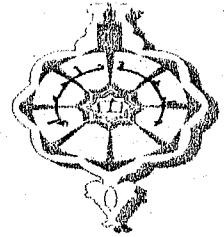




REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE



MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABOU-BAKR BELKAID

FACULTE DES SCIENCES

Département de Physique

Laboratoire des Matériaux et des Energies Renouvelables

THESE DE MAGISTER

Spécialité : Physique Energétique et Matériaux

Thème

ETUDE DU BRUIT D'UN ASIC A TECHNOLOGIE MOS :
APPLICATION A UN AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL
DE HAUTES PERFORMANCES

Présentée par : M^{elle} ZAKIA FEKIH

Soutenu le 15 Mars 2004 devant la commission d'examen

Président :

Mr B. BENYOUCEF

Professeur à l'Université de Tlemcen

Examineurs :

Mr. K. E. GHAF FOUR

M. C à l'Université de Tlemcen

Mme A. BENS AOULA

C. C à l'Université de Tlemcen

Mr. B. BOUAZZA

C. C à l'Université de Tlemcen

Directeur de thèse :

Mr. N. E. CHABANE-SARI

Professeur à l'Université de Tlemcen

Codirecteur de thèse : Mme. A. BOUAZZA

C. C à l'Université de Tlemcen

Année Universitaire 2003-2004

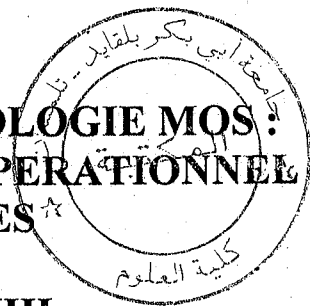
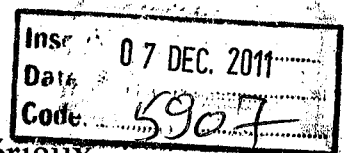
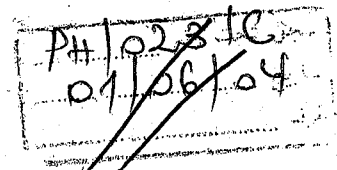


TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I	
LE TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP A GRILLE ISOLEE (MOSFET)	
I.1. INTRODUCTION SUR LE TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP	3
I.2. DEFINITIONS	5
I.2.1. Tension de seuil.....	6
I.3. APERÇU DE LA TECHNOLOGIE CMOS	7
I.4. TYPES DE TRANSISTORS MOSFET	8
I.4.1. MOSFET à appauvrissement D-MOSFET.....	8
I.4.1.1. D-MOS canal N.....	8
I.4.1.2. D-MOS canal P.....	9
I.4.2. MOSFET à enrichissement : E-MOSFET.....	10
I.4.2.1. E-MOS canal N.....	10
I.4.2.2. E-MOS canal P.....	11
I.5. CARACTERISTIQUES DU MOSFET	12
I.5.1. Caractéristique d'entrée.....	12
I.5.2. Caractéristiques de sortie.....	13
I.5.3. Caractéristique de transfert.....	14
I.6. EQUATIONS FONDAMENTALES DU MOSFET	16
I.6.1. Equations en mode linéaire.....	16
I.6.2. Equations en mode quadratique.....	16
I.7. SCHEMA EQUIVALENT DU MOSFET	17
I.7.1. Modèle en petits signaux.....	17
I.7.2. Modèle en hautes fréquences.....	19
I.8. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES MOSFET	20

I.8.1. Avantages des transistors MOSFET.....	21
I.8.2. Inconvénients des transistors MOS.....	21
I.9. CONCLUSION.....	21

CHAPITRE II

ETUDE THEORIQUE DU BRUIT DE FOND

II.1. INTRODUCTION.....	23
II.2. DEFINITION.....	23
II.3. DIFFERENTS TYPES DE BRUIT.....	23
II.3.1. Bruit blanc.....	23
II.3.1.1. Bruit thermique.....	26
a. Nature physique du bruit thermique.....	26
b. Formule de Nyquist.....	27
c. Bruit thermique dans les résistances.....	28
d. Schéma équivalent en bruit.....	28
II.3.1.2 Bruit de grenaille.....	29
a. Nature physique du bruit de grenaille.....	29
b. Théorème de Schottky.....	29
c. Bruit de grenaille dans les diodes.....	31
d. Schéma équivalent.....	31
II.3.2. Bruit en excès.....	31
II.3.2.1. Bruit de génération-recombinaison.....	31
a. Définition.....	31
II.3.2.2. Bruit en 1/f (Flicker noise).....	32
a. Définition.....	32
II.4. Facteur de bruit.....	34
II.4.1. Rapport signal sur bruit.....	34
II.4.2. Facteur de bruit.....	34
II.4.3. Système linéaire en cascade.....	35
II.5. Conclusion.....	36

CHAPITRE III

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

III.1. INTRODUCTION.....	38
III.2. DEFINITION.....	38
III.3. REPRESENTATION.....	39
III.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN A.Op.....	40
III.5. L'A.OP PARFAIT ET L'A.Op REEL.....	41

III.6. CARACTERISTIQUES GENERALES DES A.Op.....	43
III.7. REGIMES DE FONCTIONNEMENT D'UN A. Op.....	44
III.7.1. Fonctionnement sans réaction.....	44
III.7.2. Fonctionnement avec réaction.....	45
III.7.3. Taux de réjection en mode commun (CMRR).....	46
III.8. STRUCTURE DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL.....	47
III.8.1. Etage différentiel.....	48
III.8.1.1. Réalisation de l'étage d'entrée différentiel de l'amplificateur étudié...50	50
III.8.2. Etage de gain.....	52
III.8.3. Etage de sortie.....	53
III.8.3.1. Décaleurs de tension.....	53
III.8.3.2. Etage de sortie push-pull.....	54
III.8.4. Amplificateur opérationnel complet.....	54
III.9. Conclusion.....	56

CHAPITRE IV

COMPORTEMENT EN BRUIT

IV.1. INTRODUCTION.....	59
IV.2. SOURCES DE BRUIT SUSCEPTIBLES D'INTERVENIR DANS LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP.....	59
IV.2.1. Bruit thermique associé au canal du transistor à effet de champ.....	60
IV.2.2. Bruit en 1/f dans le transistor MOS.....	62
IV.2.2.1. Modèle de Mc Whorter ou modèle ΔN	62
IV.2.2.2. Modèle de Hooge ou "modèle $\Delta \mu$ ".....	63
IV.2.2.3. Identification de l'origine du bruit en 1/f.....	63
IV.3. REPRESENTATION EN BRUIT D'UN QUADRIPOLE.....	65
IV.4. ANALYSE DU BRUIT DANS UN BJT.....	66
IV.4.1. Influence de la polarisation.....	67

IV.5. ANALYSE DU BRUIT DANS UN MOSFET	68
IV.5.1. Schéma équivalent en bruit du MOSFET.....	72
IV.5.2. Influence de la polarisation.....	73
IV.6.EVALUATION DU FACTEUR DE BRUIT	74
IV.7. ANALYSE DU BRUIT A LA SORTIE D'UNE PAIRE DIFFERENTIELLE	75
IV.8. ANALYSE DU BRUIT A LA SORTIE DE L'ETAGE D'ENTREE DE L'AMPLIFICATEUR ETUDIE	77
IV.9. COMPORTEMENT EN BRUIT DE L'A. OP ETUDIE	78
IV.10. COMPARAISON ENTRE BJT ET MOSFET	79

CHAPITRE V

BRUIT DIAPHONIQUE

V.1. INTRODUCTION	81
V.2. DEFINITION	81
V.2.1. Définition1	82
V.2.2. Définition2.....	82
V.2.3. Définition3.....	84
V.2.4. Définition4.....	84
V.3. DIAPHONIE INDUCTIVE	85
V.4. COUPLAGE PAR SUBSTRAT	85
V.5. MODELES D'INTERCONNEXIONS	86
V.5.1 Capacités.....	86
V.5.1.1.Capacité vers le substrat.....	87
a. Un conducteur, un plan de masse.....	88
b. Un conducteur, deux plans de masse.....	88
c. Deux conducteurs, un plan de masse.....	89
d. Deux conducteurs, deux plans de masse.....	89
V.5.1.2.Capacité de croisement.....	90
V.5.2. Résistance.....	91

V.5.3. Inductances.....	92
V.5.3.1: Inductance d'un fil	92
V.5.3.2. Inductance d'une interconnexion.....	93
V.6. MODELES DE LIGNE.....	93
V.7. CHOIX D'UN MODELE	94
V.8. DECOUPAGE DE LA LIGNE.....	95
V.9. EVOLUTION DE LA DIAPHONIE.....	96
V.10. Conclusion.....	100
CONCLUSION GENERALE.....	102
ANNEXES	
Annexe A : Processus aléatoires.....	104
Annexe B : La transformation de Fourier.....	111
Annexe C : Théorie et lois des probabilités.....	113
BIBLIOGRAPHIE.....	115

Avant propos

Ce travail été effectué au Laboratoire de Recherche de Matériaux et des Energies Renouvelables(LMER) au sein de l'équipe de dispositif intégré, de l'Université ABOU-BAKR BELKAÏD. Je suis heureuse de pouvoir exprimer ma gratitude envers Monsieur NASR-EDDINE CHABANE-SARI, Professeur à l'Université de Tlemcen pour m'avoir accueilli dans son équipe. Monsieur NASR-EDDINE CHABANE-SARI a été mon directeur de thèse et je lui suis extrêmement reconnaissante pour l'aide précieuse et les conseils qu'il n'a cessé de m'apporter.

