



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE.

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI OUZOU
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE.

MEMOIRE

DE FIN D'ETUDES

EN vue d'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en ELECTRONIQUE

Option : Contrôle

Thème :

*Banc de mesure du bruit basse fréquence et
des caractéristiques en $I(V)$ d'un transistor
MOSFET.*

Proposé et dirigé par : Mr ACHOUR.H

ETUDIE ET REALISER PAR :

ATTAL Ferhat et

AZDAOU Zineb

Soutenu le : 12 juillet 2010 devant le jury d'examen composé de :

Mr.ACHOUR.H

Promoteur

Mr.LAGHROUCHE.M

President

Mr.LAKHLEF

Examineur

Mr.BENAMANE.K

Examineur

Promotion 2010



dédicaces

Je dédie ce modeste travail à ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage. Ceux dont je garde le souvenir éternel de sacrifices et de tendresse à :

- ✚ Mes très chers parents que DIEU les protège.***
- ✚ Mes frères.***
- ✚ Ma grand-mère.***
- ✚ Mon cher binôme.***
- ✚ tous mes amis.***





dédicaces

Je dédie ce modeste travail à ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage. Ceux dont je garde le souvenir éternel de sacrifices et de tendresse à :

✚ Mes très chers parents que DIEU les protège.

✚ Mes frères : LYES, MASSI. AMRANE et sa femme.

✚ Mes sœurs : ZAHIA, NADIA, SAMIA et surtout NACIRA.

✚ Mon cher voisin DA MOUHAND et sa femme NACIRA.

✚ Ma très chère ZINEB et à toutes sa famille.

✚ tous mes amis.



ATTAL Ferhat

Remerciements :

On tient tous d'abord a remercie notre promoteur MR.ACHOUR .H sans le quel ce travail n'aurait pas vu le jour. On le remercie de nous avoir soutenue tous au long de ce parcours.

On est profondément reconnaissant à Monsieur LAGROUCHE.M d'avoir cru en nous, de nous avoir encouragés, et offert les opportunités de dévoiler nos connaissances.

L'aide de monsieur LAKHLEF, nous a été particulièrement précieuse à des moments important durant ce travail.ses inestimables connaissance nous ont permis d'avancer plus rapidement. On lui adresse nos remerciements les plus chaleureux.

Monsieur BENSIDHOUM, veuillez accepter nos remerciements pour votre accueil, et pour la documentation que vous nous avez fourni.

D'autre acteurs sont intervenus ponctuellement pondant la mise en œuvre de ce travail, leurs aide et soutient ont contribué significativement à sa réussite. On remercie plus particulièrement :

Monsieur BENNAMANE.K pour le temps qu'il nous a consacré.

Monsieur KANANE pour sons intérêt et sa gentillesse.

Madame DJOUAHAR, merci pour votre soutient.

Monsieur BOUKAES pour le temps qu'il nous à consacrer afin de nous donné ses connaissance sur Control desk.

On remercie monsieur ABEDLLI

Monsieur KHORSI responsable du labo technique d'impulsion.

Mademoiselle SIDI SAID la responsable du labo traitement de signal.

Madame AMIROU

Tous les profs qui ont marqués notre cursus, Mr. SALI.N et bien d'autres.

On remercie notre ami TALEM.H pour la documentation qu'il nous a fournie.

Sans oublier les membres de juré qui vont nous faire l'honneur de juger notre mémoire.

Remerciements spéciaux :

Tous nos remerciements s'adressent à MR BERCHICHE.M responsable du labo maquette, nous lui témoignons nos plus sincère gratitude de nous avoir accueilli dans son labo.il nous à offert tous les moyens nécessaire pour mené a bien notre travail. On le remercie de nous avoir encouragé, soutenue jusqu'à la dernière minute .merci pour tous MR BERCHICHE.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Etude de transistor a effet de champ MOSFET.....	4
I.1 Introduction.....	5
I.2 Les transistors à effet de champs :	5
I.2.1 Description et principe de fonctionnement des transistors à effet de champ :	5
I.3 Le transistor MOSFET	6
I.3.1 Introduction.....	6
I.3.2 Définitions :	7
I.3.3 Architecture générale du transistor MOSFET:	7
I.3.4 Structure MOSFET idéal :	8
I.3.5 Structure MOSFET réel :	9
I.3.6 Diagramme de bandes et régimes en surface MOSFET :	9
I.3.7 différents régimes du transistor MOSFET :	9
I.3.7.1 Régime de bandes plates - Potentiel de bandes plates	10
I.3.8.1 Régimes d'accumulation	10
I.3.7.3 Régime de désertion	10
I.3.7.4 Régime d'inversion forte	10
I.3.8 Caractéristiques du transistor MOSFET	11
I.3.8.1 Expression général du courant du drain (I_{ds}) :	11
I.3.8.2 Tension de seuil V_{th} (thershold Voltage):	12
I.3.8.2.1 Expression de la tension de seuil	12
I.3.9 Principe de fonctionnement des transistors MOSFET.....	13
I.3.9.1 Régime de blocage.....	13
I.3.9.2 Régime de conduction :	13
I.3.9.3 Régime hormique et zone de raccordement :	16

SOMMAIRE

I.3.9.4 Pincement :	16
I.3.9.5 Régime de saturation :	16
I.3.10 Caractéristique statique du transistor MOSFET :	17
I.3.11 Notion de transport des porteurs dans le canal :	18
I.3.11.1 Mobilité et mécanisme de collision :	18
I.3.12 Enjeux et dilemmes régissant l'évolution des performances du transistor MOSFET.....	18
I.3.12.1 Réduction d'échelle :	18
I.3.12.2 Les effets de pièges :	18
I.3.12.3 Effets de résistances série source-drain :	19
Chapitre II : Bruit dans les transistors a effet de champs MOSFET.....	20
Généralités :	22
II.1 Introduction :	23
II.2 Principales sources de bruit :	24
II.2.1 Bruit thermique (Johnson noise) :	24
II.2.2 Bruit de grenaille (Shot noise) :	24
II.2.3 Bruit de flicker (rose ou de scintillement) :	25
II.3 Bruits dans un transistor à effet de champ :	25
II.3.1 Bruit du canal :	25
II.3.1.1 Bruit thermique :	25
II.3.1.2 Bruit de diffusion:	26
II.3.1.3 Bruit de grenaille :	26
II.3.1.4 Bruit de génération _ recombinaison :	26
II.3.2 Bruit en 1 /f :	27
II.3.2.1 Théorie de MC WHORTER :	27
II.3.2.2 Théorie de MC WHORTER :	28
II.3.2.3 Bilan sur les différentes approches:	29

SOMMAIRE

II.3.3	Bruit de type Lorentzien :.....	30	
II.3.3.1	le Bruit de génération _ recombinaison :.....	30	
II.3.3.2	Bruit RTS :.....	30	
II.4	Impacte de la réduction d'échelle sur les bruits basse fréquence :.....	31	
II.4.1	Canaux étroit et bruit basse fréquence :.....	31	
II.5.1	Bases de l'étude du bruit électrique :.....	31	
II.5.1.1	Définition de la densité spectrale de puissance :.....	31	
II.6	Mise en œuvre expérimentale :.....	32	
II.6.1	Principe de la mesure du bruit :.....	32	
Chapitre III : Dispositif expérimental et protocole de mesure des caractéristiques en			
 I(V) et du bruit basse fréquence :.....			33
III.1	Introduction.....	34	
III.2	Partie 1 : Réalisation pratique :.....	35	
III.2.1	Circuit imprimé et implantation des composants :.....	35	
III.3	Partie 2 : logiciels.....	42	
III.3.1	La carte d'acquisition et logiciels utilisés:.....	42	
III.3.2	Description de la carte d'acquisition dSPACE DS1102 :.....	42	
III.4	Test du système :.....	44	
III.4.1	Mesure des Caractéristiques :.....	44	
III.4.1.1	Résultats obtenus :.....	45	
III.4.2	Mesure du bruit :.....	46	
Conclusion		49	
Conclusion générale.....		50	

Introduction générale

Introduction générale

La micro électronique a connue un essor considérable à la fin du siècle dernier. C'est aujourd'hui un secteur très concurrentiel où les énormes investissements nécessaires au développement d'un nouveau circuit doivent être accompagnés d'une prise de risque limitée. La modélisation du fonctionnement des composants entrant en jeu doit notamment être la plus réaliste possible [1].

Cette réduction d'échelle pose de sérieux problèmes, puisque le bruit à basse fréquence augmente quand la surface des composants diminue.

L'intérêt de l'étude du bruit basse fréquences sont multiples. D'un point de vue fondamental, les mesures du bruit basse fréquence permettent d'évaluer la maturité d'une technologie [1].

Les transistors à effet de champ sont des composants actifs utilisés pour la fabrication de circuits intégrés, ils sont sources de bruits électriques dont les origines sont : thermique, de diffusion, génération recombinaisons, ... Dans ce projet nous nous intéresserons principalement au bruit basse fréquence en $1/f$, aussi appelé bruit rose.

Notre étude se portera donc sur la conception d'un système de mesure des caractéristiques $I(V)$ et du bruit basse fréquence dans les MOSFET. Pour cela, nous avons partagé notre travail en 3 parties :

Le premier chapitre sera consacré à la présentation théorique du dispositif MOSFET, ses différentes structures, caractéristiques et régimes de fonctionnement. On parlera des enjeux et dilemmes régissant la performance de ce transistor, la réduction d'échelle, son impact sur la mobilité des porteurs et les caractéristiques du MOSFET.

Le deuxième chapitre sera consacré au bruit électronique, les différentes sources de bruit dans les composants, puis on consacrera un paragraphe pour le bruit en $1/f$ notamment ses différentes origines.

Introduction générale

Et pour finir, la troisième partie de notre travail sera consacré au banc de mesure et aux différents éléments qui ont conduit à la mesure des caractéristiques $I(V)$ et du bruit. Nous terminerons par une conclusion générale.

***Chapitre I : Etude du transistor à
effet de champ MOSFET***

I.1 Introduction :

Dans ce premier chapitre, nous allons tout d'abord nous intéresser aux différentes structures (réelle et idéale) du transistor MOSFET, puis à son fonctionnement ainsi que ses différents paramètres et équations qui relient le courant de drain aux tensions de grille et drain.

Ce chapitre explique entre autres, les différents régimes du MOSFET: régime d'accumulation, de désertion ainsi que le régime d'inversion qui conduisent aux différents états du transistor (conduction et blocage). Nous introduirons ensuite la notion de transport des porteurs dans le canal de conduction avant d'aborder les enjeux associés à la progression des performances du transistor MOSFET, notamment la réduction d'échelle...

I.2 Les transistors à effet de champs :

En 1952 W. Shockley a mis en place le principe du transistor à effet de champ (TEC) dénommé FET (Field Effect Transistor), Leur principe peut être comparé à une résistance semi-conductrice dont la section est modulée par une jonction polarisée en inverse. En effet le principe de ce composant est basé sur l'existence d'un canal conducteur dont la conductivité est modulée par l'application d'un champ électrique perpendiculaire à la direction du courant. Les FETs sont des dispositifs semi-conducteurs unipolaires, c'est-à-dire qu'un seul type de porteurs de charge intervient dans la conduction du courant [8].

I.2.1 Description et principe de fonctionnement des transistors à effet de champ :

Les transistors à effet de champ présentent l'avantage d'être unipolaires, c'est à dire un seul type de porteur participe à la conduction du courant. Leur principe repose sur un champ électrique vertical (champ de grille) qui module la densité des porteurs du canal (la région qui sépare deux réservoirs : source et drain) permettant ainsi de contrôler la conductivité entre les deux réservoirs. Lorsque le champ de grille est nul, il n'y a aucun porteur dans le canal, le transistor ne délivre alors aucun courant entre la source et le drain (voir figure I. 4). En présence d'un champ de grille, les porteurs peuvent affluer dans le canal, et le transistor délivre un courant entre la source et le drain [16] (voir figure I.5).

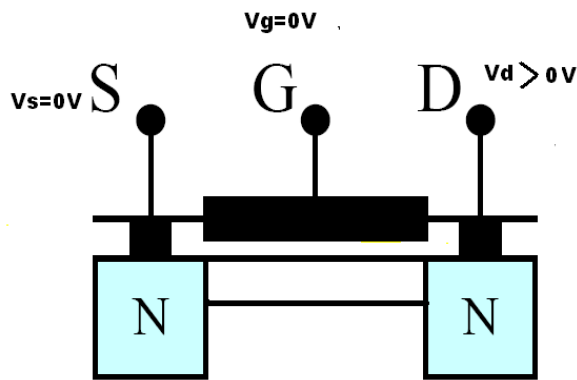


Figure I.4 canal vide : courant nul

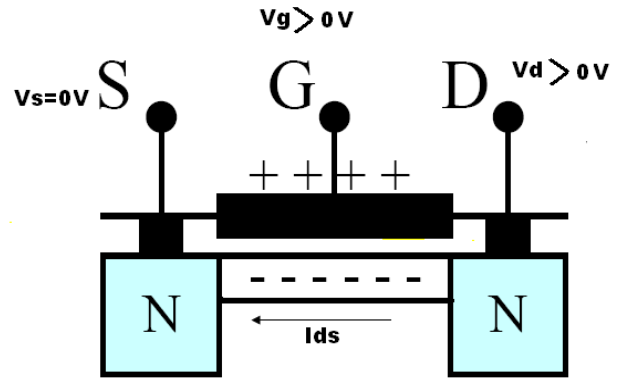


Figure I.5 canal rempli : courant non nul

Remarque :

Dans certains transistors, la conduction se fait à champ nul et le blocage à champ non nul.

Nous rencontrons actuellement une dizaine de technologies différentes du transistor à effet de champ (TEC). Ils diffèrent par la manière de contrôler le canal par la grille.

Dans le cas où l'effet de champ est créé par une jonction p/n ou n/p, le dispositif est appelé JFET (Junction Field Effect Transistor).

S'il s'agit d'une jonction métal/semi-conducteur, le dispositif est appelé MESFET (Métal Semi-conductor Field Effect Transistor).

Si la grille est isolée du canal par un oxyde mince on parle d'IGFET (Insulated Gate Field Effect Transistor).

Dans ce dernier cas, lorsque l'isolant est un oxyde de silicium (SiO_2) on parle de MOSFET (Metal Oxide semi-conductor).

I.3 Le transistor MOSFET

I.3.1 Introduction

En 1930, L. Lilienfeld de l'Université de Leipzig dépose un brevet dans lequel il décrit un élément qui ressemble au transistor MOSFET actuel. Cependant, ce n'est que vers 1960 que, la technologie ayant suffisamment évolué, de tels transistors ont pu être réalisés avec succès. En particulier, les problèmes d'interface oxyde-semi-conducteur ont pu être résolus grâce à l'affinement

de la technologie dans le domaine bipolaire, affinement requis pour obtenir des transistors de meilleure qualité. Aujourd'hui le transistor MOSFET constitue, par sa simplicité de fabrication et ses petites dimensions, l'élément fondamental des circuits intégrés numériques à large échelle [8].

I.3.2 Définitions :

Le transistor MOSFET est un transistor à effet de champ constitué d'un substrat semi-conducteur (B) recouvert d'une couche d'oxyde sur laquelle est déposée l'électrode de grille (G). Par le biais d'une différence de potentiel appliquée entre grille et substrat, on crée, dans le semi-conducteur, un champ électrique qui a pour effet de repousser les porteurs majoritaires loin de l'interface oxyde-semi-conducteur et d'y laisser diffuser des minoritaires venus de deux îlots de type complémentaire au substrat, la source (S) et le drain (D). Ceux-ci forment une couche pelliculaire de charges mobiles appelée canal. Ces charges sont susceptibles de transiter entre le drain et la source situés aux extrémités du canal (figure I.6). Dans cette même figure, on a également représenté les symboles des transistors MOS à canal n et à canal p. La flèche indique le sens de conduction des jonctions substrat-source (BS) et substrat-drain (BD).

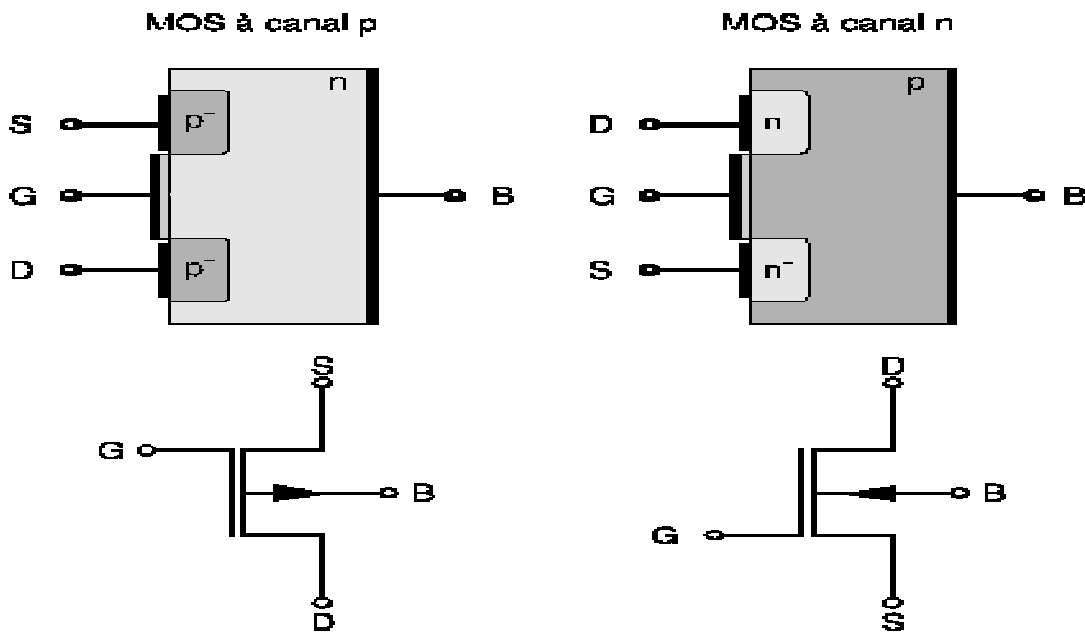


Figure I.6 structures et symboles des transistors MOSFET.

I.3.3 Architecture générale du transistor MOSFET:

Le transistor MOSFET est constitué de quatre électrodes qui sont la grille, la source, le drain et le substrat (voir figure I. 7). Ses dimensions caractéristiques sont :

L_g : la longueur de la grille du transistor ;

L : la longueur électrique du canal du transistor ;

ΔL : la diffusion des extensions de la source et du drain sous la grille ;

X_{ext} : la profondeur des extensions ;

$X_{S/D}$: la profondeur des jonctions source et drain ;

T_{ox} : l'épaisseur de l'oxyde de grille ;

W : la largeur du canal.

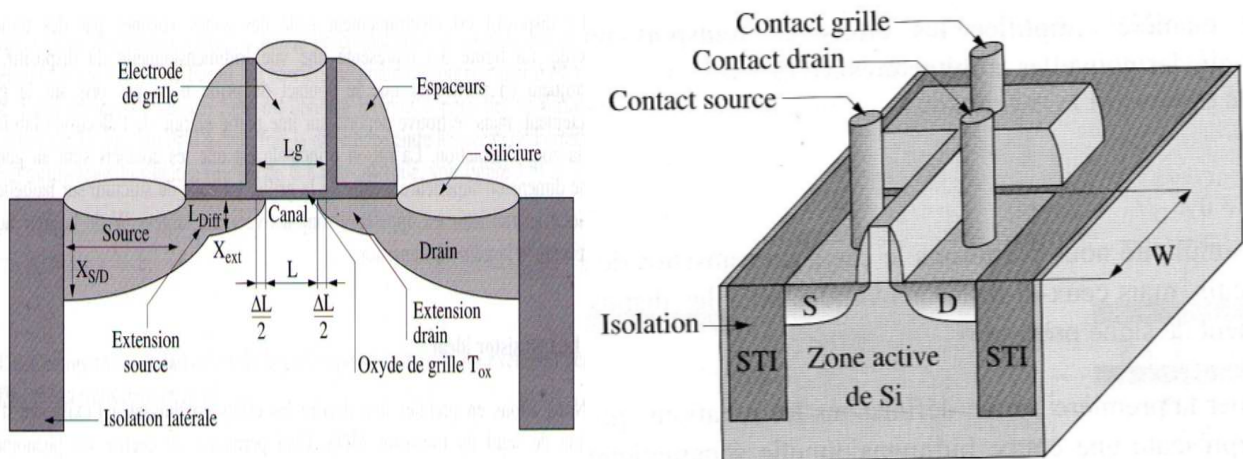


Figure I.7 : à gauche schéma de principe d'un MOSFET conventionnel et définition des termes et à droite représentation de la vue en trois dimensions du MOSFET

I.3.4 Structure MOSFET idéal :

La Structure MOSFET idéal est défini par les conditions suivantes : les travaux de sortie du métal et du semi-conducteur sont égaux ; l'isolant est parfait c'est-à-dire qu'il n'existe aucun courant de fuite ni perte diélectrique dans l'oxyde, pas d'états d'interface ni de résistance série, cette structure se réduit à une simple capacité. Le seul phénomène qui influe sur la structure est l'effet de champ [6] par l'application d'une tension de grille qui modifie les courbures de bande de valence et de conduction.

