxygène à droite.....	33
Fig.I.17:Energie des différents états étirés de la liaison hydrogène.....	33
Fig.I.18:Les types de charges de l'oxyde et leur localisation.....	35
Fig. I.19: Illustration des différents mécanismes de piégeage.....	38
Fig.I.20:Classement des défauts dans l'isolant des structures MOS en fonction de leur localisation (a) et de leur réponse électrique (b).....	39

Fig.I.21:Représentation Schématique de la densité d'états d'interface introduits par les Liaisons pendantes et distordues.....	46
Fig.II-1:Représentation schématique d'un spin.....	43
Fig.II-2-Représentation des états d'un spin.....	43
Fig.II-3:orientation des spins dans un champ magnétique.....	44
Fig.II-4:Mouvement de l'électron.....	44
Fig.II-5:Un électron libre et non apparié dans l'espace: spin électronique-moment magnétique.....	46
Fig.II-6:Orientations d'énergies minimales et maximales de par rapport au champ magnétique B_0	46
Fig.II-7:Induction des énergies d'état de rotation en fonction du champ magnétique B_0	47
Fig.II-8:principe de fonctionnement de l'EPR.....	50
Fig.II-9:illustration schématique du modèle shockley read hall pour la recombinaison.....	55
Fig. II -10: Cette figure illustre le phénomène des SDR. Si les électrons de conduction et les électrons à niveau profond pointent de la même manière, l'événement de piégeage sera interdit (a gauche) ; en satisfaisant l'état ESR, nous basculons le niveau profond de Spin, permettant l'événement de capture (à droite). Cela augmente le courant lorsque la condition ESR est satisfaite.....	55
Fig.II-1:montage expérimental utilisé en pompage de charges.....	56
Fig.II-12:Situations énergétiques à l'équilibre (NMOS) (a) inversion forte et (b) cumulation.....	57
Fig.II-13:illustration schématique de SDT le tunnel peut uniquement se Produire (autorisé) lorsque deux défauts ont des nombres quantiques de spin opposés.si les deux défauts ont le même nombre quantique de spin, le principe D'exclusion de Pauli n'autorisera pas le passage du tunnel (interdit).....	59
Fig.III-1:Schéma synoptique du produit proposé.....	63
Fig.III-2: a)Bobines d'Helmholtz b)champ magnétique généré par les deux paire de bobines.....	64
Fig.III-3:Schéma synoptique de la Chaîne de mesure du champ magnétique.....	65
Fig.III-4:Le diagramme du programme de régulation du champ magnétique.....	67
Fig.III-5:Modulation du champ magnétique (Générateurs basse fréquence et amplificateur audio).....	67
Fig.III-6:La longueur électrique du câble en fonction de la fréquence.....	69
Fig.III-7:Schéma de l'oscillateur RLC.....	69
Fig.III-8 Résonateur réalisé.....	71
Fig.III-9: (a)Test de circuit résonant, (b) Résultat de réflexion S_{11}	72
Fig.III-10:Chaîne d'acquisition de signal EDMR.....	72

Fig.III-11:Diagramme de l'amplificateur à détection synchrone.....	73
Fig.III-12:Diagramme du programme de l'amplificateur à détection synchrone implémenté sous LabVIEW.....	74
Fig.III-13:Diagramme de programme de contrôle de spectromètre développé.....	75
Fig.III-14:Interface du programme de contrôle de spectromètre.....	76
Fig.III-15:Spectromètre EDMR réalisé au sien de l'équipe FCS.....	76
Fig.III-16:VDMOSFET.....	77
Fig.III-17:coupe transversale d'un VDMOS, montrant une cellule élémentaire. Notez qu'une cellule est très petite (quelques micromètres à quelques dizaines de micromètres de large) et qu'un MOSFET de puissance est composé de plusieurs milliers d'entre eux.....	78
Fig.IV-1:a)la courbe DC-IV pour déférentes fréquences obtenu a partir du logiciel origine ;b) Montage DC-IV pour un transistor VDMOSFET.....	81
Fig.IV-2:le signal EDMR a l'entrée.....	82
Fig.IV-3:densité spectrale en fonction de la fréquence pour des différents signaux.....	82
Fig.IV-4:signal EDMR filtré.....	83
Fig.IV-5:Signaux de références.....	84
Fig.IV-6:le signal a la sortie du multiplicateur.....	84
Fig.IV-7:le signal a la sortie du filtre passe bas.....	85
Fig.IV-8:spectre obtenu par la technique spin dépendent charge pumping (SDCP).....	86
Fig.IV-9 : Défaut E'- hydrogéné.....	86
Tableau.III-1:Caractéristiques des deux paires de bobine d'Helmholtz, l'indice m pour la bobine de modulation et s pour la bobine de génération du champ statique.....	65
Tableau.III-2:Valeurs obtenues.....	70

Introduction générale

En microélectronique, la silice ou dioxyde de silicium (SiO_2) est utilisée pour la conception de différentes sortes de films dont le rôle est de passiver (rendre inactif ou inerte) ou d'isoler (empêcher le transfert de charges). Ces films sont utilisés à tous les niveaux de la conception des circuits intégrés : isolation (substrat, caisson, zone active, implantation de champ), transistor (canal, grille isolée, source et drain), interconnexions (protection du transistor, contact, métallisation, passivation finale). En tant qu'oxyde de grille du transistor MOS, le film de SiO_2 ainsi que l'interface qu'il forme avec le silicium sous-jacent, jouent un rôle crucial dans le fonctionnement des dispositifs.

En effet, la commande de l'ouverture et de la fermeture du canal se fait par application d'un champ électrique à travers cet oxyde, tandis que la mobilité des porteurs dans le canal, ainsi que le bruit du dispositif sont directement fonction de la qualité structurale de l'interface Si-SiO_2 . Il est donc particulièrement important de contrôler à la fois l'épaisseur de la couche, sa qualité structurale et la qualité de l'interface Si/SiO_2 .

Avec la réduction des dimensions des dispositifs et en particulier de l'épaisseur des oxydes de grille, les études sur les propriétés du SiO_2 et de son interface avec le silicium, incluant les états lents, c'est-à-dire les défauts de l'oxyde proches de l'interface, ont connu un regain d'intérêt. Dans certaines études la contribution des interfaces est évoquée dans le claquage de l'oxyde. Afin d'avoir des dispositifs fiables et performants, l'oxyde doit posséder une grande qualité structurale, un minimum de défauts d'interface et de charges fixes, mais aussi être le moins sensible possible aux pollutions et à l'injection de porteurs. Les recherches dans le domaine de la caractérisation se sont donc orientées dans deux directions : le développement et l'utilisation de techniques de caractérisation électriques afin de mieux corrélérer performances électriques et conditions de fabrication ; le développement et l'utilisation de techniques de caractérisation physiques afin de décrire la microstructure des défauts à l'interface Si/SiO_2 . Le but ultime de ces recherches est d'améliorer la qualité des dispositifs par le biais d'une meilleure connaissance de l'origine physique des défauts [12].

Ce mémoire a pour but d'apporter une contribution dans le domaine de la caractérisation électrique de l'interface Si/SiO_2 , par l'introduction d'une technique

basée sur la méthode pompage de charges et le courant dépendante du spin, appelée *spin dependent charge pumping* (**SDCP**). Cette technique permet l'étude de la distribution de la microstructure des défauts dans l'oxyde de grille (SiO_2), en variant la fréquence appliquée à cette grille.

Le premier chapitre est consacré initialement à une brève présentation du transistor MOSFET avec son principe et régime de fonctionnement aussi de l'évolution de la technologie *complementary metal oxide semi conducteur* (CMOS);ensuit, les défauts à l'interface Si/SiO₂. Les propriétés physiques et électriques de l'oxyde de grille (SiO₂), ainsi que celles de l'interface Si/SiO₂ seront rappelées. Après nous avons expliqué le comportement électrique des défauts (notion des défauts actifs électriquement, de piège, de section de capture...) et nous avons terminé avec une conclusion à la fin du chapitre.

Le second chapitre attire sur les concepts théoriques des méthodes expérimentales dont la résonance paramagnétique électronique (RPE) classique, qui est malheureusement limitée par sa faible sensibilité. Elle a été améliorée par les techniques dites *electrically detected magnetic resonance* (EDMR) qui se divisent en trois spectroscopies principales: *spin dependent recombination* (SDR), *spin dependent tunneling* (SDT) et *spin dependent charge pumping* (SDCP) ; EDMR combine entre la sélectivité microscopique de RPE et la sensibilité à la mesure de courant cela peut apporter plus d'avantage comparant à RPE.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation du Spectromètre EDMR réalisé au sein de l'équipe FCS avec la description détaillée de tous ces composants et ainsi que son logiciel de contrôle développé. A la fin nous avons défini le dispositif utilisé dans ce travail qui 'est un transistor commercial VDMOSFET IRF 510.

L'exposition de principe de fonctionnement de différentes étapes du spectromètre EDMR est donnée dans le quatrième chapitre. Ainsi le spectre SDPC obtenu est interprété dans ce chapitre.

Nous concluons ce mémoire en rappelant nos principaux résultats et en présentant les perspectives possibles de ce travail.

Introduction

Le transistor MOS (*Metal Oxide Semiconductor*) constitue l'élément fondamental des circuits intégrés à très large échelle d'intégration VLSI (*Very Large Scale Integrated*) et ULSI (*Ultra Large Scale Integrated*) à technologie MOS qui domine actuellement le domaine de l'industrie des semi-conducteurs. Ce choix est principalement lié à la réduction des dimensions du transistor MOS et à sa simplicité de fabrication qui nécessite moins d'étapes technologiques que la technologie bipolaire. Toutefois, le développement de la technologie MOS vers des dimensions de plus en plus petites entraîne l'augmentation des champs électriques dans la structure MOS et la concentration des défauts à l'interface Si/SiO₂ et dans l'oxyde.

Ces défauts engendrent plusieurs phénomènes parasites qui peuvent dégrader les propriétés et les performances du dispositif. L'effet de la miniaturisation du transistor se répercute également sur les caractéristiques courant-tension, sur la mobilité du transistor [2] , etc.

I. Généralités sur les transistors MOSFET

I-1- Evolution de la technologie CMOS

Le développement de la microélectronique n'aurait pas pu être si spectaculaire sans la maîtrise de l'élément de base des circuits intégrés : le silicium (Si). Nous pouvons ainsi considérer la conception de circuits intégrés analogiques en technologie CMOS basse tension aujourd'hui que le transistor MOS est l'élément principal des évolutions technologiques majeures. Son imbrication est omniprésente : dans les applications industrielles, militaires, civiles, dans la recherche, applicative ou fondamentale, dans nos vies quotidiennes, chez soi ou dans la rue... Le système mondial est lui-même dépendant de cet élément fondamental, car il suffit de concevoir le nombre d'ordinateurs nécessaires au contrôle des flux financiers à travers le monde. Sans le transistor MOS, je ne serais pas en train d'écrire ces quelques lignes (grâce à l'ordinateur) sur un sujet qui n'existerait pas (la conception analogique) pour une application qui n'existerait pas (l'observation terrestre). Le transistor MOS est donc à la fois acteur mais aussi vecteur de l'évolution car il est à l'origine de la conception des circuits intégrés à très large et ultra large échelle (VLSI, ULSI) et a permis de mener la

technologie CMOS au rang incontesté de technologie dominante dans l'industrie du semiconducteur. Son évolution peut alors être vue à double sens. En réduisant constamment les dimensions géométriques des composants élémentaires, une course à la performance s'est dessinée partout où son utilisation était effective. Mais en désirant des circuits toujours plus performants, l'industrie a elle-même motivé son évolution. C'est la raison pour laquelle la veille technologique est aujourd'hui primordiale afin de se projeter dans la conception des futurs équipements.

C'est en 1965, que l'un des co-fondateurs d'Intel, Gordon Moore prédit, à partir d'une simple observation, que le nombre de transistors intégrés sur une puce de même surface double tous les 18 mois (Fig. I.1). A partir de cette observation, il en avait déduit que cette évolution continuerait tant que les limites physiques ne seraient pas atteintes. Cette « Loi de Moore » est toujours considérée comme une référence, bien que depuis une vingtaine d'années, nous pouvons considérer que le nombre de transistors intégrés sur une même puce ne double « que » tous les vingt-six mois (Fig. I.2). La diminution de la longueur de grille est, en terme de conception, bénéfique pour deux raisons [2] :

- Elle permet de réduire la surface d'intégration, à puissance égale (Fig. I.3). Le gain est alors en terme de coût.
- Elle permet d'augmenter la fréquence de fonctionnement des circuits, celle-ci étant inversement proportionnelle à la longueur de grille (Fig. I.4). Le gain est alors en termes de performances.

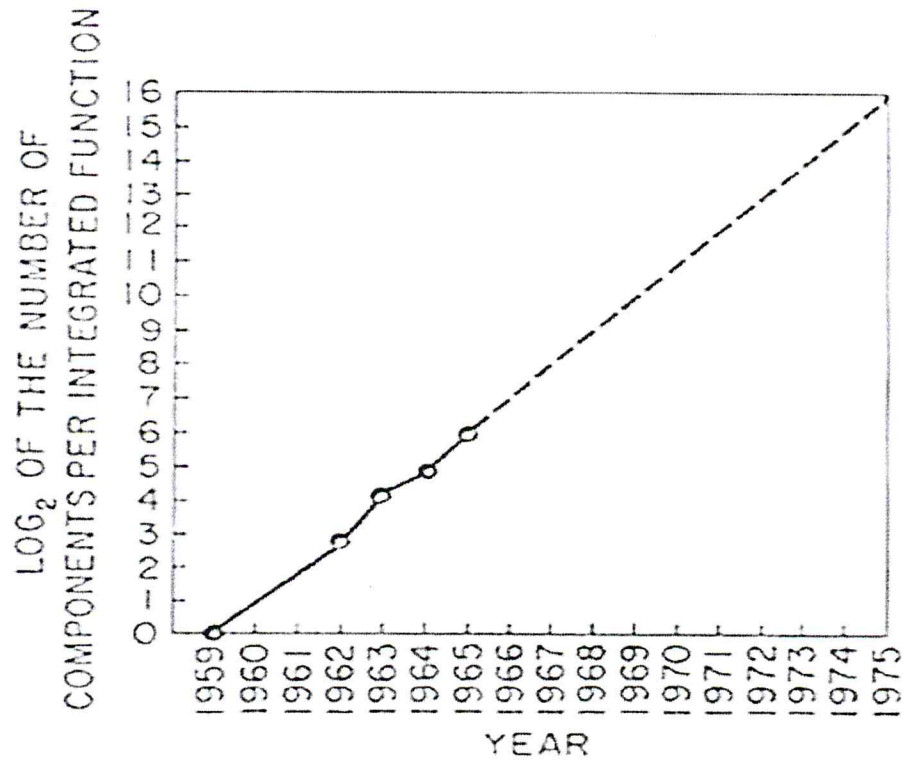


Fig. I.1 : Graphique original de G.Moore sur le nombre de transistors intégrés pour une même fonction au cours du temps (1959-1965) [1].

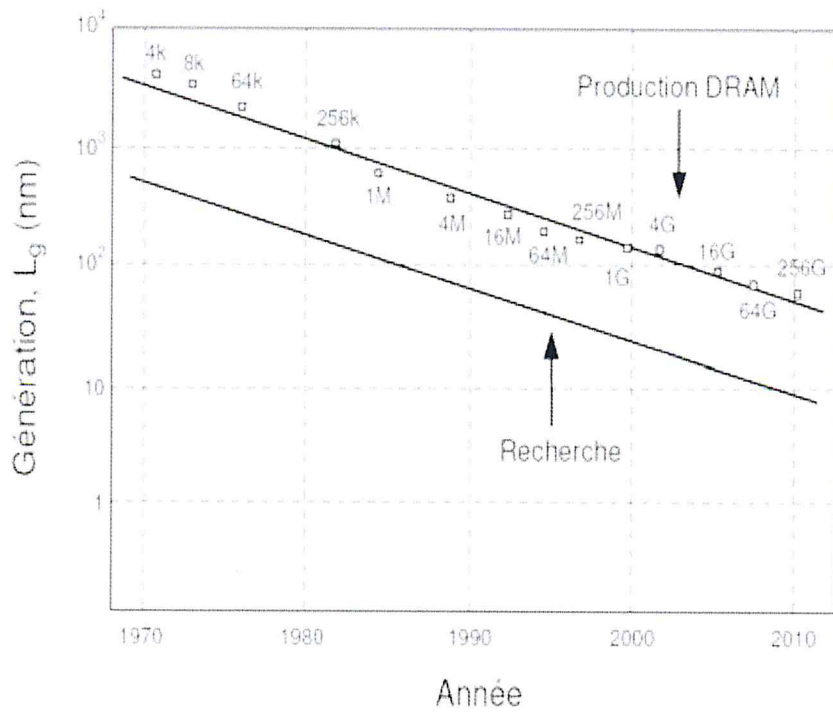


Fig. I.2: Evolution actuelle de la loi de Moore (longueur de grille minimale comme référent) [1].

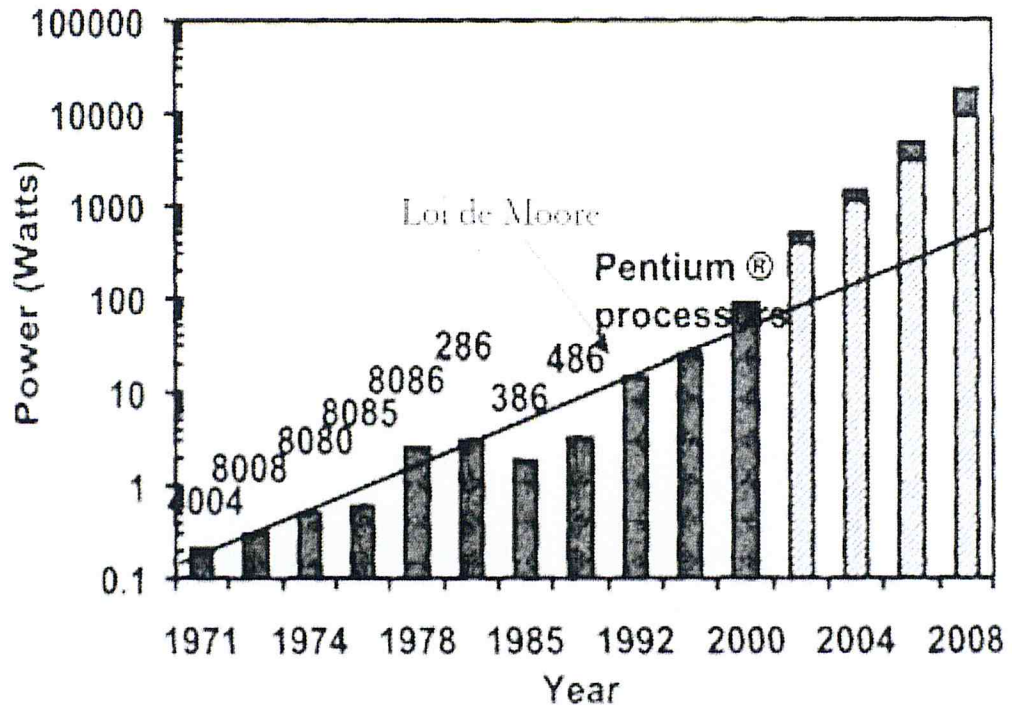


Fig. I.3: Evolution de la puissance dissipée au sein des microprocesseurs au cours du temps [1].

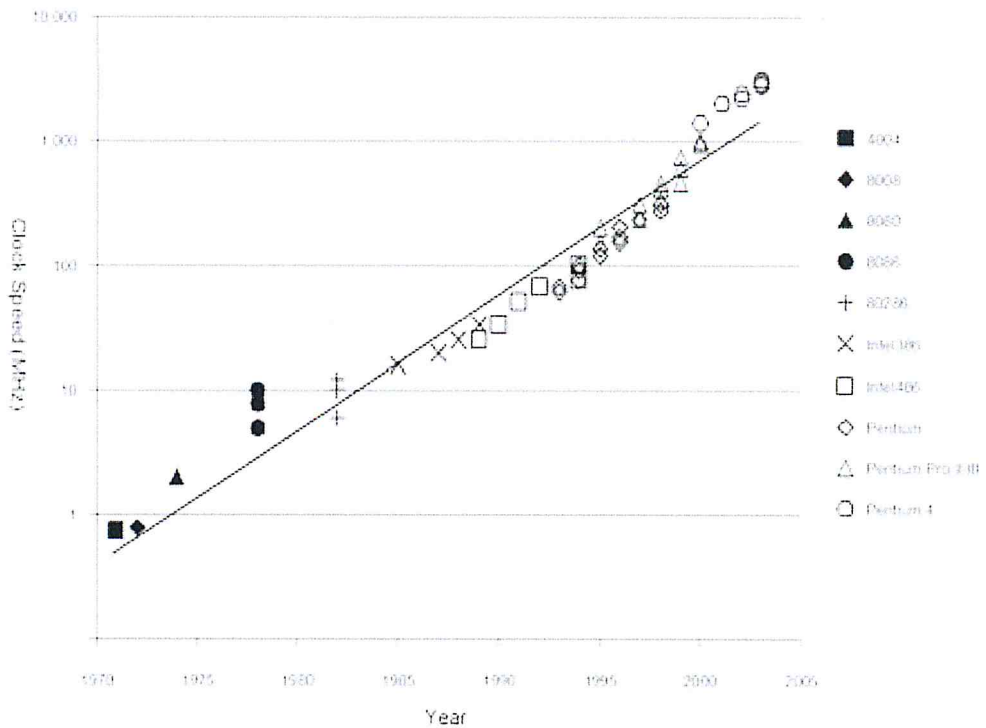


Fig. I.4: Evolution de la fréquence d'horloge des microprocesseurs au cours du temps [1].

I-2- Présentation du MOSFET

I-2-1-La structure MOS

MOS est une structure de type MIS (métal isolant semi-conducteur). Les notions du transistor MOS ont été brevetés par Lilienfield et Heil en 1930. Cependant des difficultés technologiques ont retardé sa réalisation pratique dû principalement aux problèmes d'interfaces Si/SiO₂ [2]. Par conséquent, il n'apparaîtra sous sa forme actuelle qu'en 1955 grâce à Ross. Cela bien après la réalisation par Shockley en 1947 du premier transistor de type bipolaire, pourtant théoriquement bien plus compliqué.

C'est en 1960 que Kahng et Attala ont exhibé le premier transistor MOS sur Silicium en utilisant une grille isolée dont le diélectrique de grille était en oxyde de silicium SiO₂. Le silicium fut un choix très avisé car c'est l'élément le plus abondant de la croûte terrestre, après l'oxygène. De plus son oxyde est non seulement un très bon isolant électrique mais il s'est aussi établi comme étant parfaitement adapté pour former des couches dites de passivation protégeant les circuits, accroissant remarquablement leur fiabilité [12].

Elles sont l'élément de base de réseaux denses adressables capable de remplir des fonctions variées tels que la détection d'image, le stockage des données les opérations logiques, le traitement de signaux. Elles sont les éléments actifs de nouveau type de transistor *MOSFET (metal oxide semiconductor field effect transistor)*.

Les transistors MOSFET sur silicium, plus simples et moins onéreux que leurs rivaux les transistors bipolaires, ont connu leur envol dans les années 70-80 grâce à la technologie CMOS inventée en 1968 qui consomme très peu d'énergie. Actuellement, le transistor MOSFET est la base de la conception des circuits intégrés VLSI et ULSI et a mené la technologie CMOS au rang incontesté de technologie dominante de l'industrie du semi-conducteur [25]. Au fil des années, la complexité des circuits intégrés a augmenté de façon continue, principalement grâce aux performances accrues des nouvelles générations de transistors MOSFET [3].

La réduction incessante des dimensions des composants et par conséquent des circuits est le moteur de cette course à la performance.

I-2-2- Architecture du *MOSFET*

Le transistor *MOSFET* est le dispositif le plus répandu dans la production actuelle de composants semiconducteurs, il est le composant de base de tout circuit intégré *CMOS* [18].

La technologie *CMOS* est basée sur l'utilisation de deux types de transistors complémentaires : le transistor *nMOSFET* dont les porteurs sont des électrons et le transistor *pMOSFET* dont les porteurs sont des trous. Elle englobe plus de 80 % de la production mondiale de circuits intégrés, grâce aux qualités de faible consommation et de faible taille. Le principe de fonctionnement d'un transistor *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) est basé sur le concept de la modulation de la conductivité des matériaux mise en évidence par J. E. Lilienfeld en 1928. Il n'a cependant pu être exploité qu'à partir des années 60, lorsque des interfaces silicium/oxyde ont été suffisamment de bonne qualité et que Jack Kilby ait fabriqué le premier circuit intégré.

Le transistor *MOSFET* à enrichissement, qui est représenté sur la (Fig. I.5), se caractérise par le fait que la grille, par l'effet de champ électrique, contrôle à travers l'oxyde de grille, la densité de porteurs dans le canal du dispositif et ainsi l'intensité du courant. Le canal est relié de part et d'autre à deux régions fortement dopées entre lesquelles est appliquée une tension donnant lieu à la circulation du courant [9].