Ma respectueuse reconnaissance s'adresse également à Madame AHLAM BOUAZZA, chargé de cours à l'Université ABOU-BAKR BELKAÏD. Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour m'avoir guider tout au long ce travail.

Je tiens également à présenté mes remerciements à Monsieur B.BENYOUCEF professeur à l'université de Tlemcen et directeur du LMER, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury.

Que Monsieur K. GHAF FOUR, Maître de conférences à l'université de Tlemcen, sache combien je suis honoré qu'il ait accepté d'être examinateur de ce travail.

J'adresse également mes vifs remerciement à Mme A. BENSAOULA née OUELD ABBES chargé de cours à l'université de Tlemcen, qui m'a honoré de bien vouloir faire partie de ce jury et accepter d'être examinateur.

Je remercie particulièrement Monsieur B.BOUAZZA chargé de cours à l'université de Tlemcen, pour m'avoir guider tout au long ce travail. Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements, également, pour l'honneur qu'il m'a fait en examinant ce travail.

Je n'oublierai pas de témoigner mon amitié à tous les doctorants, les enseignants et le membre administratif du LMER pour leur sympathie, leur compétence et leur enthousiasme.

Je voudrais présenter mes sincères remerciements à mon très chère amie FATIMA ZOHRA pour son aide, ses conseils, son soutien moral et surtout l'amitié qui nous réunie.

Dédicaces

Je dédis ce modeste travail :

A mes très chers parents en témoignage de leur amour et de la gratitude que je leur porte pour leur soutien et les encouragements qu'ils m'ont toujours portés.

A mes très chers sœurs et frères Fatiha, Zahia, Nouria, Abdelhanine, Fethi et leurs enfants ainsi à ma belle sœur Linda.

A mes chers amis Fatima Zohra, Amel, Nawel, Assia, Fatiha, Djamila, Lakhdar, Boumediene, ainsi que tous mes collègues du laboratoire.

Et à tous ceux qui me sont chers

ZAKIA

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'évolution de l'électronique est guidée depuis plusieurs années par une seule et même volonté: la miniaturisation de plus en plus poussée de systèmes complexes. Cette miniaturisation commence voilà maintenant quelques décennies, avec l'apparition de composants électroniques élémentaires intégrés à l'échelle micrométrique. Elle se poursuit avec l'intégration de systèmes analogiques complexes comme l'amplificateur opérationnel dont l'élément principal le constituant est le transistor.

Ce dernier fut reconnu comme amplificateur faible bruit en 1962[14]. Depuis cette époque des études de bruit de fond lui ont été consacrées. Les premières furent effectuées par Van der Ziel, Bruncke et Sah [14], qui donnèrent les expressions du bruit thermique et du bruit basse fréquence du canal du transistor. Ces travaux furent suivis par plusieurs autres concernant le comportement haute fréquence du bruit dans ces dispositifs [13].

A l'heure actuelle, le souci permanent d'obtenir des dispositifs fonctionnant en hautes fréquences, l'évolution des techniques de fabrication font apparaître des transistors de plus en plus performant mettant en jeu pour leur fonctionnement des phénomènes nouveaux jusqu'alors négligés (porteurs chauds, vitesse de saturation dans le canal). [2]

Les applications de plus en plus nombreuses et toujours plus spécialisées de ces dispositifs ont rendu nécessaire des études systématiques de leur comportement tant pour les caractéristiques au premier ordre que pour leur performances en bruit de fond (second ordre).

L'objectif de ce travail de thèse est l'étude du bruit de fond d'un ASIC à technologie MOS nous nous proposons comme application l'amplificateur opérationnel, ainsi l'élaboration du schéma équivalent rendant compte du fonctionnement statique ou dynamique du transistor MOSFET et prenant en compte les différentes sources de bruit. Ces modèles sont utilisés par les constructeurs pour la caractérisation de l'amplificateur opérationnel faible bruit.

Nous présentons ce travail suivant quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons le transistor MOS, ses caractéristiques de transfert, de sortie ; les équations régissant son fonctionnement ; ainsi nous donnons son schéma équivalent.

Dans le deuxième chapitre, nous rapportons une étude générale des différentes sources de bruit de fond, cette partie qui est la plus importante de notre travail nous permettra de modéliser chacune de ces sources de bruit.

Dans le troisième chapitre nous abordons d'une manière générale les principales caractéristiques de l'amplificateur opérationnel.

L'étude du bruit de fond rapportée au deuxième chapitre nous a permis de structurer un quatrième chapitre dans lequel nous développons les différentes sources de bruit électronique susceptibles d'intervenir dans le MOSFET et dans l'amplificateur opérationnel. Ainsi nous avons développé dans ce chapitre une comparaison entre le MOSFET et le BJT après avoir identifié, également, les différentes sources de bruit pour ce dernier.

Enfin dans un cinquième chapitre nous présentons le phénomène qui est inhérent à tout circuit intégré, c'est la diaphonie, ceci complétera notre étude du bruit pour un amplificateur opérationnel.

CHAPITRE I

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP A GRILLE ISOLEE « MOSFET »

Etude des transistors à effet de champ à grille isolée "MOSFET"

I.1. Introduction sur le transistor à effet de champ :

Les transistors à effet de champ sont des dispositifs électroniques dont le principe d'amplification est basé sur la modulation de leur conductance.

Les premiers travaux de recherche sur ce principe furent effectués entre 1926 et 1935 par **L. E. Lilienfeld** aux U. S. A. et par **O. Heil** en Allemagne. Les structures proposées alors étaient proches de celles des transistors à effet de champ à films minces actuels. Les matériaux semi-conducteurs furent de préférence utilisés à cause de leur faible concentration de porteurs de charges, rendant ainsi la modulation beaucoup plus efficace qu'avec des films métalliques. [9] [8]

A cette époque la réalisation des dispositifs proposés se heurta à de nombreuses difficultés dues aux techniques de fabrication : **W. Shockley** et **G. L. Pearson** [14] et [27], montrèrent en particulier l'existence de très fortes densités d'état de surface qui s'opposaient à l'effet de modulation. L'idée de contrôler le courant électrique passant à travers un contact ponctuel sur du germanium par une autre électrode placée près de ce contact conduisit à la découverte d'une injection de porteurs minoritaires et à l'invention du transistor bipolaire.

L'invention réelle du transistor à effet de champ est due à **W. Shockley** [14], qui proposa d'utiliser la région de charge d'espace d'une jonction P-N polarisée en inverse pour moduler l'épaisseur conductrice de la partie active du transistor. Cette idée fut mise en application par **G. C. Dacey** et **I. M. Ross** [14], [13] ; mais, à cause du développement rapide du transistor bipolaire, ce dispositif ne suscita alors que peu d'intérêt.

Le transistor à effet de champ fut cependant mis en actualité par certaines de ses propriétés particulières : sa forte impédance d'entrée, son immunité aux radiations nucléaires très utiles en particulier pour les applications spatiales, sa possibilité d'utilisation pour les circuits intégrés, enfin son faible bruit.

Le transistor à effet de champ est fondamentalement constitué d'un canal dans lequel va circuler un courant I_{DS} entre deux électrodes à ces extrémités appelées respectivement source S et drain D mais dont l'intensité sera modulée par

le biais d'un champ électrique perpendiculaire appliqué sur la grille(ou gate ou porte) qui contrôlera la conductance de ce canal mince.

Les divers types de transistors à effet de champ diffèrent par la nature du paramètre modulé, on distingue donc deux grandes familles de **TEC**[21] et [6]:

- Les TEC à jonction (JFET) pour lesquels on provoque une variation de la section du canal S où on trouve le **JFET** (FET à jonction P-N) et le **MESFET** (FET à jonction métal-Semi conducteur).
- Les TEC à contrôle de charges pour les quels on fait varier la densité de porteurs où on trouve les **MOSFET** (TEC à grille isolée sur le Si) et le **HFET**(TEC à hétéro jonction).

Dans le présent chapitre nous allons passer en revue le transistor à effet de champ à grille isolée le MOSFET.

I.2. Définitions :

Le Transistor à Effet de Champ à grille isolée (**MOSFET : Métal Oxyde Semi-conducteur Field Effect Transistor**) a sa grille isolée du canal par une couche de dioxyde de silicium (SiO_2), c'est la structure MOS qui est constituée d'une couche d'oxyde isolant (SiO_2) incluse entre une métallisation (Al ou Silicium très fortement dopé[6] et [21]) et un substrat Silicium. La coupe d'une telle structure est donnée à la figure(I.1).

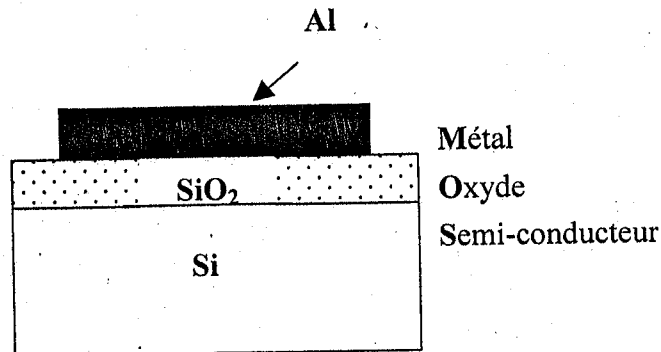


Fig.I.1. Structure MOS

Le transistor MOS possède quatre électrodes : [21], [23] et [6]

- La Source (Source) **S**: point de départ des porteurs(émetteur d'électrons),
- Le Drain (Drain) **D** : Point de collecte des porteurs(récepteur),
- La Grille (Gate) **G** : joue le rôle d'un contrôleur) encore appelée porte,
- Le Substrat (Body) **B** ou bulk.