I.3.5 Structure MOSFET réel :

En pratique, l'oxyde de grille n'est pas parfait, il est le siège de pièges neutres ou charges générées au cours du procédé de fabrication

I.3.6 Diagramme de bandes et régimes en surface MOSFET :

Lorsque la polarisation de grille est balayée de valeurs fortement négatives à d'autres largement positives, différents états de surface à l'interface Si/SiO₂ sont parcourus.

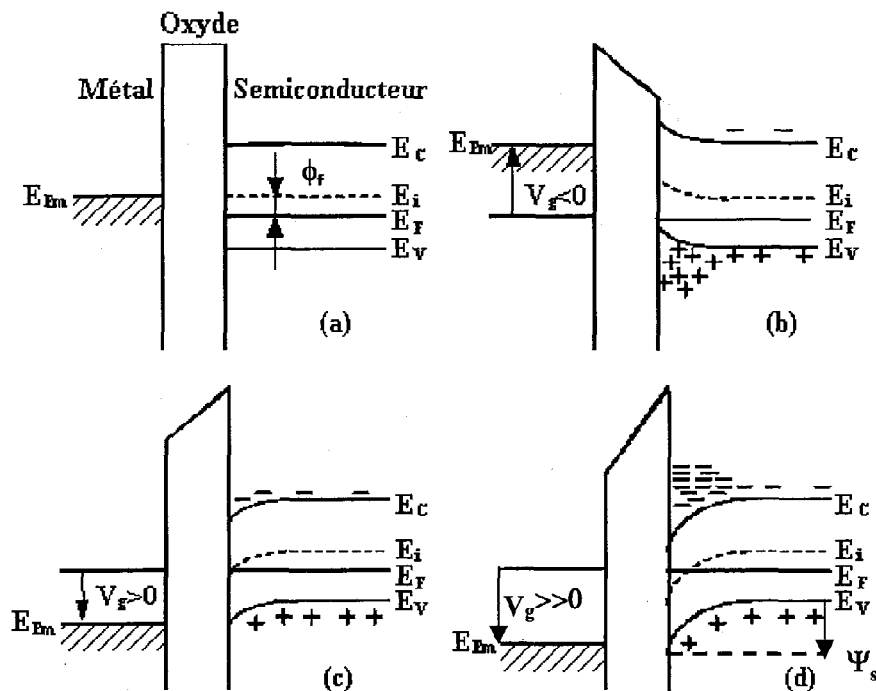


Figure I.8) : Les différents états de surface MOSFET (a) Potentiel de bandes plates (b) Accumulation (c) Inversion faible (Désertion) (d) Inversion forte.

Nous passons tout d'abord en revue les états de surface successifs conditionnés par la valeur du potentiel de surface Ψ_s , qui représente la différence de potentiel entre la surface et le volume du MOSFET (voir Figure I.8.)

I.3.7 Les différents régimes du transistor MOSFET :

Comme nous l'avons mentionné dans le § 3.2, la conduction dans un transistor MOSFET est contrôlée par un champ de grille créée à l'interface semi-conducteur/oxyde.

Dans le cas d'un transistor N-MOS (canal de type p et source et drain de type n) on distingue trois régimes selon l'évolution de la position des bandes de conduction et de valence en fonction de la tension appliqué sur la grille :

I.3.7.1 Régime de bandes plates - Potentiel de bandes plates

Le régime de bandes plates de la structure MOS est représenté sur la Figure I.8. Ce régime correspond au passage de l'accumulation à la désertion. Nous introduisons le potentiel de bandes plates V_{FB} . En l'absence de potentiel de surface ($\Psi_s=0$), la courbure de bandes est nulle. Dans ce cas, la tension appliquée sur la grille correspond à la tension de bandes plates V_{FB} qui s'exprime

Par :

$$V_{FB} = \Phi_{MS} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}}$$

I.3.8.1 Régimes d'accumulation

L'accumulation apparait pour des tensions de grille largement négatives, la tension de grille V_g crée un appel de trou en surface du canal, l'énergie potentielle dans le canal est supérieur à celle de la source, une barrière de potentielle $\phi_D = K \cdot T / q \cdot (\ln(N_{ext} \cdot N_B / n_i^2))$ de hauteur se forme [16].

N_{ext} , N_B , K , T sont respectivement la valeur du dopage des extensions, la valeur du dopage du canal, la constante de boltzman, la température en Kelvin

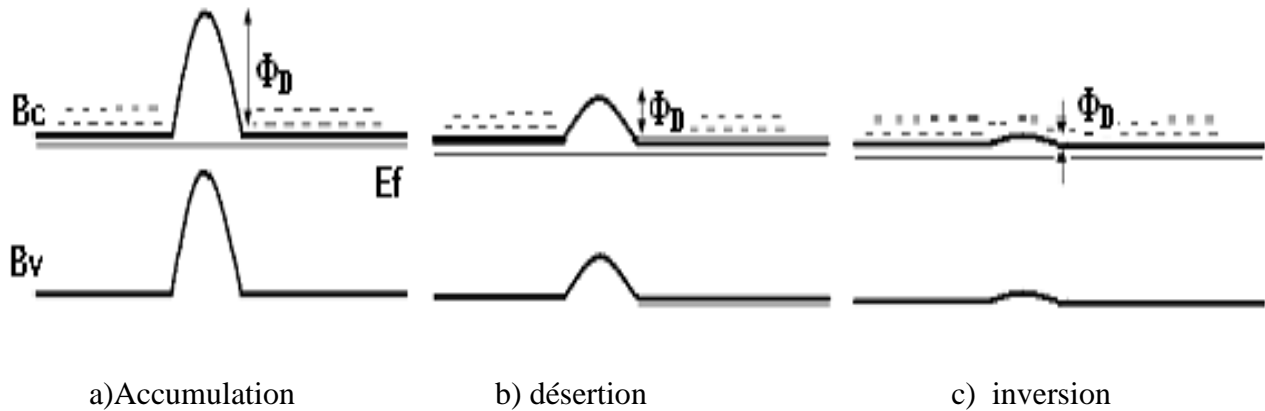
I.3.7.3 Régime de désertion

Lorsque le potentiel de grille augmente, les trous sont repoussés de la surface. Ce repoussement dur jusqu'à ce que la surface ne comporte que des charges fixes négatives [3] (accepteur ionisé dans notre cas) dans le canal. Alors, le semi conducteur est vide de porteurs mobiles et le courant de la source ne passe pas même si la barrière de potentielle se voit déjà diminuée.

I.3.7.4 Régime d'inversion forte

Le régime d'inversion apparait pour des tensions supérieures à la tension de seuil V_{th} , la courbe de conduction est courbé encore vers le niveau de fermi et la barrière de potentielle source-

canal est presque nul. Dans ce régime la polarisation de la grille permet l'afflux d'électrons dans le canal [16].



Caractéristiques du transistor MOSFET :

I.3.8.1 Expression général du courant du drain (I_{ds}) :

Pour déterminer la relation du courant I_{ds} qui circule dans le canal de longueur L , on suppose que le drain soit soumis à une tension V_g .

La loi d'Ohm nous donne :

$$R = \rho \cdot L / A \quad (I.1)$$

Avec $A = W \cdot e$ et $\rho = 1 / (q \cdot n \cdot \mu)$

Où n nombre d'électrons libres par unité de volume.

$$R = 1 / (q \cdot n \cdot \mu \cdot W \cdot e) \dots (I.2)$$

$$\text{On a } I_{ds} = V_d / R \dots (I.3)$$

$$\text{Donc } I_{ds} = V_d \cdot q \cdot n \cdot \mu \cdot W \cdot e / L = V_g \cdot (e \cdot q \cdot n) \cdot \mu \cdot W / L \dots (I.4)$$

$(e \cdot q \cdot n)$ représente la charge par unité de surface (C/m^2)

La simplification d'une concentration volumique n'a donc aucune importance, c'est la charge par unité de surface qui compte quelle que soit sa répartition.

$$\text{On a } Q = C \cdot V \dots (I.5)$$

Et On a aussi $C = \epsilon_{ox} \cdot L \cdot W / T_{ox}$ ce qui donne

$$Q = \epsilon_{ox} \cdot L \cdot W / T_{ox} \cdot V_g \rightarrow Q / L \cdot W = (\epsilon_{ox} / T_{ox}) \cdot V_g \text{ avec } q \cdot n \cdot e = (\epsilon_{ox} / T_{ox}) \cdot V_g$$

Ce qui donne en remplaçant dans l'équation (I.4)

$$I_{ds} = \mu \cdot W / L \cdot (\epsilon_{ox} / T_{ox}) \cdot V_g \cdot V_d \dots (I.6)$$

Remarque:

Une particularité très intéressante du transistor MOSFET, est que : la réduction simultanée de la longueur L et de la largeur W ne change pas le courant I_{ds} , pourvu que le rapport W/L reste constant.

I.3.8.2 Tension de seuil V_{th} (threshold Voltage):

La tension de seuil est définie comme étant la tension entre la grille et la source pour laquelle la zone d'inversion apparaît, c'est à dire la création du canal de conduction entre le drain et la source. Cette tension se note V_{TH} , TH étant l'abréviation de *threshold* en anglais (seuil). Lorsque la tension grille-source est inférieure à la tension de seuil, on dit que le transistor est bloqué, il ne conduit pas. Dans le cas contraire, on dit qu'il est passant, il conduit le courant entre le drain et la source. La tension de seuil nous permet de déterminer la tension d'alimentation puisque on recommande généralement $V_{\text{alimentation}} = 4 \cdot V_{th}$.

I.3.8.2.1 Expression de la tension de seuil :

Considérant maintenant que le potentiel de surface dans le canal est égal à celui dans le volume. Ce régime est appelé régime de bandes plates. Pour amener le transistor en régime d'inversion forte il faut appliquer une tension sur la grille tel que :

$$V_g = 2\phi_f + V_{ox}$$

Ou V_{ox} est la tension dans l'oxyde donnée par :

$$V_{ox} = - Q_{dep} / C_{ox}$$

Φ_f : le potentiel de Fermi dans le substrat

Q_{dep} : charge de déplétion

Dans la pratique, à champ de grille nulle le canal n'est pas en tension de bandes plates à cause de la différence des travaux de sortie entre le silicium et l'électrode de grille. On définit alors la tension de bandes plates V_{FB} comme la tension de grille nécessaire pour amener la structure en régime de bande plate. Ce qui donne l'expression de la tension de seuil :

$$V_{th} = V_{FB} + 2\phi_f + V_o$$

I.3.9 Principe de fonctionnement des transistors MOSFET

I.3.9.1 Régime de blocage

Lorsque on applique une tension de grille inférieure à la tension de seuil, le transistor est alors en régime de blocage, pas de création de charge d'inversion. Le canal constitue une barrière de potentiel pour les électrons et le courant de drain est nul mais les porteurs peuvent passer de la source au drain par activation thermique (voir figure I.9.).

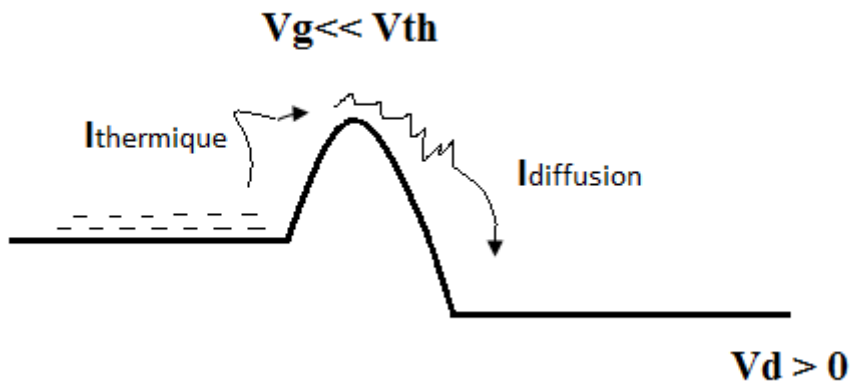


Figure I.9: Courant thermique dans le MOSFET en régime bloqué

I.3.9.2 Régime de conduction :

Il est clair que la couche d'inversions créée par la modulation de la tension de grille peut être mise en mouvement par un changement du potentiel coté drain [16] (voir figure I.10).

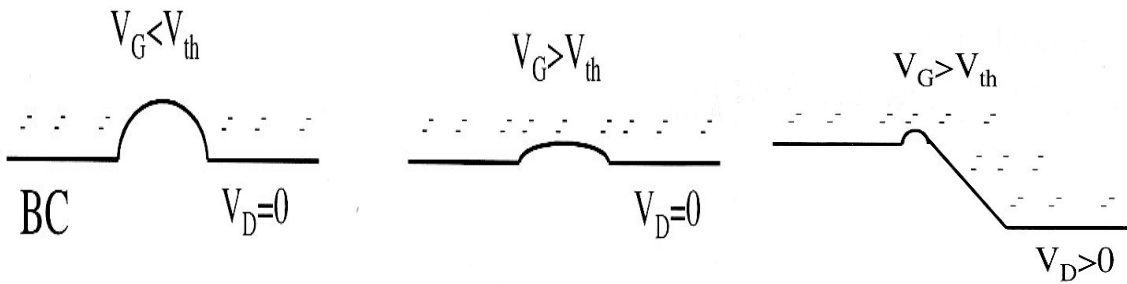


Figure I. 10: principe de mise en conduction des électrons dans le canal.

La variation du potentiel entre la source et le drain implique une variation de la charge d'inversion. À la source la charge d'inversion est telle que :

$$Q_{inv}^S = C_{ox} (V_g - V_{th})$$

Et au drain :

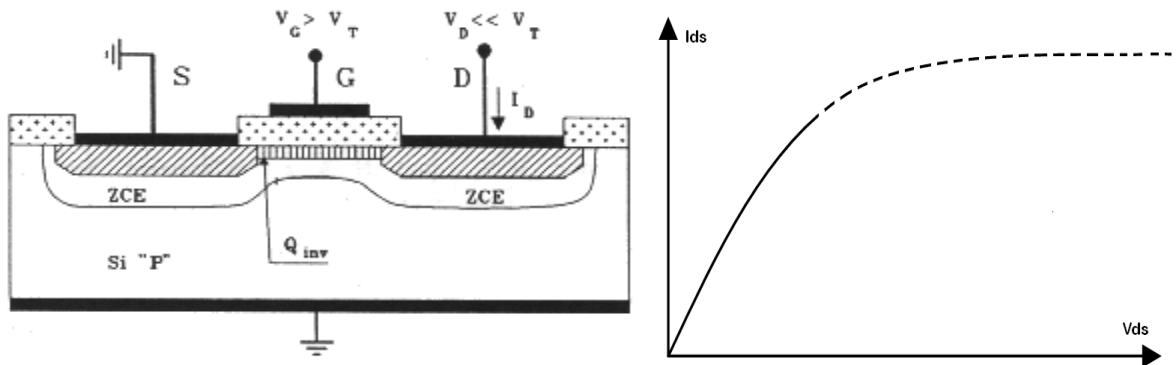
$$Q_{inv}^D = C_{ox} (V_g - V_{th} - V_{ds}).$$

Ceci permet de distinguer trois régimes de conduction :

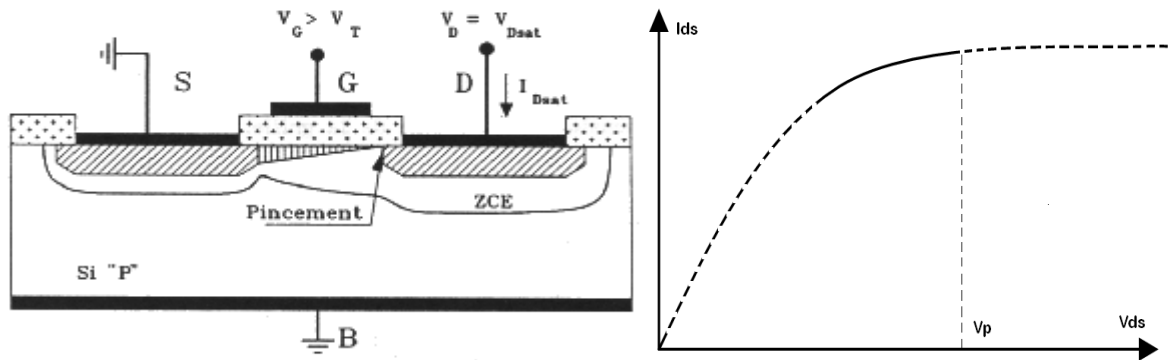
Si $V_{ds} \ll V_g - V_{th}$, la distribution des porteurs est uniformément répartie le long du canal. Le canal se comporte donc comme une résistance uniforme contrôlée par la polarisation de la grille V_g . [8]. Le courant dans le canal croît alors d'une manière linéaire avec V_{ds} . Ce régime est dit linéaire ou ohmique.

Si $V_{ds} \approx V_g - V_{th}$, la charge d'inversion n'est pas constante le long du canal. Elle s'annule au drain pour une tension $V_{ds} = V_g - V_{th} = V_p$, où V_p représente la tension de pincement.

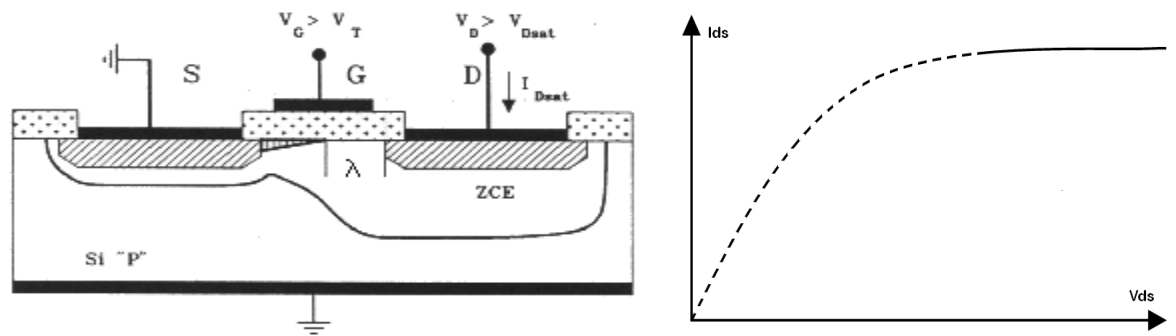
Pour des valeurs de V_{ds} supérieures il y aura déplacement du point de pincement et il n'aura plus de création de charge d'inversion entre le point de pincement et le drain. Le courant sature. C'est le régime de saturation. (Voir figure I.11).



Régime ohmique



Zone de raccordement et pincement



Régime de saturation

Figure I.11 : différents régimes de fonctionnement d'un transistor MOSFET en fonction de V_{ds}

I.3.9.3 Régime hormique et zone de raccordement :

Déterminant dans un premier temps le courant I_{ds} en fonction de la charge d'inversion :

$$I_{ds} = Q_{inv}/t \dots (I.7)$$

Où t est le temps de transit entre source et drain tel que $t=L/v$

Où v est la vitesse moyenne de dérive des électrons

$$v = \mu \cdot E \dots (I.8)$$

Où μ est la mobilité des électrons

Et on a $E = V_{ds}/L$ le champ moyen dans le canal, on obtient :

$$t = L^2 / \mu \cdot V_d \dots (I.9)$$

$$\text{Implique } I_{ds} = Q_{inv} \mu \cdot V_{ds} / L^2 \dots (I.10)$$

Comme la charge d'inversion dans le canal n'est pas constante lorsque la tension du drain est aux environs de $V_g - V_{th}$ on prend la charge moyenne :

$$Q_{inv} = 1/2 (Q_{inv}^S + Q_{inv}^D) WL = C_{ox} (V_g - V_{th} - V_{ds}/2) WL \dots (I.11)$$

D'où l'expression du courant qui s'écrit

$$I_{ds} = \mu C_{ox} (W/L) \cdot (V_g - V_{th} - V_{ds}/2) V_{ds} \dots (I.12)$$

Le terme $\mu C_{ox} (W/L)$ représente le gain du transistor noté souvent β .