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

- applications haute performance HP (« *High Performance* ») comme le microprocesseur pour les ordinateurs de bureau pour lesquelles la fréquence de commutation du transistor est privilégiée par rapport à la consommation.
- applications à basse consommation avec un compromis sur la fréquence de commutation du transistor

- Les dispositifs à faible puissance active LOP (« *Low Operating Power* »), ce sont des dispositifs à basse consommation en fonctionnement tels que les ordinateurs portables.
- Les dispositifs à faible puissance statique LSTP (« *Low Standby Power* »); ce sont des dispositifs nécessitant un faible courant de repos (lorsque le transistor est bloqué) pour obtenir une meilleure autonomie tels que les téléphones portables.

La structure se décompose en trois parties principales : l'électrode de grille (G) qui commande l'intensité du champ électrique vertical et par conséquent la densité de charges mobiles, les électrodes de source (S) et de drain (D) séparées par un canal de conduction qui conduit le courant en fonction de son niveau de remplissage en charges mobiles [8].

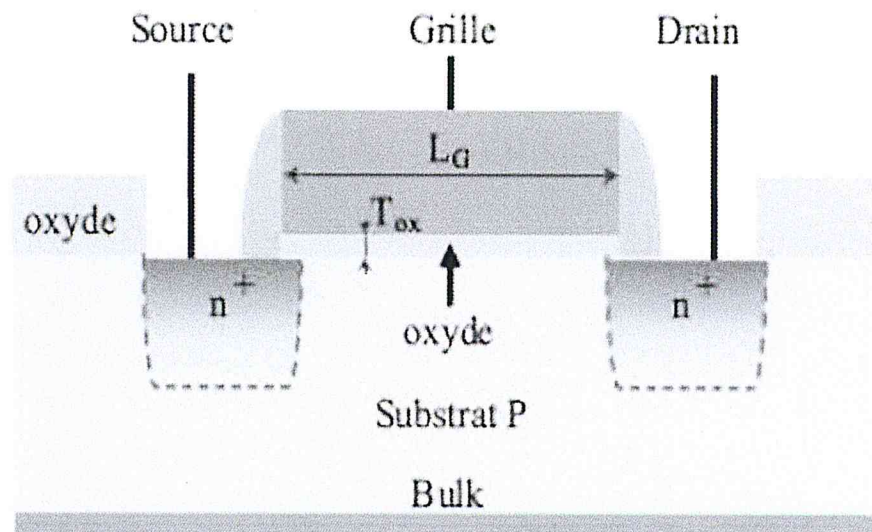


Fig. I.5: Représentation schématique d'un transistor MOSFET [4].

La grille est polarisée par la tension grille-source V_{GS} . Les charges sont mises en mouvement par l'intermédiaire du champ électrique longitudinal lié à l'application d'une tension entre le drain et la source V_{DS} . La source sert de référence de potentiel. Les tensions V_{GS} et V_{DS} permettent de contrôler le courant qui passe dans le canal. Le dopage du canal N_A , la profondeur X_j des jonctions source et drain, la longueur de masque L entre drain et source, la largeur de masque W et l'épaisseur T_{ox} de l'oxyde de grille sont les paramètres caractéristiques d'un transistor MOSFET conventionnel. Avec la réduction de la

taille du transistor, la différence entre la longueur du masque L et la longueur effective L_E n'est plus négligeable. De même pour la largeur effective du canal W_E , Deux paramètres correctifs sont alors introduits. Ils sont définis par :

$$\Delta L = L - L_E \quad \text{Et} \quad \Delta W = W - W_E$$

I-2-3- Principe de fonctionnement du *MOSFET*

L'application d'un potentiel électrique sur la grille modifie les courbures de bandes d'énergie du semiconducteur. La (fig. I-6) représente un diagramme de bande d'énergie d'un transistor *nMOSFET* dans le régime des bandes plates et dans le régime de faible inversion

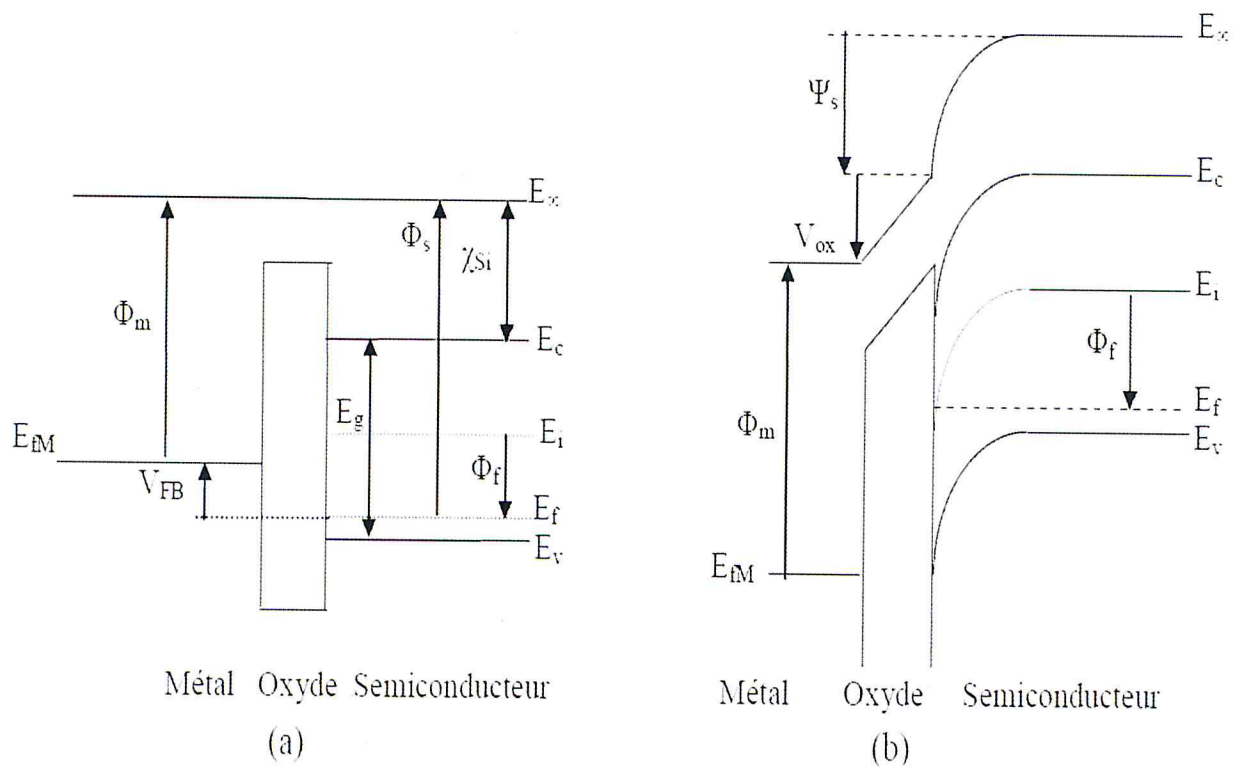


Fig. I-6 : Diagramme de bande d'un transistor *nMOSFET* en régime de bandes plates (a) et en régime de faible, inversion (b), χ_{Si} est l'affinité électronique, E_g est la largeur de la bande interdite. E_c, E_v, E_i sont les énergies de bas de la bande de conduction, haut de la bande de valence et l'énergie intrinsèque du silicium. Φ_m, Φ_s sont les travaux de sortie du métal et du semi-conducteur, Φ_f est le potentiel de Fermi. Ψ_s est la différence de potentiel entre la surface et le volume (le potentiel de surface) [5].

❖ forte

En régime de forte inversion, le courant de drain s'écrit comme suit :

$$I_D = \frac{W}{L} \mu_{eff} Q_{inv} V_{DS} \quad (10)$$

μ_{eff} Est la mobilité effective des porteurs dans le canal qui dépend de la charge d'inversion Q_{inv} , elle est donnée par :

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \frac{Q_{inv}}{Q_C}} \quad (11)$$

Q_C Est la charge critique qui caractérise la diminution de la mobilité aux fortes tensions de grille. Une valeur typique de Q_C est de l'ordre de $10^{13} \text{ q}\cdot\text{cm}^{-2}$. En régime de forte inversion, la charge d'inversion peut s'écrire :

$$Q_{inv} = -C_{ox} \left(V_{GS} - V_{Th} - \frac{V_{DS}}{2} \right) \quad (12)$$

La mobilité effective devient alors :

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \theta_0 \left(V_{GS} - V_{Th} - \frac{V_{DS}}{2} \right)} \quad (13)$$

$\theta_0 = \frac{Q_{ox}}{Q_C}$ Est le facteur de réduction intrinsèque de la mobilité. On obtient donc la formule du courant de drain suivante :

$$I_D = \frac{\beta V_{DS} \left(V_{GS} - V_{Th} - \frac{V_{DS}}{2} \right)}{1 + \theta_0 \left(V_{GS} - V_{Th} - \frac{V_{DS}}{2} \right)} \quad (14)$$

Avec $\beta = \frac{W}{L} \mu_0 C_{ox}$

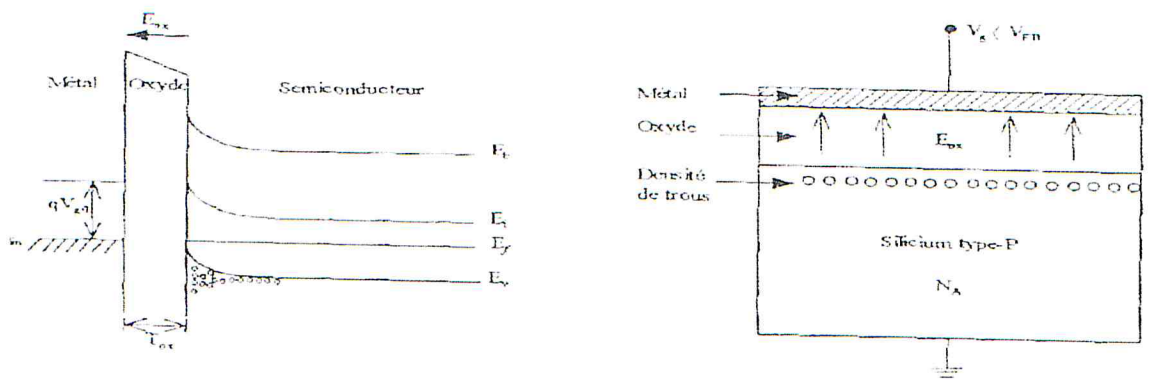
En prenant en compte que $R_S = R_D = \frac{R_{SD}}{2}$, le courant de drain est donné par :

$$I_D = \frac{\beta V_{DS} \left(V_{GS} - V_{Th} - \frac{V_{DS}}{2} \right)}{1 + \theta_1 \left(V_{GS} - V_{Th} - \frac{V_{DS}}{2} \right)} \quad (15)$$

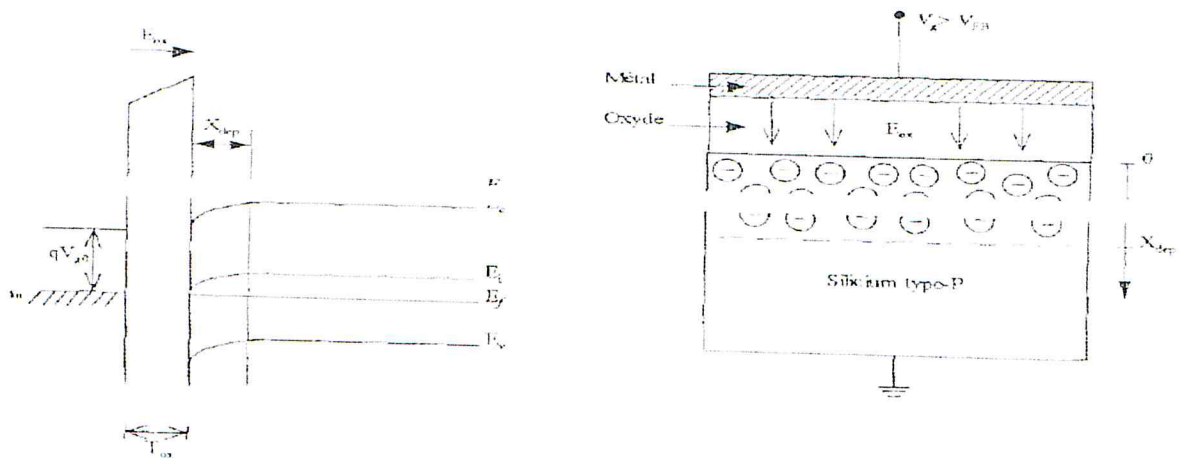
où $\theta_1 = \theta_0 + \beta(R_S + R_D)$

La transconductance du transistor devient :

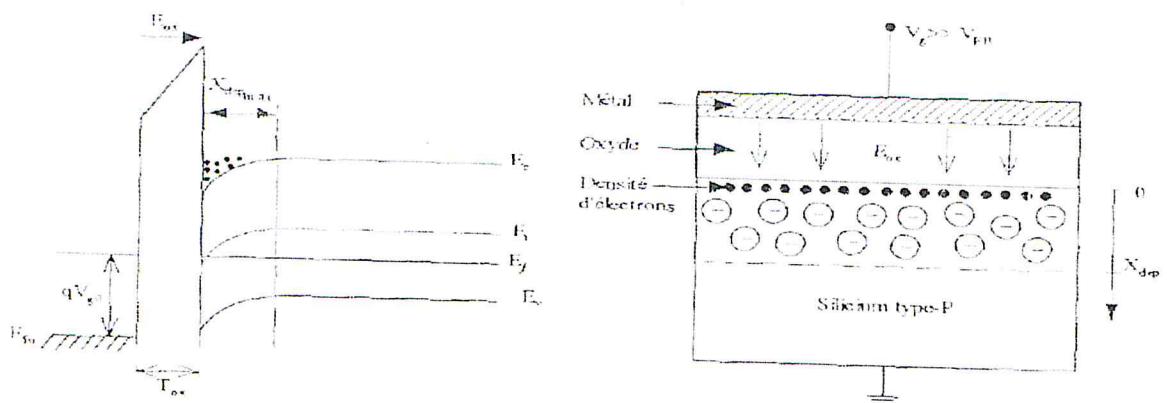
$$g_m = \frac{\beta V_{DS}}{\left[1 + \theta_1 \left(V_{GS} - V_{Th} - \frac{V_{DS}}{2} \right) \right]^2} \quad (16)$$



(a) : Accumulation



(b) : Déplétion



(b) : Inversion

Fig. 1.7: Illustration des différents régimes établis lors de la polarisation de la grille [5].

II-1- 3-Propriétés physiques et électriques de l'oxyde de grille SiO₂ et du silicium Si

La cellule unitaire de la silice (SiO₂) est un groupement tétraédrique SiO₄ dans lequel quatre atomes d'oxygène (O) entourent l'atome de silicium (Si) ; l'angle d'une liaison O-Si-O est de 109°. La couche d'oxyde est formée par un réseau de tétraèdres SiO₄ reliés par leurs sommets. En toute rigueur la silice ne forme pas une structure cristalline et on ne peut lui associer un schéma de bandes énergétiques ; pour cela il faudrait des angles de liaison Si-O-Si de 144° alors que l'observation de cet angle montre des variations de 115° à 175°. Pourtant le SiO₂ présente des bandes d'absorption et d'émission similaires à celle du quartz [1-19, 20,21]; cela peut s'expliquer par la conformation de la couche de silice en grains de quartz mesurant environ 30 Å. Ainsi la couche d'oxyde a tout de même une structure cristalline à courte distance équivalente à celle du quartz et est considérée comme un matériau de grand gap avec $E_g \text{ SiO}_2 = 8.9 \text{ eV}$ et une affinité électronique de 1.0 eV.

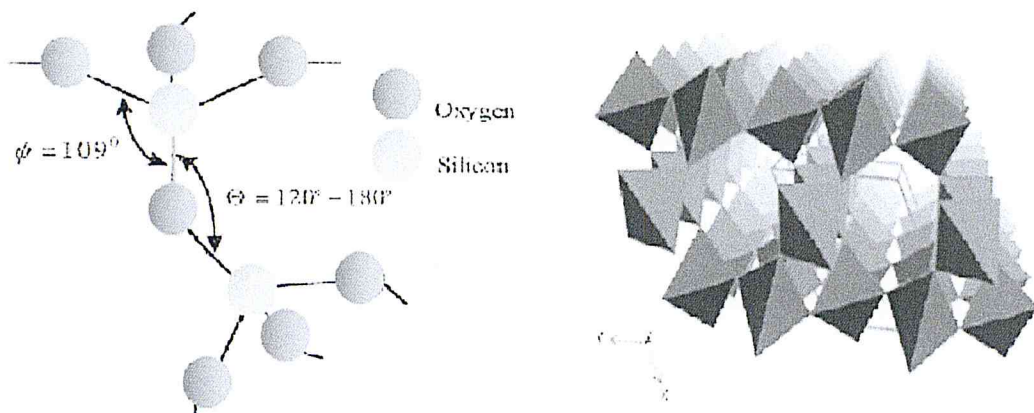


Fig. I.12: Angle de liaison Si-O-Si entre deux tétraèdres de SiO₂; arrangement des tétraèdres entre eux [9].

La différence d'affinité électronique entre silicium et oxyde de silicium provoque un désalignement de leurs bandes de conduction et de valence lorsque ces matériaux sont déposés l'un sur l'autre. L'écart résultant entre leurs bandes de valence est de 4.6 eV et celui entre leurs bandes de conduction de 3.2 eV ; ces valeurs représentent les hauteurs de barrières énergétiques que constitue l'oxyde pour les trous et les électrons du silicium.

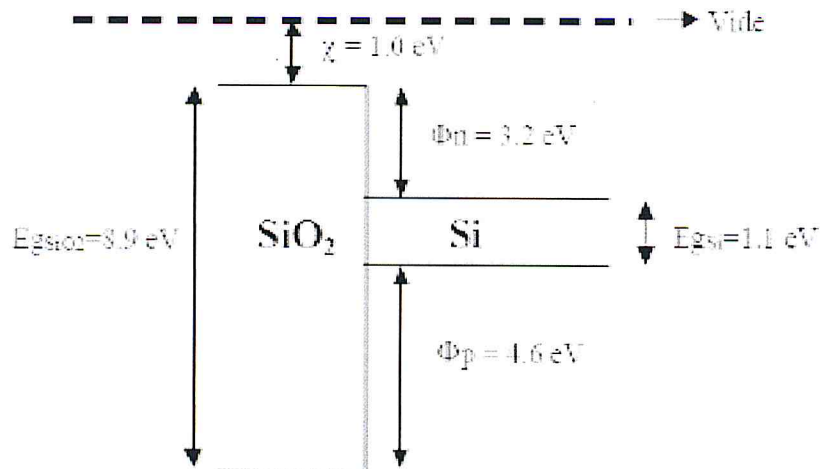


Fig. I.13 : Diagramme de bandes d'énergie du système Si/SiO₂ [9].

Les paramètres de maille du silicium et de l'oxyde ne sont pas égaux non plus ; la maille du SiO₂ est 40% plus grande que celle du Si. Il n'est donc pas possible d'obtenir directement une couche d'oxyde sur un substrat de silicium ; en fait une couche de transition se forme entre les deux matériaux qui est un composé SiO_x avec $1 < x < 2$. Par cette couche interrassiale, les propriétés du silicium évoluent progressivement vers celles du SiO₂ ; par exemple, environ 0.5 nm sont nécessaires pour passer d'une structure de bandes d'énergie du Si à une structure de bandes d'énergie du SiO₂. En outre les couches déposées ne sont pas parfaites au plan atomique près, il y a quelques atomes de Si insérés dans la première couche d'oxyde et inversement si bien qu'une couche de transition se forme d'une épaisseur environ égale à deux monocouches. Il est admis que ces couches atomiques de transition sont à l'origine de la rugosité d'interface. Couche interrassiale et rugosité d'interface dépendent à la fois de la qualité du substrat, de l'oxyde et également du procédé d'oxydation. Une oxydation sous atmosphère humide permet d'obtenir une interface de meilleure qualité en raison de la présence d'hydrogène dans ce type d'atmosphère permettant la passivation des liaisons pendantes lors de la formation de la couche interrassiale. Ces différences de paramètres de maille et les couches interrassiales et transitoires provoquent l'apparition dans le volume ou aux interfaces de défauts structuraux pouvant constituer des pièges pour les porteurs de charges.

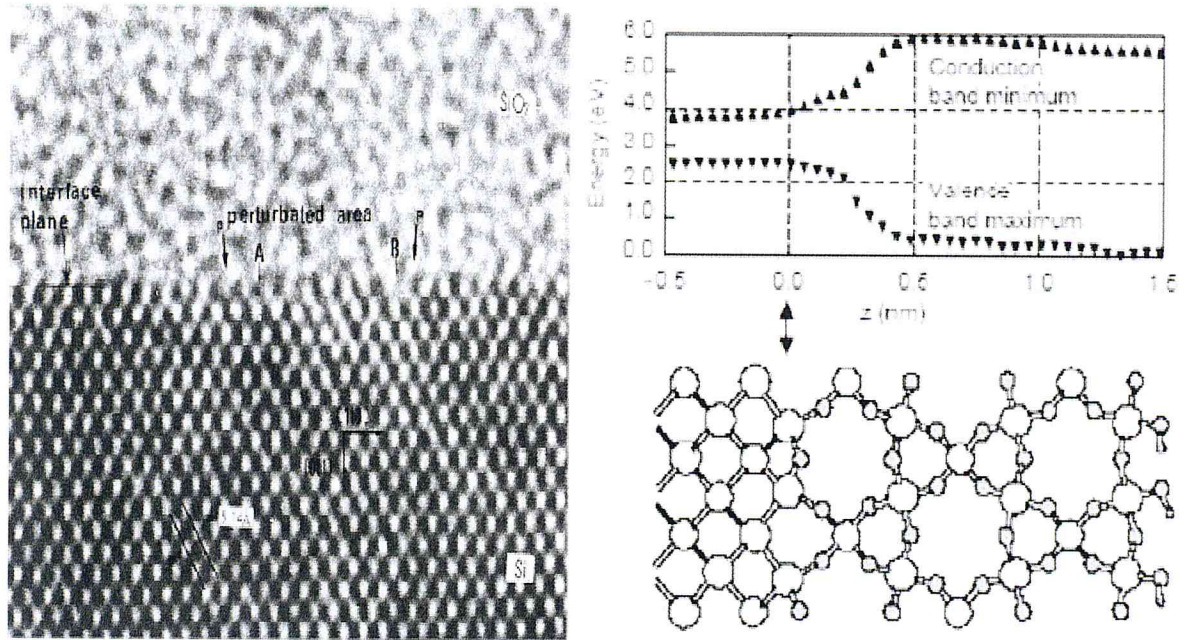


Fig. I.14: Image TEM ; diagramme de bande et schéma de structure de la transition entre Si et SiO₂ [9].

II-2-Nature des défauts dans l'oxyde et l'interface Si-SiO₂

Ces défauts proviennent du raccordement des deux matériaux. Pour la silice, la distance moyenne entre deux atomes de silicium est de 3,05 Å contre 2,35 Å pour le silicium cristallin. Autrement dit, l'oxydation d'un atome de silicium correspond à un accroissement relatif en volume d'un facteur environ de 2,3. L'interface présente donc beaucoup plus de liaisons contraintes, distordues, pendantes... qu'il n'y en a dans le volume de l'oxyde. Les liaisons chimiques les plus probables à l'interface Si-SiO₂ sont représentées sur la (Fig. I.15).

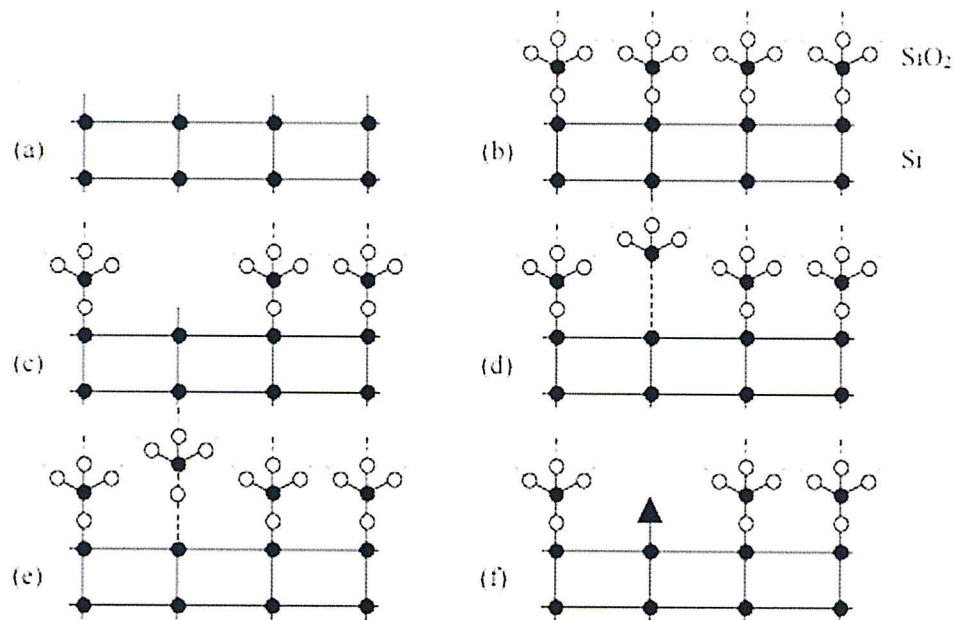


Fig. I.15: Liaisons chimiques de l'interface Si-SiO₂
 Surface Si libre, (b) interface parfaite, (c) liaison Si₃≡Si- pendante,
 (d) liaison Si-Si faible, (e) liaison Si-O faible, (f) impureté à l'interface
 [10].