Ces deux dernières électrodes sont les électrodes de la capacité MOS qui contrôle le nombre de porteurs présents dans le canal. [21] et [1]

Très souvent les électrodes de source et de substrat sont électriquement reliées, on retrouve un composant à trois électrodes dans lequel le courant entre le Drain et la source I_{DS} est commandé par une tension entre la grille et la source (potentiel de source = potentiel de substrat) : V_{GS} . [21]

L'intensité du courant circulant entre la source et le drain est commandée par la tension entre la grille du substrat. Très souvent la source et le substrat sont reliés électriquement dans la structure et on a un courant drain-source I_{DS} commandé par une tension grille-source V_{GS} , dans la figure(I.2) nous présentons le principe de fonctionnement du MOSFET à canal N, pour le MOSFET à canal p il suffit d'inverser les polarités. [1]

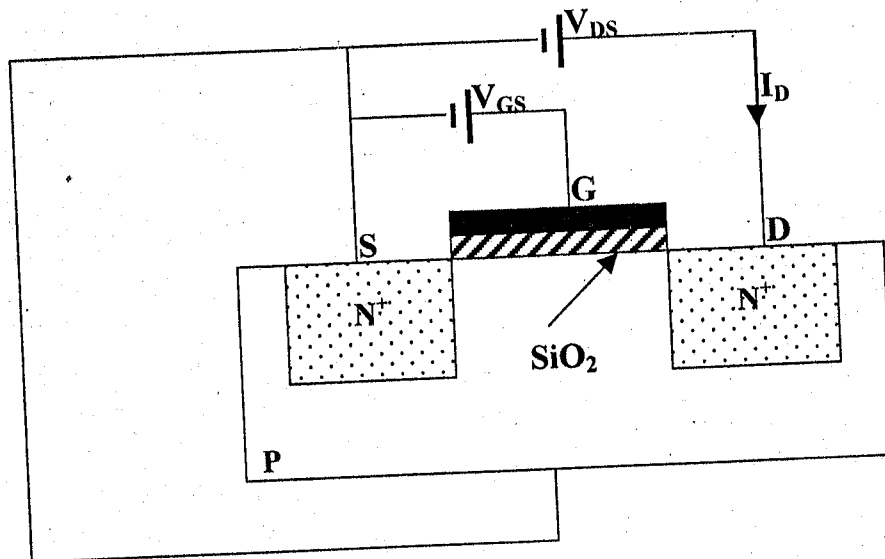


Fig.I.2. Schéma de principe d'un MOSFET canal N.

I.2.1. Tension de seuil :

On appelle tension de seuil ou Threshold Voltage, V_{th} , la tension qui détermine la valeur V_{gs} minimale à partir de laquelle un canal d'inversion se forme en surface du semi-conducteur.

Pour calculer le potentiel de seuil il nous faut ajouter au potentiel de surface la variation de potentiel dans l'oxyde jusqu'au métal[23]. Dans l'oxyde isolant il n'y a pas de charges électriques, la densité de charges est nulle, le champ électrique est donc constant et la différence de potentiel dans l'oxyde est donnée par:

$$V_{ox} = E_{ox} d \quad (I.1)$$

Où d est l'épaisseur de l'oxyde.

En appliquant le théorème de Gauss autour de la grille on obtient le champ dans l'oxyde qui vaut : [1]

$$E_{ox} = \frac{|Q_s|}{\epsilon_{ox}} \quad (I.2)$$

Où $|Q_s|$ est la charge accumulée sur la grille et ϵ_{ox} est la permittivité électrique de l'oxyde. La différence de potentiel dans l'oxyde est donc

$$V_{ox} = \frac{|Q_s|}{\epsilon_{ox}} d = \frac{|Q_s|}{C_{ox}} \quad (I.3)$$

Où
$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{d} \quad (I.4)$$

est la capacité par unité de surface de l'oxyde.

A la limite de l'inversion la charge Q_s est égale à la charge dans le Semi-conducteur (neutralité électrique) et on a :

$$|Q_s| = q N_A W = \sqrt{2\epsilon q N_A 2\Phi_B} \quad (I.5)$$

Où Φ_B est le potentiel de jonction.

Et W est l'épaisseur de la zone déplétée dans le semi-conducteur, il est défini par :

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q N_A} 2\Phi_B} \quad (I.6)$$

N_A est la densité des accepteurs dans le semi-conducteur.

On en déduit alors la valeur de la tension de seuil :

$$V_{th} = \Phi_s + V_{ox} = 2\Phi_B + \frac{1}{C_{ox}} \sqrt{2\epsilon q N_A 2\Phi_B} \quad (I.7)$$

Où Φ_s est le potentiel de surface.

I.3. Aperçu de la technologie CMOS : [47] et [11]

En pratique, les transistors NMOS et PMOS cohabitent dans un même circuit intégré d'où la nécessité de la technologie CMOS.

Lorsque l'on intègre un NMOS et un PMOS sur le même support de silicium, il est nécessaire de réaliser des régions d'une polarité différente de celle du substrat afin d'isoler le MOS concerné. Ces régions sont appelées caissons. La figure(I.3) illustre ceci dans le cas d'un substrat p.

Afin d'assurer le blocage des différentes jonctions qui réalisent l'assemblage illustré ci-dessus, il est nécessaire de connecter le substrat au potentiel le plus bas. De même, le

caisson doit être porté au potentiel le plus haut. On parle alors d'ancrage du substrat et du caisson.

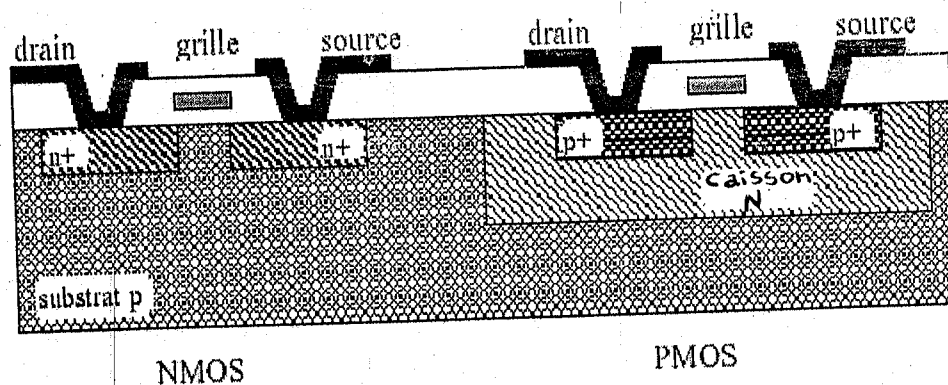


Fig.I.3. Structure CMOS

I.4. Types de transistors MOSFET : [6], [1], [47] et [11]

Les deux types fondamentaux de MOSFET sont les **MOSFET à appauvrissement** (Déplétion mode) **D-MOSFET**, et les **MOSFET à enrichissement** (Enhancement mode) **E-MOSFET**.

Dans chaque type de MOSFET, on peut distinguer le **MOSFET canal N** (le courant provient du déplacement d'électrons) et le **MOSFET canal P** (le courant provient du déplacement de trous).

REMARQUE :

Dans les MOSFET, le type du canal (N ou P) ne correspond pas forcément au type du semi-conducteur sous la grille.

I.4.1. MOSFET à appauvrissement D-MOSFET :

I.4.1.1. D-MOS canal N :

Dans le **D-NMOSFET**, le drain et la source sont reliés par un canal étroit du même type : N pour D-MOSFET canal N.

- **Régime d'appauvrissement :**

Dans le cas du D-MOSFET canal N, si on applique une tension négative sur la grille par rapport au substrat, les électrons sont repoussés et la conductivité du canal diminue.

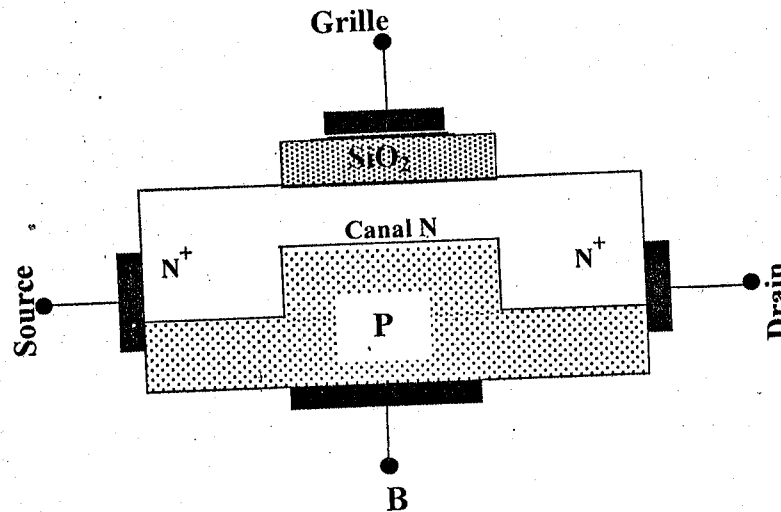


Fig.I.4. Structure du MOS à appauvrissement canal N

I.4.1.2. D-MOS canal P :

Dans le D-PMOSFET le drain et la source sont reliés par un canal étroit du même type : P pour D-MOSFET canal P.

- **Régime d'appauvrissement :**

Dans le cas du D-MOSFET canal P, si on applique une tension positive sur la grille par rapport au substrat, les trous sont repoussés et la conductivité du canal diminue.