I.3.9.4 Pincement :

Le pincement aura lieu lorsque V_{ds} égale à $V_g - V_{th}$, d'où le courant :

$$I_{ds} = \beta \cdot (V_p)^2 / 2 = 1/2 \beta (V_{dsat})^2 \dots (I.13)$$

$$\text{avec } V_{dsat} = V_g - V_{th}$$

I.3.9.5 Régime de saturation :

Lorsque la tension V_{ds} est très grande, le point de pincement se déplace vers la source et une zone de charge se crée alors autour du drain sur une longueur λ tel que :

$$\lambda = \lambda_0 \ln \left(\frac{V_{ds} - V_{dsat}}{V_{dsat}} \right) \dots (I.14)$$

$$\text{Et } \lambda_0 = \left(\frac{\epsilon_{si}}{\epsilon_{ox}} \right) \cdot X_{ext} \cdot T_{ox}^{1/2} \dots (I.15)$$

Où ϵ_{si} représente la permittivité relative du silicium et

ϵ_{ox} représente la permittivité de l'oxyde

On obtient alors le courant :

$$I_{ds} = I_{sat} \left(\frac{L}{L - \lambda} \right) = I_{sat} \cdot \lambda_0 \cdot \left(1 + \frac{V_{ds} - V_{dsat}}{L \cdot V_{dsat}} \right) \dots (I.16)$$

I.3.10 Caractéristique statique du transistor MOSFET :

La caractéristique de sortie de transistor MOSFET est donnée par la courbe $I_{ds} = f(V_{ds})$.

On retrouve les trois régimes décrit précédemment .Tout d'abord le régime ohmique qui est décrit par une parabole dans le domaine $V_{ds}=0$ à V_{dsat} jusqu' au point de pincement. Le lieu des V_{dsat} est donné par le sommet de cette parabole. Au-delà de ce point de pincement commence le régime de saturation. On signale qu'on devrait dire zone « non linéaire aux lieux de « linéaire car celle-ci contient une partie presque linéaire $V_{ds} < V_{th}$ et une partie non linéaire dite de raccordement si $V_{ds} \leq V_{dsat}$ [16].

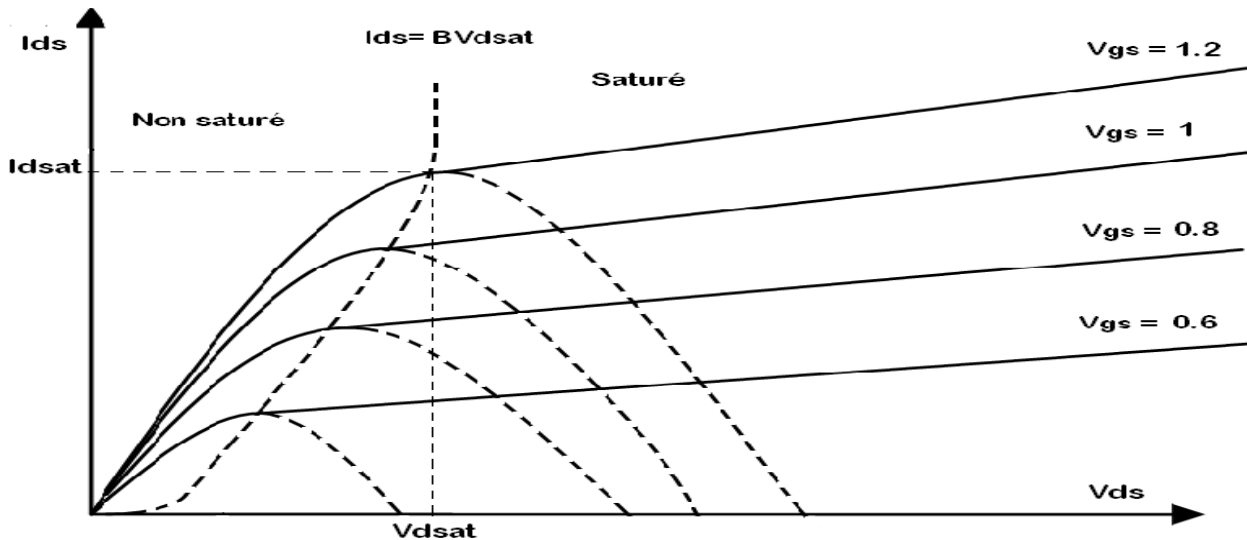


Figure I.12 : caractéristiques de sortie d'un transistor MOSFET.

I.3.11 Notion de transport des porteurs dans le canal :

I.3.11.1 Mobilité et mécanisme de collision :

La mobilité des porteurs décrit la faculté des porteurs à se déplacer dans un matériau ou un dispositif sous l'action d'un champ électrique. Elle va donc directement impacter les valeurs du courant de drain I_d , elle peut être limitée par différents mécanismes, On y distingue :

Collision avec le réseau cristallin (interaction avec les phonons), collision de nature coulombienne (interaction avec les dopants et les défauts chargés), et les collisions avec l'interface canal diélectrique de grille dans un transistor MOSFET [5].

I.3.12 Enjeux et dilemmes régissant l'évolution des performances du transistor MOSFET :

I.3.12.1 Réduction d'échelle :

Avec la réduction continue des dimensions des dispositifs, l'oxyde de grille devient de plus en plus mince, tellement mince qu'il peut désormais être la source de courants de fuite tunnel, qui sont à contrôler, et qui posent de sérieux problèmes [13].

Les caractéristiques électriques du transistor MOSFET peuvent être principalement décrites par deux paramètres, le courant de saturation **I ON**, et le courant de fuite **I OFF**. Un faible courant IOFF va permettre de limiter la consommation et la puissance statique dissipée ($P_S = V_{DD} \cdot I_{OFF}$) dans un circuit [12].

I.3.12.2 Les effets de pièges :

Les défauts localisés dans les cristaux, ainsi que la présence d'impuretés cristallines sont la cause des effets de pièges dans les composants semi conducteurs. Ces défauts sont classés en deux catégories :

Défauts propres du cristal tels que les lacunes (absence d'atomes dans les sites qui devraient normalement les contenir).

Défauts interstitiels (la présence d'un atome en dehors d'un nœud du réseau cristallin),

Les anti-sites (un matériau contenant des atomes différents A et B : A peut prendre la place de B et inversement). Ces pièges génèrent des courants transitoires avec des constantes de temps non négligeables [10].

I.3.12.3 Effets de résistances série source-drain :

Avec la diminution de la longueur du canal, la résistance du canal V_D/I_D diminue. L'effet des résistances série côté source et drain (respectivement R_S et R_D) devient donc plus prononcé. Cela conduit à une diminution des tensions effectives appliquées entre la source et le drain et entre la source et la grille du transistor intrinsèque (V_{DS} et V_{GS}) par rapport à la tension effectivement appliquée sur les électrodes [13].

Chapitre II:
Bruits dans les transistors
MOSFETs

Introduction :

La mesure analogique des dispositifs actifs s'effectue sous l'hypothèse que les niveaux de bruit électronique sont négligeables devant le niveau de puissance du signal envoyé. Cependant tous les systèmes électroniques reçoivent et apportent du bruit électronique au signal utile. Il est alors intéressant de quantifier et de modéliser ces sources de bruit afin d'améliorer les performances de ces dispositifs notamment lorsque ceux-ci travaillent à des niveaux de puissance faible.

La connaissance du bruit électrique et du bruit basse fréquence en particulier est un outil très important pour évaluer la maturité d'une technologie [13], permet de mieux appréhender le fonctionnement des dispositifs [7].

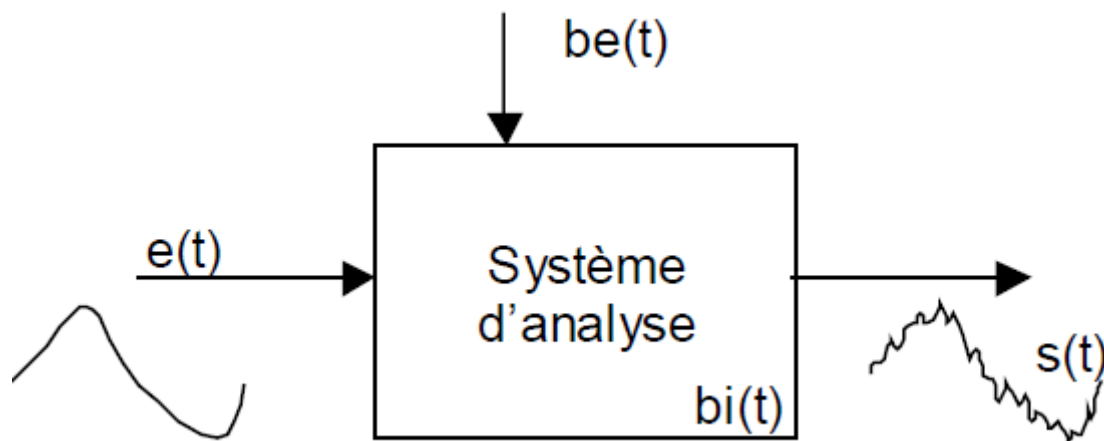
À la suite du précédent chapitre qui traite les caractéristiques du transistor MOSFET, ce chapitre analyse les aspects théoriques et les principes de base liés à l'étude du bruit électronique.

La première partie de ce chapitre traite les différentes sources du bruit interne, puis les sources de bruit dans un transistor MOSFET, puis nous nous intéresserons plus particulièrement au bruit basse fréquence d'un transistor MOSFET. Nous détaillerons les deux approches existantes pour décrire l'origine du bruit en $1/f$. à savoir les fluctuations du nombre de porteurs (Mc Whorter), celle de la mobilité (Hooge)...

La deuxième partie sera consacrée aux différentes sources du bruit en $1/f$, influence de la longueur du canal, épaisseur de grille et de l'oxyde, impacte de la réduction d'échelle ...etc.

Généralités :

Dans toute mesure ou amplification de signal, on observe des signaux d'origines multiples (rayonnement, défauts de construction, bruit des composants...) qui se superposent à l'information recherchée. Ce bruit se traduit par l'apparition de signaux erratiques qui génèrent des tensions ou courants parasites et se rajoutent au signal utile.



Le bruit est donc un signal indésirable qui vient perturber l'information utile. Il peut être de deux origines :

- Externe au système : c'est le cas des perturbations électromagnétiques (50Hz Phénomène d'antenne, de diaphonie...). Il est toujours possible de minimiser leurs effets par des blindages appropriés ou des filtrages.
- Interne au système : Ce bruit est généré par les composants eux-mêmes. Il ne peut être éliminé, mais il doit être pris en compte dans la conception de certaines fonctions électroniques dont les caractéristiques en bruit sont fondamentales tels que les oscillateurs et les amplificateurs d'émission et de réception [8].

Dans notre étude on se limitera seulement à l'étude des bruits internes basse fréquence et plus spécialement les bruits dans un transistor à effet de champ MOSFET.

II.1 Introduction :

Avant de nous intéresser aux différentes sources de bruit. Nous allons présenter rapidement les différents types de bruits rencontrés.

La figure (II.1) présente les trois types de fluctuations rencontrées dans un dispositif à semi conducteur, la partie gauche de la figure concerne le domaine temporel et la partie droite le domaine fréquentiel.

On y distingue :

- Le bruit thermique, bruit de Nyquist Johnson et le bruit de grenaille, dont la densité spectrale est indépendante de la fréquence. Ce type de bruit est appelé bruit blanc.
- Bruit en $1/f$ également appelé bruit de scintillation dont la densité spectrale est inversement proportionnelle à la fréquence.
- Le bruit de génération recombinaison. Dans le domaine temporel, ce type de bruit se manifeste par un signal à deux états qui peut être présenté comme un signal aléatoire. Il présente une densité spectrale constante jusqu'à une fréquence caractéristique f_0 à partir de laquelle elle décroît en $1/f^2$.

Ces deux dernières composantes constituent le bruit excédentaire. La fréquence à laquelle le bruit excédentaire est égal au bruit blanc est appelée fréquence de recouvrement [7].

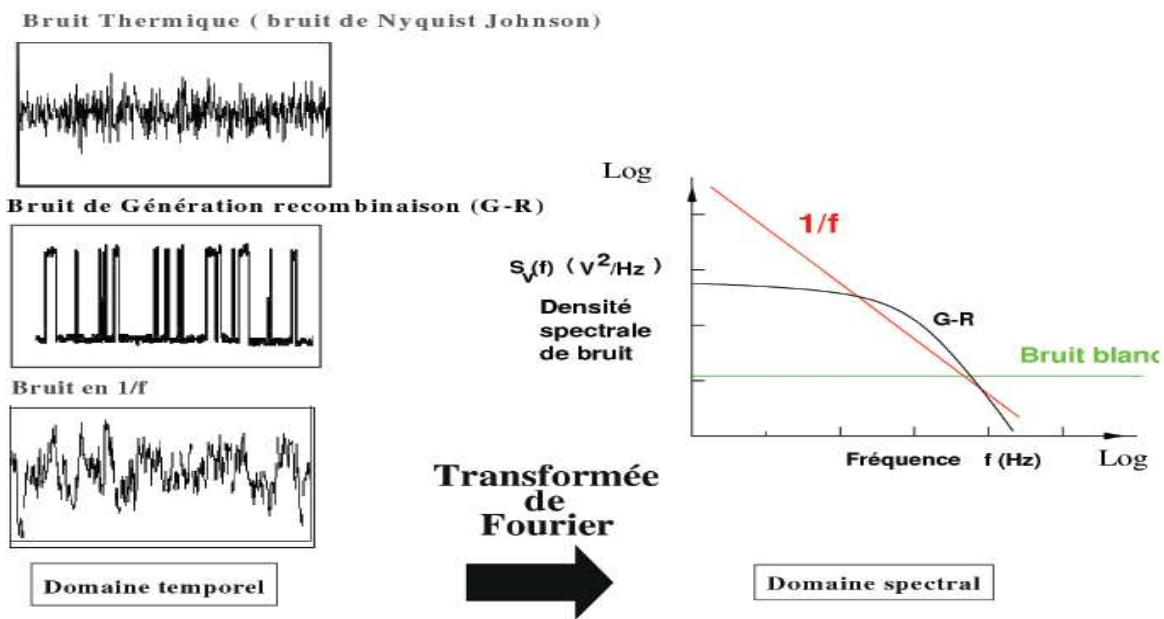


Figure II.1) représentation temporelle et fréquentielle des différents types de bruit rencontrés dans un dispositif à semi-conducteur.

II.2 Principales sources de bruit :

Les sources de bruit sont classées selon la représentation de leurs densités spectrale en fréquence .ce paragraphe donne une liste des sources de bruit en électronique, les sources de bruit blanc seront d’abord étudiées, puis suivront les sources de bruit donnant une présentation en 1 /f [1].

II.2.1 Bruit thermique (Johnson noise) :

Dans un conducteur, sous une agitation thermique, les électrons ont des mouvements aléatoires qui génèrent des variations de potentiels qui se modélisent par une source de bruit. Ainsi, une résistance génère un bruit d’origine thermique ayant comme densité spectrale de puissance :

$$X(f) = 4KTR (V^2/Hz) \dots \dots (II-1)$$

Avec T la température en degrés Kelvin, R la résistance en ohms, k la constante de Boltzmann

$$K= 1,38.10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$$

On modélise la résistance ‘bruyante’ par un générateur de tension placé en série avec une résistance « parfaite » :

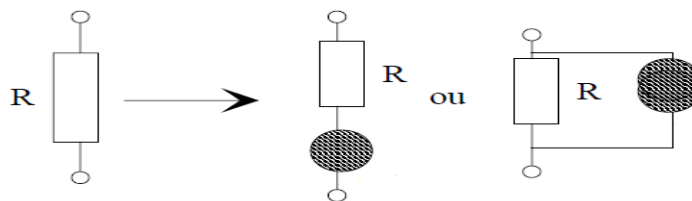


Figure II. 2) : Modèle de bruit d’une résistance :

II.2.2 Bruit de grenaille (Shot noise) :

Ce bruit est du à une génération aléatoire des porteurs dans les semi-conducteurs au travers d’une jonction et est proportionnel au courant qui traverse le composant.

Ces fluctuations microscopiques du courant dans les semi-conducteurs se modélisent par une source de bruit en courant ayant comme DSP :

$$X(f) = 2qI_{moy} \dots \dots(II-2)$$

Avec $q=1,6.10^{-19} \text{ C}$, I_{moy} le courant moyenne qui traverse la jonction.

Par exemple, une diode génère un bruit de grenaille du type bruit blanc quand elle est traversée par un courant et on le modélise par une source de courant en parallèle sur la diode.

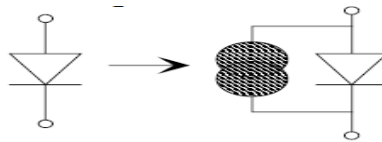


Figure II.3) : Modèle de bruit dans une Diode

II.2.3 Bruit de flicker (rose ou de scintillement) :

C'est un bruit à basse fréquence. Il est lié à la présence de défauts ou d'impuretés au sein d'un semi-conducteur (absorptions et relâchements aléatoires de porteurs). Il est défini par un coefficient empirique (K) qui est lié à la technologie et aux caractéristiques des composants. Sa dépendance spectrale en basses fréquences comme vue dans la figure II.1) évolue en $1/f$:

$$X(f) = \frac{K}{f} \text{ (V}^2\text{/Hz)} \dots \text{ (II-3)}$$

II.3 Bruits dans un transistor à effet de champ :

Les sources de bruit dans un transistor MOSFET sont le bruit du canal et le bruit en $1/f$, le bruit de génération_ recombinaison [11].

II.3.1 Bruit du canal :

L'élément le plus bruyant dans un transistor à effet de champ est son canal [1]. En fonction de la polarisation appliquée, on représente ce bruit comme une source de courant entre le drain et la source. Deux situations se présentent :

II.3.1.1 Bruit thermique :

Dans le transistor MOSFET ce bruit se manifeste lors du régime linéaire (ohmique), le canal du MOSFET se comporte comme une résistance indépendante de la polarisation du drain. Les porteurs circulent dans le canal mais l'effet thermique diminue leurs mobilité ce qui crée une tension et un courant aléatoire générant des collisions avec le réseau cristallin. Sa densité spectrale

est indépendante de la fréquence, elle est fonction de la température et de la résistance seulement, elle est donnée par la relation (I.1).

II.3.1.2 Bruit de diffusion :

Il est observé au régime de saturation, (lorsque le canal est complètement pincé), la distribution des porteurs dans le canal n'est pas uniforme. La traversée est très rapide, comme l'épaisseur de la zone d'inversion coté drain est resserrée le nombre de porteurs qui traversent est constant, c'est le processus général de diffusion.

II.3.1.3 Bruit de grenaille :

Ce bruit à son origine dans la nature granulaire du courant électrique et le passage des porteurs à travers une barrière de potentiel [1]. Il résulte un courant formé par une suite d'impulsions .c'est un bruit blanc qui ne dépend que du courant de drain du transistor .la densité spectrale du bruit de grenaille est donnée par la relation (II.2).

II.3.1.4 Bruit de génération _ recombinaison :

Dans le cristal de silicium, les électrons et trous libres sont générés et se recombinent induisant des variations du nombre de porteurs, ces fluctuations forment le bruit de génération recombinaison.

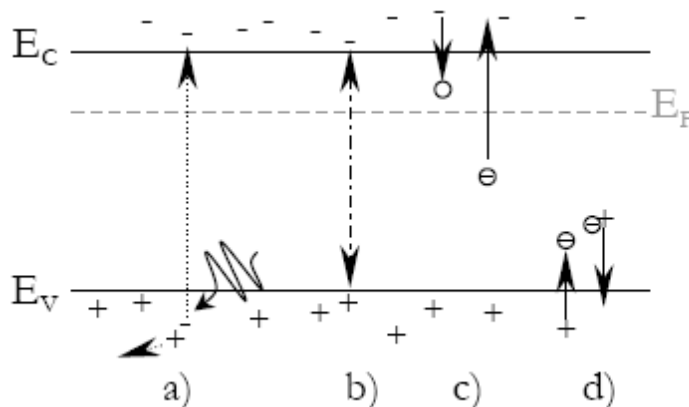


Figure II.4) : bruit de génération recombinaison dans un transistor à effet de champ .a) génération b) recombinaison directe c) piégeage d) recombinaison par centres.

Le phénomène de génération se produit soit par agitation thermique, soit par une excitation extérieure comme un fort champ électrique (voir la figure II.4).

La recombinaison intervient soit directement entre un électron et un trou, soit par l'intermédiaire d'un centre de recombinaison. La densité de porteurs libres peut varier également par piégeage avec une impureté située dans la zone de gap [11].

II.3.2 Bruit en 1/f :

Ce bruit s'appelle également bruit de scintillation. Ses origines sont variées, il peut être dû à des impuretés dans le semi-conducteur, qui libèrent aléatoirement des porteurs de charge, il est aussi dû aux effets de piégeage/dé-piégeage dans la bande interdite 'gap', et qu'il dépend dans la plus part des cas de l'état de surface du transistor [11].