II-2-1-Défauts dans le volume

Ils sont causés par des défauts structuraux des couches atomiques ; lorsqu'il manque un atome dans la structure, on parle de lacune et lorsqu'un atome supplémentaire s'y est ajouté on parle d'atome interstitiel. C'est le cas respectivement des lacunes d'oxygène (VO) O-Si-Si-O où il manque un atome d'oxygène entre les deux atomes de silicium et des ponts peroxyde, O-Si-O-O-Si-O où au contraire un atome supplémentaire d'oxygène s'est glissé entre un atome de silicium et un atome d'oxygène. Ces types de défauts structuraux ne piègent pas de charges supplémentaires dans l'oxyde [12], cependant en raison de leurs énergies de liaison moindres celles-ci vont se rompre plus facilement sous l'action du champ électrique dans l'oxyde et ensuite constituer des sites de piégeage de charges (E').

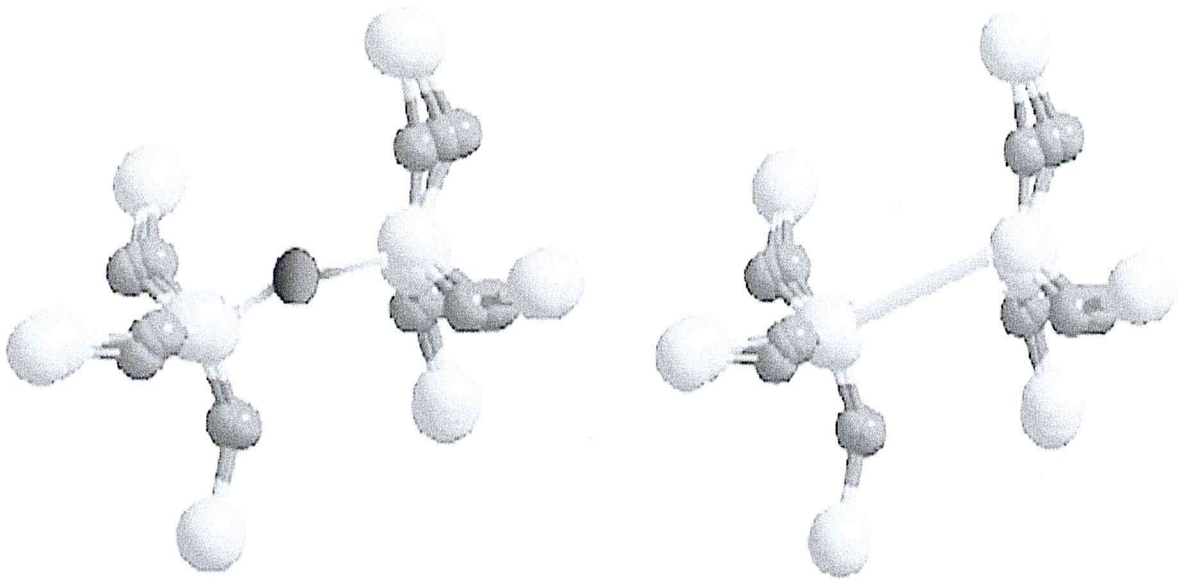


Fig. I.16: Molécule d'oxyde de silicium SiO_2 sans défaut à gauche et avec une lacune d'oxygène à droite [9].

Sans atome manquant ou excédentaire dans la structure, il est possible que des liaisons atomiques soient manquantes ou bien se brisent sous l'effet du champ électrique ; dans ce cas, des liaisons restent pendantes (notées) et peuvent piéger une charge. C'est le cas de l'oxygène non liant (NBOHC):O-Si-O ; du silicium trivalent (E') :O-Si et du silicium bivalent : O = Si. Eventuellement les liaisons pendantes peuvent être occupées par des atomes d'hydrogène.

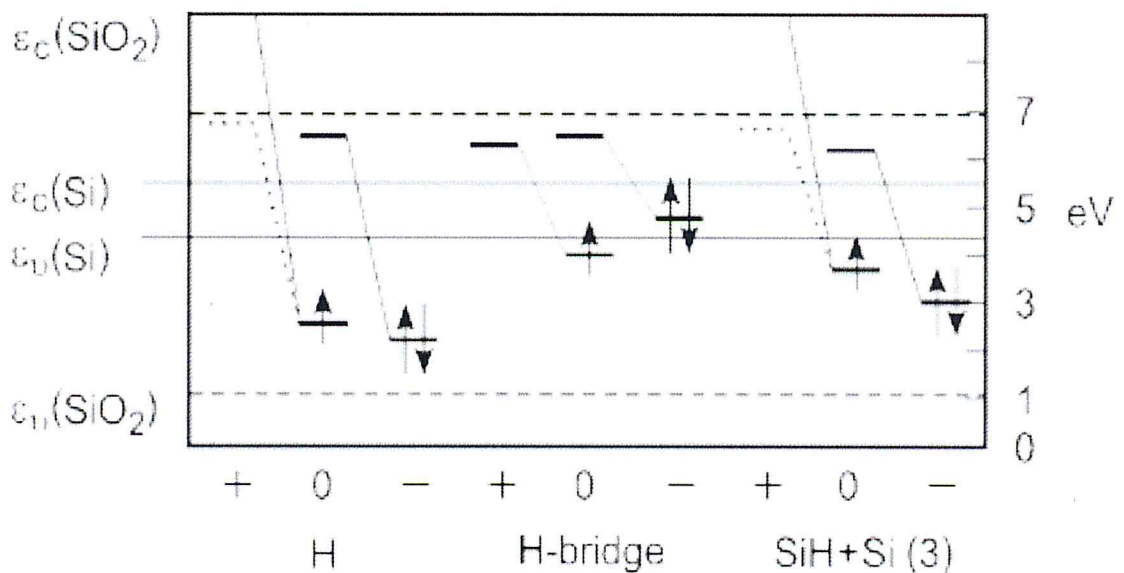


Fig. I.17: Energie des différents états étirés de la liaison hydrogène [9].

II-2-2-Les défauts dans l'oxyde

Les défauts résultent des conditions de croissance de l'oxyde mais aussi de traitement qu'à subit le transistor ; antérieurs (qualité de surface sur laquelle l'oxyde va croître) et postérieurs (implantations, diffusion, traitement thermiques, contraintes mécaniques...) à la croissance de l'oxyde [6].

II-2-3-Défauts intrinsèques :

Ils sont liés à l'arrangement des atomes de Si et O entre eux : si la structure est telle que localement les distances et les angles θ entre les atomes varient ; mais pas suffisamment pour qu'il y ait rupture de liaison entre atomes ; alors on parle de μ -hétérogénéités (réseau continu mais orienté de façons aléatoires). Sinon, peuvent apparaître des défauts ponctuels (imperfections qui perturbent la périodicité du réseau sur un ou deux sites atomiques).qui combinent entre eux ; conduisent à la formation des défauts complexes.

Ponctuels ou complexe, ces défauts sont dus à des interstitiels (substitution d'un atome du réseau par un autre) ou à des lacunes (d'oxygène ou de silicium) associés à des liaisons contractées ; cassés ou pendant [7].

II-2-4-Défauts extrinsèques :

Ils sont liés à la présence dans l'oxyde d'atomes étrangers qui se combinent avec le réseau de nombreuses manières, selon la valeur de leur rayon atomique, selon qu'ils sont ionisés ou non ou selon les conditions thermodynamiques de leur introduction. Un atome de silicium peut, par exemple, être remplacé par un atome de type accepteur (groupe III) ou de type donneur (groupe V), tandis qu'un atome d'oxygène peut être remplacé par un autre anion. De façon analogue aux défauts intrinsèques, on parlera de défauts ponctuels ou complexes. Les impuretés peuvent pénétrer à l'intérieur de l'oxyde à différents moments du processus technologique [6] :

- ❖ durant l'oxydation thermique, si elles sont déjà présentes dans le substrat de silicium (cas des atomes dopants As, B, P...) ou si elles ont été introduites, volontairement ou non, dans le gaz oxydant (cas de l'eau et des composés chlorés) ;
- ❖ durant la croissance de la silice, si elles sont présentes dans l'ambiance (cas des ions alcalins Ca, K, Na ...)

- ❖ durant les étapes qui suivent la croissance ou la déposition de l'oxyde [métallisation, implantation ionique, traitements haute température (Ar, H2, N2 ...)].

II-2-5-Classification des défauts

La classification des différents types de charges de l'oxyde a été réalisée à l'initiative d'un comité de travail sur ce thème [6]. On distingue quatre types de charges : la charge fixe, la charge piégée, la charge mobile ionique et la charge des états d'interface.

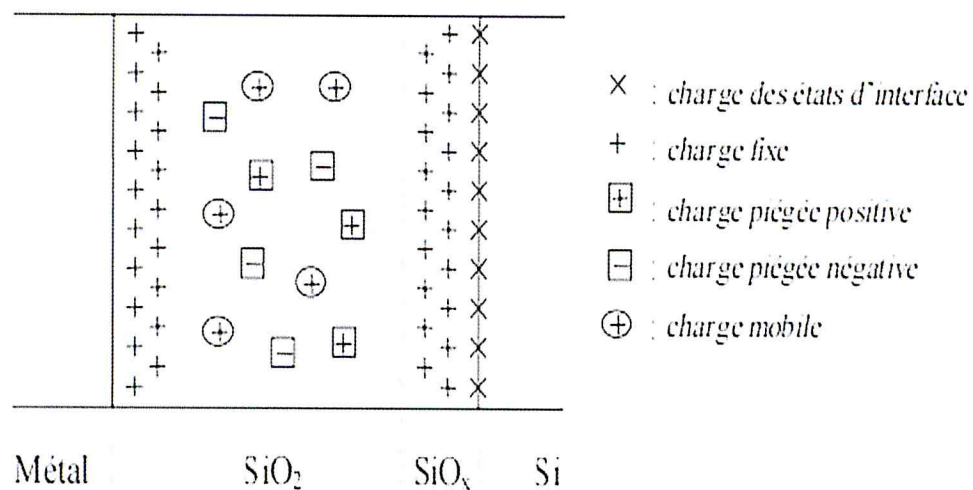


Fig. I.18: Les types de charges de l'oxyde et leur localisation [13].

✓ La charge fixe

C'est une charge positive localisée très près des interfaces Si/SiO₂ et grille SiO₂ qu'un évolue pas, sauf si des conditions thermiques ou électriques particulières dégradent le dispositif (radiations ionisantes, contraintes électriques). Cette charge est attribuée à un excès de silicium figé à la fin du processus d'oxydation. La charge fixe d'un oxyde thermique humide est plus grande que celle d'un oxyde sec puisque dans le premier cas, la vitesse de réaction étant plus grande, la réaction d'oxydation à l'interface est plus incomplète.

La présence éventuelle d'une charge fixe à l'interface Si/SiO₂ est un fait important, puisqu'elle va induire à la surface du silicium une charge image négative qui modifie le potentiel de surface du semi-conducteur et donc les tensions de seuil et de bandes plates du dispositif [1].

✓ **La charge piégée**

C'est une charge stockée par les pièges du volume de l'oxyde (interfaces non comprises). Elle peut être positive ou négative. Cette charge n'est pas permanente au même titre que la charge fixe, puisqu'un apport thermique ou un champ électrique approprié peuvent favoriser sa diminution (dé piégeage des charges stockées).

✓ **La charge mobile ionique**

C'est une charge due à la contamination de l'oxyde par des impuretés ioniques (métaux alcalins : K^+ , Li^+ , Na^+ ...). Ces impuretés, localisées à l'interface Si/SiO_2 , peuvent migrer d'une interface à une autre sous l'effet d'un champ électrique ou de la température.

✓ **La charge piégée des états d'interface**

Elle est piégée par les défauts qui résultent de la discontinuité de réseau à l'interface Si/SiO_2 [26]. Ces défauts appelés états d'interface jouent un rôle primordial dans le fonctionnement du transistor MOS, car contrairement aux défauts de volume de l'oxyde, ils sont en communication électrique directe avec le semi-conducteur. Le signe de cette charge dépend des conditions de polarisations appliquées au dispositif, qui font que selon sa nature (donneur ou accepteur) et sa position par rapport au niveau de Fermi, un état d'interface est chargé négativement, positivement ou neutre.

III. Comportement électrique des défauts

III-1-Notion de défaut électriquement actif

Les ruptures dans la périodicité du SiO_2 donnent naissance à des états électroniques qui peuvent changer de charge électrique en capturant et en émettant des électrons ou des trous avec une certaine constante de temps. Ces défauts affectent directement plusieurs caractéristiques des composants MOS comme la tension de seuil, la pente sous le seuil et le niveau de bruit. Quelle que soit la nature du défaut et le système isolant/semi-conducteur, un état d'interface est un état électronique permis, il peut être classé dans deux catégories selon son état de charge [24] :

- **Type accepteur** ; neutre si inoccupé par un électron et chargé négativement si occupé

- **Type donneur** : neutre si occupé par un électron et chargé positivement si inoccupé

A cela s'ajoute la catégorie des sites dits « amphotères » qui peuvent être donneur ou accepteur (situé respectivement dans la moitié basse et haute de la bande interdite). Chaque piège est caractérisé par un niveau d'énergie E_t dans la bande interdite du semi-conducteur et par deux sections efficaces de capture σ_n et σ_p pour les électrons et les trous respectivement. Un défaut est dit électriquement actif lorsque le passage du niveau de Fermi au niveau d'énergie E_t provoque un changement de charge. Fleetwood et al. ont remarqué qu'il est important de faire une distinction entre les pièges en fonction de leur localisation dans l'isolant et leur temps de réponse. Ils proposent de distinguer les pièges d'oxyde les plus proches de l'interface et électriquement actifs dits "Border Traps", des autres pièges volumiques de l'isolant qui n'ont pas d'interaction avec les porteurs du semi-conducteur durant la mesure [23].

III-2-Notion de piège

Les défauts qui introduisent des niveaux d'énergie à l'intérieur de la bande interdite de l'oxyde sont électriquement actifs, car assimilables à des puits de potentiel capables de capturer des porteurs. Un défaut peut se comporter comme un lieu de piégeage s'il capture un porteur de la bande de conduction (ou de valence) et le réémet ensuite vers cette même bande, ou comme un lieu de recombinaison s'il peut échanger des porteurs avec les bandes de conduction et de valence. Les différents mécanismes de piégeage possibles sont illustrés sur la (Fig. I.19). Selon l'état de sa charge, un piège peut être accepteur ou donneur. Dans le premier cas il est chargé négativement s'il est occupé par un électron et neutre s'il est vide. Dans le second cas il est neutre s'il est occupé par un électron et chargé positivement s'il est vide [13].

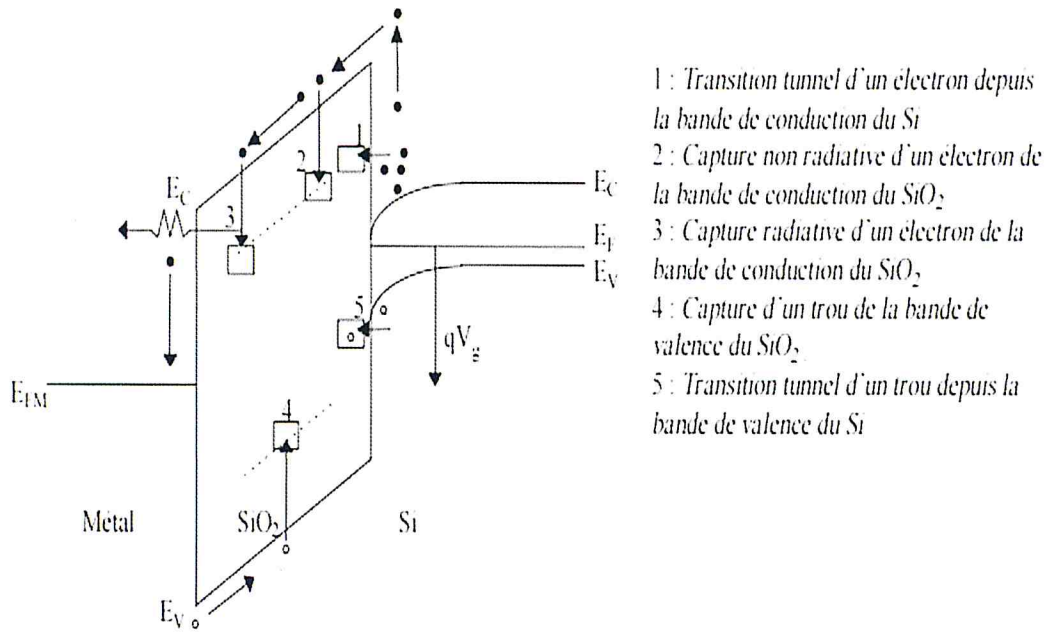


Fig. I.19: Illustration des différents mécanismes de piégeage [15].

III-3-Notion de section de capture

La section de capture exprime la facilité avec laquelle un défaut peut capturer un porteur. Elle est notée σ , s'exprime en cm^2 , et correspond à une aire critique perpendiculaire au flux de porteurs à l'intérieur de laquelle peut se faire la capture du porteur par le piège. Elle varie en fonction de la température et du champ appliqué. La gamme de valeurs mesurée est large (de 10^{-22} à 10^{-12} cm^2)[7].

La charge initiale du défaut et le signe du porteur à capturer permettent de situer l'ordre de grandeur de la section de capture considérée. Dans le cas d'un électron, si le défaut est initialement chargé positivement, alors il est attractif coulombien et sa section de capture est grande ($10^{-14} \text{ cm}^2 < \sigma < 10^{-12} \text{ cm}^2$). Au contraire s'il est chargé négativement, il est répulsif coulombien et sa section de capture est petite ($10^{-22} \text{ cm}^2 < \sigma < 10^{-18} \text{ cm}^2$). Enfin si le défaut est neutre, il peut capturer aussi bien un électron qu'un trou, sa section de capture est moyenne ($10^{-18} \text{ cm}^2 < \sigma < 10^{-14} \text{ cm}^2$) et correspond aux dimensions atomiques (un rayon de 1 \AA donne 10^{-16} cm^2). La majorité des défauts dans le SiO₂ serait de ce type.

III-4-Les liaisons pendantes

Les liaisons pendantes, c'est-à-dire les liaisons covalentes non satisfaites, sont à priori les candidats les plus plausibles pour expliquer la présence de

niveaux d'énergie accessibles par les porteurs dans la bande Interdite. Pour une meilleure compréhension et une plus grande clarté, nous avons représenté l'oxyde de silicium sous sa forme cristalline alors qu'il se présente sous forme amorphe dans les transistors MOS.

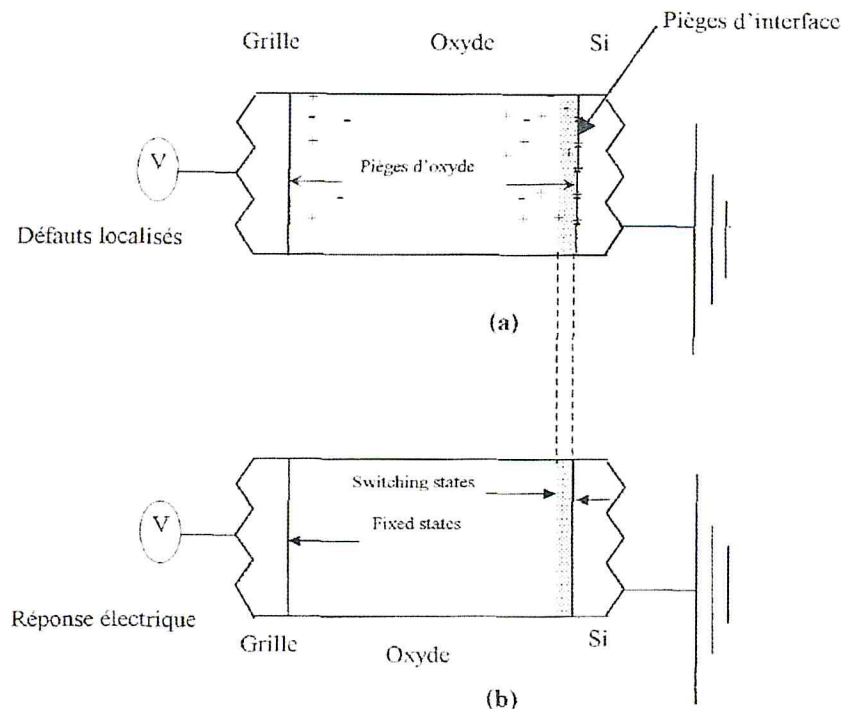


Fig. I.20 : Classement des défauts dans l'isolant des structures MOS en fonction de leur localisation (a) et de leur réponse électrique (b) [16].

L'hydrogène, en apportant un électron à l'atome de Silicium auquel il se lie, passive le défaut, le rend ainsi inactif. Un tel groupement, noté $\text{Si}_3\text{-SiH}$, correspond au centre PbH.

Les liaisons pendantes peuvent être aussi comblées par des atomes tels que le Chlore, le Fluor ou le Deutérium (isotope naturel de l'hydrogène).

III-5-Les liaisons distordues

Les liaisons distordues ainsi que les faibles interactions sont aussi à l'origine des états d'interface. Par exemple, les lacunes d'oxygène ou les liaisons faibles Si-Si, illustrées par le défaut donnent un état liant dans la partie inférieure de la bande interdite et un état anti-liant dans la bande de conduction. Les liaisons et interactions du type Si-O donnent des états dans la partie supérieure de la bande interdite. En considérant une multitude d'états très proches énergétiquement

les uns des autres et dont le nombre décroît avec la profondeur dans l'isolant, Sakurai et Sugano arrivent à une densité d'états en forme de U dans la bande interdite.

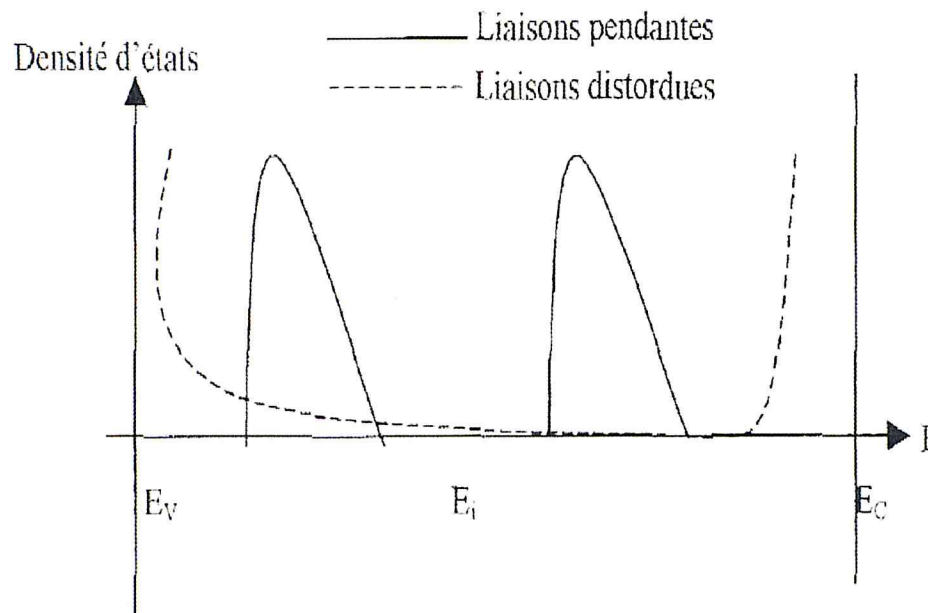


Fig. I.21 : Représentation Schématique de la densité d'états d'interface introduits par les Liaisons pendantes et distordues [16].

Conclusion

La miniaturisation des transistors vers des dimensions de plus en plus petites améliore les performances pour un prix de revient réduit. Mais les dimensions très faibles engendrent d'une part, des défauts localisés à l'interface Si-SiO₂ et dans l'oxyde et d'autre part, l'augmentation des champs électriques à l'intérieur du dispositif, ce qui conduit à " échauffer " les porteurs et favorise leur multiplication et leur injection dans l'oxyde. Il en résulte une dégradation globale des paramètres qui déterminent les performances du transistor MOS. Pour pouvoir arriver à des solutions qui atténuent ces phénomènes, on utilise la méthode de pompage de charge dépendante de spin.