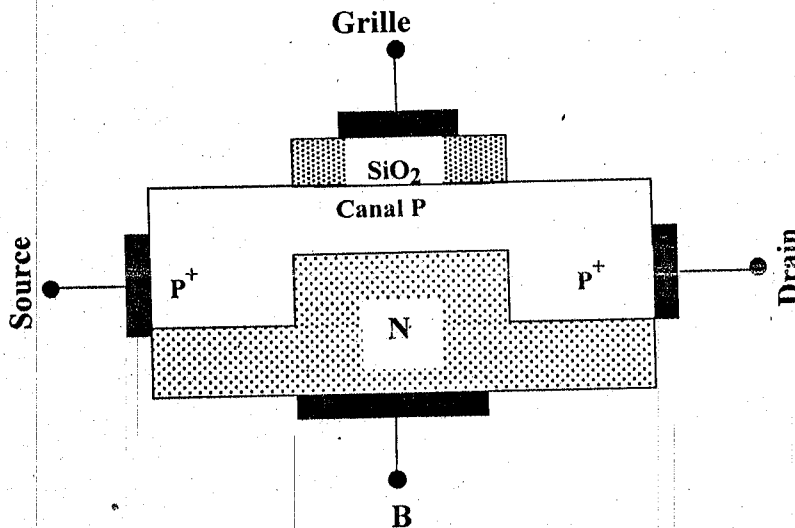


Fig.I.5. Structure du MOS à appauvrissement canal P

En conclusion les transistors MOS à appauvrissement (ou déplétion) sont passants sans tension de commande sur la grille (**normally on**), ils deviennent de moins en moins conducteurs au fur et à mesure que la tension de commande augmente pour finalement se bloquer au-delà d'une tension de blocage V_{GSoff} .

I.4.2. MOSFET à enrichissement : E-MOSFET

Dans le E-MOSFET le drain et la source ne sont pas reliés par un canal du même type. Le canal est induit pour l'application d'une tension V_{GS} entre grille et source.

I.4.2.1. E-MOS canal N :

La figure suivante représente la structure du MOSFET à enrichissement à canal N où le substrat est de type P.

- **Régime d'enrichissement :**

En appliquant une tension positive sur la grille $V_{GS} > 0$, on attire les électrons à l'interface isolant-semiconducteur et on repousse les trous. A partir de la tension de seuil V_{TH} , une couche d'inversion apparaît et le transistor devient de plus en plus passant.

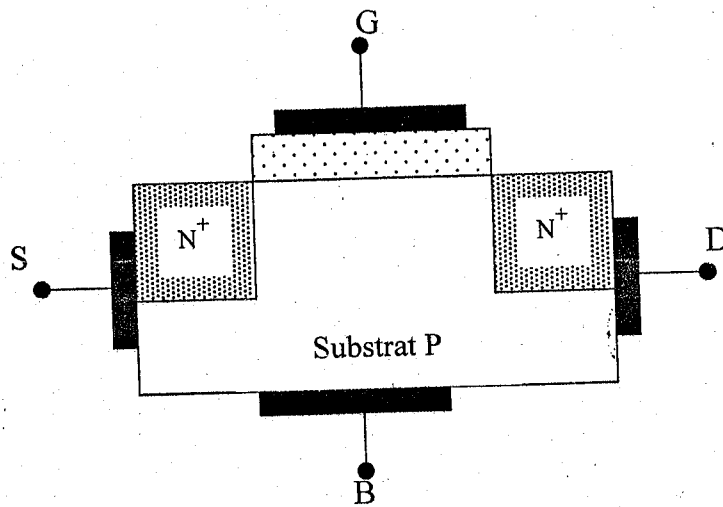


Fig.I.6. Structure du MOS à enrichissement canal N

I.4.2.2. E-MOS canal P :

La figure suivante représente la structure du MOSFET à enrichissement à canal P. Dans ce cas le substrat est de type N.

- **Régime d'enrichissement:**

Dans le cas du E-MOSFET canal P, si on applique une tension négative sur la grille par rapport au substrat $V_{GS} < 0$, les électrons sont repoussés et les trous minoritaires sont attirés. A partir de la tension de seuil V_{TH} , une couche d'inversion apparaît et le transistor devient de plus en plus passant.

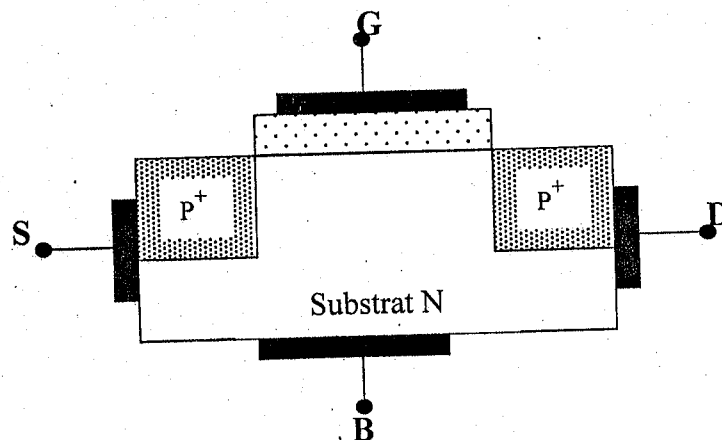


Fig.I.7. Structure du MOS à enrichissement canal P

En conclusion les transistors MOS à enrichissement sont bloqués sans tension de commande sur la grille (**NORMALLY OFF**), ils deviennent passant à partir d'une certaine tension de grille V_{TH} . Plus $|V_{GS}| > |V_{TH}|$, plus le E-MOS devient passant.

Notons que les MOS à enrichissement sont les plus faciles à fabriquer (il n'y a qu'à diffuser la source et le drain). Cependant ces transistors présentent un inconvénient majeur par rapport aux JFET, c'est leur sensibilité aux charges statiques liée à leur très grande impédance d'entrée ($>1000M\Omega$). En effet, si V_{GS} est trop important, en raison de la très faible épaisseur du diélectrique ($< 0.1\mu m$) ils claquent.

I.5. Caractéristiques du MOSFET : [16], [23], [6], [1], [44] et [22]

L'étude établie précédemment permet de tirer les conclusions suivantes :

- a- Si $V_{GS} < V_{th}$ (tension de seuil), dans tous les cas, quelle que soit la tension V_{DS} , le courant dans le canal sera nul.
- b- Le courant de drain deviendra d'autant plus vite constant que la tension $|V_{GS}|$ sera plus élevée.
- c- Le courant constant maximum sera obtenu pour une tension grille-source nulle.

Les caractéristiques du MOSFET s'en déduisent aisément.

I.5.1. Caractéristique d'entrée

Nous avons vu que le MOSFET sera toujours utilisé avec une polarisation grille-canal négative, soit $V_{GS} < 0$. La caractéristique correspondante est donc celle d'un interrupteur ouvert : courant nul quelle que soit la tension appliquée. En pratique, on aura un très léger courant de fuite caractéristique d'une jonction PN polarisée en inverse. Ce courant double tous les $6^\circ C$ pour le silicium. A température ambiante, il sera inférieur au μA , et plutôt de l'ordre de quelques nA.

I.5.2. Caractéristiques de sortie :

La figure I.8. représente les caractéristiques de sortie $I_{DS} = f(V_{DS})$ à $V_{GS} = \text{cte.}$

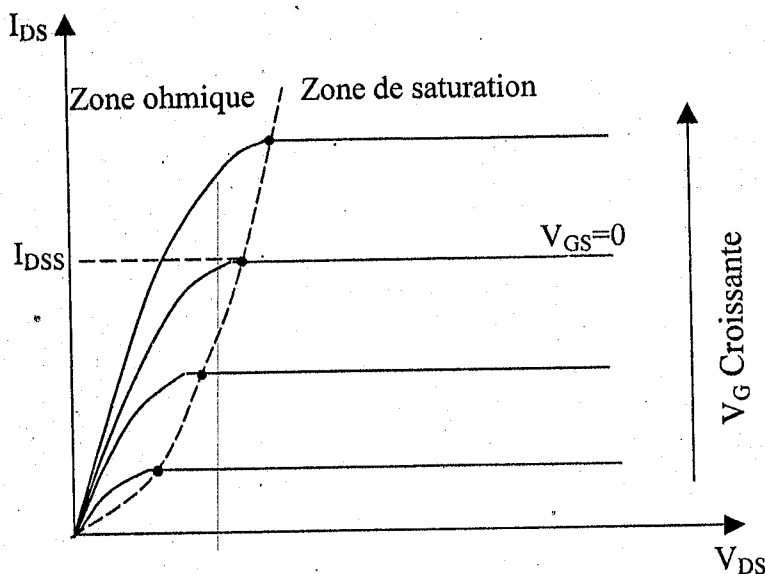


Fig.I.8. Caractéristiques $I_{DS}(V_{DS})$

La caractéristique de sortie peut être décomposée en deux grandes zones :

- La partie correspondant au fonctionnement à courant constant (zone de saturation), et qui servira à l'amplification de petits signaux de la même manière que pour le transistor bipolaire.
- La zone ohmique: dans cette zone, le MOSFET est assimilable à une résistance dont la valeur varie en fonction de la tension V_{GS} . On ne représente que la partie positive de la caractéristique, mais en fait, le canal conducteur peut laisser passer le courant dans les deux sens (c'est juste un barreau de silicium conducteur, ce n'est pas une jonction. Le seul défaut qui limite les valeurs négatives de V_{DS} est le fait qu'au-delà d'une certaine tension négative de drain, la tension grille-drain devient positive, la jonction grille-canal étant alors polarisée en direct ; le MOSFET ne fonctionne plus correctement. Néanmoins, et à condition de rester dans le domaine des petits signaux (quelques dizaines

à quelques centaines de mV), on peut considérer le transistor comme une résistance dont la valeur est pilotée en tension.