Ce bruit diminue lorsqu'on améliore la qualité du composant. La partie qui va suivre sera consacrée aux différents mécanismes générant le bruit 1/f dans un transistor MOSFET.

Dans le transistor à effet de champs deux sources de bruit expliquent l'origine du bruit en 1/f, et leurs fondements sont encore discutés. Elles reposent sur la mesure de la conductance électrique G d'un matériau donnée par :

$$G = \frac{q\mu ns}{L}$$

Où μ , n , s et L sont respectivement la mobilité, la densité de porteurs, la surface et la longueur du matériau considéré.

Les variations de l'inductance sont donc attribuées à des fluctuations du nombre de porteurs (modèle de Mc Whorter) ou à des fluctuations de la mobilité (modèle de Hooge). Les deux sources peuvent être simultanément présentes même si une seule sera mesurable par ce que elle diminue l'effet de l'autre. Nous présenterons ces deux approches ainsi qu'une méthode permettant de les distinguer [13].

II.3.2.1 Théorie de MC WHORTER :

MC WHORTER interprète le bruit en 1/f par un modèle utilisant des mécanismes de piégeage/dé piégeage [11]. Le bruit est lié à une fluctuation du nombre de porteurs du canal d'inversion. Dans un transistor MOSFET, les porteurs libres peuvent être piégés/dé piégés par des lacunes présentes dans l'oxyde de grille. Il est possible de caractériser chaque piège par une constante de temps dépendante de son énergie et de sa position dans l'oxyde. Le piégeage/dé piégeage peut être un processus lié à l'effet tunnel ou résulter d'un processus activé thermiquement.

II.3.2.2 Théorie de HOOGE :

Pour HOOGE, le bruit en $1/f$ est un effet de volume lie aux fluctuations de mobilité [3]. Il s'appuie sur la relation empirique suivante :

$$\frac{S_R}{R^2} = \frac{\alpha_h}{fN} \dots \text{(II-4)}$$

Dans laquelle R est la résistance du dispositif, f la fréquence de mesure, N le nombre total de porteurs libres et α_h le paramètre de Hooge dont la valeur est généralement comprise entre 10^{-7} et 10^{-4} suivant les dispositifs. Son origine est sa dépendance avec certains paramètres du transistor (dopage, impuretés, température ...) [11].

Pour un transistor MOSFET de dimensions W/L , en régime ohmique (en présence donc d'un canal uniforme), la densité spectral de puissance est donc normalisée en courant de drain s'expriment par :

$$\frac{S_{Id}}{I_d^2} = \frac{S_R}{R^2} = \frac{q\alpha_h}{fWLQ_i} \dots \text{(II-5)}$$

Q_i est la charge d'inversion décrite dans le chapitre I.

À partir de l'équation du courant de drain en régime ohmique l'équation (II-15) devient :

$$\frac{S_{Id}}{I_d^2} = \frac{\alpha_h \mu_{eff} v_d}{fL^2 I_d} \dots \text{(II-6)}$$

L'identification de l'application de Hooge sera donc caractérisée par une dépendance en inverse du courant de drain de la densité spectral de courant de drain normalisée.

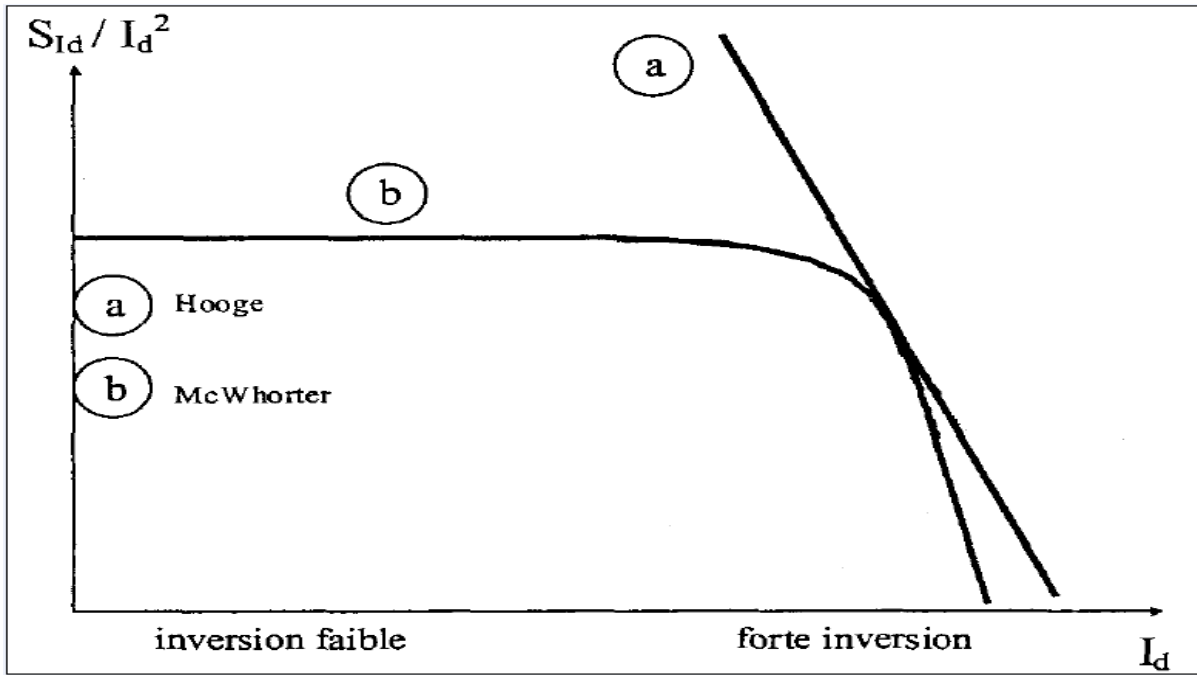


Figure II.5) : visualisation schématique des différentes sources de bruit en 1/f dans le transistor MOSFET

II.3.2.3 Bilan sur les différentes approches :

Le tableau suivant dresse un bilan sur les densités spectrales de puissance introduites précédemment :

	Modèle de Mc Worter ΔN	Modèle de Hooge $\Delta \mu$
S_{I_d} (A^2 / Hz)	$\lambda K T q^2 N_t \mu_{eff}^2 \frac{W}{L^3} V_d^2 \frac{1}{f}$	$q \mu_{eff}^2 \alpha_h C_{OX} \frac{W}{L^3} (V_g - V_t) V_d^2 \frac{1}{f}$
S_{I_d} / I_d^2 (Hz^{-1})	$\lambda K T q^2 N_t \frac{1}{W L C_{OX}^2} \frac{1}{(V_g - V_T)^2 f}$	$q \alpha_h \frac{1}{W L C_{OX}} \frac{V_d^2}{(V_g - V_t)} \frac{1}{f}$

Tableau II.1) : expression des densités spectrales pour les deux modèles en régime ohmique [11].

II.3.3 Bruit de type Lorentzien :

Parmi les sources de bruit électrique ayant un spectre en fréquence de type Lorentzien, il est possible de citer le bruit de génération recombinaison et le bruit en créneaux de type RTS.

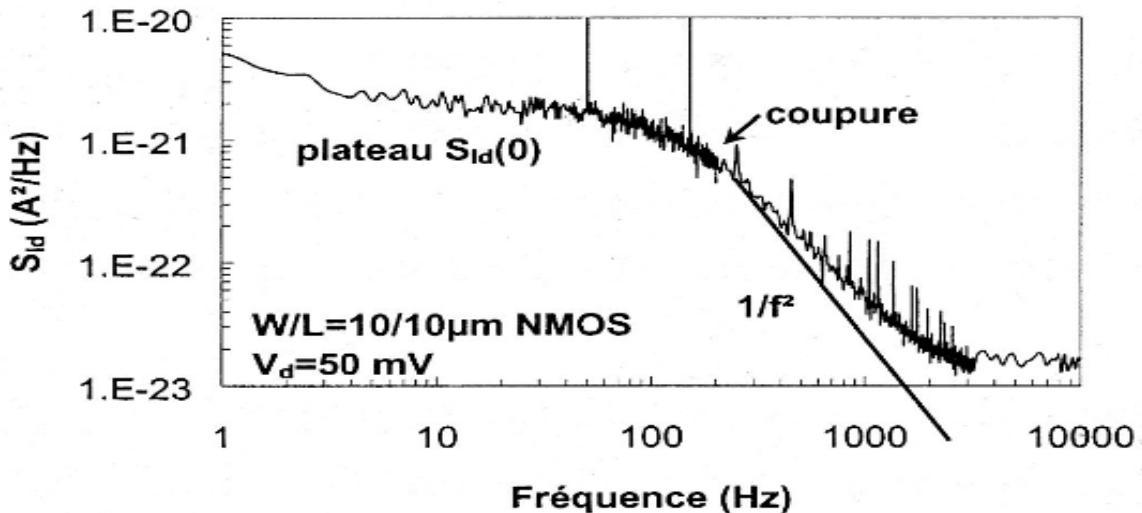


Figure II. 6 : Exemple de spectre Lorentzien pour un N-MOS de dimensions $W*L=10*10 \mu\text{m}^2$. $V_d=50\text{mV}$ [19].

II.3.3.1 bruit de génération _ recombinaison :

Vue dans le § 6.3

II.3.3.2 Bruit RTS :

C'est un bruit qui apparait lorsque la surface de grille du transistor est inférieure au μm^2 .

C'est alors que le courant de drain présent dans le domaine temporelles des signaux rectangulaires aléatoires dénommés RTS pour Randon télégraphe signal dans la littérature anglo-saxonne .c'est signaux on pour origine le piégeage d'un seul porteur dans le canal à l'interface Si/SIO2

Les amplitudes du RTS sont considérées comme une fluctuation de conductance engendrée par une fluctuation du nombre de porteurs associé éventuellement à la modulation de la mobilité.

Lorsque la surface de la grille devient très petite, le nombre de piège dans l'oxyde devient très restreint, de ce fait seulement quelques pièges ont un niveau d'énergie dans le voisinage du niveau de fermi, ils peuvent alors capturer ou réémettre des porteurs du ou vers le canal du transistor [14].

II.4 Impacte de la réduction d'échelle sur les bruits basse fréquence :

Comme nous l'avons vue dans le tableau II.1, la miniaturisation conduit à une augmentation du bruit en $1/f$ en fonction de l'inverse de la surface de grille et du carré de la capacité d'oxyde. par exemple, si une loi de réduction d'échelle en $1/K$ est choisie pour les dimensions W et L et en $1/K^{1/2}$ pour l'épaisseur d'oxyde, alors le niveau du bruit moyen croit linéairement avec K .

II.4.1 Canaux étroit et bruit basse fréquence :

La réduction d'échelle des dimensions du transistor s'accompagne non seulement d'une drastique diminution de la longueur du canal, mais également de celle de la largeur. Jusqu'à présent, les largeurs été de l'ordre de grandeur d'une dizaine de μm , ce qui n'est pas plus forcément le cas désormais. les surfaces inférieures à $1\mu\text{m}^2$ sont légion, le bruit $1/f$ devient difficile à analyser [13].

II.5 Aspects théoriques :

II.5.1 Bases de l'étude du bruit électrique :

Toutes les bases de l'analyse du bruit électrique s'appuient sur des éléments de probabilité et de traitement du signal, puisque des variations aléatoires au cours du temps de grandeurs physiques sont étudiées. Les grandeurs étudiées sont ici des courants ou des tensions, qui sont considérées comme des variables aléatoires fonction du temps.

II.5.1.1 Définition de la densité spectrale de puissance :

La densité spectrale de puissance $S_x(f)$ d'une fonction aléatoire est la densité de répartition de la puissance σ^2 du processus aléatoire sur l'axe des fréquences. On définit la **densité spectrale de puissance** (*DSP* en abrégé, *Power Spectral Density* ou *PSD* en anglais) comme étant le carré du module de la transformée de Fourier, divisée par le temps d'intégration T (ou, plus rigoureusement, la limite quand T tend vers l'infini de l'espérance mathématique de la transformée de Fourier du signal). Ainsi, si x est un signal et X sa transformée de Fourier, la densité spectrale de puissance vaut $S_x = |X|^2 / T$.

II.6 Mise en œuvre expérimentale :

II.6.1 Principe de la mesure du bruit :

La mesure du bruit repose sur la détermination de la densité spectrale de puissance (DSP) du signal étudié après calcul numérique de la transformée de Fourier rapide (FFT) de la fonction d'auto-corrélation. Le signal $X(t)$ est mesuré sur une durée finie T_0 , et il est échantillonné à la fréquence d'échantillonnage $F_e = 1/T_e$ afin d'obtenir une fonction $X_e(t)$. Le théorème de Shannon affirme que si $X(t)$ n'a pas de composante fréquentielle supérieure à f_{\max} alors le signal est complètement déterminé en prenant $F_e = 2f_{\max}$.

Chapitre III :

*Dispositif expérimental et protocole de
mesure des caractéristiques en $I(V)$ et
du bruit basse fréquence*

III.1 Introduction :

Ce chapitre sera consacré à la description du dispositif expérimental permettant de mesurer des caractéristiques en I(V) et du bruit basse fréquence dans des transistors MOSFET de type N. Nous décrivons ici les différents blocs commençant par la carte d'acquisition et de commande la DS1102 avec ses différentes fonctions intégrées, le système réalisé (les cartes de mesure) et les logiciels utilisés pour l'acquisition du signal et le calcul de sa densité spectrale de puissance.

Le système utilisé pour les mesures du bruit basse fréquence a été développé au laboratoire maquette. Ce dispositif se compose de :

Une carte d'acquisition et de commande la DS1102 de Texas instrument.

Une chaîne de mesure du bruit basse fréquence et mesure des caractéristiques I(V).

Un micro ordinateur

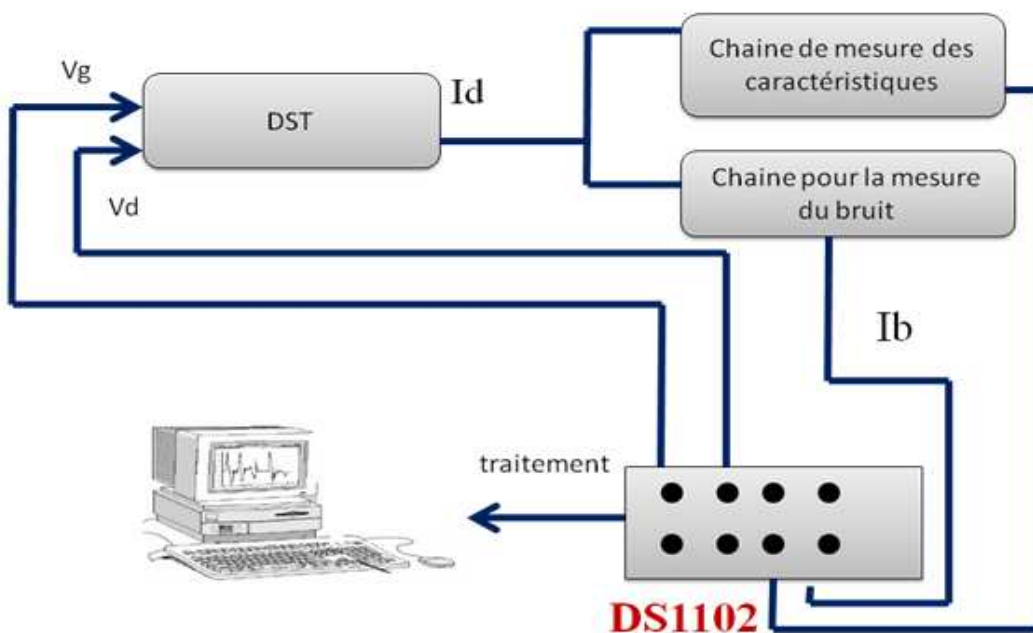


Figure III-1) : Schéma synoptique du système de mesure

Chapitre III : Dispositif expérimental et protocole de mesure des caractéristiques en I(V) et du bruit basse fréquence dans un MOSFET

Le dispositif sous test est enfermé dans une boîte métallique blindée, reliée à la masse afin d'assurer sa protection contre les ondes électromagnétiques. Il est polarisé par des tensions V_d et V_g à partir de la carte DS1102. Le courant de sortie sera filtré et amplifié, par deux amplificateurs à faible bruit et à fort gain. Leurs sorties sont directement reliées aux CAN de la carte. La visualisation des tracés temporelles et des densités spectrales se fera par programme sur MATLAB.

Pour la mesure des caractéristiques le courant sera acheminé vers la carte pour la mesure des caractéristiques le calcul est détaillé dans la partie I.

III.2 Partie 1 : Réalisation pratique :

La chaîne de mesure du bruit basse fréquence est illustrée à la figure III.2.

La chaîne de mesure des caractéristiques en I(V), est donnée par la figure III.4.

III.2.1 Circuit imprimé et implantation des composants :

La figure III.5: circuit imprimé de la carte de mesure du bruit.

La figure III.6 : représente l'implantation des composants sur la carte.

La figure III.7 : représente le circuit imprimé de la carte pour la mesure des caractéristiques statiques du transistor.

La figure III.8 : celle d'implantation des composants sur la carte.

La figure III.9 : représente le porte échantillon.

Figure III.2 : schéma électrique de la carte de mesure du bruit basse fréquence.

Chapitre III : Dispositif expérimental et protocole de mesure des caractéristiques en I(V) et du bruit basse fréquence dans un MOSFET

Le schéma synoptique de la figure III.2 est représenté sur la figure suivante :

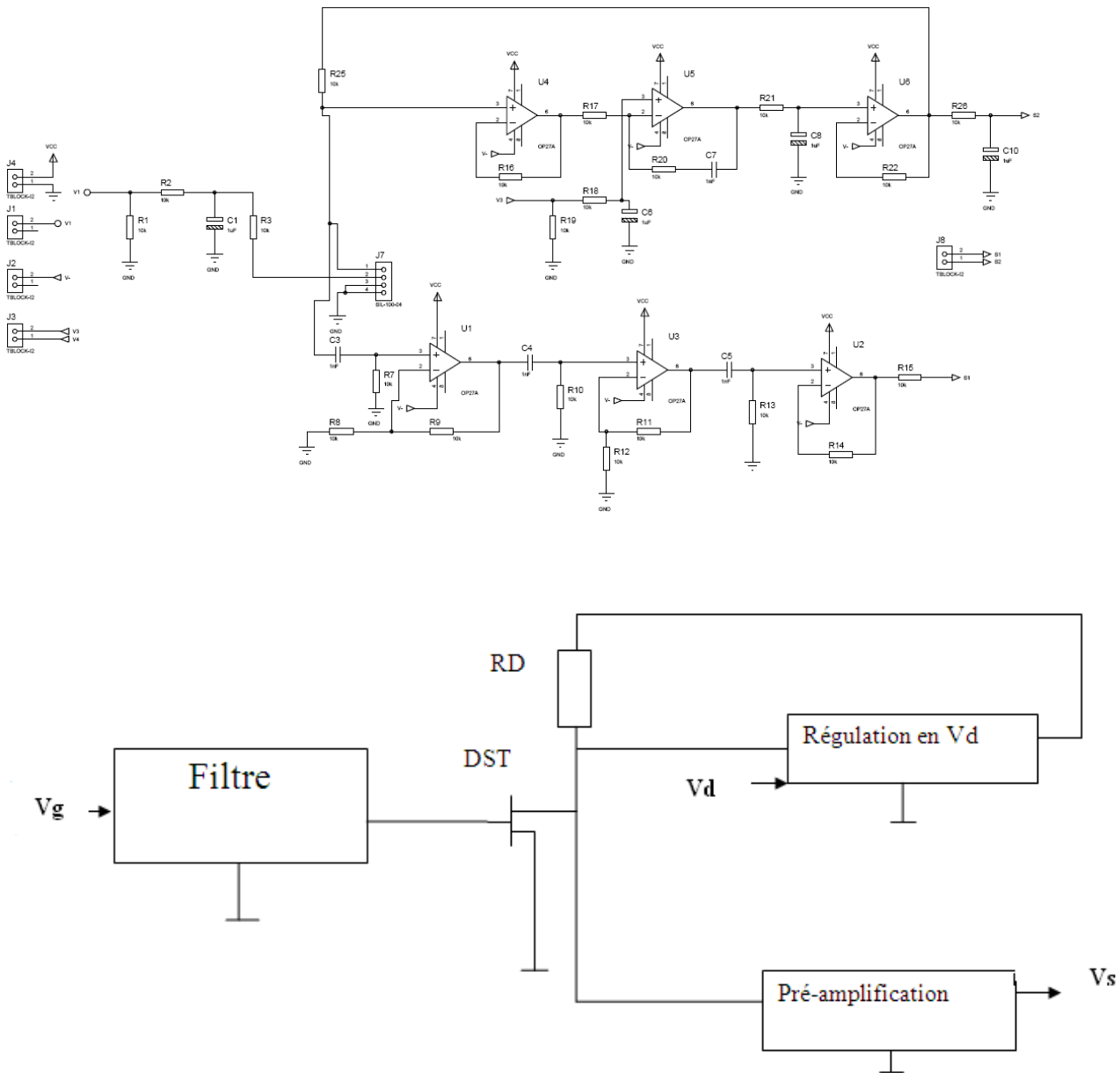


Figure III.3 synoptique du système de mesure du bruit basse fréquence.