Chapitre 2 : Techniques de résonance paramagnétique électronique

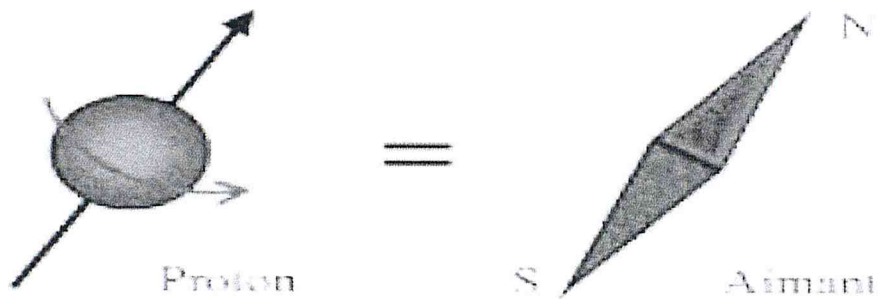


Fig. II-1: Représentation schématique d'un spin [18].

Le spin possède une propriété fondamentale, il ne possède que deux états possibles ; l'un est orienté vers « le haut » et l'autre « vers le bas ». Ces deux états sont d'une énergie différente afin de basculer d'un état à un autre il est nécessaire de fournir certaine énergie [18].

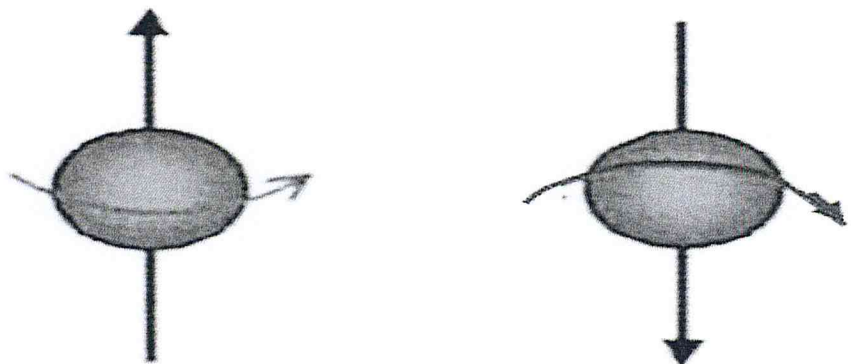


Fig. II -2: Représentation des états d'un spin [18].

Une autre propriété intéressante dite « la résonance », les spins tournent autour d'un axe (B_0) ; sous l'effet d'un champ magnétique externe en formant un cône (comme une toupie) (figure II-3), avec une fréquence qui mesure le nombre de fois ou un phénomène périodique se produit par unité de temps appelé fréquence de résonance. Elle est plus levée que le champ magnétique ; si on applique une onde électromagnétique on aura un apport de quantité d'énergie qui permet aux spins de transiter d'un état bas vers un état haut par effet de résonance qui sera définit par la suite de cette section. Cet effet permet la manipulation des spins et ouvre la voix aux techniques de la résonance magnétique qui sera le but de notre chapitre [18].

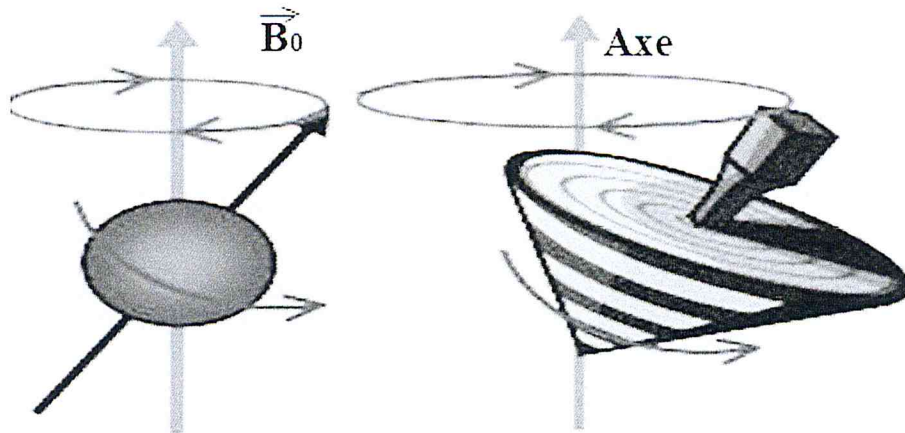


Fig. II -3:Orientation des spins dans un champ magnétique [18].

I-2- Moment magnétique :

Un matériau est un ensemble de cristaux ; chaque cristal est une structure spatiale périodique d'ion. Chacun de ces ions étant formé d'un noyau et d'un nuage d'électrons; à l'intérieur de chaque atome les électrons sont en mouvement autour d'un noyau.

Le moment magnétique total de l'atome est la somme des moments orbitaux et des moments de spins [19].

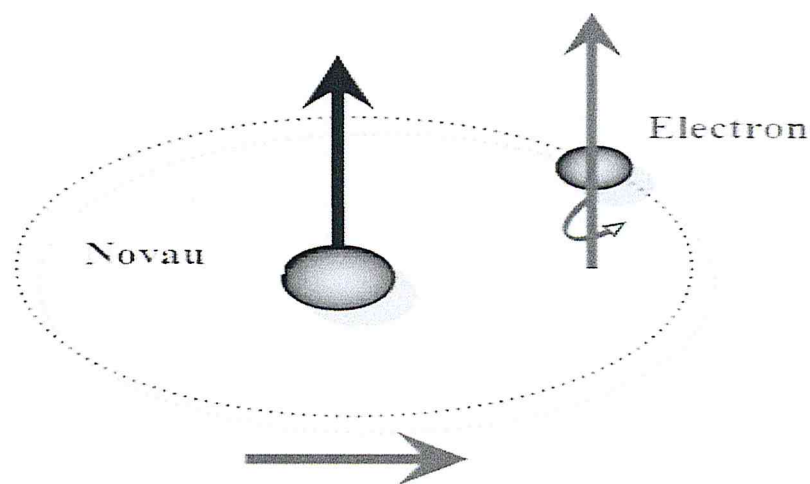


Fig. II -4: Mouvement de l'électron [19].

A partir de là, deux notions élémentaires peuvent être définies: le moment orbital et le moment magnétique.

I-2-1- Moment orbital :

En physique, l'électron décrit une orbite quasi-circulaire autour d'un noyau ; dont le déplacement de charge est équivalent à un courant qui peut s'écrire sous la forme :

$$i = e.f \quad (17)$$

Où

- f : sont le nombre de tours par seconde ;
- e : charge d'électron.

D'après la loi d'Ampère, ce courant circule dans une spire confondus avec l'orbite crée un mouvement magnétiques appelé « moment orbitale » décrit sous la forme:

$$m_m = \pi.r^2.i.n \quad (18)$$

Où :

- n : est la normale orientée à la surface de la spire
- r : est le rayon de l'orbite électromagnétique supposé circulaire.

I-2-2-Moment de spin :

Le spin de l'électron est décrit comme étant la rotation de cet électron sur lui-même qui présente un moment magnétique de spin (m_s); une propriété purement quantique des électrons définit comme suit :

$$m_s = \frac{e.h}{2\pi.2m} \quad (19)$$

Où :

- e : est la charge d'électron ($e = -1.607 \cdot 10^{-19} \text{ c}$)
- m : la masse d'électron ($m = 9.107 \cdot 10^{-31} \text{ kg}$)
- h : est la constante de Planck ($h = 6.62 \cdot 10^{-34} \text{ J.s}$)

I-3-Effet Zeeman :

Un électron isolé dans l'espace sans l'application d'aucune force, possède un moment angulaire dit spin ; le mouvement de cette particule chargée génère un champ magnétique ; autrement dit un électron soumis à sa charge et son mouvement angulaire agit comme un petit barreau aimanté ou un dipôle magnétique avec un moment magnétique (μ) [20].

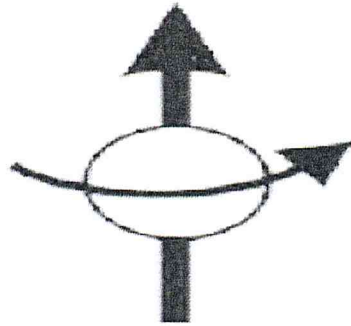


Fig. II-5 : Un électron libre et non apparié dans l'espace: spin électronique - moment magnétique [20].

Les différences d'énergies (ΔE) étudiées par la suite dans la spectroscopie (Résonnance Paramagnétique Electronique ou RPE) sont dues principalement à l'interaction des électrons non appariés dans un échantillon avec un champ magnétique produit par aimant dans laboratoire ; cela porte le nom d'effet Zeeman.

Le champ magnétique B_0 produit deux niveaux d'énergies pour le moment magnétique de l'électron, il peut avoir un état de plus basse énergie lorsque le moment magnétique est aligné avec le champ magnétique ; et un état d'énergie plus élevé lorsque il est aligné contre le champ magnétique.

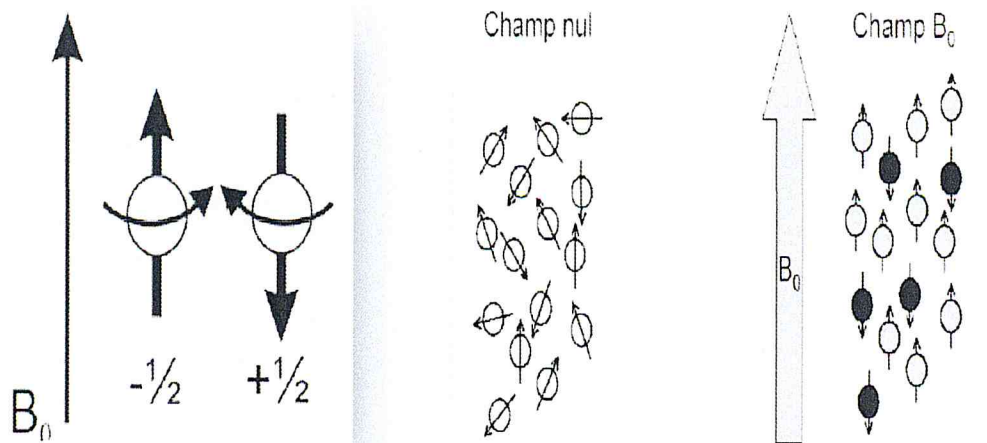


Fig. II -6 : Orientations d'énergies minimales et maximales de par rapport au champ magnétique B_0 [20,21].

La projection de l'opérateur de spin de chaque électron sur la direction du champ magnétique définit les deux états d'énergies ; l'électron à un spin $1/2$ peut être :

- à l'état parallèle ; position la plus stable désigné par $M_s = -1/2$;
- à l'état antiparallèle ; position la moins stable désigné par $M_s = +1/2$.

Pour un électron ; l'énergie de chaque orientation représente le produit de (μ) et (B_0) sous forme

$$\mu = m_s \cdot g_e \cdot \beta \quad (20)$$

Où :

- β : constante appelé magnéton de Bohr ;
- g_e : le facteur g-spectroscopique ; pour un électron libre ($g_e \approx 2.00$) .

Les énergies pour un électron avec $M_s = +1/2$ et $M_s = -1/2$ respectivement :

$$E_{1/2} = +1/2 g_e \beta B_0 \quad E_{-1/2} = -1/2 g_e \beta B_0$$

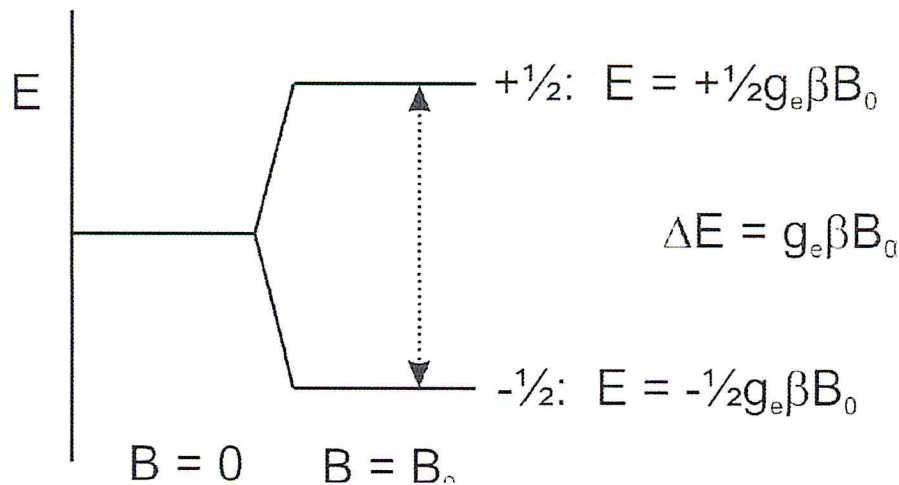


Fig. II -7: Induction des énergies d'état de rotation en fonction du champ magnétique B_0 [20].

L'énergie correspondante aux deux niveaux varie linéairement avec le champ magnétique, en résumé c'est un phénomène quantique appelé effet Zeeman correspond à la levée de la dégénérescence des niveaux d'énergies d'un moment magnétique sous l'effet d'un champs magnétique externe [20].

I-4-Notion de résonance

I-4-1-Présentation du phénomène de résonance

La résonance consiste un changement des niveaux énergétiques d'un noyau d'un état fondamentale α (suivant la direction B_0) à un état énergétique défavorable β (antiparallèle à B_0) cette transition se fait par l'application d'un

champ magnétique B1 perpendiculaire à B0 et une onde radiofréquence (RF) ; pour avoir le phénomène de résonance il est recommandé que l'onde radiofréquence appliqué soit égale à la fréquence de la précession du noyau [22]. La résonance met en évidence expérimentalement les énergies d'interaction entre un noyau et un champ magnétique ; ce phénomène consiste à fournir une quantité d'énergie nécessaire pour basculer d'un état à un autre via une onde électromagnétique varie de façon périodique avec une fréquence ν ; elle ne peut échanger son énergie avec la matière que par quantité finie dite quanta d'énergie ΔE [22].

$$\Delta E = h \cdot \nu \quad (21)$$

Où :

- h : est la constante de Planck (6, 63.10⁻³⁴ J.s).

Pour obtenir un saut énergétique ; cette condition est insuffisante il faut aussi que les états final et initial soient liés par des règles de sélections ; la transition énergétique doit aussi être accompagnée par une variation de m_I .

$$\Delta m_I = \pm 1 \quad (22)$$

L'onde électromagnétique agit sur le moment magnétique du noyau par un champ magnétique B1, son intensité plus faible que celle de B0 (environ dix mille fois) ; ce champ faible peut transiter une énergie d'un état énergétique à un autre état moins stable justifier le terme de résonance [23].

I-4-2-Condition de résonance :

Pour avoir une transition de résonance paramagnétique électrique il faut tenir compte de certaines conditions :

- ❖ un champ magnétique statique H_0 provoquant la levée de dégénérescence (Effet Zeeman électronique) ;
- ❖ envoyer une onde électromagnétique ($H_1 \cos 2\omega t$) perpendiculairement à H_0 .
- ❖ La transition a lieu lorsque la condition de résonance : $\Delta E = h\omega = E_\alpha - E_\beta = g_e\beta H_0$ Est réalisée.

Généralement, compte tenu de la valeur de $g_e\beta$, on travaille à fréquence fixe (diode Gunn délivrant une onde HF stable) et on balaie en champ. Pour une fréquence d'environ 9.5 GHz, la condition de résonance est vérifiée lorsque H_0 est voisin de 3300 G (0.3 Tesla).

II-Présentation et discussion des techniques expérimentales

II-1- Résonance paramagnétique électronique (RPE)

II-1-1-Introduction à la résonance paramagnétique électronique

La résonance paramagnétique électronique (RPE) a été découverte par un savant russe en 1945. A la première observation effectué d'un signal RPE ; en 1952 les physiciens par Zavoïsky laboratoire clarendon à oxford qui jetèrent les bases théoriques et expérimentales de cette nouvelle spectroscopie [23].

La rotation d'un électron sur lui même correspond à un nombre quantique de spin (S) caractérisé par des valeurs propres ($\pm\frac{1}{2}$) à deux orientations que peut prendre un spin lorsque il est soumis à un champ magnétique externe l'une sera parallèle et l'autre antiparallèle au champ magnétique appliqué. Par conséquent, deux niveaux d'énergies en résultent; ces niveaux entre lesquels des transitions peuvent avoir lieu ; le but de la résonance paramagnétique électronique est précisément l'étude de ces transition.

Pour designer une telle spectroscopie plusieurs termes sont associés ; dans la littérature anglo-saxon [24] :

- ESR: *electron spin resonance*; cette expression résume que l'électron est le seul élément qui joue le rôle important; ce qui est faux du moment que même le moment orbital intervient ;
- EPR: *electron paramagnetic resonance* ; est le plus utilisé ; en français c'est RPE

II-1-2-Principe fondamentale de la résonance paramagnétique électronique

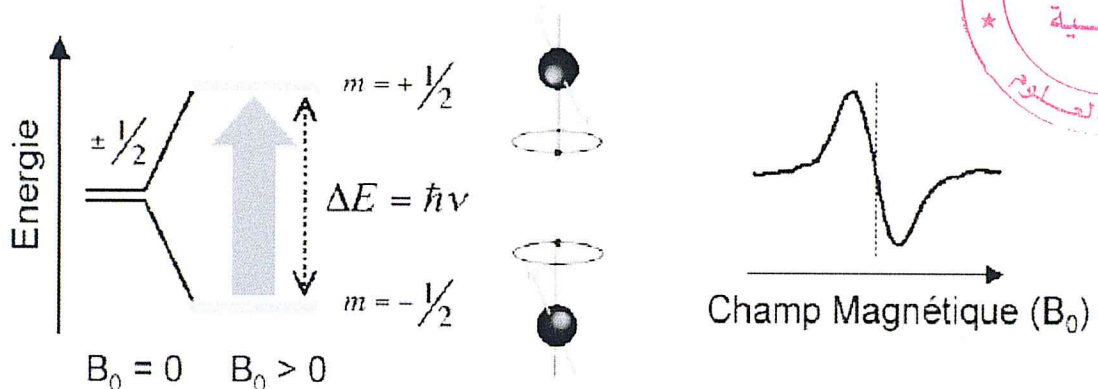
La spectroscopie résonance paramagnétique électronique est un puissant moyen des espèces contenant des centres paramagnétiques; c'est-à-dire, ayant un électron ou plusieurs électrons non appariés tel que les défauts paramagnétiques dans les dispositifs a semiconducteurs [24,26] ; il s'agit d'une spectroscopie analytique qui a le pouvoir d'identifier et de quantifier les défauts à l'échelle atomique dans des dispositifs, et fournir des informations sur la nature structurelle et chimiques des défauts dominant dans l'échantillon. Cette technique est sensible à tous les défauts paramagnétiques situés dans un échantillon.

Il a été démontré comme étant un outil efficace dont l'identification des propriétés chimiques et structurelle des défauts de limitation de la performance dans les systèmes Si/SiO₂ [26].

Le principe de la résonance paramagnétique électronique repose sur l'effet Zeeman et la notion de résonance soumis à l'action d'un champ magnétique externe intense ; la résonance paramagnétique électronique implique l'interaction du rayonnement électromagnétique avec des moments magnétiques électroniques.

L'électron libre (non apparié) et en raison de son spin possède un moment magnétique qui favorise en sens parallèle ou antiparallèle au champ appliqué. Il en résulte une division discrète des niveaux d'énergies ; lorsque l'amplitude de ce fractionnement d'énergie correspond à l'énergie du rayonnement électromagnétique appliquée, on observe la résonance ; le phénomène de la RPE est basé sur le fait qu'un électron est une particule chargée qui tourne de son axe; En langage technique, l'électron possède un moment magnétique μ en raison de son spin [27].

Effet Zeeman



$$\Delta E = \hbar \nu = g \beta B_0$$

Facteur g: 2,002319304386
 magnéton de Bohr: $9,2740154 \cdot 10^{-24} \text{ J T}^{-1}$
 Cte. de Planck: $6,6260755 \cdot 10^{-34} \text{ J s}$
 Fréquence: GHz or MHz
 champ magnétique: G ou mT

Fig. II-8: Principe de fonctionnement de l'EPR [20].

Dans la résonance paramagnétique électronique, un échantillon est exposé à un champ magnétique externe variable lentement à une énergie micro-onde constante exprimé comme le produit de la constante de Planck h et la fréquence

micro-onde. Lorsque l'énergie des micro-ondes est égale à la division d'énergies des électrons due à l'effet Zeeman, la résonance se produit (voir figure II-8) ; et l'électron dans l'état d'énergie inférieur est capable d'absorber l'énergie appliquée et renverse son orientation de spin à celle de l'état d'énergie supérieur.

De même, l'électron dans un état d'énergie supérieur est capable de libérer de l'énergie et basculer son orientation à celle de l'état d'énergie inférieur. D'après la statistique de Boltzmann, l'échantillon a une absorption d'énergie ; c'est le phénomène de la RPE et pour le cas d'un électron isolé, elle peut s'exprimer comme suit [27] :

$$h\nu = g_e \cdot \beta B_0 \quad (23)$$

β : Magnéton de Bohr ($\beta = 9,274015 \cdot 10^{-28}$)

g_e : La valeur de l'électron libre ($g_e = 2,002319$)

B_0 : L'amplitude du champ magnétique appliqué.

II-2- Résonance magnétique électriquement détectée EDMR

La spectroscopie résonance paramagnétique électronique RPE avait prouvé et continue à prouver qu'elle est une excellente technique de caractérisation pour la plupart des matériaux. Sachant que ces derniers s'améliorent d'avantage, cela nécessite des techniques de mesure supplémentaire pour l'identification des défauts. Quels défauts ? À titre d'exemple, des défauts peuvent affecter les performances de transistor à l'interface et aux régions de jonction de ces derniers?

Pour cela, il fallait alors étudier le comportement de ces défauts pendant le fonctionnement de l'appareil, avec des concentrations inférieures à celles détectées par RPE (10^{10} défauts / cm³) en 1972. Lépine a pu répondre à certaines de ces questions importantes avec l'introduction de la technique RPE [25], *Spin Dependent Recombinations* (SDR). Cela a encouragé également une catégorie générale de résonance magnétique détectée électriquement (EDMR), des techniques qui sondent les événements physiques à l'échelle atomique qui limitent l'efficacité du dispositif [27].

II-2-1-Théorie de résonance magnétique électriquement détectée EDMR

La résonance magnétique détectée électriquement; connu également sous le nom recombinaison dépendant de rotation ; *EDMR* est l'abréviation en

anglais *Electrically Detected Magnetic Resonance* ; elle dérive de la spectroscopie classique *RPE* ; cette technique a été appliquée pour de nombreux dispositifs vu son efficacité d'analyse des processus de transport et les défauts ponctuels dans les semiconducteurs. EDMR, par exemple; a été utilisée pour étudier la recombinaison et le transport de spin dans les motifs amorphes et microcristallins. Les dispositifs à base de silicium et les défauts dans le silicium et l'interface Si/SiO₂. Le principal avantage d'EDMR par rapport à EPR classique est la sensibilité. Elle est aussi une méthode quantitative le nombre de spins détectable est de l'ordre 10⁶ [10].

La RPE et EDMR, ont été utilisées dans cette étude car sont des techniques complémentaires. L'EDMR a l'avantage de ne détecter que les défauts qui sont spécifiquement dans la partie active d'un dispositif semiconducteur, mais ne fournis pas de profil de profondeur quantitatif des défauts [25].

Nous allons introduire trois techniques : Les spectroscopies *Spin-Dependent Recombination* (SDR), *Spin-Dependent tunneling* (SDT) et *Spin-Dependent charge pumping* (SDCP) qui sont des techniques RPE dans les quelles la résonance est détectée, respectivement, par la mesure de courant de recombinaison, du courant tunnel et du courant de pompage de charge, ces techniques sont appelées « *Electrically Detected Magnetic resonance.* » [14]. L'une des technique *Spin-Dependent charge pumping* (SDCP) sera développée dans le cadre de ce travail dans le prochain chapitre.

II-2-1-1-Recombinaison dépendant du spin (*Spin -Dependent Recombination SDR*)

Les processus de recombinaison dépendant du spin sont largement observés dans EDMR ces processus ont été interprétés en terme paire de spin, ou bien model donneurs-accepteurs tel que le processus observé dans le silicium dopé au phosphore ou les paires de spins se sont formées soit par les centres dit (P_{b0}) ou par les donneurs (P³¹) qui se présentent à l'interface si/sio₂.Le processus de recombinaison sert d'exemple dans EDMR pour étudier les propriétés de base de recombinaison paire-spin d'une part ; analyser les donneurs P³¹ près de l'interface Si/SiO₂. On peut aussi étudier l'influence de l'interface proche sur diverse propriétés de spin avec la grande sensibilité d'EDMR. Les donneurs

peuvent aussi être utilisés pour l'étude des défauts paramagnétiques à l'interface Si/SiO₂

II-2-1-1-1- Présentations et principe de la SDR :

La recombinaison dépendante de spin est l'une des techniques EDMR démontré par Lepine, la plus couramment utilisée. Elle peut effectuer des mesures d'EPR sur les dispositifs complètement traités tel que les dispositifs dans les circuits intégrés. Elle présente un très bon antécédent d'identification des défauts dans les transistors à base de silicium et SiC. En SDR, la nature dépendant de rotation des mécanismes de recombinaison est exploitée de sorte qu'on puisse observer par la mesure des courants de recombinaison.