I.5.3. Caractéristique de transfert

La figure (I.9) représente les caractéristiques de transfert $I_{DS} = f(V_{GS})$.

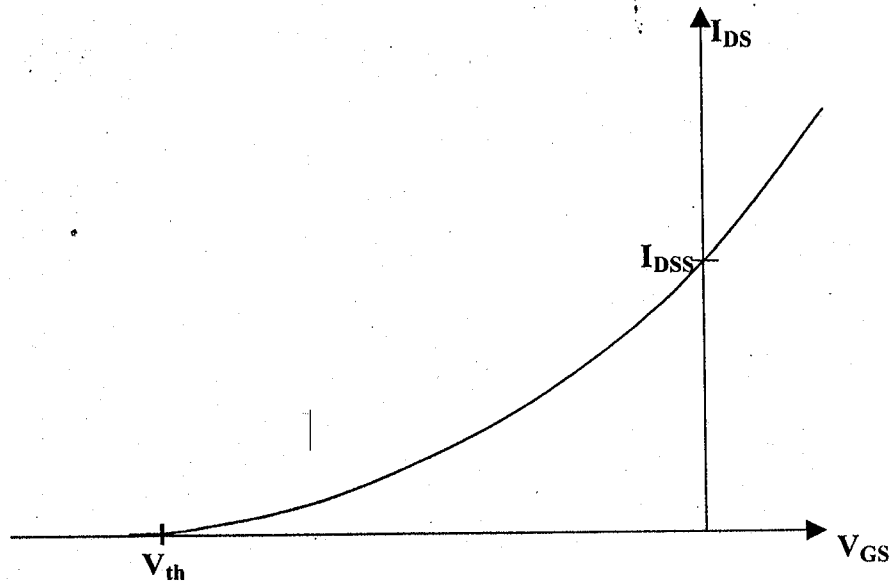


Fig.I.9. Caractéristique de transfert du MOSFET

La caractéristique de transfert $I_{DS} = f(V_{GS})$ résume bien les limites du FET: courant de drain nul pour une tension V_{GS} inférieure à la tension de seuil V_{th} , et courant maximal I_{DSS} pour une tension V_{GS} nulle.

Ce réseau de courbes (caractéristiques de transfert et de sortie) est borné en bas ($I_D = 0, V_{GS} = V_{th}$), et en haut ($I_D = I_{DSS}, V_{GS} = 0$). I_{DSS} est la valeur maxi de courant de drain qui pourra circuler dans le composant. Cette valeur est de l'ordre de quelques mA à quelques dizaines de mA pour les FETs courants.

Le tableau suivant donne un résumé des caractéristiques et des symboles pour les quatre différents types du transistor MOSFET.

Type	D-NMOSFET	E-NMOSFET	D-PMOSFET	E-PMOSFET
Symbole				
Caractéristique de sortie				
Caractéristique de transfert				

Tableau.I.1. Symboles électriques, caractéristique de sortie et caractéristique de transfert des quatre types du MOSFET.

I.6. Equations fondamentales du MOSFET :

I.6.1. Equations en mode linéaire :

Le mode décrit le comportement du transistor[1]. Pour une faible tension V_{DS} , le transistor opère alors en mode linéaire, où il se comporte comme une résistance modulée par une tension V_{GS} , dans ce cas, le transistor peut être utilisé comme un interrupteur analogique[3].

Dans ce cas le courant I_{DS} a pour expression :

$$I_{DS} = \mu_n c_{ox} \frac{w}{L} (V_{gs} - V_{TH}) V_{ds} \quad (I.8)$$

C'est l'expression du courant en zone ohmique.

Notons que la tension $V_{GS} - V_{Th}$ est la tension effectivement appliquée à la grille

I.6.2. Equations en mode quadratique:

Dans ce cas la couche d'inversion peut varier dans le canal entre la source et le drain et on aura dans ce cas:

$$I_{DSS} = \frac{1}{2} \mu_n c_{ox} \frac{w}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (I.9)$$

avec $V_{ds} > V_{GS} - V_{TH}$

C'est l'expression du courant en zone de saturation.

En réalité I_{DS} en zone de saturation n'est pas tout à fait constant, son expression est donnée par :

$$I_{DSS} = \frac{1}{2} \mu_n c_{ox} \frac{w}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (I.10)$$

Où λ représente le facteur de modulation du canal.

Le mode quadratique (saturation) peut être utilisé pour le calcul de la transimpédance qui quantifie la variation du courant qui traverse le drain avec une variation de la tension V_{GS} avec $V_{DS} = cte$

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=cte} = \mu_n c_{ox} \frac{W}{L} V_{DS} \quad (I.11)$$

I.7. Schéma équivalent du MOSFET :

I.7.1. Modèle en petits signaux :

Pour définir le modèle petits signaux du transistor MOS, on utilise la linéarisation des équations du transistor autour de son point de fonctionnement. Les composants petits signaux peuvent s'exprimer ainsi :

$$I_D = g_m V_{GS} + g_{DS} V_{DS} + g_{mB} V_{BS} \quad (I.12)$$

Où :

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \quad (I.13)$$

est l'élément principal du transistor. Elle traduit le contrôle du courant de canal, I_{DS} , par la tension, V_{GS} , pour une tension V_{DS} constante.

$$g_{DS} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}=cte} \quad (I.14)$$

représente la résistance du canal ou la variation du courant I_{DS} en fonction de la tension V_{DS} .

$$g_{mB} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} \quad (I.15)$$

Soit :
$$K = \frac{1}{2} \mu_n c_{ox} \frac{W}{L} \tag{I.16}$$

Dans ce cas :

$$g_m = 2\sqrt{k(1+\lambda V_{DS})} I_D \approx 2\sqrt{k} I_D \tag{I.17}$$

$$g_{mB} = \frac{\gamma g_m / 2}{\sqrt{2\Phi_p + V_{SB}}} \tag{I.18}$$

$$g_{DS} = \frac{\lambda}{1+\lambda V_{DS}} I_D \approx \lambda I_D \tag{I.19}$$

γ est un paramètre du composant donné par :

$$\gamma = \frac{\sqrt{2\epsilon_s q N_{imp}}}{C_{ox}} \tag{I.20}$$

ϵ_s est la permittivité du substrat

N_{imp} est la concentration d'impuretés.



Dans ce cas le schéma équivalent petits signaux et en moyennes fréquences est le suivant :

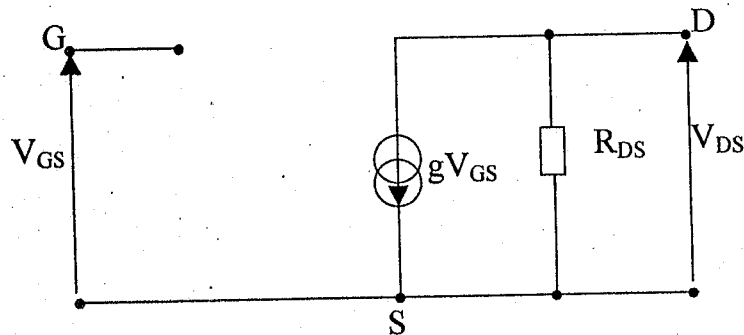


Fig.I.10. Schéma équivalent alternatif petits signaux.

I.7.2. Modèle en hautes fréquences :

Dans le cas des basses et moyennes fréquences les capacités se comportent comme un circuit ouvert par contre en hautes fréquences ces capacités parasite [1] constituent une partie importante du schéma équivalent, figure(I.10). La présence de ces capacités parasites est liée. En effet, lorsque deux semi-conducteurs dopés N et P sont mis en contact, il se crée de part et d'autre de l'interface une zone de charge d'espace qui aboutit à la formation d'une capacité « dynamique » lorsque la tension varie à ses bornes.

On distingue :

❖ Les capacités intrinsèques du transistor qui dépendent des dimensions du transistor et sont liées aux différentes jonctions. Les capacités C_{gs} et C_{gd} , représentent les variations de la charge accumulée sous l'électrode de grille, dans la zone de charge d'espace et le couplage électrostatique entre les électrodes du composant. Ces capacités peuvent être définies par les relations suivantes :

$$C_{gd} = \left. \frac{\delta Q_g}{\delta V_{gd}} \right|_{V_{gs} = cst} \quad (I.21)$$

Et

$$C_{gs} = \left. \frac{\delta Q_g}{\delta V_{gs}} \right|_{V_{gd} = cst} \quad (I.22)$$

Ajoutons la capacité C_{ds} qui modélise essentiellement le couplage électrostatique entre les zones fortement dopées situées sous les électrodes de drain et de source.

❖ les capacités extrinsèques du transistor qui dépendent du dessin du transistor (capacités de recouvrement).

Dans ce cas le schéma équivalent du transistor est obtenu en complétant le schéma basses fréquences.

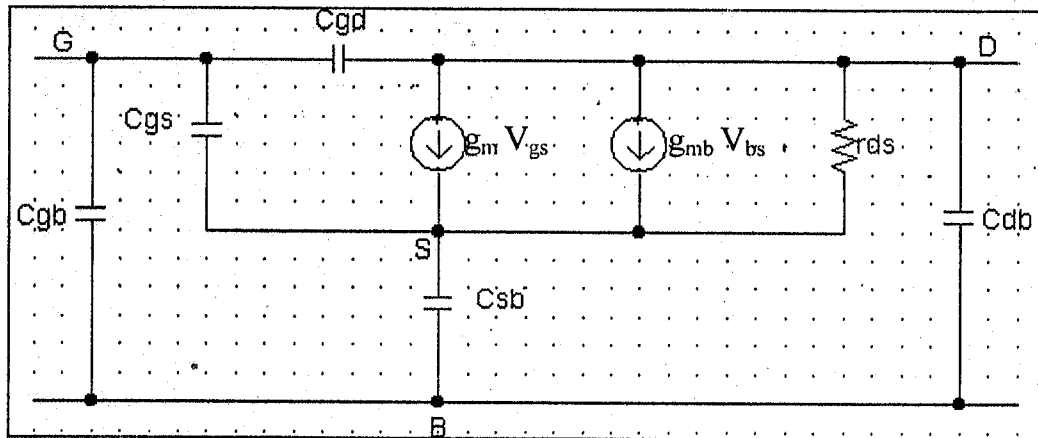


Fig.I.11. Schéma équivalent du MOS en petits signaux HF

Avec,

C_{db} : capacité drain-substrat, capacité de jonction variable.