Chapitre III : Dispositif expérimental et protocole de mesure des caractéristiques en I(V) et du bruit basse fréquence dans un MOSFET

Le schéma synoptique illustre les blocs de la chaîne de mesure du bruit basse fréquence. Après avoir polarisé le dispositif grâce aux tensions V_g et V_d générés à partir des convertisseurs de la carte DS1102, la tension V_d sera injecté dans le bloc de régulation à fin de maintenir la tension V_{ds} égale à V_d .

Le courant de sortie du drain I_d est filtré par une capacité qui annule la composante continue et laisse passer la composante alternative qui est le courant du bruit (I_b). Ce courant sera amplifié par des amplificateurs à fort gain et faible bruit. Leur sorties seront directement reliées aux CAN de la carte relié elle aussi au PC pour faire les traitements appropriés. Comme la version du logiciel controlDesk fourni avec la carte ne contient pas les blocs nécessaires pour le calcul des densités spectral de puissance alors, on a construit un programme sur MATLAB commande.

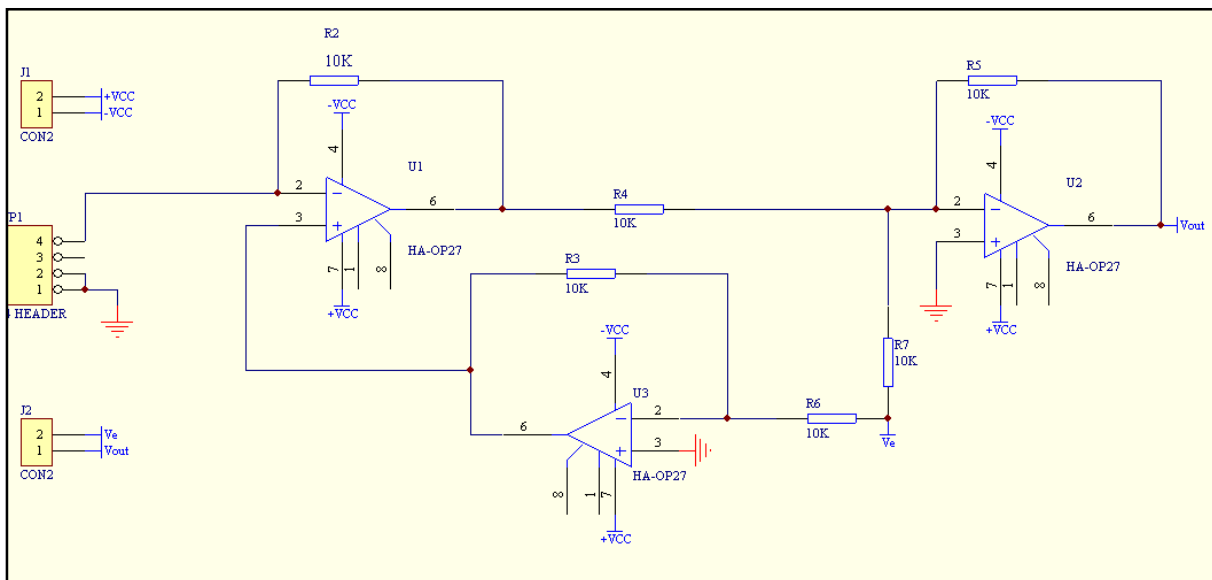


Figure III.4: schéma électrique de la carte de mesure des caractéristiques en I(V)

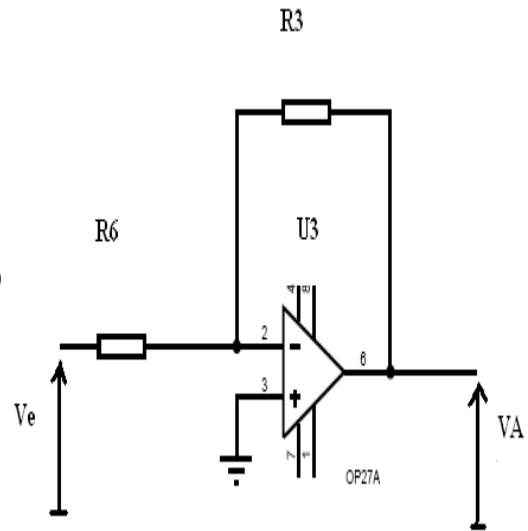
Pour la mesure des caractéristiques présentée dans la figure III.4. Les plages de variation de V_d , V_g est entre 0 et 2V, on fait varier la tension V_g avec un pas de 0,1V.

**Chapitre III : Dispositif expérimental et protocole de mesure des caractéristiques en I(V)
et du bruit basse fréquence dans un MOSFET**

Dans (1) on peut avoir la relation suivante :

$$VA = -\frac{R3}{R6} Ve$$

(1)



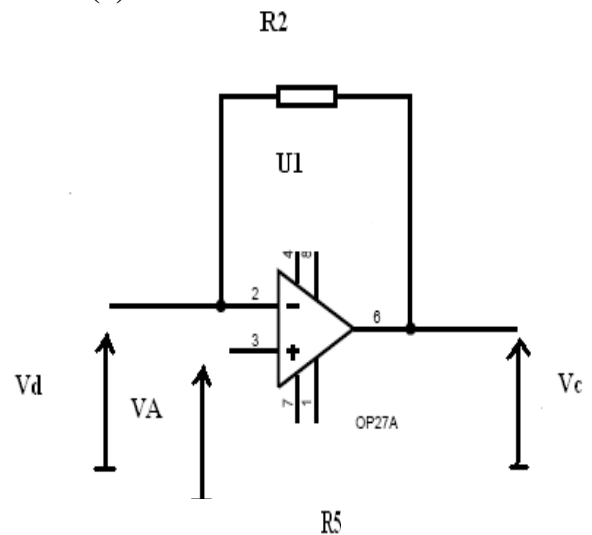
Dans (2) on a :

$$VA = Vd$$

et

$$Vd + R2 * ID = Vc$$

(2)



(3)

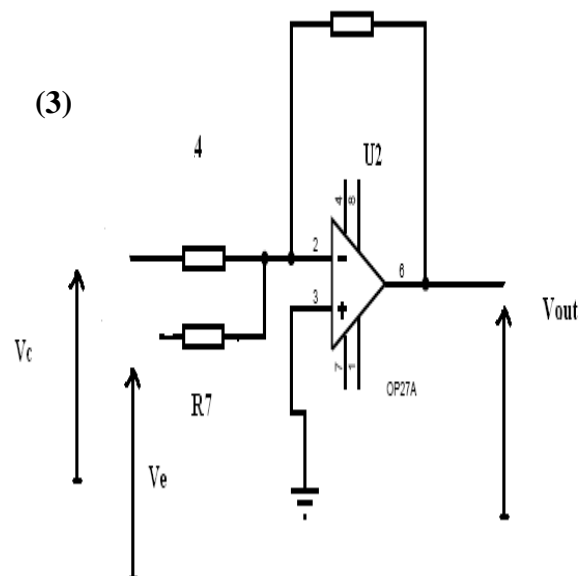
Le montage (3) on a un soustracteur, on aura la relation suivante :

$$Vout = -\left(\frac{R5}{R4} Vc + \frac{R5}{R7} Ve\right)$$

Et comme $R1=R3=R4=R5=R6=R7=10K$.

On aura donc : $Vout = -R2 ID$.

$R2$ c'est la résistance de référence.



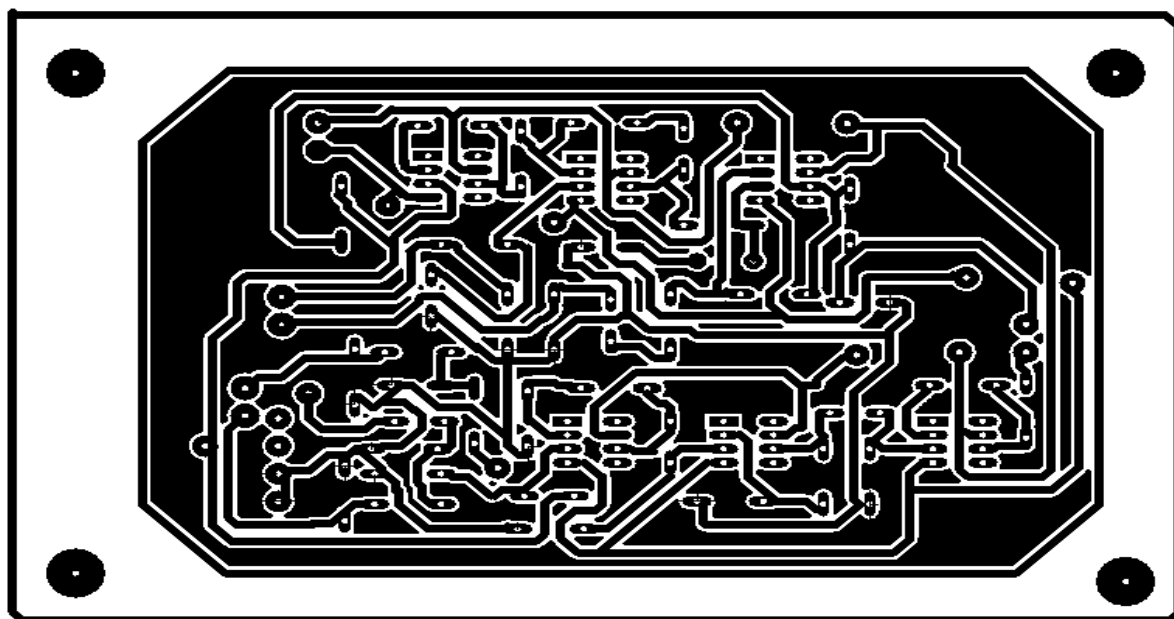


Figure I.5 : circuit imprimé de la carte pour la mesure du bruit.

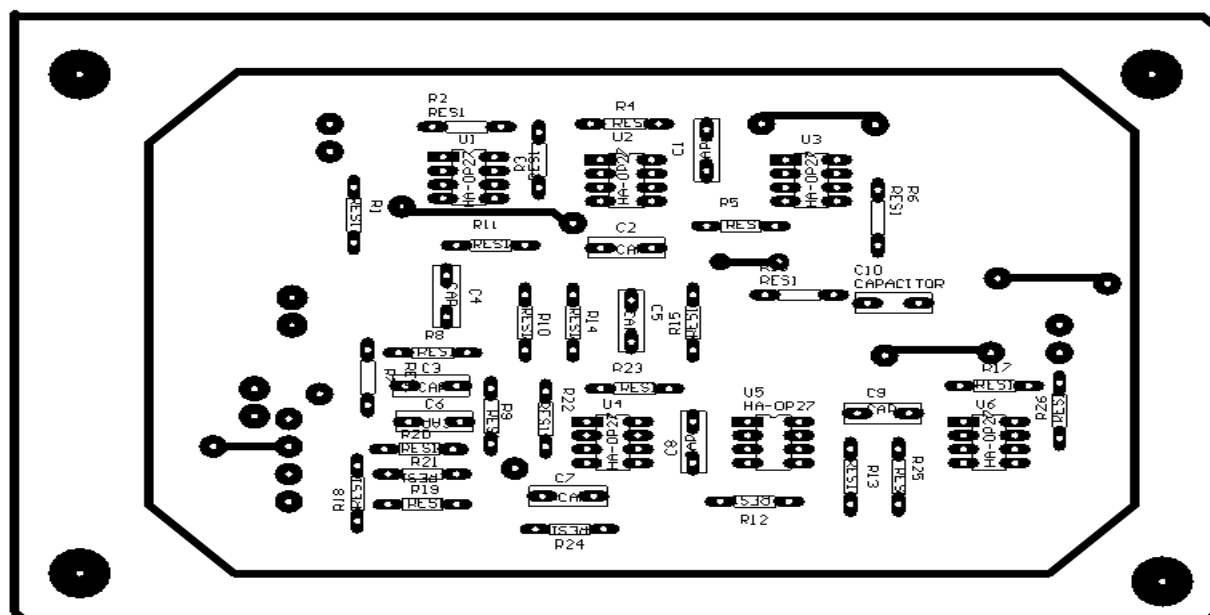


Figure III.6 : Implantation des composants

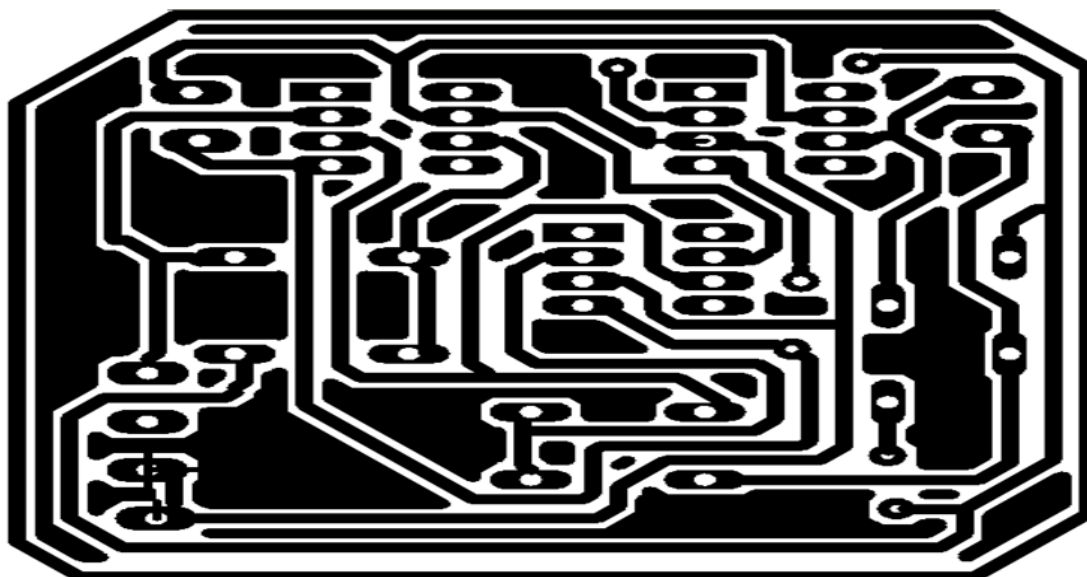


Figure III .7: circuit imprimé de la carte de mesure des caractéristiques de I(V)

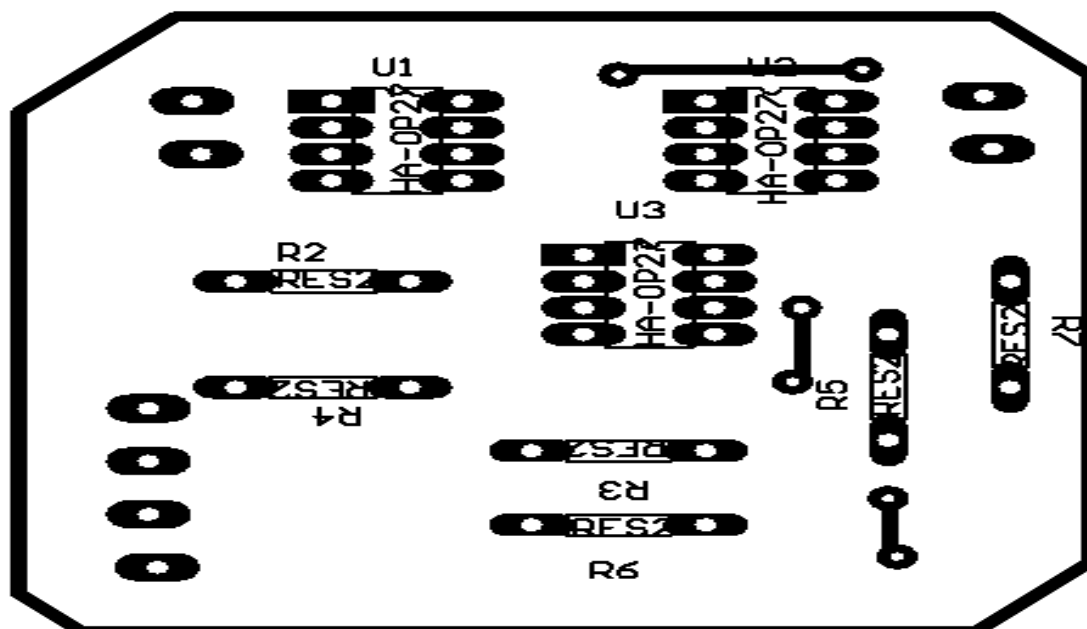


Figure III.8 : schéma de l'implantation des composants :

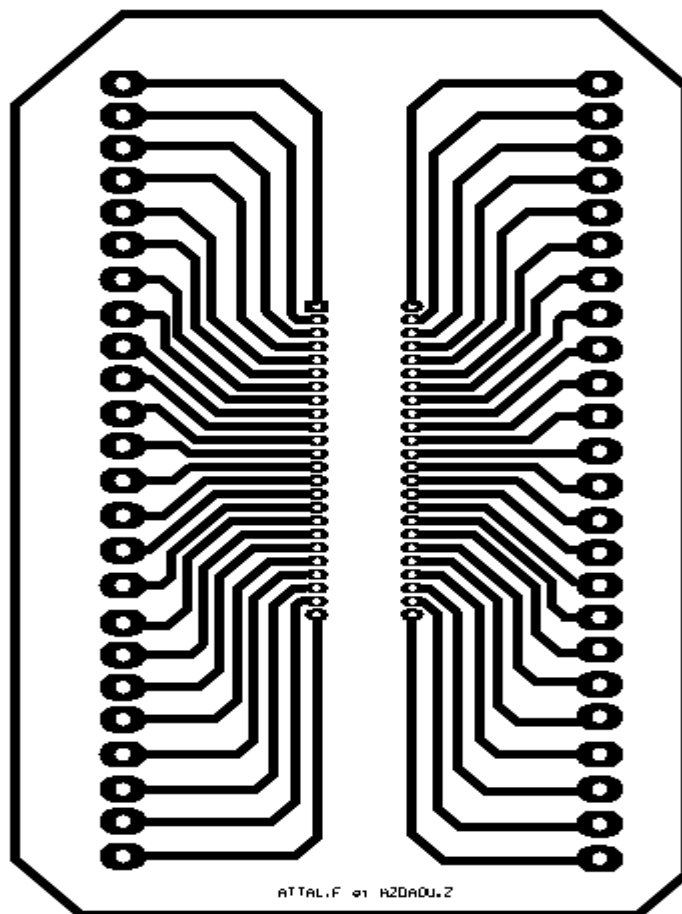


Figure III.9: porte échantillon.

Remarque : les schémas des circuits imprimés donnés dans cette partie ne sont pas à l'échelle.

III.3 Partie 2 : logiciels

III.3.1 La carte d'acquisition et logiciels utilisés:

La thèse présente un nouveau système pour les mesures du bruit à basse fréquence (BF). Il inclue une chaîne d'amplification reliée au dispositif sous teste (DST) ainsi qu'une chaîne pour la mesure des caractéristiques I(V).

Les tensions de polarisation sont commandées par ordinateur à l'aide de logiciels appropriés. Les logiciels utilisés dans notre travail avec la carte (DS1102) sont MATLAB/SIMULINK (version 5.3) et ControlDesk (version 2.0 p1), les versions de ces deux logiciels doivent être compatibles, pour essayer d'accélérer la procédure de test, nous avons utilisé un ordinateur de type pentium III.

Pour la programmation on utilise le logiciel MATLAB/SIMULINK avec la librairie RTI (Real Time Interface). Cette librairie permet de connecter le modèle Simulink aux matériels physiques. L'outil << Real Time Workshop >> (RTW) permet de convertir le modèle Simulink en code C qui est automatiquement compilé puis chargé dans la carte DS1102.

Le logiciel ControlDesk fourni avec cette carte est une interface graphique qui permet de visualiser en temps réel les différentes variables du système (courant, tension ...). Il permet aussi de créer des instruments virtuels de mesure. Pour cette raison, nous n'avons pas besoin d'utiliser des oscilloscopes physiques. Un autre avantage de ce logiciel est la possibilité de changer les paramètres du système en temps réel.

III.3.2 Description de la carte d'acquisition dSPACE DS1102 :

C'est un système de carte unique, qui est spécifiquement conçu pour le développement de commande numérique des systèmes à grande vitesse multi variable et la simulation en temps réel, dans des domaines divers tel que :

- La robotique.
- Les actionneurs.
- L'aérospatial.
- Télécommunication.
- Isolement de vibration active
- Commande de véhicules.