La recombinaison dépendant du spin adapte le phénomène de renversement de spin EPR pour modifier le courant de recombinaison dans les dispositifs traités. Sous résonance, une modification du courant du dispositif se produit en raison de la présence des défauts de recombinaison indésirable dans les dispositifs. Les centres de recombinaisons sont rendus paramagnétiques analogue à EPR. Ils apparaîtront dans le spectre observé pour fournir des détails sur la structure atomiques impliqué ; dans la SDR classique le dispositif est polarisé de sorte que le courant de source/drain vers substrat est dicté par une recombinaison dans l'interface du transistor [15,17].

La SDR a été expliquée par le model Lepine qui regroupe le model Shockley-Read-Hall (SRH), et le principe d'exclusion de Pauli. Dans la recombinaison de SRH le piège est du niveau plus profond héberge comme un site de capture et permet la recombinaison à la fois d'un électron de conduction et d'un trou de valence. Le processus de capture est interdit par le principe d'exclusion de Pauli qui stipule que deux électrons avec un même nombre quantique de spin ne peuvent pas occupés le même orbital ; la recombinaison est un phénomène dépendant du spin.

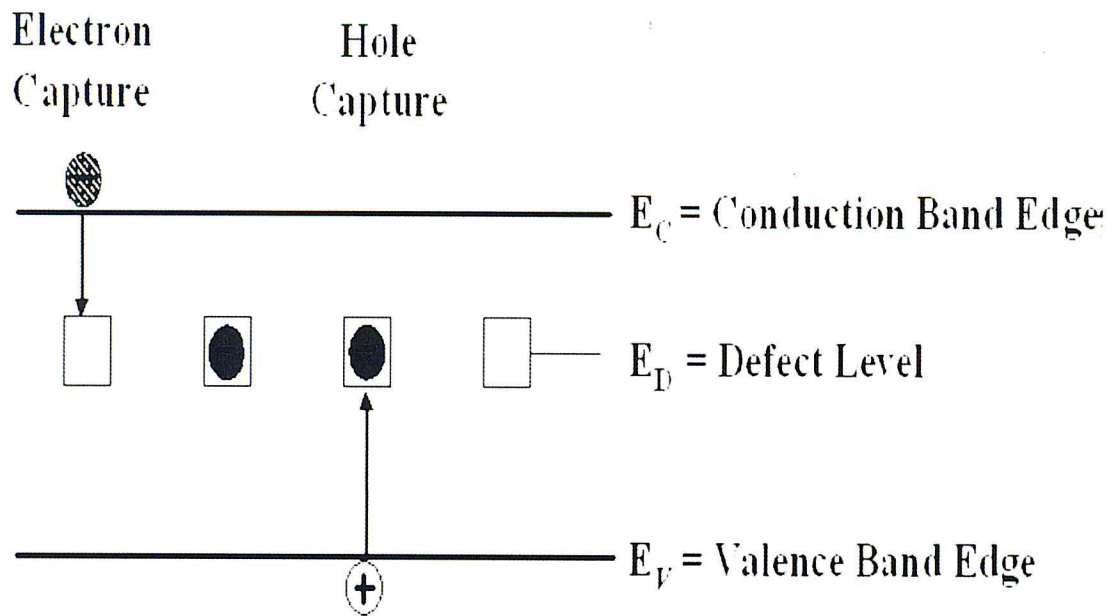
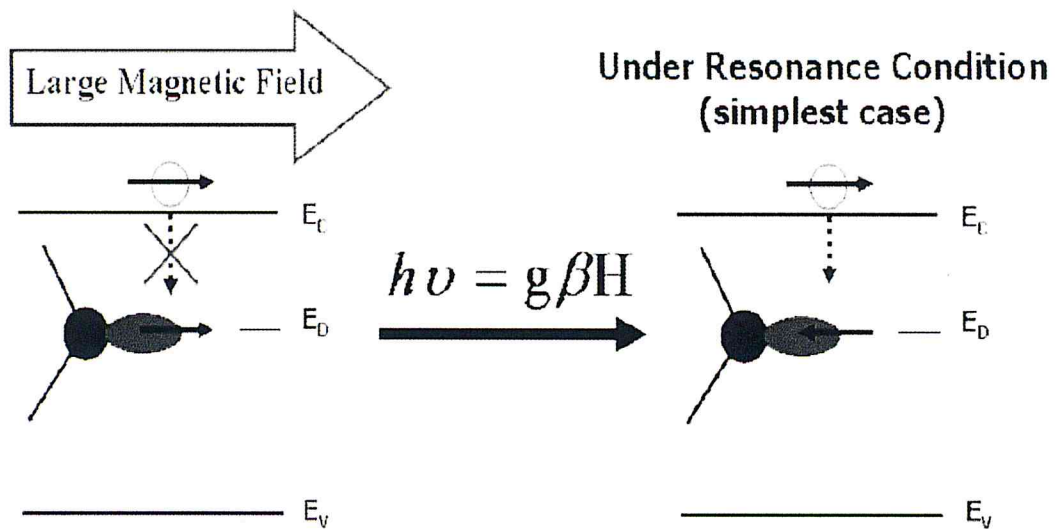


Fig.II-9 : illustration schématique du modèle shockley read hall pour la recombinaison [28].

Cependant le placement de l'échantillon de semiconducteur dans un champ magnétique réduit la section moyenne de capture de piège. Dans la SDR des rotations des électrons sont renversées d'une orientation de rotation à l'autre lorsque la résonance est satisfaisante. L'événement de renversement augmente la probabilité des pièges contrairement orientés et des rotations d'électrons de conduction permettent la recombinaison. Ce processus illustrés sur la figure (II-10) augmente le courant de recombinaison [15,18].



This is a **forbidden** transition

This is an **allowed** transition

Fig. II -10: Cette figure illustre le phénomène des SDR. Si les électrons de conduction et les électrons à niveau profond pointent de la même manière, l'événement de piégeage sera interdit (à gauche) ; en satisfaisant l'état ESR, nous basculons le niveau profond de Spin, permettant l'événement de capture (à droite). Cela augmente le courant lorsque la condition ESR est satisfaite [28].

II-2-1-2-Pompage de charge dépendant spin (*Spin-Dependent charge pumping SDCP*)

II-2-1-2-1-Description de la méthode SDCP

La technique de pompage de charge (*Spin-Dependent charge pumping SDCP*) a été introduite par Brugler et Jaspers pour la première fois en 1969 qui stipule que lorsqu'on applique une série d'impulsion sur la grille du transistor *MOS* afin d'amener successivement la surface du semi-conducteur en inversion et en accumulation, un courant de substrat apparaîtra par le processus de recombinaison des porteurs. Ce phénomène est dit « pompage de charge » s'effectue au travers des pièges de l'interface Si /SiO₂.

Bien que la recombinaison dépendant du spin exploite le fait que la capture des porteurs de charges à des défauts du niveau profond paramagnétique dépend du spin; elle permet la mesure de résonance dans les dispositifs semiconducteur et les transistors *MOSFET*. Cependant la *SDR* a plusieurs limites dans l'étude des *MOSFET* ; *SDR* n'est que sensible aux défauts situé près du centre de la bande

gap. Elle ne peut pas être utilisée pour l'étude des défauts au bord de la bande gap. Pour cela, la technique paramagnétique électriquement très puissante. La *SDSP* est appliquée au transistor à effet champ.

Le pompage de charge dépendant du spin (*SDCP*) est une technique *EDMR* dans laquelle une mesure de pompage de charge électrique est utilisée pour créer un courant de recombinaison pendant une mesure de résonance. Aussi c'est un outil de caractérisation électrique largement utilisé qui offre une grande amélioration de la sensibilité par rapport à la méthode *EDMR* précédente. La *SDR* établit son avantage dans l'accès à une importante gamme d'énergie dans la bande gap. Cette technique caractérise les défauts d'interface des transistors à effet champ ; fournit des informations plus détaillées purement électronique mais ne fournit pas les informations sur la structure à l'échelle atomique [28,20].

II-2-1-2-2- Principe de fonctionnement

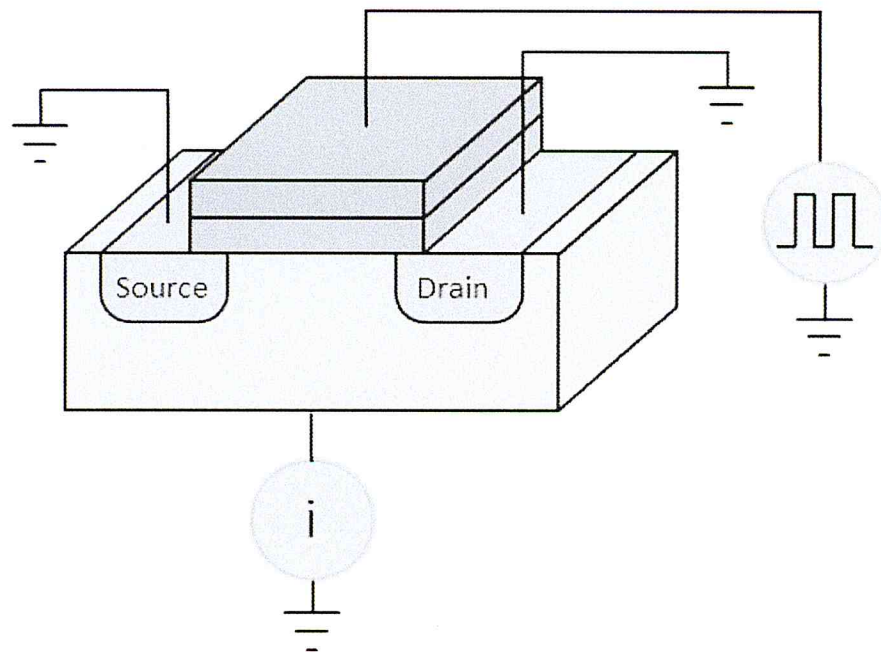


Fig. II-11: Montage expérimental utilisé en pompage de charges [24].

La surface du semiconducteur est polarisée successivement en accumulation et inversion par la tension V_g (voir la figure II-11) dans le cas d'un transistor à canal n. La portion en gris du dessin représente les états occupés par des électrons.

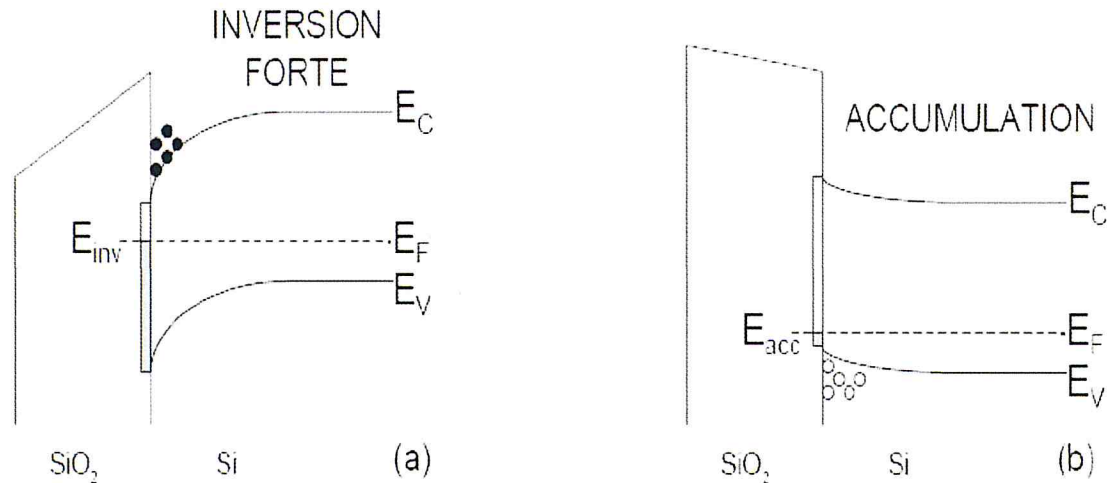


Fig. II -12 : Situations énergétiques à l'équilibre (NMOS) (a) inversion forte et (b) cumulation [24].

- Durant l'inversion, les porteurs minoritaires provenant de la source et de drain forment la couche d'inversion et une partie d'entre eux est capturée par les états d'interface situés sous le niveau d'énergie E_{inv} (**Fig. II-12.a**). Lors du passage d'une inversion à une accumulation, les porteurs minoritaires qui formaient la couche d'inversion repartent vers les régions de source et de drain sous l'influence de la tension inverse.
- Durant l'accumulation, les porteurs majoritaires du substrat sont capturés à leur tour par les états d'interface situés au dessus de l'énergie E_{acc} où ils se recombinent avec les porteurs minoritaires précédemment piégés (Fig. II -12.b). Ainsi à chaque période du signal de grille, des porteurs minoritaires provenant des régions de source et de drain se recombinent donc avec des porteurs majoritaires du substrat ce qui donne lieu à un courant de substrat , Brugler et Jaspers [24]; considèrent que les états d'interface qui participent à la recombinaison sont ceux compris énergétiquement parlant entre les positions du niveau de Fermi à l'interface en inversion et en accumulation, E_{inv} et E_{acc} .

II-2-1-3- Tunnel dépendant du spin (*Spin-Dependent tunneling SDT*)

La technique SDT est une spectroscopie EDMR qui se présente sous des principes très similaire avec ceux de la spectroscopie SDR. La différence est que la SDT consiste à mesurer le courant tunnel dans les transistors à effet de champ. Par contre dans la SDR, il s'agit de surveiller le courant de recombinaison. La SDT

peut identifier la nature chimique et structurelle des défauts situés dans le diélectrique selon le mécanisme suivant :

On souhaite que le courant du substrat soit dominé par un courant tunnel assisté par piégeage à travers le diélectrique de grille. Le dispositif est placé dans un grand champ magnétique à variation lente qui polarise partiellement les spins des électrons, des trous, ainsi que les spins de défauts de niveau profond paramagnétiques.

SDT peut être expliqué qualitativement en considérant le tunnel d'un électron d'un site central paramagnétique à un autre site paramagnétique dans un diélectrique ; Le processus ne serait autorisé que si les électrons non appariés tournent sur les deux sites paramagnétiques qui ont des nombres quantiques de spin opposés. ; Si les deux sites avaient des tours d'électrons avec le même nombre quantique de spin, le processus de tunnel serait interdit. Car une fois terminé, l'un des sites paramagnétiques posséderait deux électrons avec le même nombre quantique de spin. Cela serait interdit par le principe d'exclusion de Pauli (figure II-12) ; Cependant, si l'un des spins de l'onde des sites paramagnétiques devait être "retourné" via EPR l'événement de tunnel envisagé précédemment serait autorisé. Ainsi, la résonance magnétique pourrait moduler un tel processus à la résonance, le processus de tunnel assisté par piège serait amélioré. Cette amélioration du courant tunnel peut être détectée par une augmentation de ce courant qui est le spectre SDT.

- ❖ Étude de la fiabilité des dispositifs électroniques (*BTS : bias temperature instability, TDDB : time dépendent dielectric breakdown, HCI : hot carrier injection, TID : total ionisation dose...*) [4].

II. Description du spectromètre réalisé

L'avantage du spectromètre *EDMR* proposé, est qu'il se branche directement sur la carte son d'un ordinateur, ce qui lui offre une excellente portabilité. La Fig. III-1 donne un schéma synoptique du produit proposé. Le montage comprend [4] :

- ❖ Deux paires de bobines d'Helmholtz
- ❖ Un circuit résonant;
- ❖ Mesure et acquisition de champ magnétique (gaussmètre);
- ❖ Alimentation DC programmable;
- ❖ Amplification du signal EDMR;
- ❖ Générateur et amplificateur audio;
- ❖ Générateur et amplificateur radiofréquence;
- ❖ Amplificateur à détection synchrone virtuelle (*virtual lock in amplifier*) ;
- ❖ Régulation PID numérique du champ magnétique.

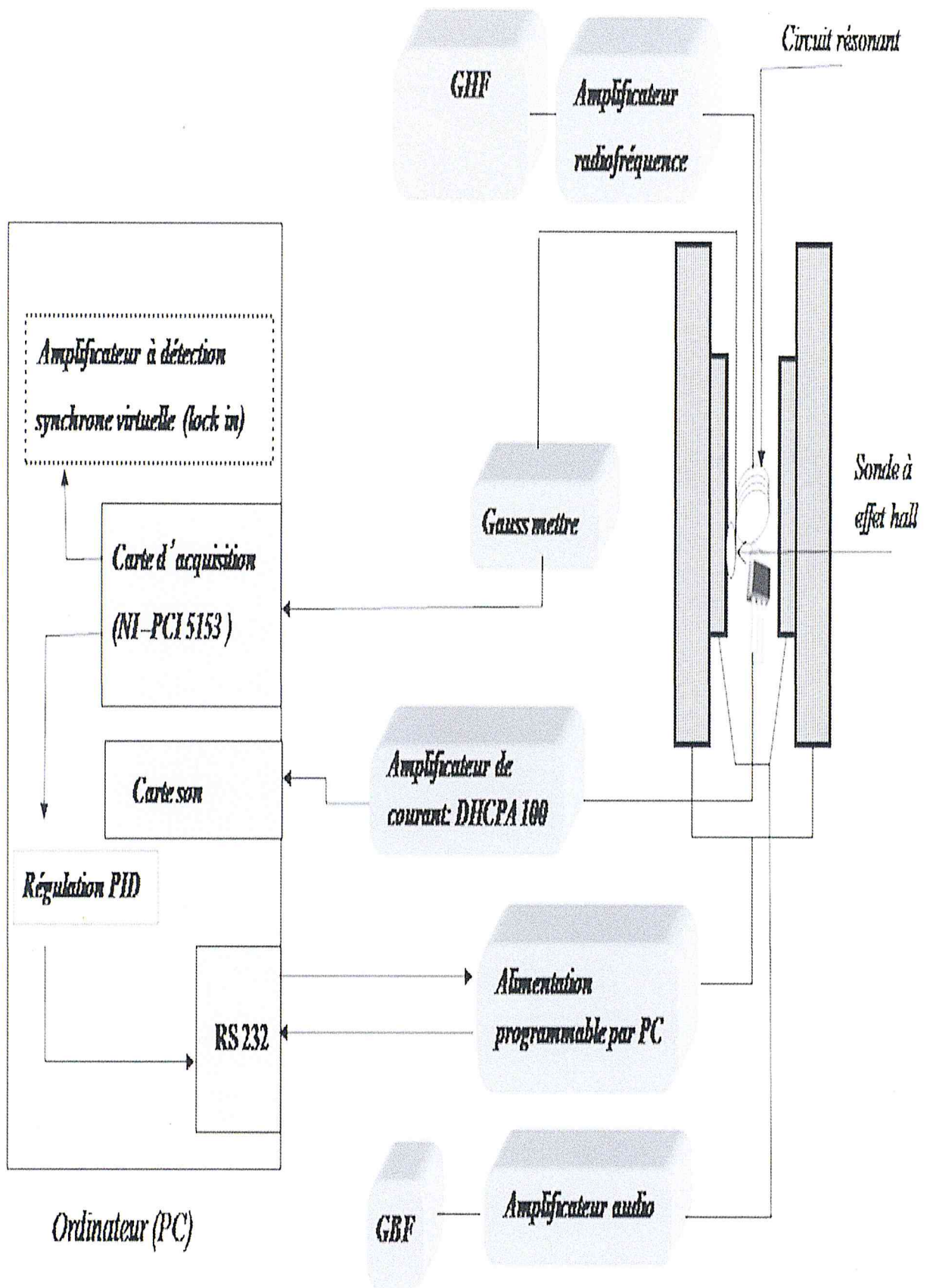


Fig. III-1: Schéma synoptique du produit proposé [4].

II-1 Bobines d'Helmholtz

Les deux paires de bobines ont pour but de générer un champ magnétique statique uniforme sur le quel est superposé un champ magnétique sinusoïdale. Le but est de moduler le signal EDMR pour pouvoir l'extraire du bruit important du montage. Fig. III-2 présente les deux paires de bobines et le champ magnétique généré par ces bobines. Les caractéristiques des deux paires de bobines, sont résumées dans le Tableau III-1[4].

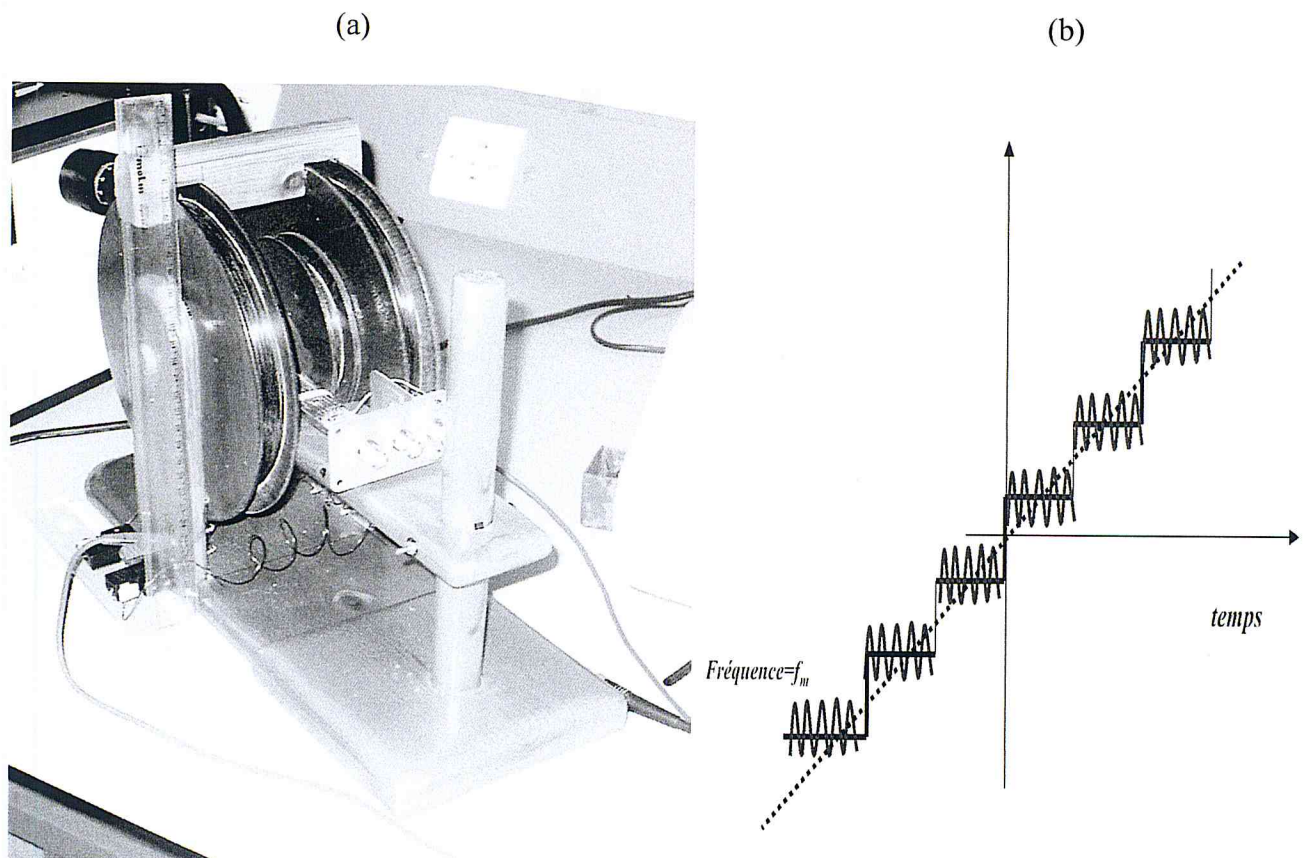


Fig. III-2 : a) Bobines d'Helmholtz ; b) champ magnétique généré par les deux paires de bobines [4]

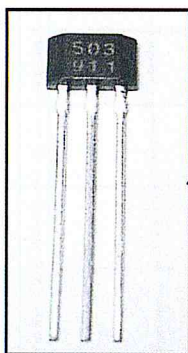
N°	Spécification	Valeur
1	Nbr de tours par enroulement	$N_m=400, N_s=700$
2	Fil	16SWG
3	Résistance totale	$R_m=1,2\Omega, R_s=4\Omega$
4	Diamètre interne de la bobine	$r_m=2,5\text{ Cm}, r_s=8,5\text{ Cm}$
5	Largeur de la bobine	$H_m=3\text{ cm}, H_s=4.5\text{ cm}$
6	Profondeur de la bobine	$D_m=1\text{ cm}, D_s=2\text{ cm}$
7	Matériel de construction	Amagnétique
8	Voltage	$V_m=40\text{ V}, V_s=10\text{ V}$
9	Masse de la bobine	10kg
10	Intensité du champ magnétique	$B_m=20, B_s=200\text{ Gauss}$

Tableau III-1 :
Caractéristiques des deux
paires de bobine
d’Helmholtz, l’indice m
pour la bobine de modulation
et s pour la bobine de
génération du champ
statique.[4]

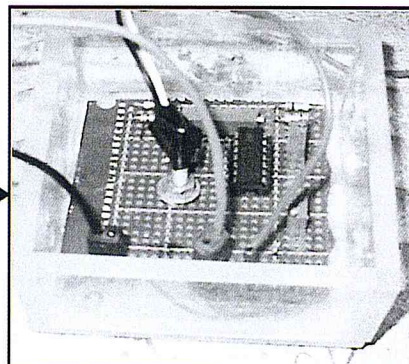
II- 2 Régulation du champ magnétique est génération d’une rampe

L’information la plus importante extraite par la technique EDMR à faible champ est l’interaction hyperfine (interaction spin d’électron et spin nucléaire) [4]. L’interaction hyperfine est généralement observée par des résonances additionnelles au voisinage de la résonance principale due à la résonance de spin des défauts paramagnétiques. Si le champ magnétique n’est pas suffisamment précis et contrôlé, la résonance hyperfine sera chevauchée avec la résonance principale. Pour cette raison le champ magnétique doit être correctement mesuré et contrôlé (régulation).