C_{sb} : capacité source-substrat, elle comporte deux composantes et varie comme une jonction PN.

- C_{sbpn} : capacité de jonction entre la diffusion de la source et le substrat.

- C'_{sb} : 2/3 de la capacité de la région déplétée sous le canal.

C_{gb} : capacité grille-substrat, généralement faible en saturation ($=0.1C_{ox}$).

I.8. Avantages et inconvénients des MOSFET :

La couche de silice qui isole la grille de commande est tellement mince qu'elle sera détruite par une tension grille-source excessive. Le simple fait d'apporter des charges statiques sur la grille peut provoquer la destruction du dispositif. En effet la capacité du condensateur grille-silice-canal est si petite que même des quantités minimales d'électricité peuvent créer des champs électriques supérieurs au seuil de claquage de l'isolant. Ce claquage est irréversible et destructif. [28] et [17]

La manipulation des transistors MOS suppose quelques précautions telles que la mise à la masse des opérateurs, l'usage de conditionnements conducteurs, l'emploi de plants de travail conducteurs, l'utilisation d'anneaux conducteurs reliant les électrodes qui sont retirés après soudure du composant sur le circuit. Ces transistors sont souvent protégés par une diode Zener [28], [22] et [17] incorporées lors de la fabrication entre la grille et la source. L'inconvénient de cette protection très efficace est qu'elle diminue beaucoup la résistance d'entrée.

I.7.1. Avantages des transistors MOS : [6]et [23]

- Leur principal avantage est la résistance d'entrée qui est très grande $R_e \approx 10^{12} \Omega$.
- Le bruit intrinsèque est toujours très faible.
- Ce type de transistor est simple à fabriquer et par suite peu onéreux.
- La densité d'intégration autorisée par ce type de composant est très importante: On dépasse aujourd'hui le nombre de 10^7 transistors sur une seule puce.

I.7.2. Inconvénients des transistors MOS : [6]et [23]

- La vitesse de commutation est plus faible que celle des transistors bipolaires.
- La pente est faible.
- La dispersion des paramètres est élevée.
- Il est nécessaire de prévoir une protection pour les entrées.

Conclusion :

Après avoir présenter le transistor à effet de champ à grille isolée dit MOSFET, nous avons exposé son principe de fonctionnement tout en présentant les différents types du MOS (enrichissement, appauvrissement). Enfin, nous avons établi son schéma équivalent.

Nous nous proposons par la suite d'étudier le phénomène de bruit de fond dans le transistor MOSFET et dans l'amplificateur opérationnel, pour cela nous nous proposons de faire, au sein du chapitre II, une étude du bruit permettant d'étudier nos circuit.

CHAPITRE II

ETUDE DU BRUIT DE FOND

INTRODUCTION :

L'étude du bruit électronique est un moyen très sensible pour caractériser des technologies et pour obtenir des paramètres fondamentaux concernant le transport dans les composants semi-conducteurs. Ces études sont effectuées pour permettre une meilleure compréhension du fonctionnement des systèmes et des composants courts et rapides en cours de développement dans les laboratoires de recherche pour les applications futures à haut débit, haute densité d'intégration et dans le domaine des micro-ondes.

Le dénominateur commun de ces opérations est l'étude du bruit dans une très large gamme de fréquences et de composants électroniques et optoélectroniques.

II.1. DEFINITION :

Toute manifestation aléatoire et donc non totalement prévisible d'un signal qui généralement perturbe le signal utile.

Remarque

Le bruit et le signal sont de même nature : un bruit acoustique perturbe un signal acoustique, un bruit électrique perturbe un signal électrique etc....

II.2. DIFFERENTS TYPES DE BRUIT : [2] et [23]

Le bruit de fond se décompose en deux grandes parties le bruit blanc et le bruit en excès.

Pour caractériser ses sources de bruit, il faut faire appel à la théorie des fonctions aléatoires[38].

On fait souvent les hypothèses suivantes sur la nature statistiques du bruit :

- Il est stationnaire de valeur moyenne nulle,
- Il est érgodique, sa moyenne statistique est égale à sa moyenne temporelle,
- Il est gaussien (voir l'annexe C).

II.2.1. Bruit blanc :

Il est appelé ainsi par analogie avec la lumière visible, qui est composée de toutes les couleurs(toutes les fréquences), il possède la particularité d'avoir une densité spectrale indépendante de la fréquence, c'est à dire constante, on a donc :

$$S_x(f) = N = \text{constante}$$

Sa fonction d'autocorrélation est alors d'après le théorème de Wiener-Khintchin [12], [7], qui donne la forme la plus utilisée de la définition de la densité spectrale $S_x(f)$ de $x(t)$: (voir annexe A).

$$c_x(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_x(f) \exp(i2\pi f\tau) df \quad (\text{II.1})$$

$$c_x(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} N \exp(i2\pi f\tau) df \quad (\text{II.2})$$

$$= N \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(i2\pi f\tau) df \quad (\text{II.3})$$

$$= N \delta_{\tau} \quad (\text{voir annexe B}) \quad (\text{II.4})$$

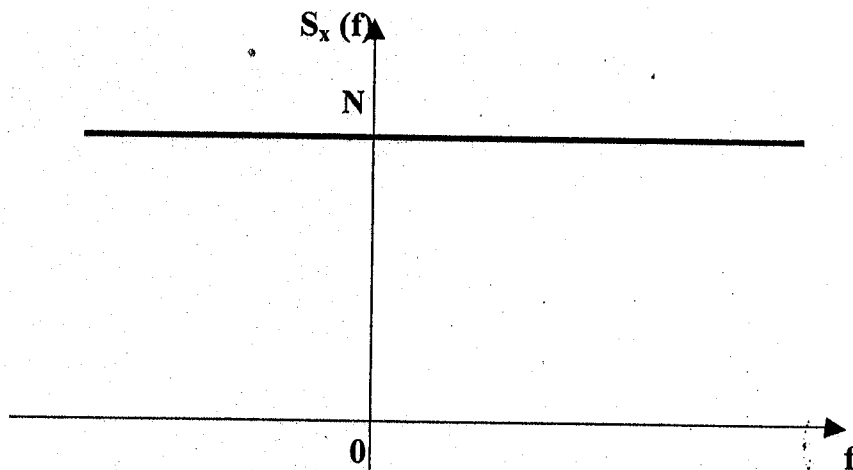


Fig.II.1. Densité spectrale du bruit blanc

La fonction d'autocorrélation est une impulsion de Dirac à l'origine de poids N.[12]

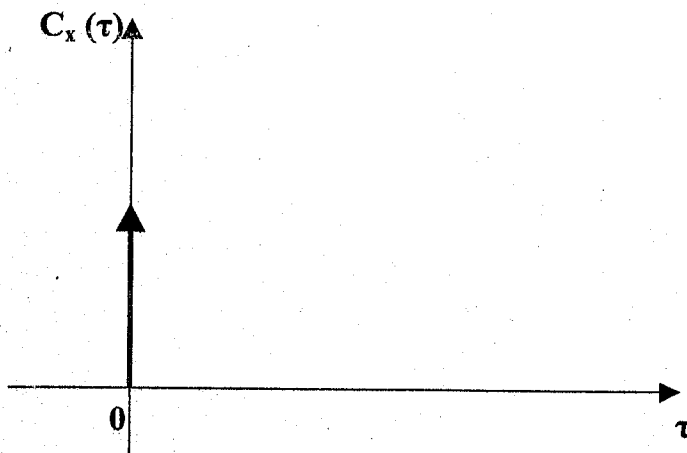


Fig.II.2. La fonction d'autocorrélation du bruit blanc

En réalité un tel bruit n'existe pas. La densité spectrale est constante à l'intérieur d'une bande limitée de fréquences. On l'appelle alors pseudo-blanc. [12] et [14]

$$S_x(f) = \begin{cases} N & -f_0 < f < f_0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