Chapitre III : Dispositif expérimental et protocole de mesure des caractéristiques en I(V) et du bruit basse fréquence dans un MOSFET

La carte dSPACE est une carte polyvalente pour la commande en temps réel des systèmes, elle est basée sur un processeur TMS320C31 de Texas Instrument [4] et est connectée via le bus ISA<<Industry Standard Architecture>> au PC, liaison qui permet le téléchargement de code exécutable pour le DSP depuis le PC siège de la compilation. Pour ce faire, la carte est équipée d'une zone mémoire RAM de 128KO. Le DSP utilisé est un processeur de 32 bit à virgule flottante. Ce processeur est entièrement programmable à partir d'un langage de type schémas bloc (simulink) grâce au RTI (Real Time Interface) et au RTW (Real Time Workshop). Les principales caractéristiques de la carte sont résumées dans le tableau III.1 :

			Résolution (bit)	Temps de conversion
Entrées analogiques	4 vois	Voies 1 et 2	16	4 US
		Voies 3 et 4	12	1.25 US
Sorties analogiques	4 vois		12	4 US
Entrées numériques	16		12	
Sorties numériques	16		16	
Processeur maitre	TMS320C31	40 MHZ	16	
Processeur esclave	TMS320p14	25 MHZ	32	

Tableau III.1) : principales caractéristiques de la carte dSPACE DS1102.

Et elle est schématisée par la figure III.10:

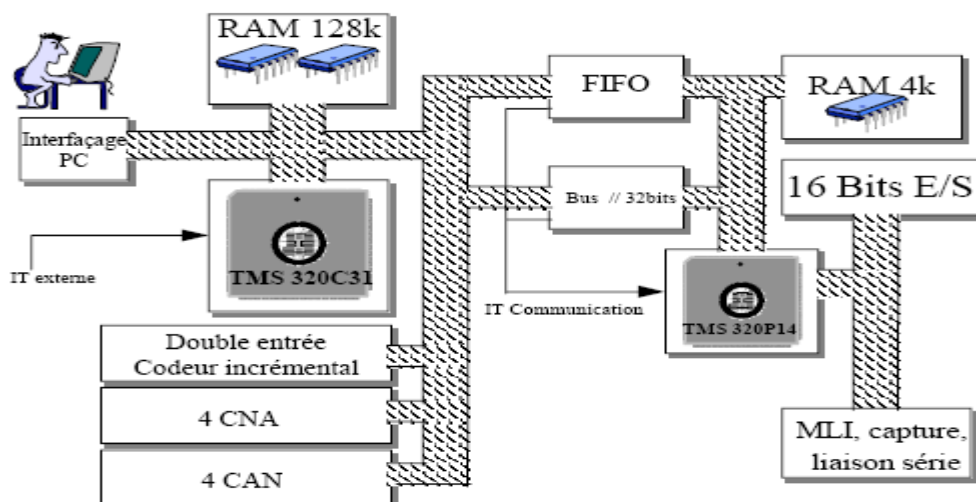


Figure III.10: Schéma synoptique de la carte dSPACE DS1102.

Chapitre III : Dispositif expérimental et protocole de mesure des caractéristiques en I(V) et du bruit basse fréquence dans un MOSFET

Comme le montre le schéma synoptique de la carte, celle ci intègre également un certains nombres de périphériques tels que : deux étages d'entrées pour codeur incrémentale, un processeur esclave le TMS320P14 dédié à la gestion de 16 entrées /sorties numériques, de sorties MLI de liaisons série... il existe deux liaisons entre les deux processeurs : un bus parallèle classique de 32 bit et une liaison de 32 'bufférisée' via une FIFO. cette dernière à l'avantage de permettre une communication entre les deux processeurs sans synchronisation de ces derniers. Ce type de liaison assure des durées d'exécution des tâches très courtes [4].

III.4 Test du système :

Plusieurs tests ont été effectués pour évaluer les propriétés du système. Les validations expérimentales ont comporté des mesures du bruit à basse fréquence et des caractéristiques statiques I(V).

III.4.1 Mesure des caractéristiques :

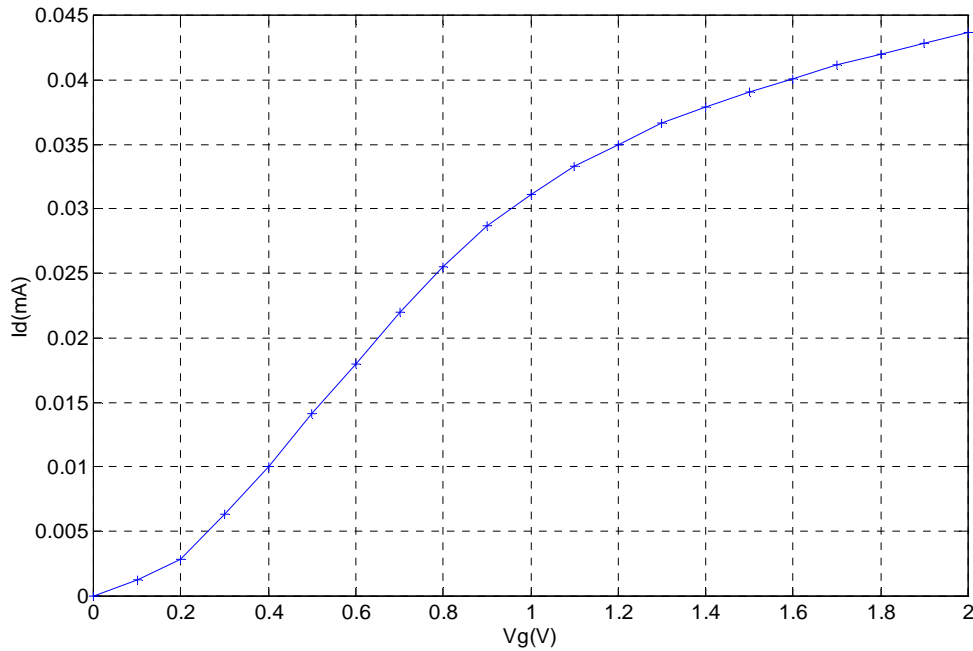
Dans cette partie, nous avons procédé à des relevés expérimentaux des paramètres

$I_d(V_g)$ qui représentent les caractéristiques statiques d'un transistor MOSFET de dimensions fixe $L*W=10*10 \mu\text{m}^2$ Et $L*W=10*0.3 \mu\text{m}^2$.

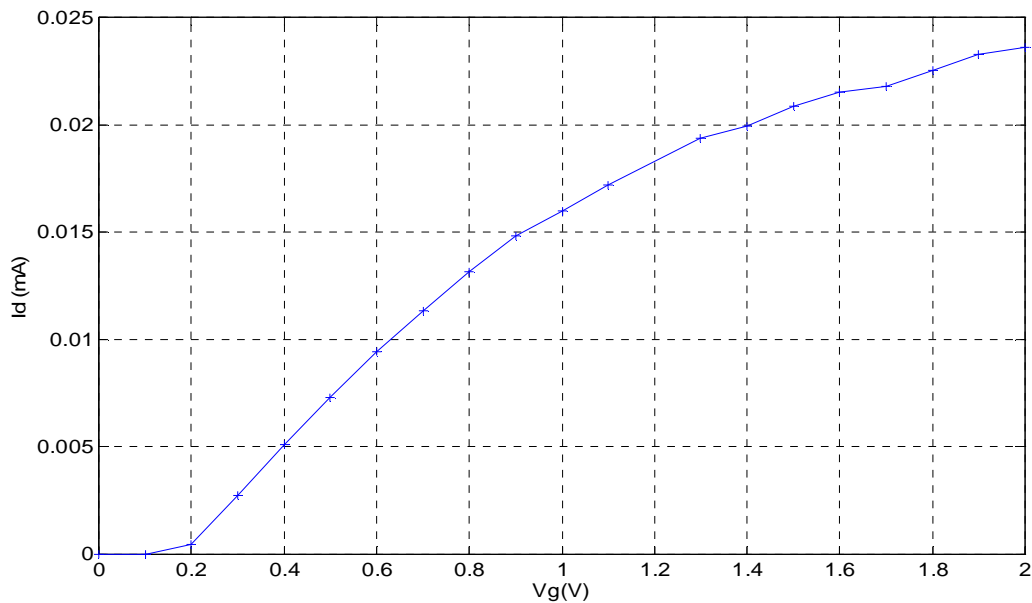
Pour des tensions V_g variables et une tension V_d constante, on a procédé à la mesure du courant de sortie pendant un temps de 0. 2 s. On a acquis 201 valeurs pour chacune des 20 valeurs de V_g , et on a calculé la moyenne des signaux, qu'on a sauvegardés dans un vecteur et tracer la caractéristique $I_d(V_g)$, à l'aide d'un programme sur MATLAB.

Les résultats ont été comparés à ceux d'études faite par les références [13-14-15] .Ces résultats ont permis de valider notre système.

III.4.1.1 Résultats obtenus :



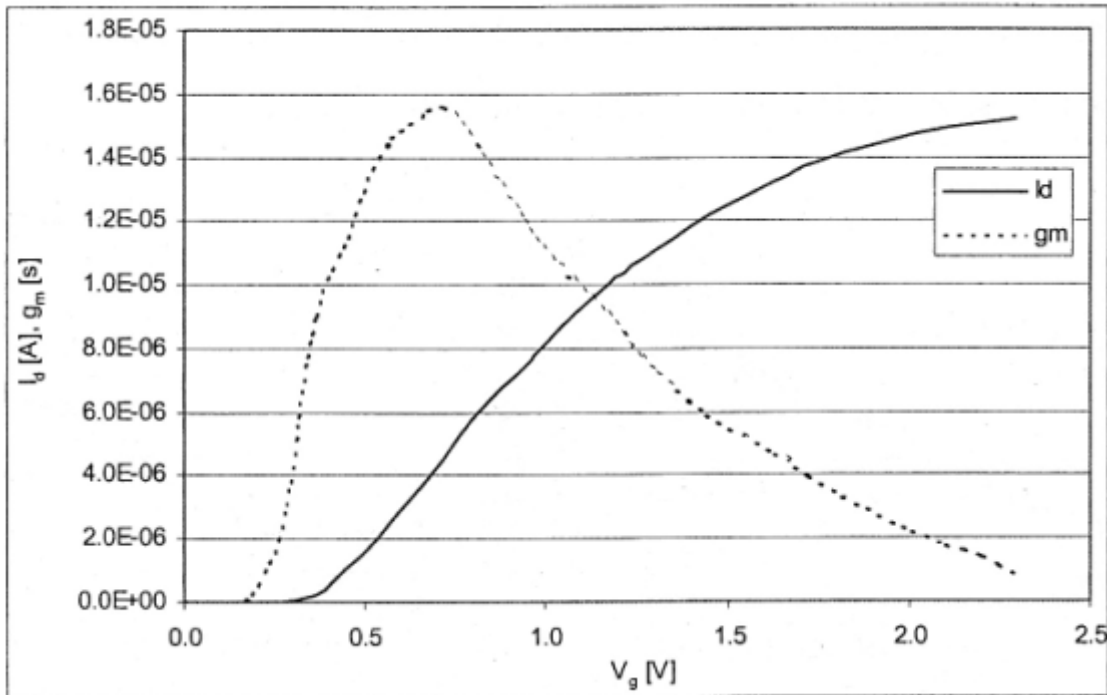
La figure III.11 : Courbe des caractéristiques I (V g) pour un transistor N-MOS de dimension $W/L=10/10$, $V_d=0.05V$.



La figure III.12 : Courbe des caractéristiques I (V g) pour un transistor N-MOS de dimension $W/L=0.3/10$, $V_d=0.05V$.

Chapitre III : Dispositif expérimental et protocole de mesure des caractéristiques en I(V) et du bruit basse fréquence dans un MOSFET

Les allures obtenues ont été comparées à la figure III.13.



La figure III.13 : Courbe des caractéristiques I (V g) pour un transistor N-MOS [15].

III.4.2 Mesure du bruit :

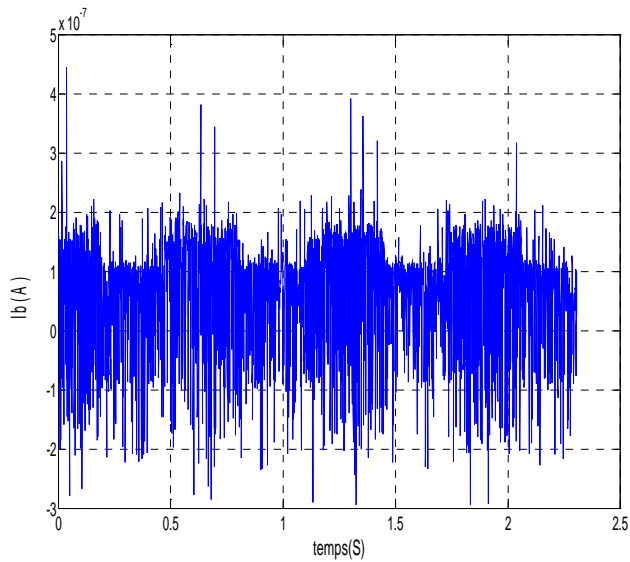
Dans le but de déterminer le modèle de bruit rigoureux qui résulte de notre système, en s'appuyant sur les calculs et équations présentées dans le chapitre II, nous mesurons les différents paramètres du bruit en fonction de la fréquence. Pour des transistors de dimensions variables

Pour une durée d'observation T_0 , on a calculé la densité spectrale de puissance en courant entre $F_{\min}=4\text{Hz}$ et $F_{\max}=100\text{KHz}$. Avec un pas d'échantillonnage $T_e=0.004\text{ms}$, ce qui implique $f_e=250\text{KHz}$ qui est supérieure à 2 fois F_{\max} pour éviter le recouvrement spectral.

Chapitre III : Dispositif expérimental et protocole de mesure des caractéristiques en I(V) et du bruit basse fréquence dans un MOSFET

Les résultats obtenus sont illustrés par les figures suivantes :

Domaine temporelle :



Domaine fréquentiel :

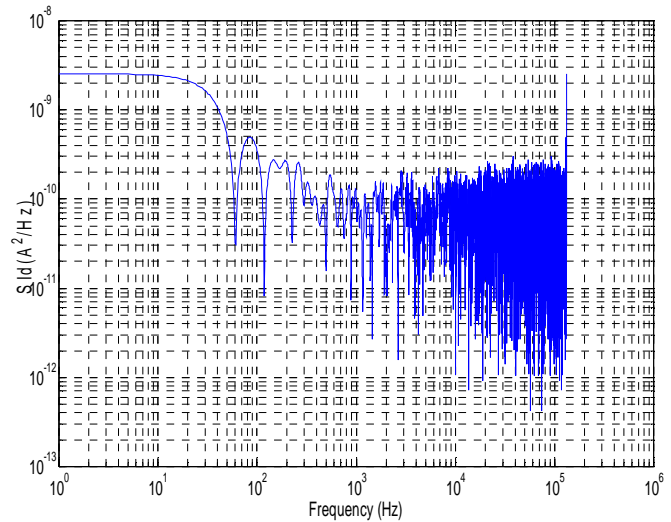


Figure III.13 représentation temporelle et fréquentiels du bruit obtenue pour un transistor N_MOS de dimensions $W \cdot L = 0.3 \cdot 10 \mu\text{m}^2$, pour des tensions $V_d = 50\text{mV}$ et $V_g = 0.8\text{V}$.

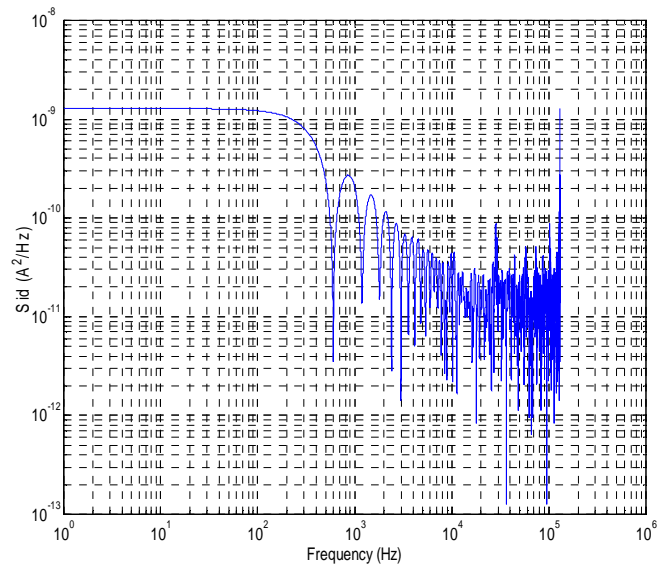
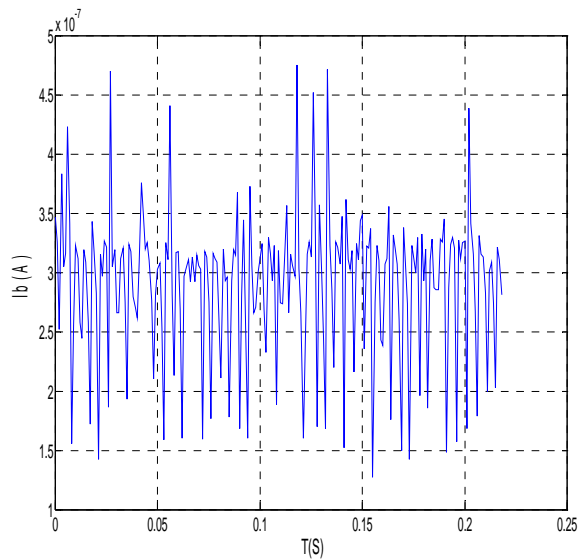


Figure III.14 : représentations temporelle et fréquentiels du bruit obtenue pour un transistor N-MOS de dimension $W \cdot L = 10 \cdot 10 \mu\text{m}^2$ pour des tensions $V_d = 50\text{mV}$ et $V_g = 0.8\text{V}$.

Les résultats sont comparés à la figure III.16 [14] et III.17 [13]

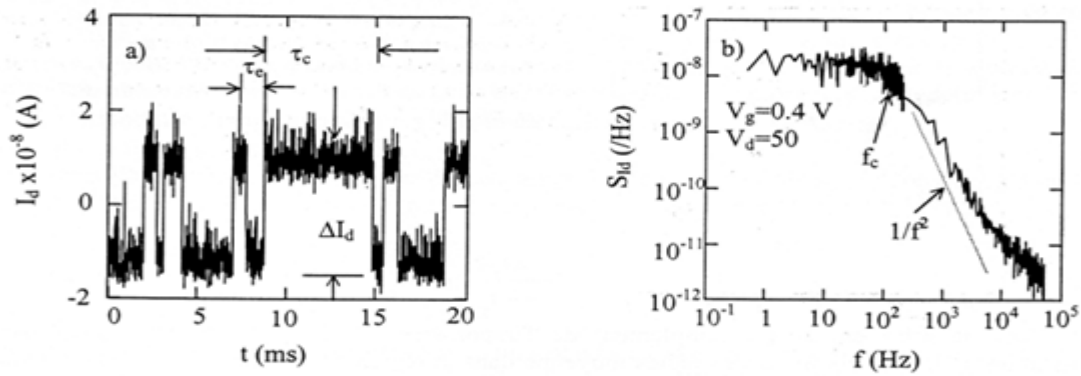


Figure III.16 : analyse des traces a)temporelle et b) fréquentielle des fluctuations RTS pour $V_g=0.4V$ et $V_d=50mV$.pour un N-MOS de dimensions $W*L=0.2*0.25\mu m^2$ [14].

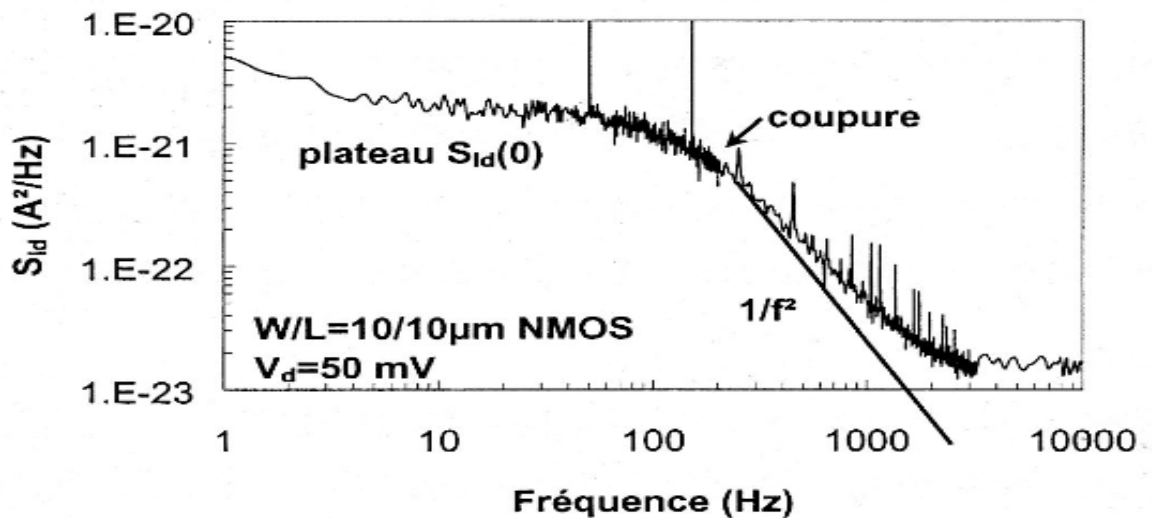


Figure III. 17 : Exemple de spectre Lorentzien pour un N-MOS de dimensions $W*L=10*10\mu m^2$. $V_d=50mV$ [13].