Capteur à effet Hall
UGN 3503



Amplificateur de tension



Carte d’acquisition NI-5112

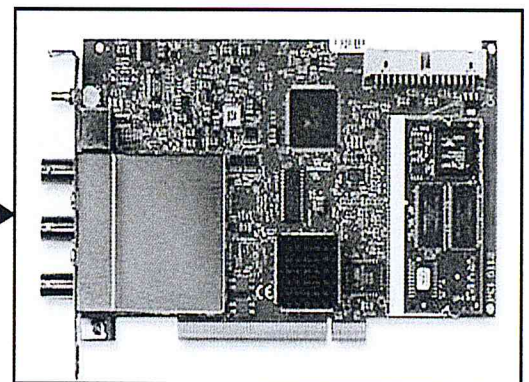


Fig. III-3: Schéma synoptique de la Chaîne de mesure du champ magnétique [4]

Pour réguler et générer une rampe de champ magnétique contrôlable (0-200 Gauss), nous avons implémenté sous LabVIEW un régulateur PID (proportionnel, intégral, dérivé)[22]. Ce dernier agit sur une alimentation contrôlée par un microordinateur, *via* RS 232, pour contrôler le courant qui traverse la bobine, et par conséquent la régulation du champ magnétique [4]. Le diagramme régulateur PID est donné dans la Fig. III-4.

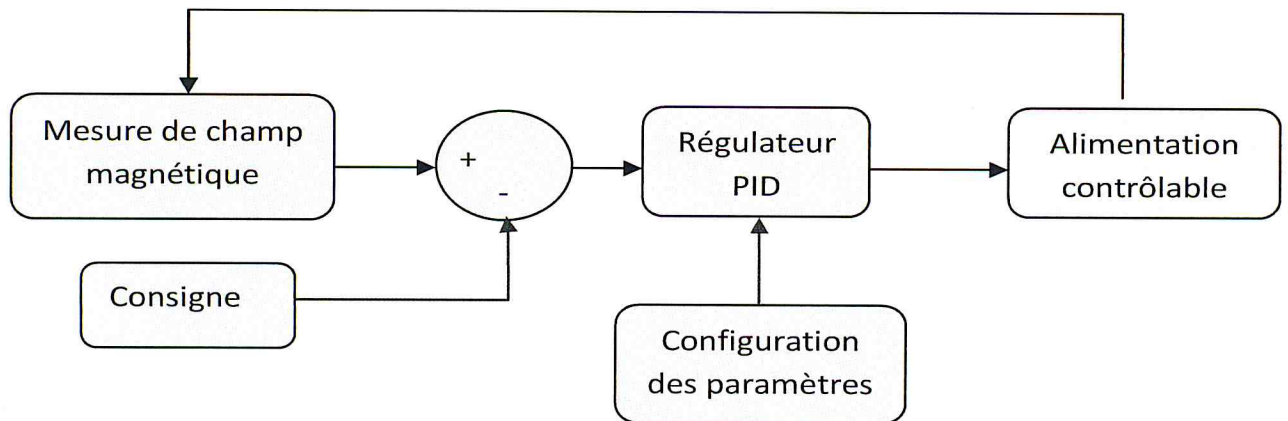


Fig. III-4 : Le diagramme du programme de régulation du champ magnétique [4]

II-3 Modulation du champ magnétique (Générateur basse fréquence et amplificateur audio)

Pour une meilleure performance de l'extraction du signal EDMR noyé dans le bruit du montage, la fréquence du signal de modulation de champ magnétique doit être supérieure à la fréquence du bruit flicker $f_{flicker}$ ($1/f$ noise) et inférieure à la bande passante de l'amplificateurs de signal EDMR (f_c): Généralement le bruit $1/f$ noise est fortement atténué pour des fréquences $> 1\text{kHz}$. La bande passante de l'amplificateur dépend du gain choisi, la plus faible est égale à 220kHz .

Par conséquent, la modulation avec un signal audio (1kHz - 20kHz) satisfait largement les deux conditions citées. La Fig. III-5 donne le montage de modulation du champ magnétique [4].

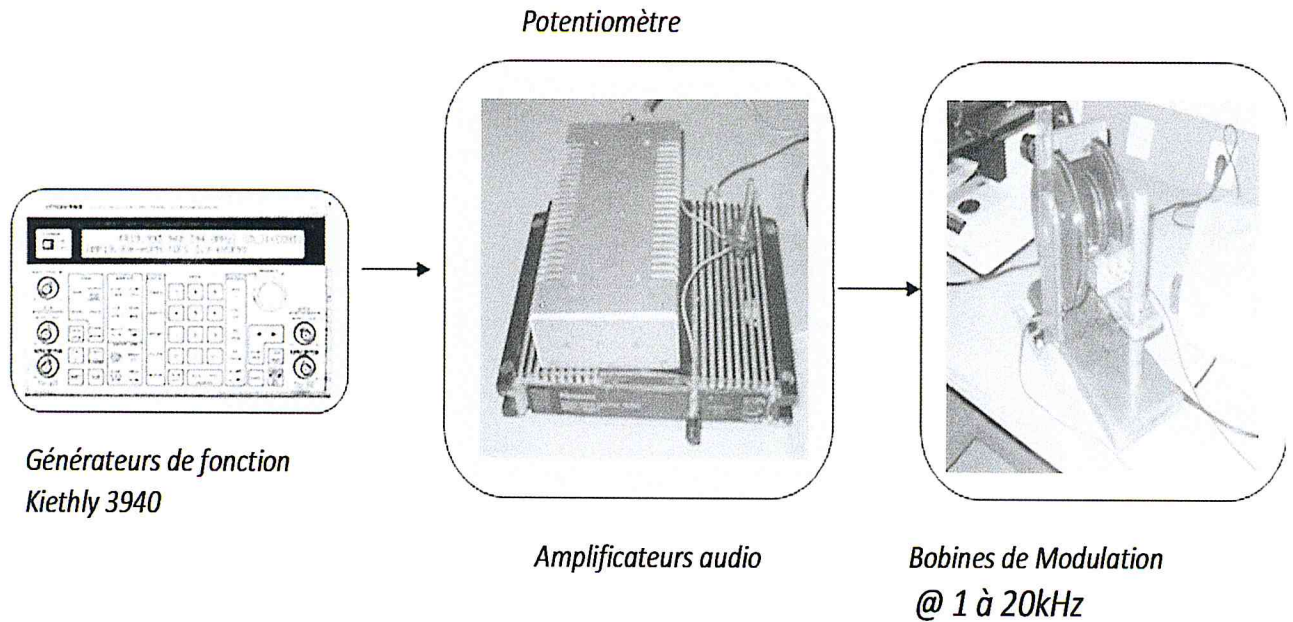


Fig. III-5 : Modulation du champ magnétique (Générateurs basse fréquence et amplificateur audio) [4].

II-4 Circuit résonant

Pour avoir une résonance de spin lorsque l'échantillon est soumis à une application de champ magnétique externe B , il faut apporter à cet échantillon une énergie E qui est égale à l'énergie de séparation de deux spins (*spin Up et spin Down*) par l'action B (effet Zeeman). Cette énergie peut être portée par une onde électromagnétique via un circuit résonant. Il est à noter que lorsque nous travaillons à des fréquences relativement élevées ($>100\text{MHz}$), des précautions sont nécessaires sur la longueur des câbles à utiliser (si les câbles à utiliser sont longs, la théorie des lignes de transmission est nécessaire pour la conception de circuit résonant). Alors, comment définir cette longueur « L » ?

La longueur d'onde du signal qui se propage dans une ligne de transmission est donnée par [4] :

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (24)$$

Telle que C est la célérité de la lumière, et f est la fréquence du signal. La théorie des lignes de transmission est appliquée lorsque les câbles sont électriquement longs c.-à-d que la longueur des câbles est supérieure à un quart de la longueur d'onde de signal ($\lambda / 4$).

Dans la pratique nous considérons un câble électriquement long, lorsque sa longueur L soit :

$$L > \frac{1}{4} \frac{C}{f} V_F \quad (25)$$

V_F : est le facteur de célérité du câble (généralement donné par le fabricant).

Par exemple : si la fréquence du signal désiré est de 200Mhz avec $V_F=0.5$, la longueur du câble minimale nécessaire sans recourir à la théorie des lignes de transmission est de 14 cm, (voir Fig. III-6).

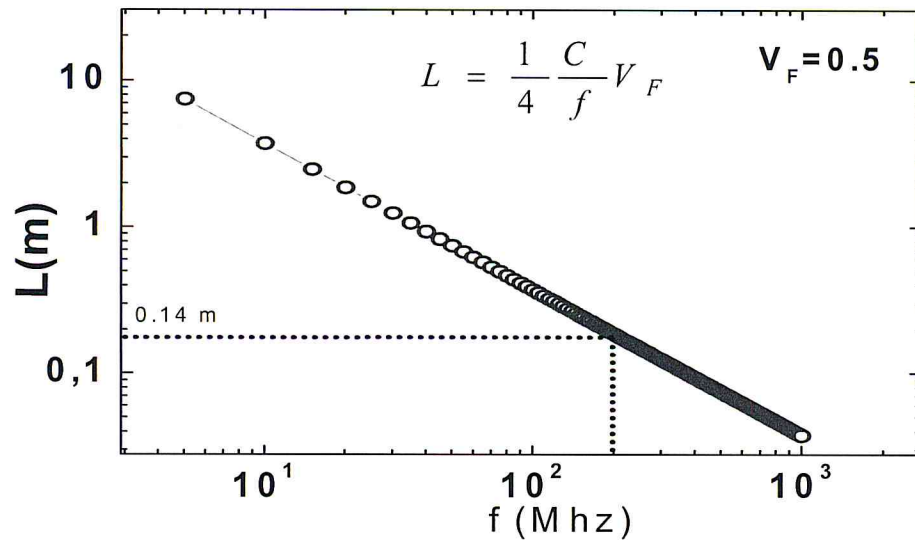


Fig. III-6 : La longueur électrique du câble en fonction de la fréquence [4]

Pour ne pas chevaucher la résonance avec celle de « zero field : résonance à $B=0$ » qui peut être large de 100 Gauss centré sur $B = 0$ [4]. Nous avons choisi une fréquence de 200Mhz. Alors, notre résonance apparaîtra approximativement à 71.4 Gauss:

$$B(G) = 0.357234 * f(MHz)$$

$$B(G) = 0.357234 * 200$$

$$B(G) = 71.4 Gauss$$

Notre circuit résonant est dimensionné à fonctionner à la fréquence de 200 MHz. Le circuit résonant utilisé dans ce travail est un circuit RLC série avec une capacité en parallèle pour adapter son impédance d'entrée à 50Ω [4], (voir Fig. III-7).

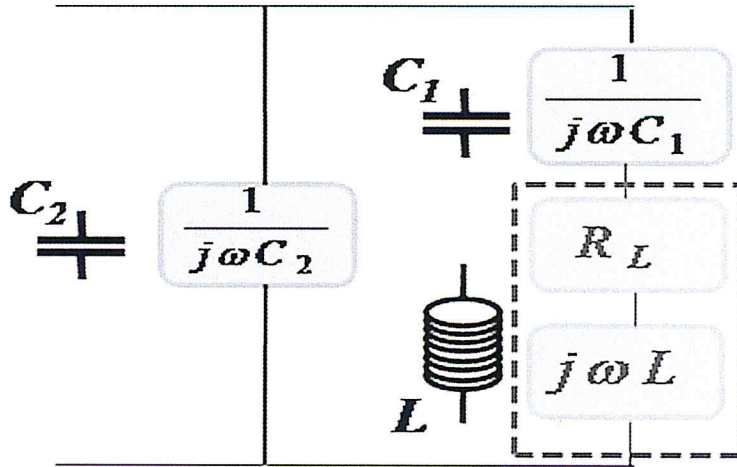


Fig. III-7. Schéma de l'oscillateur RLC.[4]

L'impédance d'entrée (Z) de notre circuit résonant est donnée par :

$$Z = \frac{-\frac{R}{\omega C_2} - j \left[R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \left(\omega L - \frac{1}{\omega} \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} \right) \right) \right]}{\omega C_2 \left[R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega} \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} \right) \right) \right]} \quad (26)$$

Pour adapter Z à 50Ω , nous avons à la résonance la partie réelle de Z doit être égale à 50Ω :

$$\operatorname{Re}\{Z\} = 50\Omega \quad (27)$$

Et si on choisit $C_2 \gg C_1$ par approximation on peut facilement trouver :

$$\operatorname{Re}\{Z\} = \frac{1}{R(C_2 \omega)^2} = 50\Omega \quad (28)$$

D'où la capacité nécessaire pour l'adaptation peut être dimensionnée par :

$$C_2 = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{50 R}} \quad (29)$$

La capacité C_1 peut être calculée comme suit :

À la résonance la partie imaginaire de l'impédance est nulle.

$$\operatorname{Im}\{Z\} = \omega^2 L + R\omega - \frac{1}{C_1} = 0 \quad (30)$$

La résistance de notre résonateur est très faible (bobine de 100mm de diamètre avec 4 tour), Alors $\omega L > R$.

Donc C_1 peut être calculé par :

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L} \quad (31)$$

Notons que C_1 fixe la résonante de notre circuit et C_2 adapte l'impédance d'entrée à 50 Ω .

L'inductance L peut être calculée par :

$$L = \mu \frac{N^2 A}{l} \quad (32)$$

N est le nombre de spires, A est la surface de la bobine et l est la longueur du fil de la bobine [4].

Le champ magnétique généré par le circuit résonant doit être perpendiculaire à celui généré par les bobines d'Helmholtz B (pour éviter une éventuelle composante additionnelle au champ B).

Les dimensions géométriques de la bobine sont fixées par les échantillons caractérisés dans ce travail et qui sont, des transistors VDMOS commerciaux (IRF 9530) [4]. Alors que la bobine comprend 4 tours pour couvrir complètement les transistors dans le but d'avoir un champ magnétique uniforme, avec un diamètre de 10mm, (voir Fig. III-8). Le diamètre de fil utilisé est de 0.7 mm, le Tableau III-2 donne les valeurs des capacités C_1 , C_2 , et l'inductance L , obtenues pour un circuit résonant à 200Mhz et que son impédance d'entrée est adapté à 50 Ω . Le circuit résonant est alimenté par un générateur radiofréquence *Agilent 8648D* [4].

Paramètre	Valeur
Inductance L	319 mHz
Capacité C_1	1.8 PF
Capacité C_2	339 PF

III-2 : Valeurs obtenues [4]

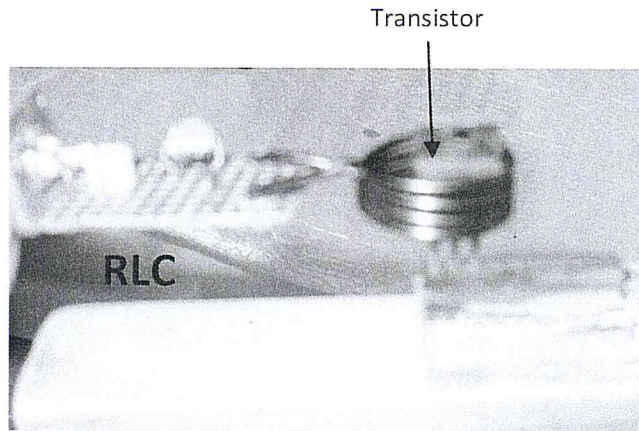


Fig. III-8 Résonateur réalisé [4]

II-4-1 Test de circuit résonant

Pour tester notre circuit résonant nous avons mesuré la réflexion S_{11} avec un analyseur de réseau (*Agilent 8753ES*) tel qu'il est montré par la Fig. III-9 (a). Le résultat est donné dans la Fig. III-9 (b). Une résonance à 200MHz est observée.

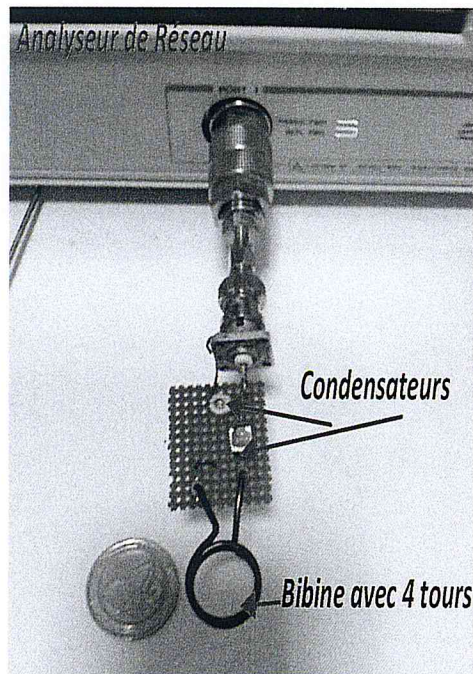


Fig. III-9: (a) Test de circuit résonant,

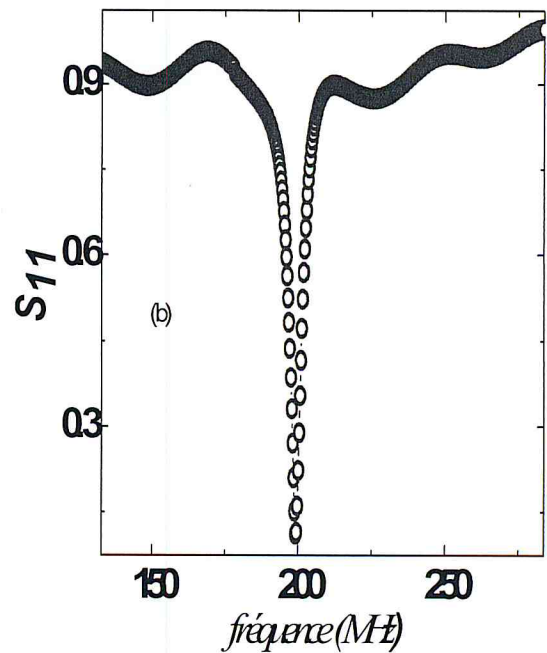


Fig. III-9 : (b) Résultat de réflexion S_{11} .

[4]

II-5-Chaîne de conditionnement de signal EDMR

Généralement, les courants mesurés dans les techniques EDMR sont de l'ordre de pico Ampère (pA), ce qui nécessite une amplification. Dans ce travail nous avons utilisé deux amplificateurs de courant à gain variable (DHPCA 100) [4], monté en cascade, séparé par un filtre passe bas de fréquence de coupure de 10Khz. Le gain de chaque amplificateur est de 10^2 à 10^8 . Ce qui offre une flexibilité de gain total [4] (voir Fig. III-10).

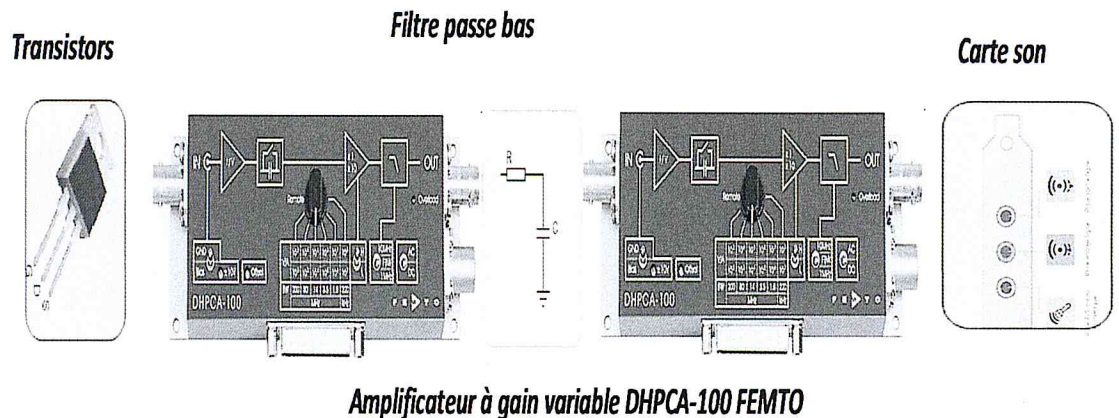


Fig. III-10 : Chaîne d'acquisition de signal EDMR [4].

La résolution de notre Chaîne d'acquisition peut être calculée par ($\text{gain}=10^6$) :

$$I = \frac{2}{2^{24}} * \frac{1}{\text{gain}} = 2(1.210^{-7}) * 10^{-7}$$

$$I = 2.410^{-14} A$$

Ce qui est largement suffisant pour toutes les techniques EDMR (SDR, DST et SDPC) [4].