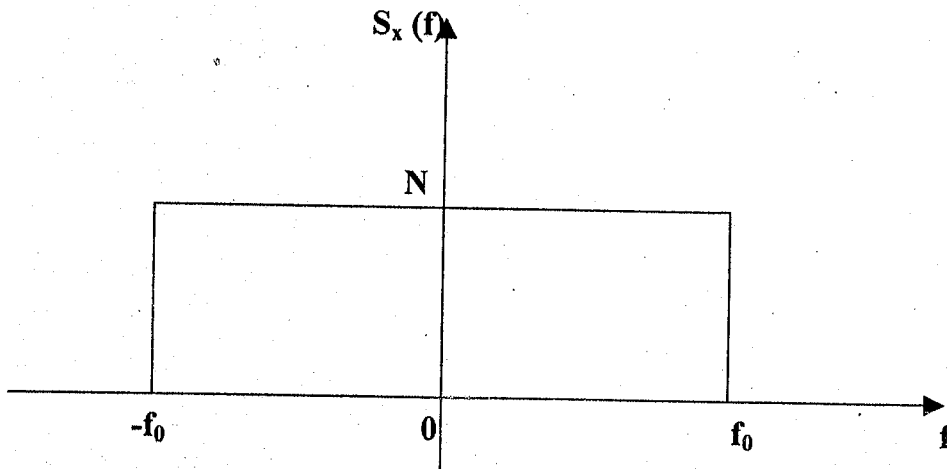


Fig.II.3. Densité spectrale du bruit pseudo-blanc

$$C_{xp} = \int_{-\infty}^{+\infty} N \exp(j2\pi f \tau) df \quad (\text{II.6})$$

$$= \int_{-f_0}^{+f_0} N \exp(i2\pi f_0 \tau) df \quad (\text{II.7})$$

$$= N \left[\frac{1}{i2\pi\tau} \exp(i2\pi f \tau) \right]_{-f_0}^{+f_0} \quad (\text{II.8})$$

$$= \frac{N}{i2\pi\tau} [\exp(i2\pi f_0 \tau) - \exp(-i2\pi f_0 \tau)] \quad (\text{II.9})$$

$$= \frac{N}{i2\pi\tau} 2i \sin(i2\pi f_0 \tau) \quad (\text{II.10})$$

$$= 2Nf_0 \frac{\sin(i2\pi f_0 \tau)}{2\pi f_0 \tau} \quad (\text{II.11})$$

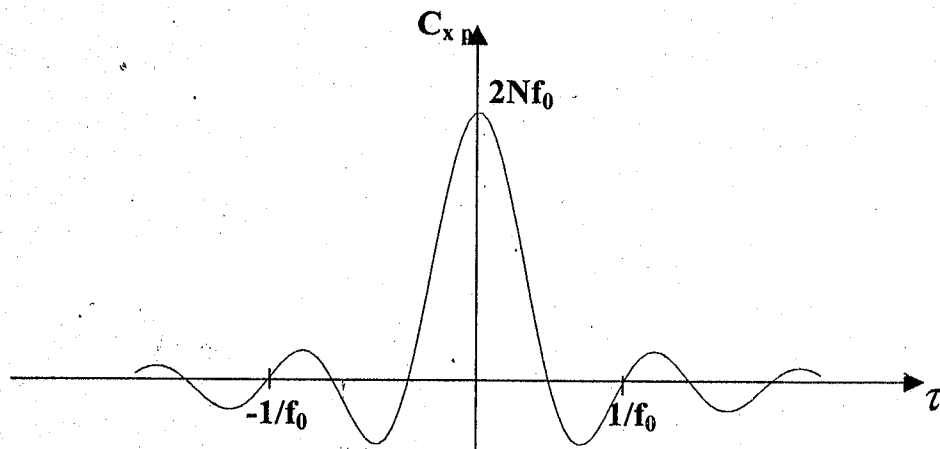


Fig.II.4. Fonction d'autocorrélation du bruit pseudo-blanc

Le bruit blanc regroupe deux autres types de bruit de fond, le bruit thermique et le bruit de grenaille.

II.2.1.1. Bruit thermique :

Mis en évidence en 1927 par **J. B. Johnson** d'où le nom de "**Johnson noise**", le bruit thermique a été expliqué théoriquement en 1928 par **H. Nyquist**. [16]

❖ Nature physique du bruit thermique :

Les conducteurs électriques contiennent un très grand nombre d'électrons libres, d'une part et d'ions fortement liés par des forces moléculaires d'autre part. L'agitation de ces électrons, comme le mouvement des ions qui vibrent de façon aléatoire autour de leur position de repos, dépendent de la température T . [22]

Des collisions incessantes entre les électrons libres et les ions en vibration. Ces

collisions entraînent donc un transfert d'énergie incessant entre les électrons libres et les ions. Ainsi en l'absence de signal extérieur appliqué, il y a donc toujours des électrons en mouvement créant ainsi un courant qui varie de façon aléatoire.

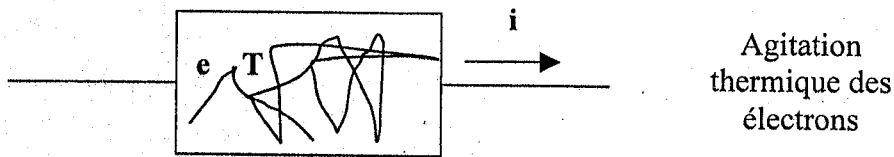


Fig.II.5. Génération d'un courant par agitation thermique des électrons

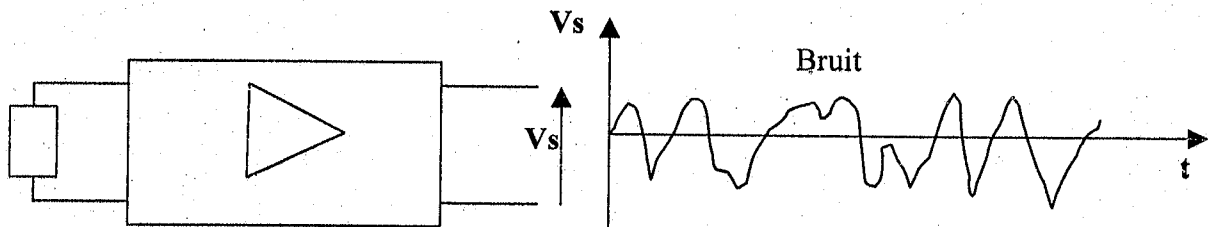


Fig.II.6. L'existence du signal de bruit en l'absence du signal d'entrée aux bornes d'un amplificateur

Remarque

La « neige » que l'on peut observer sur l'écran de télévision en absence d'émissions est de même origine.

❖ **Formule de Nyquist :**

Une première étude expérimentale due à J. B. JOHNSON des fluctuations de tension dans un conducteur et l'analyse thermodynamique publiée par H. NYQUIST établirent la formule suivante : [34]

$$\overline{e^2(t)} = 4kTR \Delta f \tag{II.12}$$

C'est la densité spectrale de puissance (DSP) de bruit dans l'intervalle de fréquence Δf , pour une résistance R , à une température T avec K la constante de Boltzmann de valeur $1.38 \cdot 10^{-23} \text{ (J/°K)}$. Cette DSP s'exprime habituellement en densité spectrale de tension de bruit par unité de fréquence d'où la relation suivante : [41]

$$S_{vth} = 4kTR \quad (\text{II.13})$$

On peut également exprimer la Densité spectrale en courant du bruit thermique:

$$S_i = \frac{4kT}{R} \quad (\text{II.14})$$

❖ Bruit thermique dans les résistances :

Une résistance R peut être considérée comme une source de bruit thermique.

➤ Schéma équivalent

Le schéma équivalent d'une résistance bruyante peut être établi (Fig.II.7.) grâce aux théorèmes de Thévenin et Norton, en considérant la résistance bruyante comme une résistance idéale (non bruyante) associée :

- Soit à une source de tension de bruit.
- Soit à une source de courant de bruit.

Nous obtiendrons, donc, les schémas équivalents suivants :

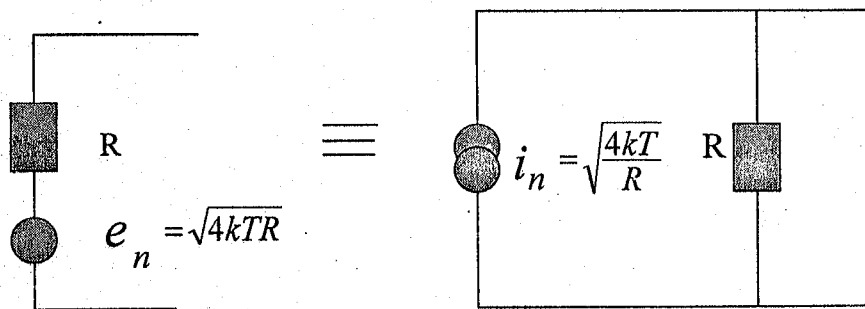


Fig.II.7. Schéma équivalent d'une résistance bruitée

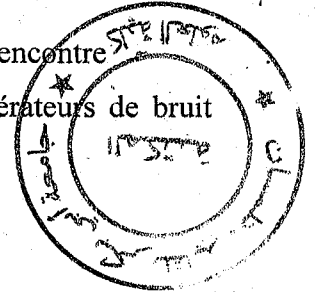
Cependant, une théorie plus approfondie montre que pour les fréquences très élevées la D.S.P diminue suivant la loi [28] [7] et [34]:

$$S_{Rth}(x) = 4kTR \frac{hf/kT}{\exp(hf/kT) - 1} \quad (\text{II.15})$$

Un rapide calcul montre que pour $f=1\text{GHz}$, le facteur correctif $(hf/kT)/(e^{hf/kT}-1) = 0,9999209$ à 300K .

C'est le cas de tout quadripôle passif, puisqu'il n'y a pas d'alimentation électrique, le bruit résultant est donc, dans la majorité des cas, purement thermique.

Cependant les résistances ne constituent pas la seule source de bruit que l'on rencontre dans les circuits électroniques, les composants actifs sont eux-mêmes générateurs de bruit d'une autre espèce.