On remarque que les allures des courbes des caractéristiques de I(V) données par les figures III.11 et III.12 pour des transistors de dimensions différentes sont comparables à celles des figure III.13 de [15].

CONCLUSION :

Notre travail était de construire un banc de mesure en nous basant sur une carte existante, qui est fonctionnelle depuis 2003 dans un laboratoire à l'université de CAEN en France. Nous avons adapté cette carte avec des moyens pas chers qui sont la carte dSPACE, au lieu d'utiliser des alimentations de précision et des appareils de point pour la mesure des caractéristiques (le HP4451) et le calcul des densités spectrales de puissance (des analyseurs de spectres).

On a fait que comparer les allures de nos résultats à ceux relevés de leurs appareils de mesure. Pour pouvoir valider notre travail il nous faut les mêmes appareils pour faire les tests sur les mêmes échantillons, ou éventuellement disposer des résultats faits sur ces échantillons.

Conclusion générale

Conclusion générale:

Dans le chapitre I, nous avons situé le contexte de notre étude en présentant les transistors MOSFET, leur principe de fonctionnement. On a cité les différentes équations reliant le courant de drain aux tensions de grille et de drain.

L'avance technologique de ces dispositifs a un impact sur leur qualité et fiabilité. La réduction d'échelle, notamment la réduction de la longueur du canal du transistor, conduit à l'augmentation des résistances séries source et drain, ce qui engendre une diminution de la mobilité des porteurs générant des mouvements aléatoires dans le canal qui perturbe le fonctionnement de ce dernier. Cette réduction inclue aussi l'oxyde de grille, son épaisseur mince donnant naissance à des pièges en surface qui piègent les porteurs de charge.

Le chapitre II a été consacré à l'étude du bruit électrique dans les composants, cette approche nous a permis de prendre connaissances des différentes sources du bruit dans les composants en général et dans les dispositifs MOSFET en particulier.

Pour un transistor à effet de champ il existe deux sources de bruit, le bruit dû à son canal (thermique, diffusion et génération-recombinaison) et le bruit en $1/f$. Une attention plus particulière a été portée pour la détermination des différentes origines du bruit basse fréquence. Les deux modèles rencontrés sont celui de Mc Whorter, qui interprète ces fluctuations par une variation du nombre de porteurs de charge et celui de Hooge, pour lequel ces fluctuations sont dues à la variation de la mobilité. Pour finir, on a souligné que le passage de ces transistors vers les petites dimensions a un impact sur l'augmentation du bruit basse fréquence.

Pour finir le troisième chapitre a été consacré au système de mesure réalisé. Les résultats obtenus après test du système ont été comparés à ceux des références [13-15].

Dans nos mesures, nous avons des difficultés à avoir des résultats concluant pour les mesures de bruit parce qu'on n'a pas un système d'isolation efficace contre les perturbations externes.

D'autre part, le PC utilisé pour le traitement est assez ancien (PIII) mais ce problème peut être résolu en effectuant les traitements de calcul de la densité spectrale de puissance par un ordinateur plus puissant.

Annexe

Le TMS320C31 :

C'est un processeur de troisième génération de Texas instrument, à virgule flottante de la famille TMS320 de VLSI (Very Large Scale Integration).il est implanté dans la carte comme processeur maître.

Le TMS320P14 :

Le TMS320P14 c'est un processeur de Texas instrument à virgule fixe, codé sur 16bit. Il est implanté dans la carte comme processeur esclave.

Installation de la carte DS1102 :

Le DS 1102 contient des composants sensibles aux décharges électrostatiques, pour ce la avant de manipuler cette carte il faut prendre en compte certaines précautions :

- Se décharger ainsi que tous les matériaux dont elle peut être en contacte.
- Mettre le PC hors tension avant l'insertion de la carte.
- Protéger la carte durant la manipulation, ne jamais toucher aux connecteurs de la carte.
- Ne Jamais connecté ou déconnecté un élément lors que la carte est alimentée.

Caractéristiques du PC :

La carte DS 1102 peut être insérer dans un IBM PC/AT, ou dans un PC personnel compatible comportant un slot ISA.

- Le PC doit délivrer un courant de 2 mA dans les lignes de 5 V, et un courant de 100 mA dans des lignes de 12V.
- La fréquence d'horloge ne doit pas dépasser 8.33MHZ durant l'utilisation du bus d'accès [7].

Installation de la carte DS1102 :

Le DS 1102 contient des composants sensibles aux décharges électrostatiques, pour ce la avant de manipuler cette carte il faut prendre en compte certaines précautions :

- Se décharger ainsi que tous les matériaux dont elle peut être en contacte.
- Mettre le PC hors tension avant l'insertion de la carte.
- Protéger la carte durant la manipulation, ne jamais toucher aux connecteurs de la carte.
- Ne Jamais connecté ou déconnecté un élément lors que la carte est alimentée.

Caractéristiques du PC :

La carte DS 1102 peut être insérer dans un IBM PC/AT, ou dans un PC personnel compatible comportant un slot ISA.

- Le PC doit délivrer un courant de 2 mA dans les lignes de 5 V, et un courant de 100 mA dans des lignes de 12V.
- La fréquence d'horloge ne doit pas dépasser 8.33MHZ durant l'utilisation du bus d'accès .

Configuration et insertion de la carte DS1102 :

Configuration de la carte DS1102 :

Avant d'insérer la carte les ports d'entrée sortie doivent être configurés par les 8 bit des switches situé sur la carte. Voire la figure 1)

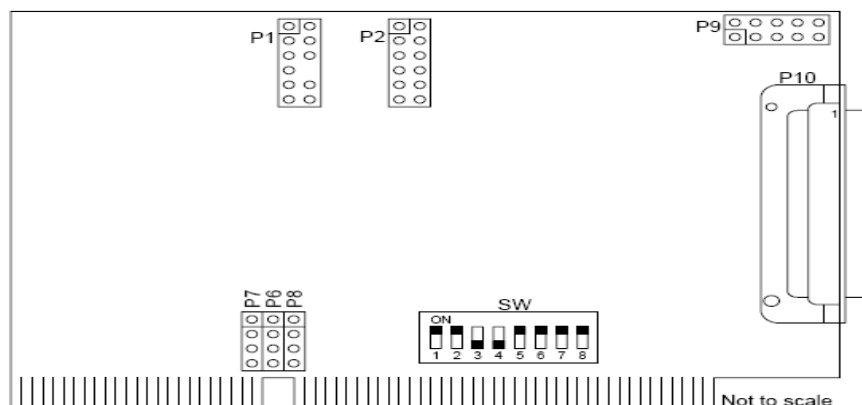


Figure 1): localisation des jumper et connecteurs de la carte DS1102. [3]

ANNEXE A

- Les Switch 1 et 2 déterminent les lignes d'adresse A15 et A14 du port d'entrée sortie.
- Les Switch 3 et 8 déterminent les lignes d'adresse A9 à A5 du port d'entrée sortie.
- Les lignes d'adresse A10 et A11 sont toujours considérer comme des zéros binaire voir tableau 1).
- A0 à A3 sont utiliser pour la sélection des différent registres du DS1102.

A15	A14	A13	A12	A11	A10	A9	A8	A7	A6	A5	A4
S1	S2	X	X	0	0	S3	S4	S5	S6	S7	S8

Tableau 1): sélection des adresses.

Insertion de la carte :

Après satisfaction des exigences et configuration des adresses d'entrée sortie et des interruptions vient l'insertion de cette carte.

- Mettre le PC hors tension.
- Ouvrir le boitier du Pc.
- Repérer les slots ISA sur la carte mère.
- Insérer la carte soigneusement et fixer la.
- Fermer le boitier du PC.
- Allumer le PC.

CP1102 et CLP 1102 :

Le tableau des connexions appelé aussi CP1102 (Control Pannel), nous offre le moyen le plus facile de réaliser des connexions entre le DS 1102 et les dispositifs externes .ces derniers peuvent êtres relié directement à la carte soit en sortie ou en entrée.

En plus du CP1102 on retrouve aussi le CLP1102 (Control Led Pannel) une matrice de LED au nombre de 38, elles indiquent donc les états des signaux numériques.

Le CP1102 et le CLP1102 sont rassemblés dans une boîte en aluminium, forment ainsi une unité qu'on peut relier au micro ordinateur à l'aide d'une nappe connecté au port dédié. (Ce lui de la carte DS 1102). Le CP 1102 et le CLP11P02 sont illustrés dans la figure 3).

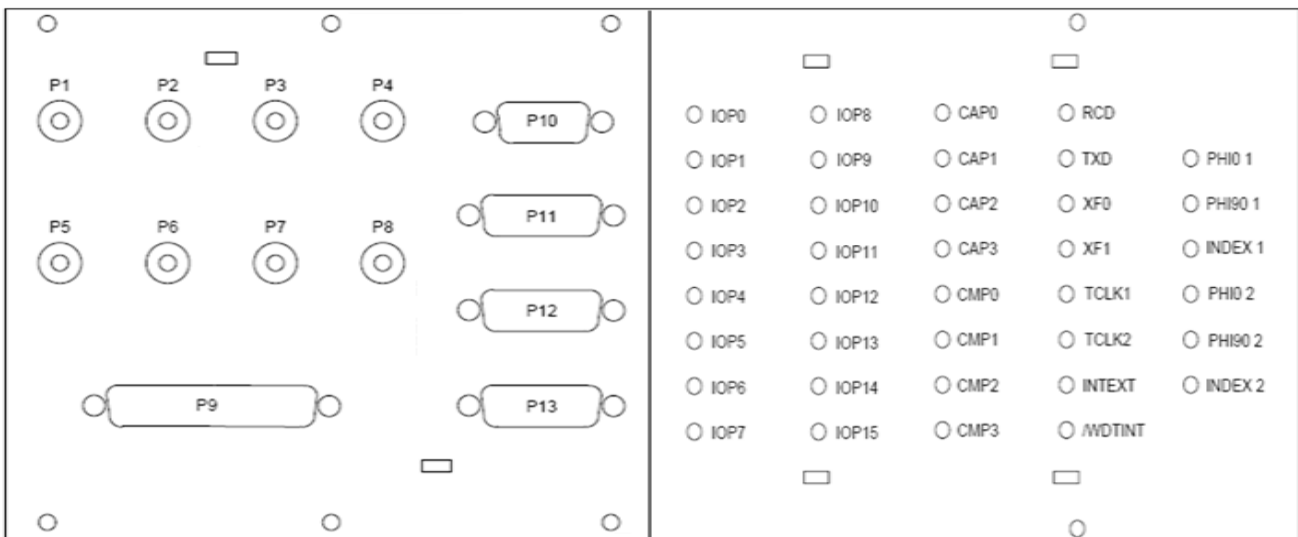


Figure 3) : localisation des connecteurs et les leds sur CP1102 et CLP1102.

Installation du dSPACE software

Après avoir satisfait les exigences citées auparavant il est conseillé de formater votre PC.

Avant d'installer dSPACE software il faut d'abord installer MATLAB version 5.3x(R11.x) ou bien la version 6.0(R12), pour des raisons de compatibilité le choix d'une de ces deux versions dépend du système d'exploitation installer sur le PC. Le choix est comme cité dans le tableau suivant

Cd dSPACE	Version de MATLAB	Version de RTI	Version de TI compiler	Système d'exploitation
Cd 3.0	Matlab 5.3x(R11.x)	3.6	4.7 ou 5.11	Windows 95/98 Windows NT
Cd 3.0	Matlab 6.0(R12)	4.0	4.7 ou 5.11	Windows 95/98 Windows NT Windows 2000

Tableau 2) : compatibilité du dSPACE Cd 3.0.

Après avoir installé MATLAB. Vous pouvez maintenant installer dSPACE software

- Insérer le cd dSPACE
- Insérer la disquette
- Choisir le cd et cliquer sur **CDsetup.exe**

Pour activer la licence vous n'avez qu'à brancher la clé physique dans le port parallèle du PC

Et en fin installez le Cd C-compiler, et exécutez la commande **bldtits.bat** sous dos.

Remarque :

On souligne qu'on a procédé à un essai d'installation du dSPACE software sur un PC muni d'un système d'exploitation (Windows xp) avec MATLAB version 7.9, il y a eu échec qui est due probablement à une non compatibilité entre le dSPACE et le système d'exploitation

Comment utiliser ControlDesk avec MATLAB /SIMULINK ?

Pour illustrer l'utilisation de ControlDesk avec MATLAB on a opté pour une petite application (émission et acquisition d'un signal).

Pour cela on a besoin d'un générateur de fonction et d'un oscilloscope.

Cas d'émission d'un signal :

Etape 1) Ouvrir ControlDesk et charger le fichier .SDF. Voir figure 10

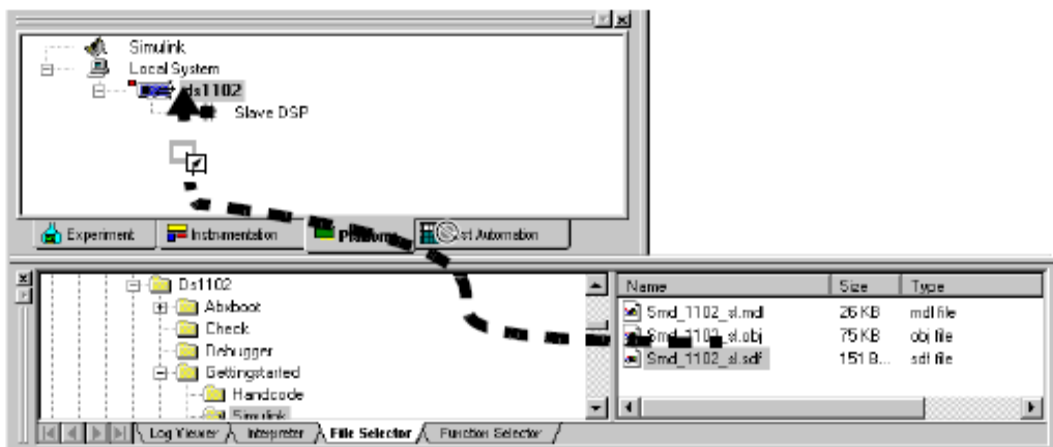


Figure 4) : chargement d'un fichier.SDF

Etape 2)

Ouvrir MATLAB simulink /new (création d'un nouveau projet) puis dans la bibliothèque faire le choix des blocs suivant :

Simulink library browser/simulink/source/sin wave (comme exemple de signal à émettre)

Puis dans Simulink library browser dSPACE /DS 1102/DS1102 DAC.

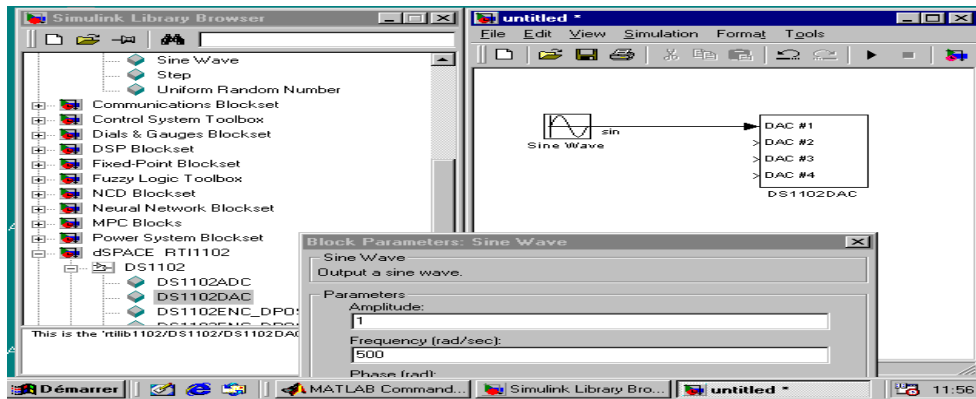


Figure 5) : création d'un nouveau projet sous MATLAB /SIMULINK

Enfin suivre les instructions suivantes :

On choisit l'onglet **simulation** et on clique sur **parameters**.

Une fenêtre de dialogue s'affiche comme illustrer sur la figure si de sous.

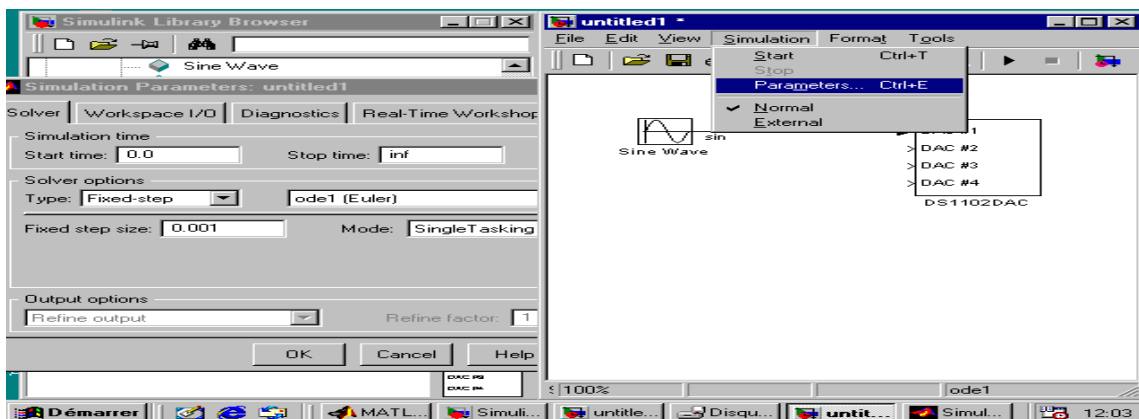


Figure 6) : configuration des paramètres de simulation du signal émie.

Dans l'onglet **solver** on doit fixer le pas.

Puis choisir l'onglet **Real Time Workshop**, cliquer sur **Build**.

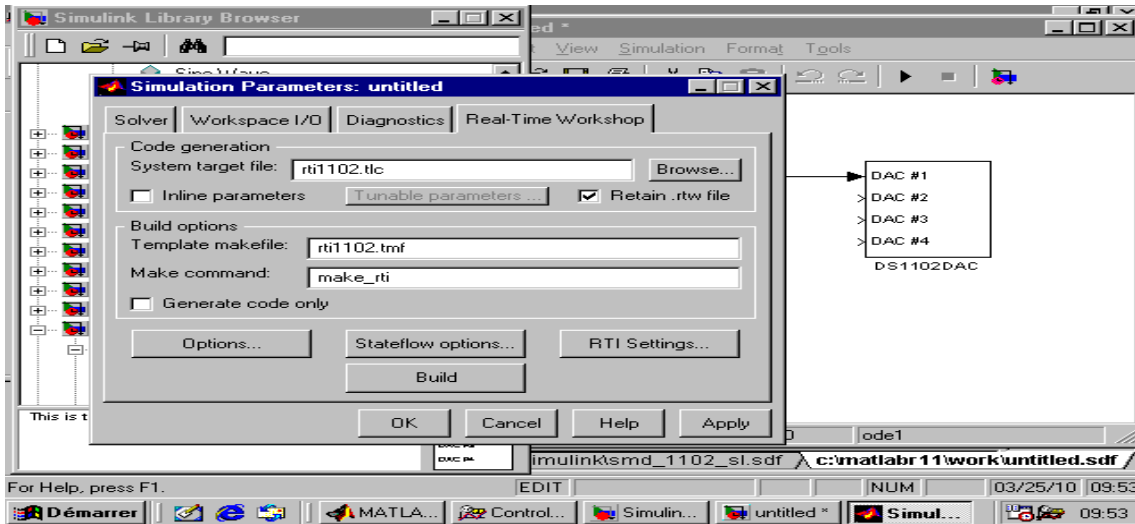


Figure 7) : construction et téléchargement du model vers controlDesk.