II -6 Amplificateur à détection synchrone (*lock in amplifier*)

Le signal des techniques EDMR (courant) est noyé dans le bruit du montage et du dispositif (bruit thermique, bruit *shot*, bruit ficher et les interférences électromagnétiques)[4]. Nous disposons de plusieurs moyens permettant de détecter un signal noyé dans le bruit, telles les méthodes de filtrage, de moyennage, de corrélation et de démodulation synchrone (*lock in amplifier*). Dans ce travail, nous avons utilisé un amplificateur à démodulation synchrone virtuel implémenté sous LabVIEW. Fig.III-11 donne le schéma synoptique de cette démodulation [4]. Le signal mesuré $S(t)$ peut s'écrire :

$$S(t) = u(t) + b(t) \quad (31)$$

$\mu(t)$: Signal utile d'EDMR (due à l'application de signal modulé) peut s'écrire :

$$u(t) = V_u \sin(2\pi f_m t + \phi_m) \quad (34)$$

$b(t)$: bruit de mesure qui peut s'écrire comme une somme de sinusoïde de différente fréquence et amplitude :

$$\sum_n V_n \sin(2\pi f_n t + \phi_n) \quad (35)$$

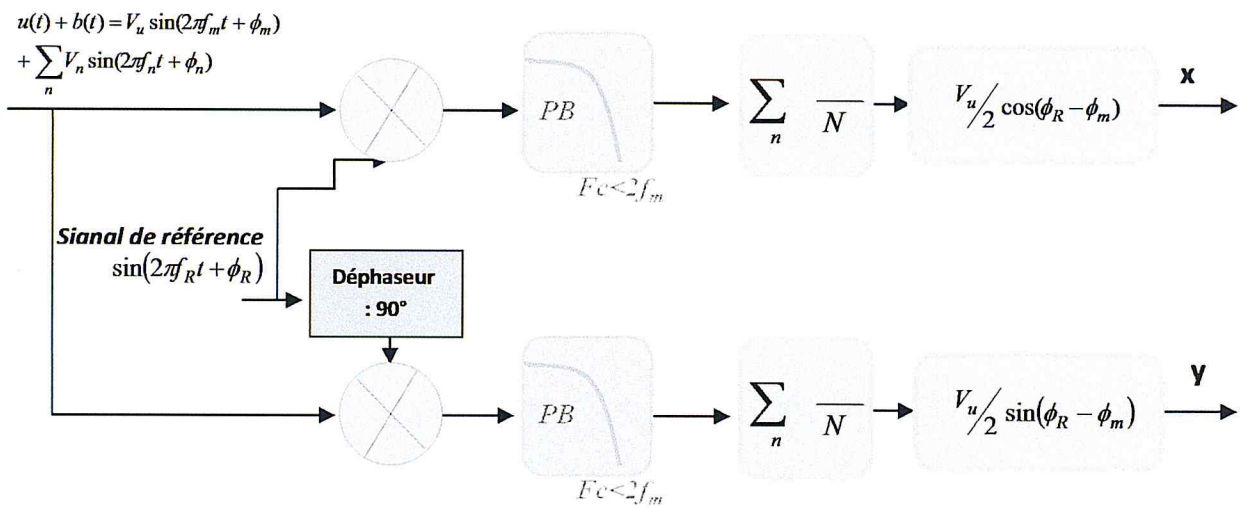


Fig. III-11 : Diagramme de l'amplificateur à détection synchrone.[4]

Le signal EDMR peut être exprimé par :

$$S(t) = V_u \sin(2\pi f_m t + \phi_m) + \sum_n V_n \sin(2\pi f_n t + \phi_n) \quad (36)$$

Après le multiplieur, le signal est donné par :

$$S(t) * R_{ref}(t) = \left(V_u \sin(2\pi f_m t + \phi_m) + \sum_n V_n \sin(2\pi f_n t + \phi_n) \right) * \sin(2\pi f_R t + \phi_R) \quad (37)$$

Dans notre cas, la fréquence $f_m = f_R$

$$\begin{aligned} S(t) * R_{ref}(t) &= V_u/2 \cos(\phi_R - \phi_m) \\ &+ V_u/2 \cos(4\pi f_m t + \phi_R + \phi_m) \\ &+ \sum_n V_n/2 \cos[2\pi(f_n \pm f_m) + \phi_R \pm \phi_n] \end{aligned} \quad (38)$$

Après le filtre passe bas de fréquence de coupure $<2f_m$ le deuxième terme est éliminé ainsi que les bruit de fréquence $<2f_m$. En moyennant plusieurs mesures, nous pouvons éliminer le bruit [4]:

$$x = \frac{V_u}{2} \cos(\phi_R - \phi_m) \quad (39)$$

En faisant le même raisonnement, nous prouvons avoir y :

$$y = \frac{V_u}{2} \sin(\phi_R - \phi_m) \quad (40)$$

D'où l'amplitude du signal EDMR est donnée :

$$\sqrt{y^2 + x^2} = \frac{V_u}{2} \quad (41)$$

Et la phase est donnée par :

$$(\phi_R - \phi_m) = \text{Arc tan} \left(\frac{x}{y} \right) \quad (42)$$

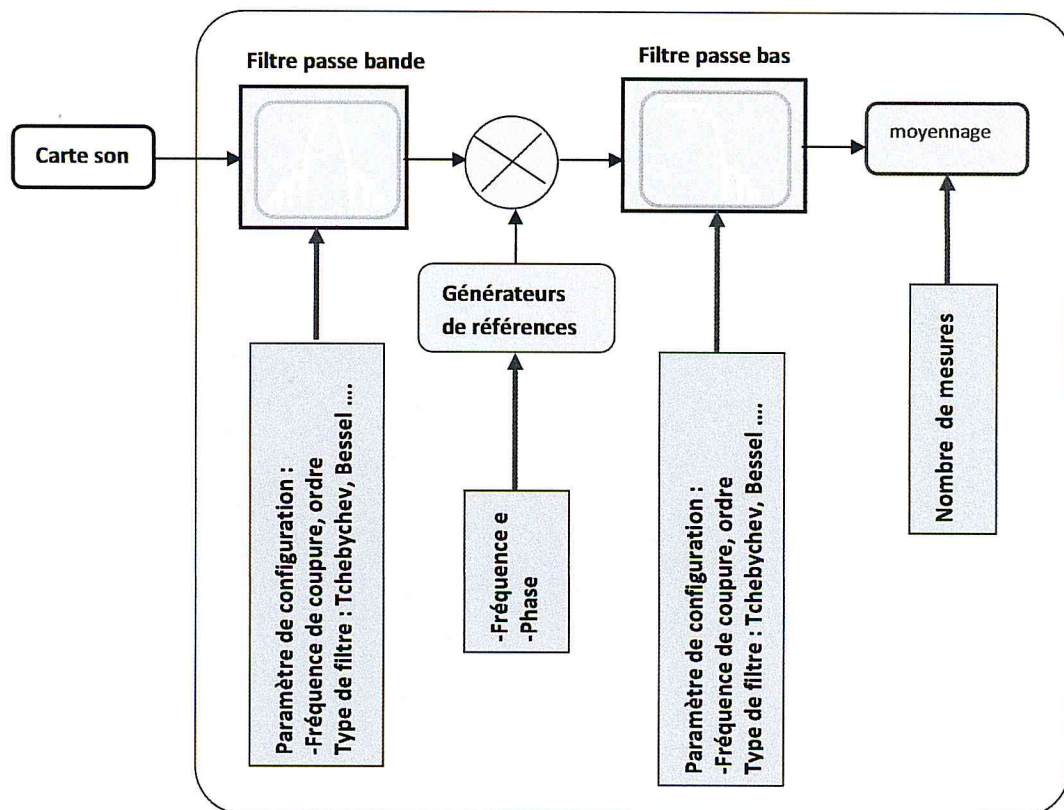


Fig. III-12 : Diagramme du programme de l'amplificateur à détection synchrone implémenté sous LABVIEW [4].

II -7 Logiciel de contrôle du spectromètre EDMR développé

Le logiciel du spectromètre a pour but le contrôle et la configuration des différentes parties du spectromètre [4] :

- ❖ Amplificateurs à détection synchrone (filtre, fréquence de référence) ;
- ❖ Rampe de champ magnétique statique ;
- ❖ Carte son (fréquence d'échantillonnage, nombre de bit) ;
- ❖ Sauvegarde et affichage des données de l'expérience..

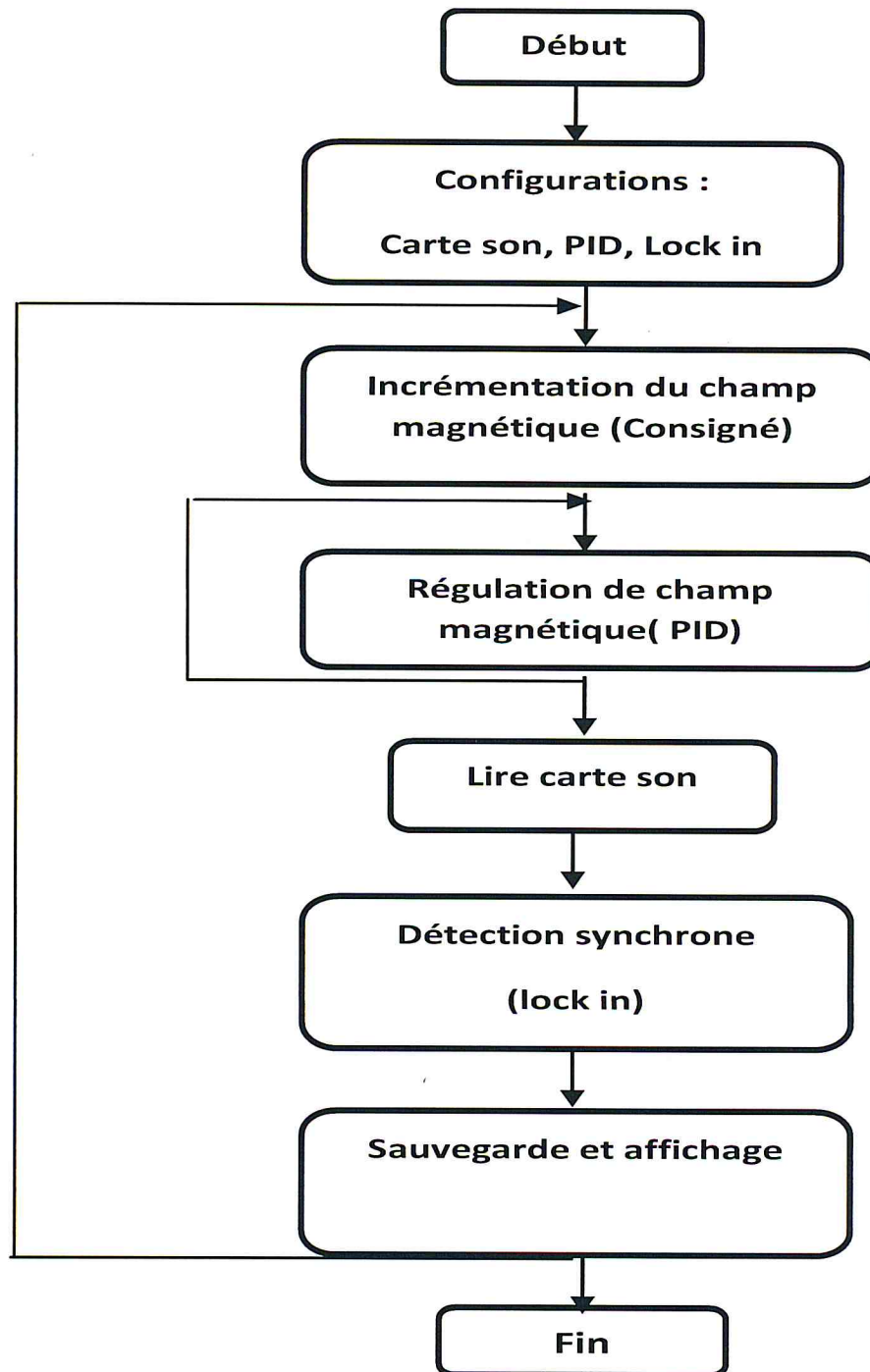
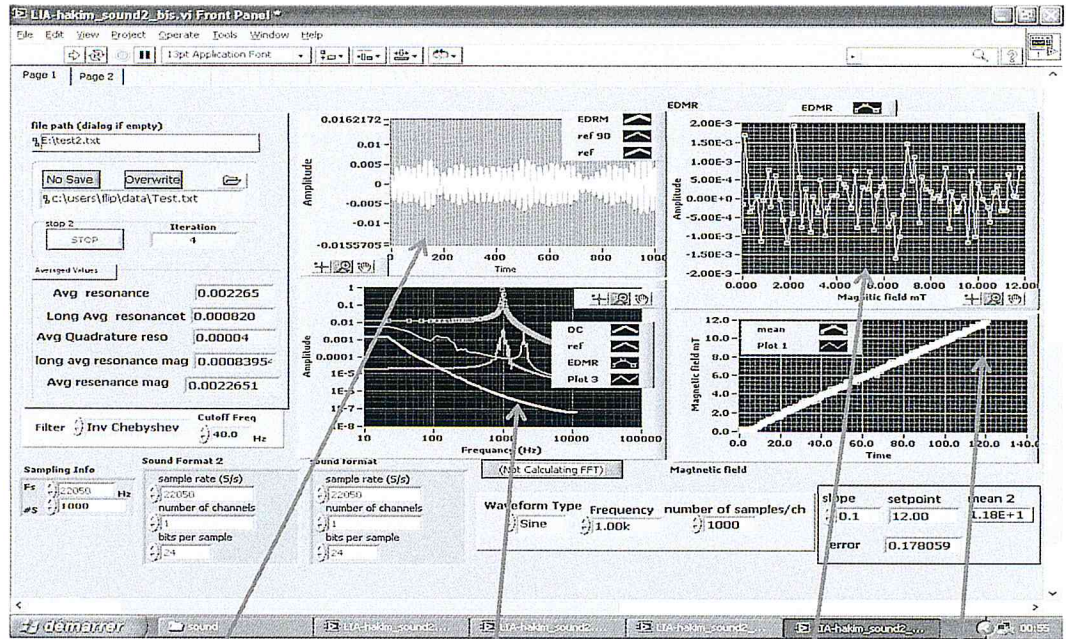


Fig. III-13 : Diagramme de programme de contrôle de spectromètre développé.[4]



Signal EDMR Modulé +
Deux références sinusoïdales

Transforme de Fourier FFT

Champ magnétique
signal EDMR

Fig. III-14 : Interface du programme de contrôle de spectromètre [4]

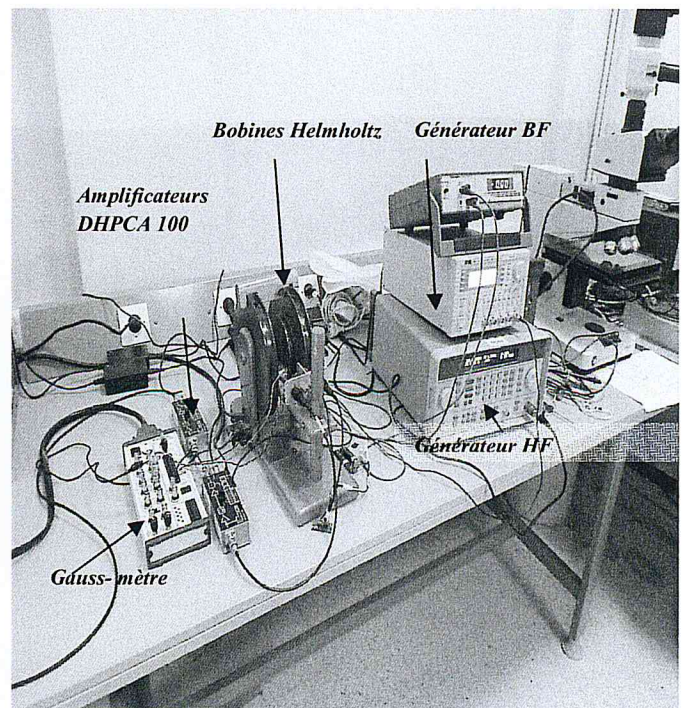
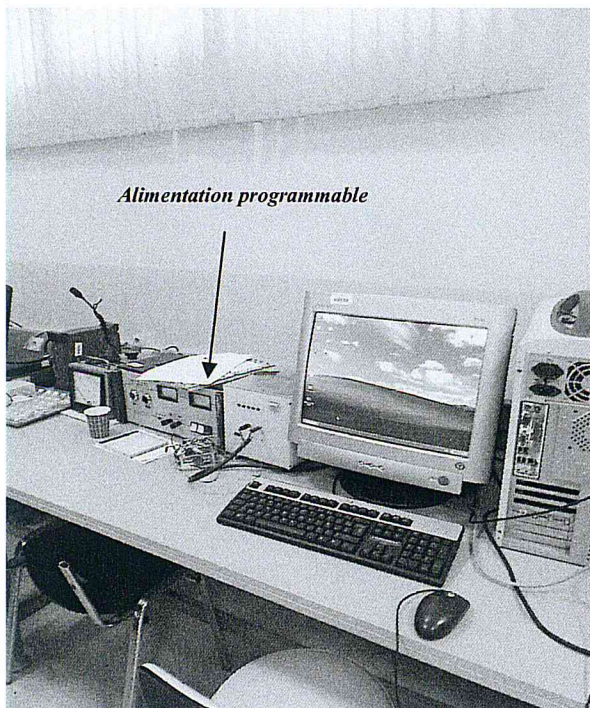


Fig. III-15 : Spectromètre EDMR réalisé au sien de l'équipe FCS [4].

III. Dispositif utilisé

Le dispositif utilisé dans ce travail est un transistor commercial *VDMOSFET* (*IRF 510*)

III-1-Le transistor *VDMOSFET* :

Un *MOSFET* de puissance est un type spécifique de transistor à effet de champ semiconducteur à oxyde métallique (*MOSFET*) conçu pour gérer des niveaux de puissance significatifs. Par rapport aux autres dispositifs semi-conducteurs de puissance, par exemple un transistor bipolaire à porte isolée (*IGBT*) ou un thyristor, ses principaux avantages sont la vitesse de commutation élevée et une bonne efficacité à basse tension. Il partage avec l'*IGBT* une porte isolée qui permet de conduire facilement. Ils peuvent être soumis à un faible gain, parfois jusqu'à ce que la tension de grille soit supérieure à la tension sous contrôle [8]. La conception des *VDMOSFET* a été rendue possible grâce à l'évolution de la technologie *CMOS*, développée pour la fabrication de circuits intégrés à la fin des années 1970. IL partage son principe de fonctionnement avec son homologue de faible puissance, le *MOSFET* latéral.

Le *VDMOSFET* est le commutateur à basse tension (c'est-à-dire moins de 200 V) utilisé le plus largement. Il se trouve dans la plupart des alimentations électriques, des convertisseurs *CC / CC* et des contrôleurs de moteurs basse tension [5].

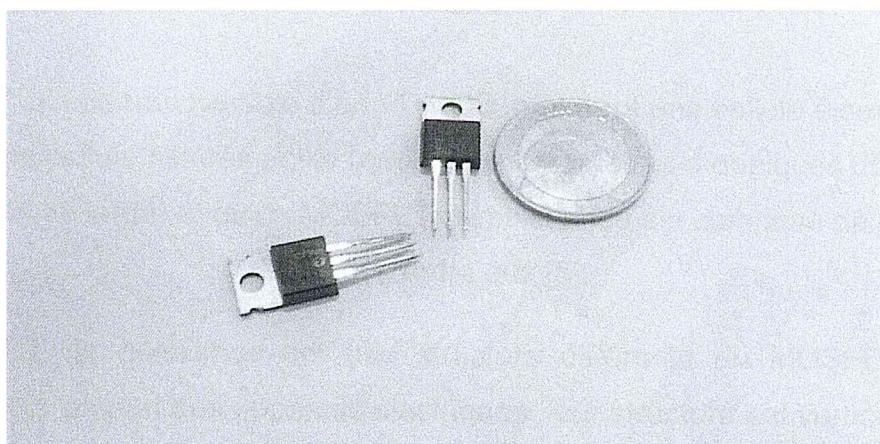


Fig. III-16 : *VDMOSFET* IRF 510.

fonction du dopage et de l'épaisseur de la couche épitaxiale N, tandis que la valeur nominale est fonction de la largeur du canal. Cela permet au transistor de maintenir à la fois une tension de blocage élevée et un courant élevé dans un morceau compact de silicium [5].

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé les différents instruments et circuits utilisés dans la réalisation du spectromètre EDMR. Ainsi que le programme de contrôle de ce spectromètre. Nous avons aussi rapporté le dispositif utilisé dans ce travail pour la caractérisation (identification de la microstructure) par la technique SDCP qui est le but de quatrième chapitre.

Chapitre 4 : Interprétation des résultats

Introduction

Avant de donner les résultats obtenus par la technique *spin depending charge pumping* (SDCP), dans la section suivante, nous exposons le principe de fonctionnement des différents étages du spectromètre EDMR.

I. Mise en œuvre de la technique SDCP

- Avant de mesurer le courant de pompage de charge dépendant de spin (SDCP), nous avons mesuré la caractéristique de pompage de charge du transistor utilisé (voir montage) de la Fig. IV-1(a) elle présente la caractéristique obtenue pour différentes fréquences du signal appliqué au grille de transistors. Les paramètres du signal appliqué sont les suivants : l'amplitude est de 3V, les temps de montée et de descente sont de 100ns.

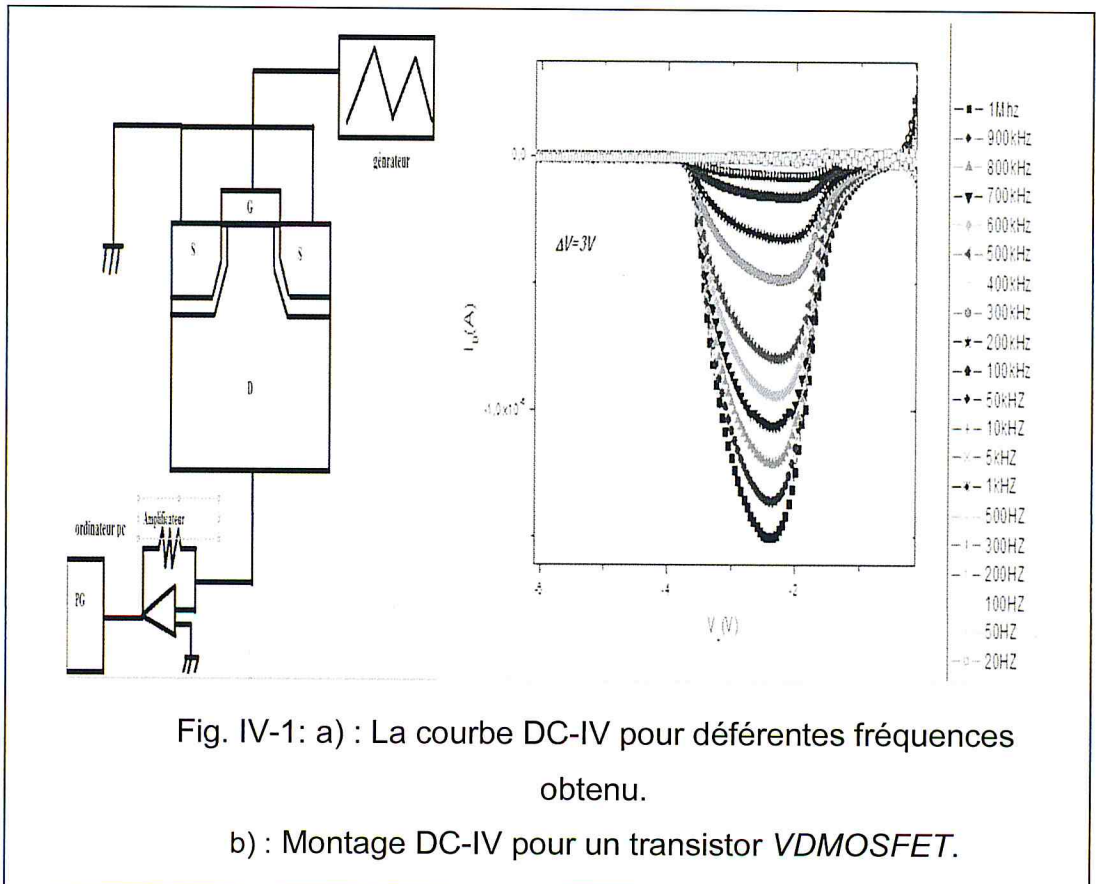


Fig. IV-1: a) : La courbe DC-IV pour différentes fréquences obtenue.

b) : Montage DC-IV pour un transistor VDMOSFET.

- Le courant EDMR (SDCP) mesuré est choisi dans la partie du palier maximum de la courbe de pompage de charge, correspond à la tension basse $V_L = -4.4$ du signal appliqué à la grille, voir Fig. IV-1 (b).
- Le signal récupéré après amplification à l'entrée de la carte son est donné par la figure IV-2. On constate que le signal EDMR est noyé dans le bruit

expérimentale, la Fig. IV-3 qui présente la densité spectrale du signal EDMR) due aux bruits thermique du transistor, bruit $1/f$ et en interférence électromagnétique (signale RF avec le signal de modulation plus les harmoniques de l'alimentation DC utilisée pour la génération du champ magnétique statique).

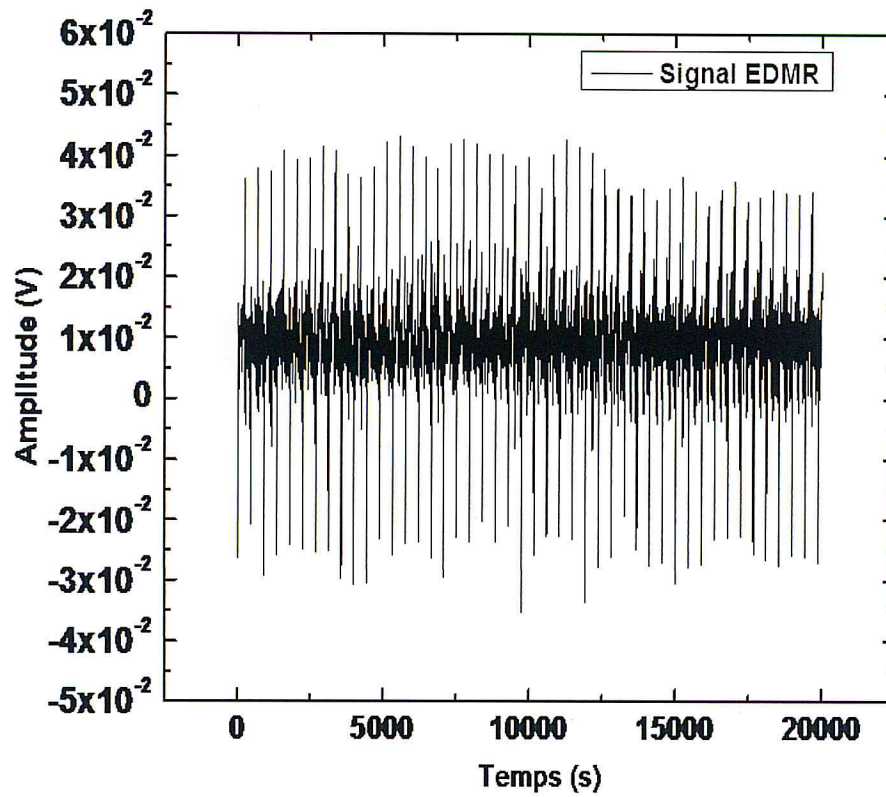


Fig. IV-2: Signal EDMR à l'entrée.