Etape 3)

Revenir à l'espace **Contrôldesk** et cliquer sur l'onglet du **Tools window** qui correspond a notre application (C:/matlabr/work/untitled.sdf)

Dans l'espace **ControlDesk** crée un nouveau layout (**File/new layout**)

Puis vient le choix d'un instrument de visualisation (**virtuel instrument/data acquisition** choisir **plotter**)

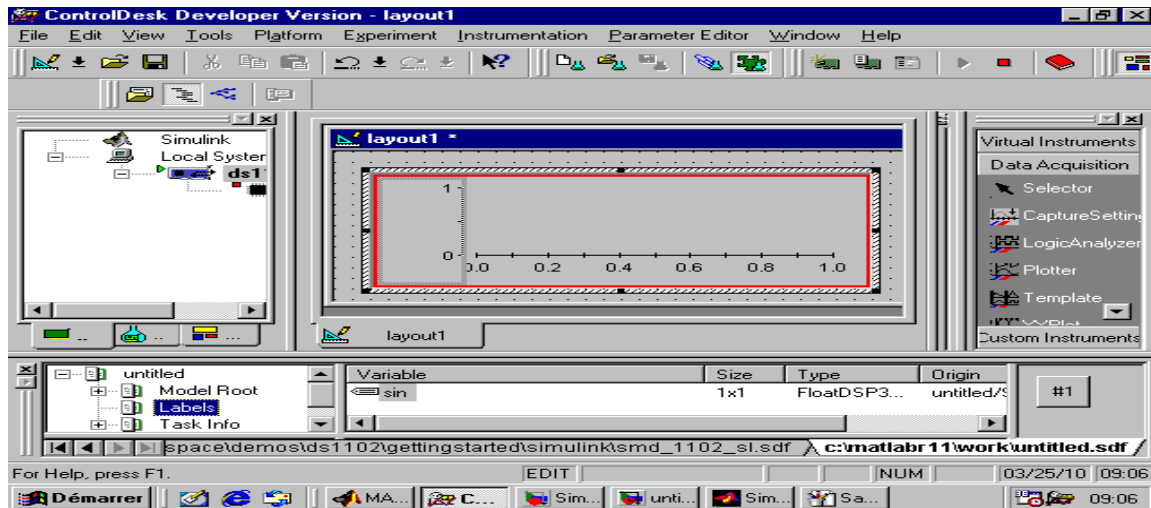


Figure 8) : chargement de la variable sin sur le graphe.

Enfin pour visualiser notre signale, dans **Tools Windows** on clique sur **label** on glisse la variable qui correspond au signal (**sin** dans notre cas) sur le graphe, on relâche la variable.

Maintenant pour visualiser le signal en temps réel on sélectionne **Paramétré Editor** on clique sur **Animation Mode** ou bien en cliquant sur (F5), pour l'arrêter on clique sur **Edite Mode**.

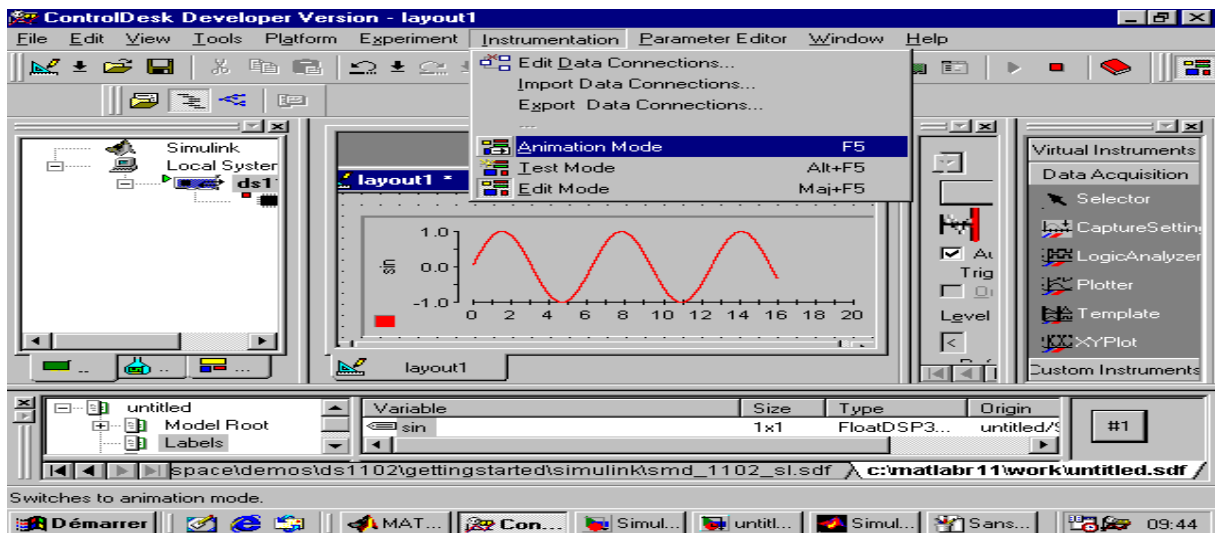


Figure 9) : visualisation du signal.

Pour finir on injecte le signal dans l'oscilloscope à partir de la sortie V_{out1} du CP1102 et change ses paramètres en temps réel selon le besoin.

ANNEXE A

Remarque : dans SIMULINK lors du choix des paramètres du signal à émettre, l'amplitude de ce dernier doit être situé entre $[-1,1]$, le rapport existant entre SIMULINK et ControlDesk est un rapport de 10.

Cas d'acquisition d'un signal :

Pour le cas de l'acquisition il faut tout d'abord s'assurer que la tension émise par le générateur de fonctions ne dépasse pas les $+ ou - 10 V$ à l'aide d'un oscilloscope. Puis l'injecter à l'aide d'une connexion du CP1102 (Vin_1).

Et on suit les mêmes instructions que dans l'étape 1, 2 et 3 pour l'émission d'un signal, sauf que les blocs choisis dans l'étape 2) seront DS1102 ADC en plus d'un oscilloscope comme le montre la figure 10.

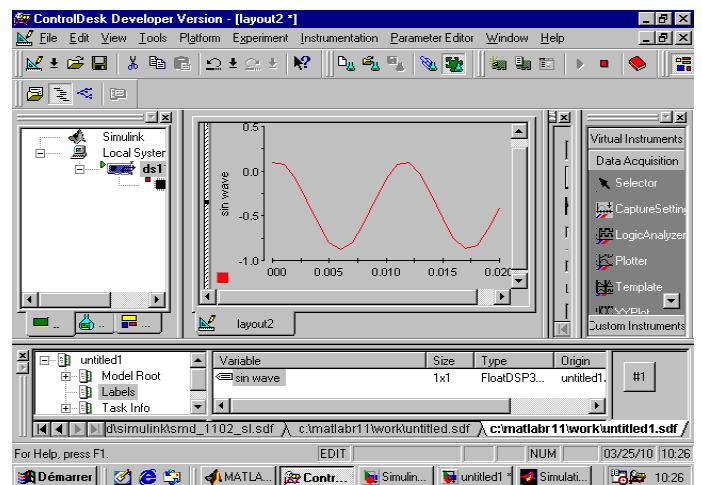
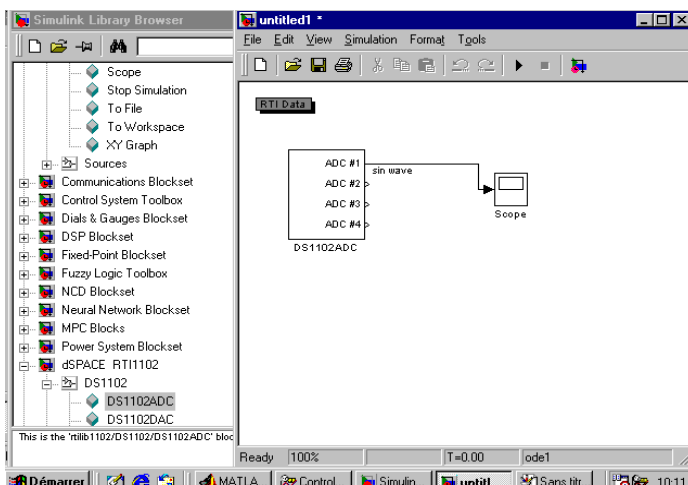


Figure 10) : bloc d'acquisition d'un signal.

Figure 11): visualisation du signal

acquit avec ControlDesk

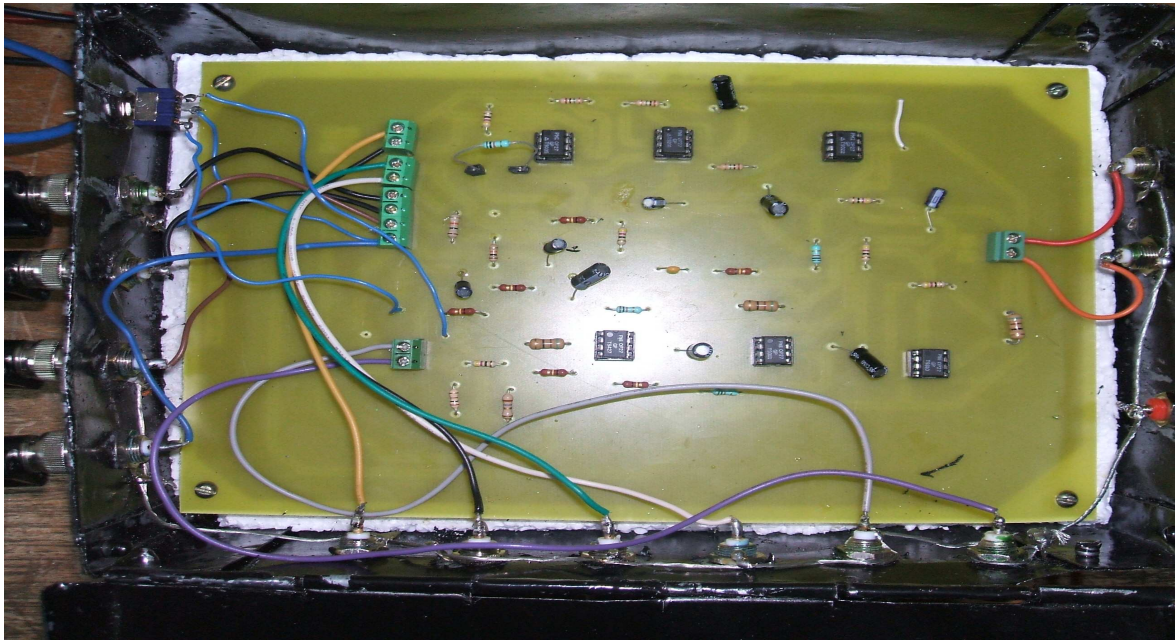


Figure 1) : schéma de la carte de mesure du bruit et la régulation en Vd.

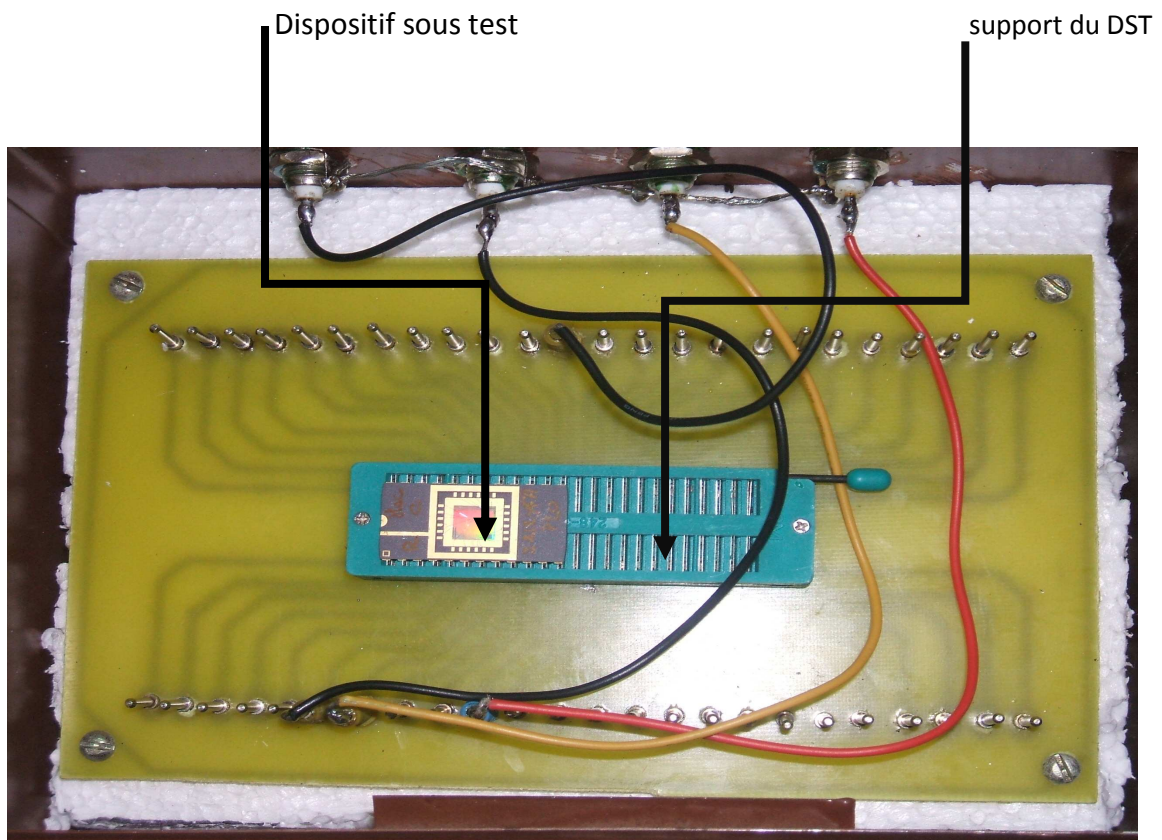


Figure 2) : support du DST (dispositif sous test)

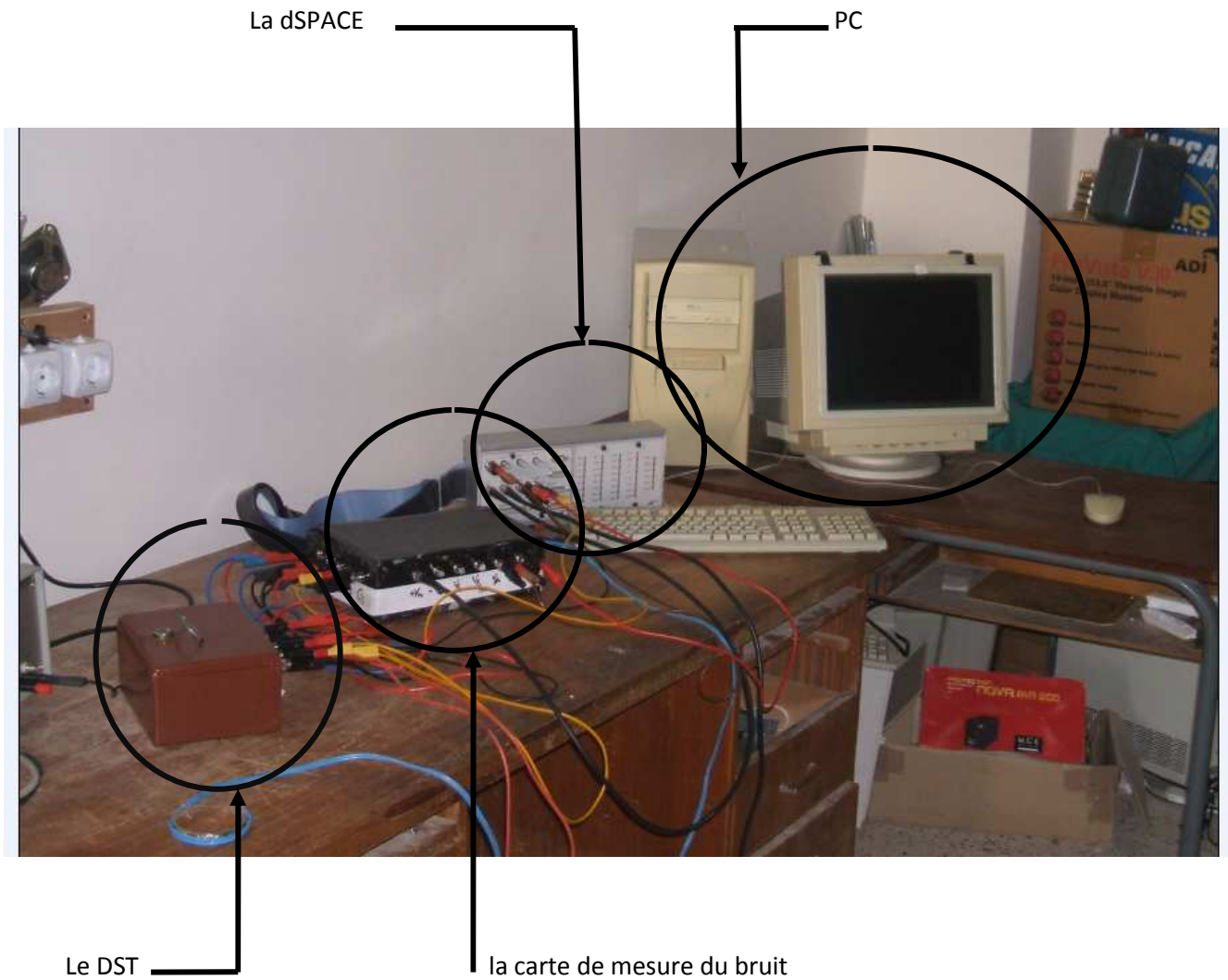


Figure 3) :environnement de travail

Bibliographie :

- [1] Renaud DAVIOT : étude en radiofréquences des transistors à effet de champs MOS partiellement désertés en technologie avancée silicium sur -Isolant sub -0.13 μ m. Thèse doctorat spécialité dispositifs de l'électronique intégrée. Janvier 2006. Ecole de doctorale électronique, électrotechnique et automatique. Institut national des sciences appliquées de LYON.
- [2] Floating-point controller board DS1102. Document version 3.0, dSPACE digital signal processing and control engineering GmbH technologiepark 25 33100 paderborn Germany.
- [3] Connector panels and LED panels. Document version 1.0, dSPACE digital signal processing and control engineering GmbH technologiepark 25 33100 paderborn Germany.
- [4] CntrolDesk experiment Guide for controlDesk version 2.0. janvier 2001.
- [5] BOUGHIAS Ouiza : comparaison des paramètres physiques, technologiques et électriques des nouveaux isolants de grille « High-K » pour des technologies CMOS. Thèse magistère électronique 2008. U.M.M.T.O
- [6] ACHOUR hakim : étude et modélisation des MOSFET Balistiques. Thèse magistère électronique 2006.U.M.M.T.O
- [7] NICOLAS VALDAPEREZ : Etude des caractéristiques statiques et du bruit basse fréquence de transistors bipolaires NPN intégrés dans des procédés BiCMOS haute fréquence à simple et double poly silicium.Soutenue le 13 décembre 2002 en vue d'obtention du DOCTORAT de l'université de CAEN /BASSE Normandie, U.F.R . Science ecole doctorale S.I.M.E.M. Spécialité : électronique et microélectronique
- [8] BALTI Moez : Extraction des paramètres intrinsèques des transistors à effet de champs en tenant compte des phénomènes de propagation. thèse doctorat électronique décembre 2005. Université de Cergy-pontoise.
- [9] BENSIDHOM Mouhand –outadar : évolution du transistor submicronique dans les technologies CMOS silicium 45nm, thèse doctorat électronique 2008 U.M.M.T.O
- [10] les DSP famille ADSP218X principe et applications de Michel PINARD. France février 2000.
- [11] Gabriel VASILESCU, bruit et signaux parasites. MAI 1999.

[12] Olivier WEBER : étude, fabrication et propriétés de transport des transistors CMOS associant un diélectrique haute permittivité et un canal de conduction haute mobilité. Thèse doctorat 2005. Ecole de doctorale électronique, électrotechnique et automatique. Institut national des sciences appliquées de LYON.

[13] François Dieudonné : contribution à l'étude du bruit électrique basse fréquence et des phénomènes de porteurs chauds dans les filières CMOSOI avancées. Thèse doctorat micro électrique décembre 2003. INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE.

[14] Touati Boutchacha : contribution à l'étude du bruit et des fluctuations à basse fréquence des technologies CMOS avancées. Thèse doctorat spatialité : physique des composants de la microtectonique. Octobre 1999. Université des sciences et de la technologie d'ORAN.

[15] Arkadiusz SZEWCZYK : mesure du bruit électrique à basse fréquence dans les composants avancés au silicium. (Low frequency noise measurements in advanced silicon devices). These de doctorat 15 Avril 2003. INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE.

[16] JACQUES GAUTIER : physique des dispositifs pour circuits intégrés silicium.

LAVOISIER ,2003

Sites internet :

[17] <http://fr.wikipedia.org/wiki/transistor>.

[18] http://pageperso_orange.fr/Michel.habin/elec/chap-tr3.htm.