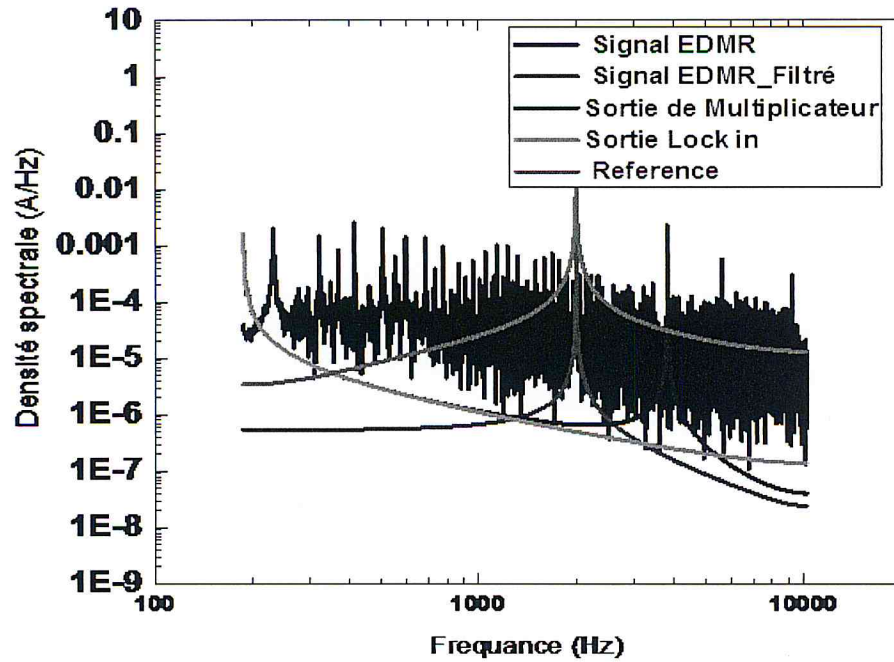


Fig. IV-3: Densité spectrale en fonction de la fréquence pour des différents signaux.

Après filtrage du signal précédent (Fig. IV-2) par un filtre passe band centre au tour de la fréquence de modulation (ici est de $f_m = 2\text{KHz}$) on obtient le signal présent par la Fig. IV-3. La variation de l'amplitude de signal est due au bruit de phase qui le signal accompagne le signal EDMR '(bruit de même fréquence que le signal de modulation).

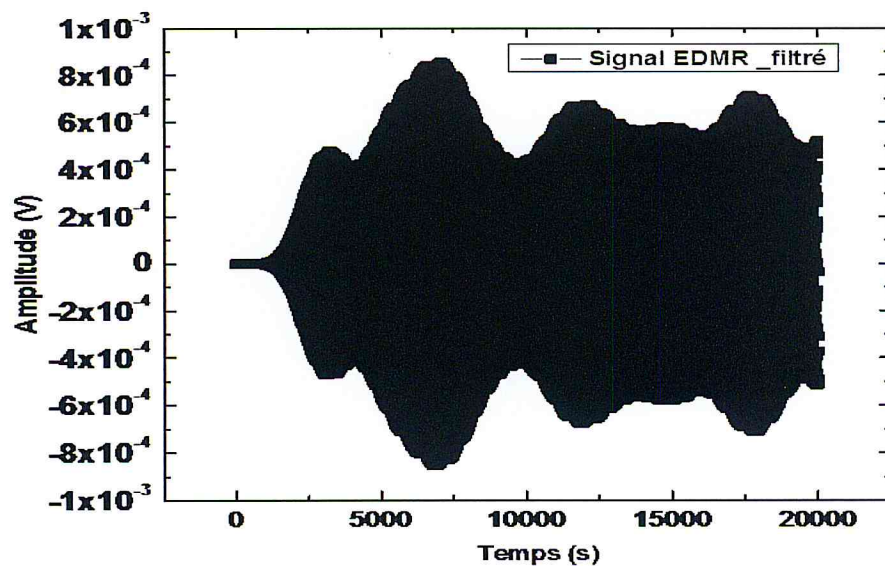


Fig. IV-4: Signal EDMR filtré.

Le signal filtré est injecté dans deux multiplicateurs qui va multiplier le signal de la Fig. IV-4 avec un signal sinusoïdale appelé des références ; déphasé entre eux de $\pi/2$ voire Fig. IV-5 A la sortie du multiplicateur on obtient des signaux de la Fig. IV-5. La densité spectrale de ces signaux montre la présence d'un composant continue avec un signal sinusoïdale de fréquence 2x la fréquence de modulation (voir chapitre 3 §5).

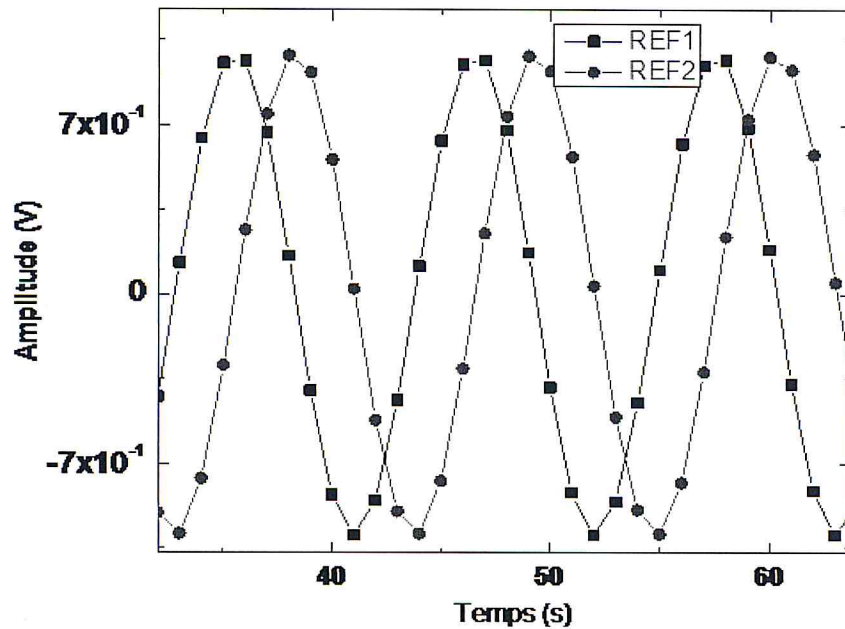


Fig. IV-5: Signaux de références.

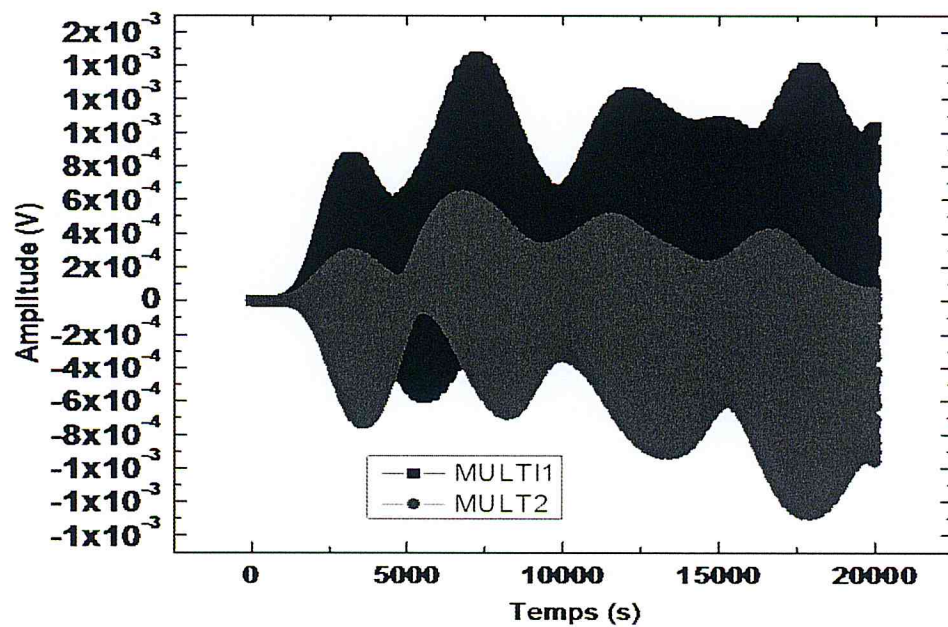


Fig. IV-6: Signal a la sortie du multiplicateur.

Après filtrage de signal précédent par un filtre passe bas pour éliminer le signal à $2f_m$ on obtient le signal présent avec Fig. IV-7. On moyennant le signal de la Fig. IV-6 on obtient l'amplitude de signal *EDMR* (voir équation 40) qui correspond au champ magnétique DC appliqué a la densité spectrale du signal de la figure et de Fig. IV-2.

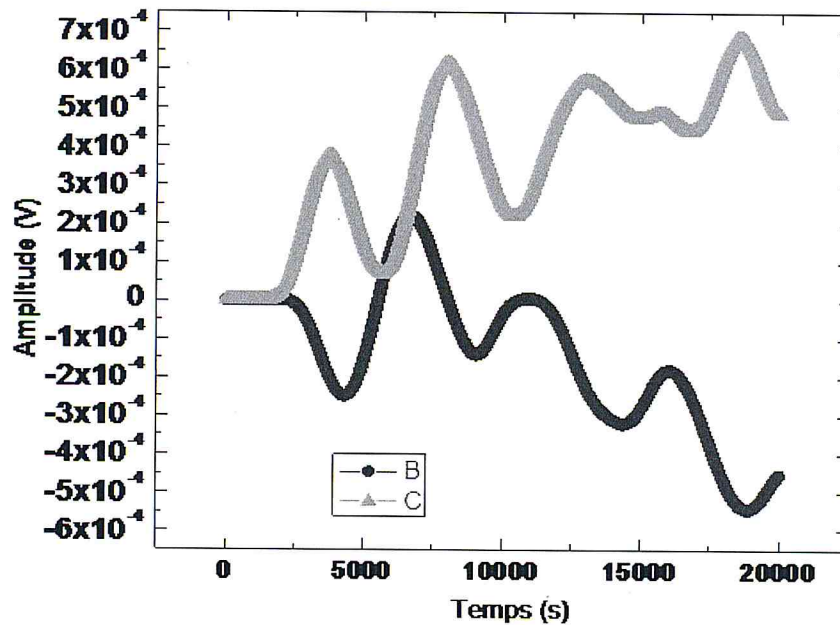


Fig. IV-7: Signal a la sortie du filtre passe bas.

II. Résultats obtenus

La Fig. IV-8 présente le spectre obtenu par la technique *spin dépendent charge pumping* (SDCP) pour différentes fréquences de signal appliqué à la grille de transistor. Le pic central correspond à la résonance électronique (du défaut paramagnétique) et les deux pics secondaires correspondent à l'interaction hyperfine (interaction spin d'électron et spin du nucléon). La distance entre ces deux pics nous renseigne sur la nature de défaut qui est présent dans notre transistor. Dans notre cas cette distance est de 7.4mT qui correspond au défaut appelé E'-hydrogéné [9,10].

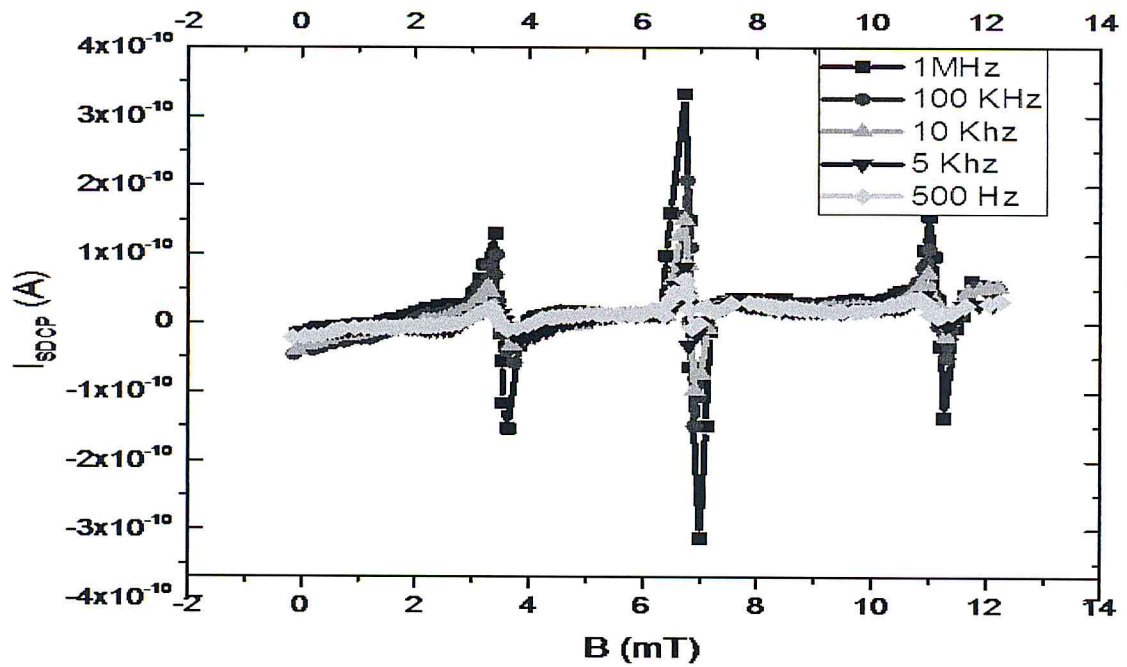


Fig. IV-8: spectre obtenu par la technique *spin dépendent charge pumping* (SDCP).

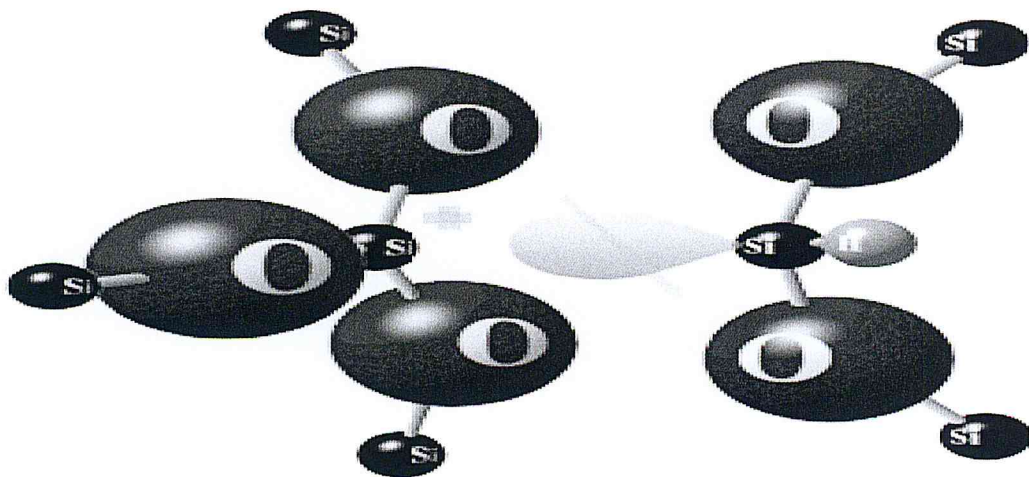


Fig. IV-9 : Défaut E'- hydrogéné (E' center 74G boulet).

Conclusion

L'identification de la microstructure des pièges dans les dispositifs MOS en variant la fréquence du signal appliqué à la grille par la technique SDCP qui peut être utilisée pour donner la distribution de la microstructure des défauts dans les oxydes de la grille et qui peut être intégré dans une ligne de production.

Conclusion General

Dans ce travail nous proposons un nouveau concept; basé sur la résonance paramagnétique de spin : *spin dependant charge pumping* (SDCP) pour l'identification de la microstructure des pièges dans les dispositifs MOS en variant la fréquence du signal appliqué à la grille.

La miniaturisation des transistors vers des dimensions de plus en plus petites améliore les performances pour un prix de revient réduit. Mais les dimensions très faibles engendrent d'une part, des défauts localisés à l'interface Si/SiO₂ et dans l'oxyde et d'autre part, l'augmentation des champs électriques à l'intérieur du dispositif, ce qui conduit à " échauffer " les porteurs et favorise

leur multiplication et leur injection dans l'oxyde. Il en résulte une dégradation globale des paramètres qui déterminent les performances du transistor MOS. Pour pouvoir arriver à des solutions qui atténuent ces phénomènes, on utilise la méthode de pompage de charge dépendante de spin

Après la découverte de la spectroscopie de la résonance paramagnétique électriquement détectée EDMR s'est rapidement développée et a été un support d'étude pour de nombreuses recherches d'identification des défauts dans la structure atomique des semiconducteurs.

Nous avons constatés que l'identification des défauts dans l'interface Si/sio₂ est un paramètres très important pour comprendre les mécanismes responsable de la dégradation des transistors ; pour pouvoir agir sur les procédés de fabrication afin de diminuer ces défauts.

Nous avons définis les concepts théoriques de chaque spectroscopie qui va nous aider par la suite de comprendre les étapes et les résultats expérimentaux de caractérisation d'un transistor VDMOSFET par la spectroscopie SDT qui sera mis en œuvre dans le chapitre suivant

Nous avons exposé les différents instruments et circuits utilisé dans la réalisation du spectromètre EDMR. Ainsi que le programme de contrôle de ce spectromètre. Nous avons aussi rapporté le dispositif utilisé dans ce travail pour la caractérisation (identification de la microstructure) par la technique SDCP qui est le but de quatrième chapitre.

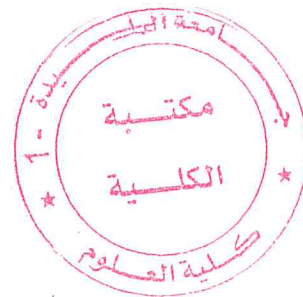
L'identification des microstructures des défauts dans les dispositifs MOSFET est très importante. Car d'une part, cette identification nous permet de comprendre les mécanismes responsables de la dégradation des dispositifs MOS. Et d'autre part, une fois ces mécanismes sont connus, il nous permet d'agir sur les procédés de fabrications pour minimiser ces défauts. Cette technique peut être utilisée pour donner la distribution de la microstructure des défauts dans les oxydes de la grille et qui peut être intégré dans une ligne de production.

Bibliographie

- [1] ABDELAZZIZ, M. K. (2013). *Etude et simulations d'un transistor MOS vertical*. Tlemcen: Université Abou-Bekr Belkaïd.
- [2] AKKEZ, I. B. (décembre 2012,). *Études théorique et expérimentale des*. l'École Doctorale: EEATS (Electronique,.
- [3] Bittel, B. C. (2013). *STUDY OF DEFECT STRUCTURE AND ELECTRICAL TRANSPORT IN*. The Pennsylvania State University.
- [4] Cherifa, T. (2015). Implémentation d'une plateforme de caractérisation sous champ magnétique et de la spectroscopie EDMR (Electrically Detected Magnetic resonance). BABAHSSEN: Division Microélectronique et Nanotechnologie (FCS) CDTA.
- [5] GERRER, L. (2011). *Impact du claquage progressif de*. l'École Doctorale Electronique Electrotechnique.
- [6] GUERFI, Y. (2015). R'éalisation et caractérisation de transistors MOS `a base de nanofils. TOULOUSE: l'Universit'e Toulouse 3 Paul Sabatier.
- [7] Hoehne, F. (2012). *Electrical Detection of*. Universität München.
- [8] MANEGLIA, Y. (1998). *ANALYSE EN PROFONDEUR DES DEFAUTS DE*. 23, rue des Martyrs, BP 257, 38016 GRENOBLE Cedex 1, FRANCE: Laboratoire de Physique des Composants à Semiconducteurs.
- [9] Mark A. Anders, P. M. (2013). *NBTI and Spin Dependent Charge Pumping in 4H-SiC MOSFETs*. Pennsylvania State University.
- [10] Mark E. Law, R. C.-C. (2008). *D efects in U lt ra-Shallow Junctions*. by Taylor & Francis Group, LLC.
- [11] Mohammed, S. (2001). Simulation de la technique de pompage de charge à trois niveaux pour la. constantine: Université de Constantine.
- [12] Mohammed, S. (2003). Simulation de la technique de pompage de charge à trois niveaux pour la. Constantine: université de Constantine.
- [13] RANDRIAMIHAJA, Y. M. (2012). *ETUDE DE LA FIABILITE DES TECHNOLOGIES*. Marseille: l'Université d'Aix-Marseille et Sud Toulon-Var.
- [14] Tarek, C. (2016). Etude des défauts d'interface Si/SiO2 dans les TMOS : Simulation sous Silvaco et Modélisation. batna: Université Batna 2.

- [15] Jander, P. Dhagat, "Sensitivity analysis of magnetic field sensors utilizing spin-dependent recombination in silicon diodes," *solide-state electronics*, vol.54, no.11, pp.1479-1484, Nov 2010.
- [16] J. Cochrane, P. M. Lenahan and A. J. Lelis "An electrically detected magnetic resonance study of performance limiting defects in SiC metal oxide semiconductor field effect transistors." *Journal of Applied Physics* 109.1 (2011): 014506, Jan. 2011.
- [17] C.J Cochrane, P.M Lenahan, A.J Lelis, "Identification of a silicon vacancy as an important defect in 4H SiC metal oxide semiconducting field effect transistor using spin dependent recombination," *Applied Physics Letters*, vol.100, no.2, p. 023509, Sep.2012.
- [18] C.J Cochrane, PM Lenahan, AJ Lelis, "The effect of nitric oxide anneals on silicon vacancies at and very near the interface of 4H SiC metal oxide semiconducting field effect transistors using electrically detected magnetic resonance," *Applied Physics Letters*, vol.103, no.19,p. 193507, Mai.2013.
- [19] C .J Cochrane, P.M Lenahan, "Zero-field detection of spin dependent recombination with direct observation of electron nuclear hyperfine interactions in the absence of an oscillating electromagnetic field," *Applied Physics Letters*, vol.112, no.12,p. 123714, Dec.2012.
- [20] Meier, J; Behrends , C Teutloff, O.Astakhov, A. Schnegg, K. Lips , R.Bittl "Multi-frequency EDMR applied to microcrystalline thin-film silicon solar cells," *Journal of Magnetic Resonance*, Vol. 234, pp. 1–9Sep. 2013.
- [21] F.A. Castro, G.B. Silva, L.F. Santos, R.M. Faria, F. Nuesch, L. Zuppiroli, C.F.O. Graeff, "Electrically detected magnetic resonance of organic and polymeric light emitting diodes," *Journal of Non-Crystalline Solids* vol. 622, pp.338 - 340,Jun.2004.
- [22] P.M, Lenahan, J.J, Mele "E ' Centers and Leakage Currents in the Gate Oxides of Metal Oxide Silicon Devices," *Journal of Vacuum Science & Technology B*, vol.18, no.4, pp. 2169-2173, Jul.2000.
- [23] R.S.Rautela, V.Bhatt, P.Sharma, and P.Walia., "Mathematical approach for designing & development of Helmholtz coil for hyperpolized xenon gas used in MRI," in proceeding of *_India International Conference on Power Electronics (IICPE 2010)*, 28-30 Jan. 2011, pp.1-5

- [24] P.K.Nayak, U.Prazad, A.N.Sharma. D.Patel, S.Kedia, S Pradhan, "I-V characteristics and magnetic field profile studies in high Tc BSCCO based Helmholtz coil," Journal of Physics: Conference Series 208
- [25] D.W.Carnegie, J.Timpf. "Characterizing permanent magnet blocks with Helmholtz coil". Nuclear Instrument and Methods in Physics Research, vol.319, no 1–3, pp.97–99, Aug.1992.
- [26] I.S. Grant, W.R. Phillips, "Electromagnetism", (2nd Edition) John Wiley & Sons, 2008.
- [27] Radiometric Linear Hall Effect Sensor, UGN3503, datasheet.
- [28] NI PXI/PCI-5112 Specifications, datasheet.
- [29] Hang Chang Chieh), "Advances in PID Control," edition Springer-Verlag. London, UK. ,1999
- [30] Kaplan, I. Solomon, and N. F. Mott, "Explanation of the large spin-dependent recombination effect in semiconductors," J. Phys, vol.39, no.4, pp 51-54, Feb 1978.
- [31] J. T. Ryan, P. M. Lenahan, A. T. Krishnan and S. Krishnan, "Spin dependent tunneling spectroscopy in 1.2 nm dielectrics," Journal of Applied Physics, vol.108, no.6,p. 064511, Sep.2010



Résumé

A cause de son efficacité, de sa grande précision et de sa facilité de mise en œuvre par rapport aux techniques classiques de caractérisation de l'interface Si/SiO₂, la technique de pompage de charge dépendante de spin (SDCP) a connu un grand essor des dernières années. Beaucoup d'améliorations lui ont été apportées. Cette technique est particulièrement utilisée pour analyser les dégradations des transistors MOS de très faible géométrie, ou les autres techniques ne sont plus d'aucune utilité. Ces dégradations conduisent généralement à la création d'une charge fixe piégée dans la couche d'oxyde et de défauts électriquement actifs à l'interface Oxyde semiconducteur, après l'application d'une contrainte de vieillissement (rayonnement, ionisation, injection de porteurs). Ce vieillissement est d'autant plus prononcé que les dimensions sont faibles, ce qui représente le principal obstacle que la micro-électronique doit surmonter. Ce travail a pour objectif d'identification de la microstructure des pièges dans les dispositifs MOS en variant la fréquence du signal appliqué à la grille.

Abstract

Because of its efficiency, its high precision and its easy use regarding to classical techniques of Si/SiO₂, interface characterization, the charge pumping technique has seen a large evolution these years. Many improvements have been made other, This technique is particularly used for very slight geometry MOS transistors damaging, where other techniques have no utility. This damaging often leads to the creation of a fixed trapped charge in the oxide coat and active electronically defaults in the oxide Semi-conductor interface after the application of ageing constraint (ionizing radiation, injection carrier). This ageing is so pronounced when the dimensions are slight this represents. the main obstacle that the microelectronics must face.