II.2.1.2 Bruit de grenaille :

❖ Nature physique du bruit de grenaille :

Au contraire du bruit thermique, qui existe indépendamment de la présence d'un courant de conduction moyen dans un élément résistif, le bruit de grenaille (en anglais shot noise) est dû à la nature discrète du flux d'électrons (donc dépend directement du courant moyen créé. Il se manifeste essentiellement dans les composants électroniques où les porteurs de charge sont peu nombreux et circulent à des vitesses très grandes, au contraire des conducteurs où les électrons sont beaucoup plus nombreux et leur vitesse plus faible, et pour lesquels le bruit thermique est prépondérant sur le bruit de grenaille, c'est le cas des jonctions P-N, en appliquant une tension externe aux bornes d'une diode on crée la diffusion des porteurs de charge d'une région à l'autre, on obtient alors un flux continu d'électrons qui détermine le courant électronique externe, le passage de chaque porteur à travers la jonction est un événement aléatoire. Il en résulte une variation aléatoire du courant c'est le bruit de grenaille, ce dernier a été modélisé par Schottky [17] et [7].

❖ Théorème de Schottky : [7]

Le passage d'un courant I dans une diode (ou dans un tube à vide) peut à l'échelle microscopique être considéré comme une suite aléatoire d'événements identiques.

Considérons une suite aléatoire d'instant $t_1, \dots, t_{j-1}, t_j, t_{j+1}, \dots$ où les électrons de charge $-q$ quittent un milieu équipotentiel pour un autre (le cas des jonctions P-N et des diodes à vide), en régime permanent cette suite est poissonnienne et de densité uniforme ρ_0 . Le courant moyen I_0 est donc :

$$I_0 = \rho_0 q \quad (\text{II.16})$$

La valeur instantanée $I(t)$ du courant précédent est ainsi la somme des courants élémentaires associés au transit de chaque porteur. Si le temps de ce transit est faible, on peut

assimiler chaque courant élémentaire à une impulsion de Dirac $q \delta(t - t_j)$, soit où t_j est l'instant d'injection, soit donc : [23] et [38]

$$I(t) = q \sum_j \delta(t - t_j) \quad (\text{II.17})$$

Ce courant représente des fluctuations dues à l'arrivée des électrons, ces fluctuations sont appelées effet grenaille.

La distribution du nombre de ces électrons par unité de temps, suit la loi poissonnienne, de ce fait, ils peuvent être considérés comme indépendants [23].

La fonction d'autocorrélation du courant se déduit alors, en tenant compte de la charge q portée par chaque impulsion [23] et [12]:

$$C_{xT}(\tau) = (q\rho_0)^2 + q^2 \rho_0 \delta(\tau) = I_0^2 + qI_0 \delta(\tau) \quad \text{en } A^2 \quad (\text{II.18})$$

Où :

ρ_0 est le nombre moyen de charges par unité de temps,

La densité spectrale de puissance vaut alors :

$$S_{iT}(f) = I_0^2 \delta(f) + qI_0 \quad \text{en } A^2/\text{Hz} \quad (\text{II.19})$$

Le premier terme est la distribution spectrale de la composante continue et le deuxième celle des fluctuations de courant dues à l'effet grenaille (voir figure ci-dessous). [23]

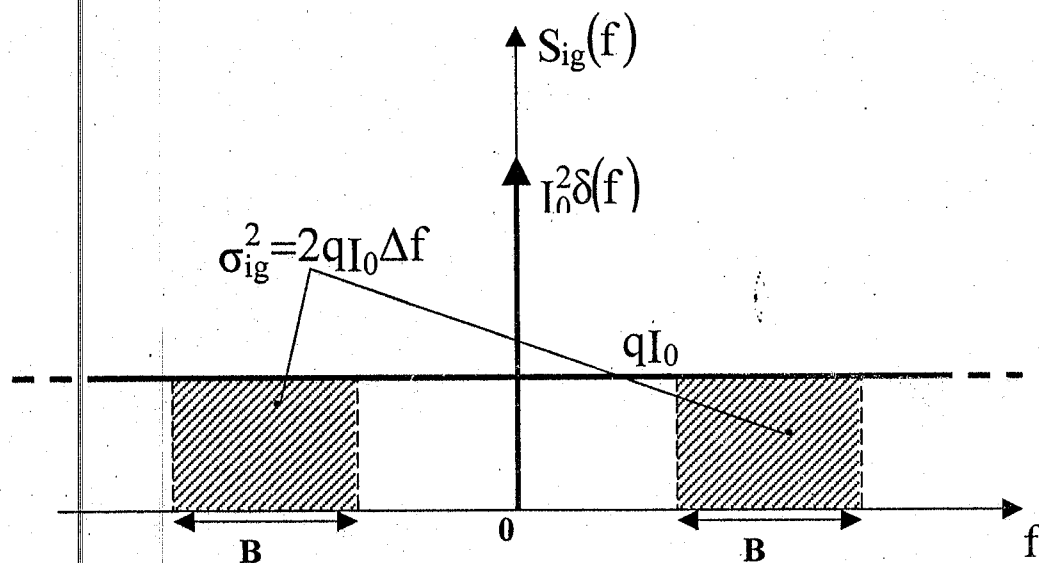


Fig.II.8 : Fluctuations du courant par effet de grenaille.

$S_{ig}(f)$ est indépendante de la fréquence est proportionnelle au courant ; c'est la formule de Schottky :

$$S_{ig}(f) = I^2 = 2qI_0 B \quad (\text{II.20})$$

Où B est la bande de fréquence.

Ainsi le bruit de grenaille dépend directement et se superpose au courant moyen créé.

❖ Bruit de grenaille dans les diodes :

Pour les diodes c'est le bruit de grenaille qui est prépondérant, pour cela la source équivalente de bruit est une source de courant obeillssant au théorème de schottky.

➤ Schéma équivalent :

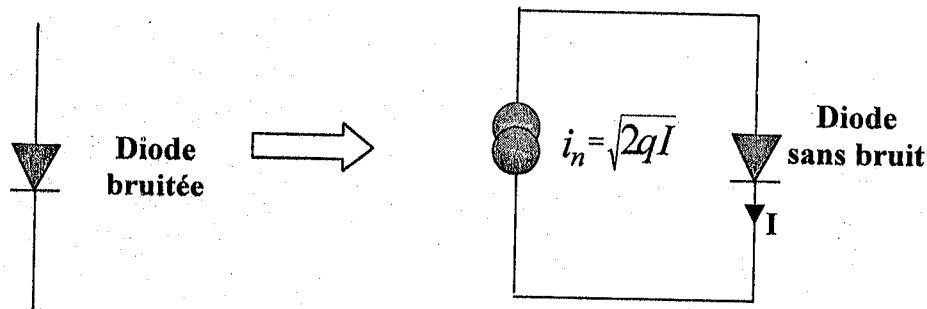


Fig.II.8. Schéma équivalent d'une diode bruitée

II.2.2. Bruit en excès :

Ce type de signal possède un spectre qui varie en fonction de la fréquence.

Il regroupe :

II.2.2.1. Bruit de génération-recombinaison :

❖ Définition :

Ce type de bruit est du à la fluctuation du nombre de porteurs participant à la conduction donc il est du essentiellement à la capture ou à l'émission d'électrons par des pièges. Ces processus aléatoires génèrent des fluctuations de courant. Ce bruit est fortement lié à la présence d'impuretés et de défauts cristallins dans le semi-conducteur [17].

L'expression de la densité spectrale est de la forme :

$$S_N(f) = \overline{4\Delta N^2} \frac{\tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (\text{II.21})$$

$$\omega = 2\pi f$$

τ : durée de vie des porteurs

et ΔN : la variation dans le nombre des porteurs.

En connaissant ΔN^2 et τ , on peut obtenir $S_N(f)$ qui décrit la probabilité $P(N)$ de N électrons dans la bande de conduction dépendant du taux de génération $g(n)$ et du taux de recombinaison $r(n)$.

Le spectre est composé d'un plateau puis une décroissance en $1/f^2$ à partir de la fréquence de coupure f_c : spectre Lorentzien [43], [13] et [41]

II.2.2.2. Bruit en $1/f$ (Flicker noise) :

❖ Définition :

Egalement nommé Flicker noise, bruit de scintillement ou de papillotement, bruit basse fréquence, ou bruit rose, c'est un bruit qui apparaît dans les composants électroniques et dont le spectre varie de façon inversement proportionnelle à la fréquence. Autrement dit, l'effet est d'autant plus fort qu'il apparaît moins souvent. [41], [13], [16] et [14]

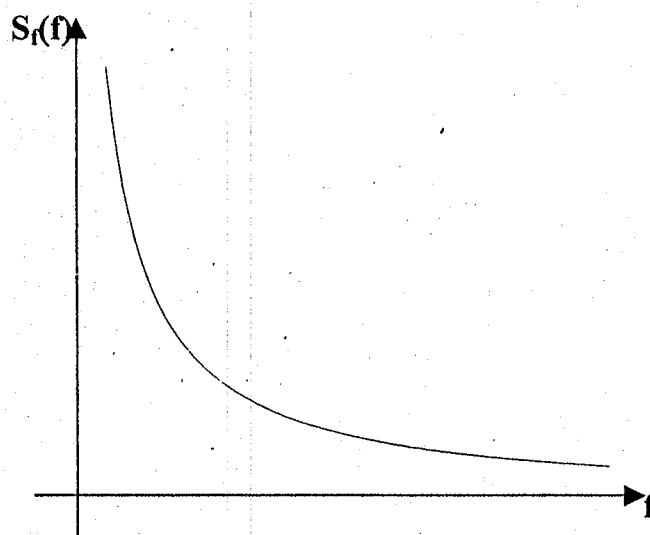


Fig.II.9. Densité spectrale du bruit en $1/f$

Ce type de bruit provient d'un grand nombre de processus de génération-recombinaison [41] et [22], figure (II.10), faisant intervenir des centres recombinants d'énergie divers (impuretés), et situés, soit dans le volume du matériau, soit à la surface du matériau ou à l'interface matériau-contact électrique (défauts).

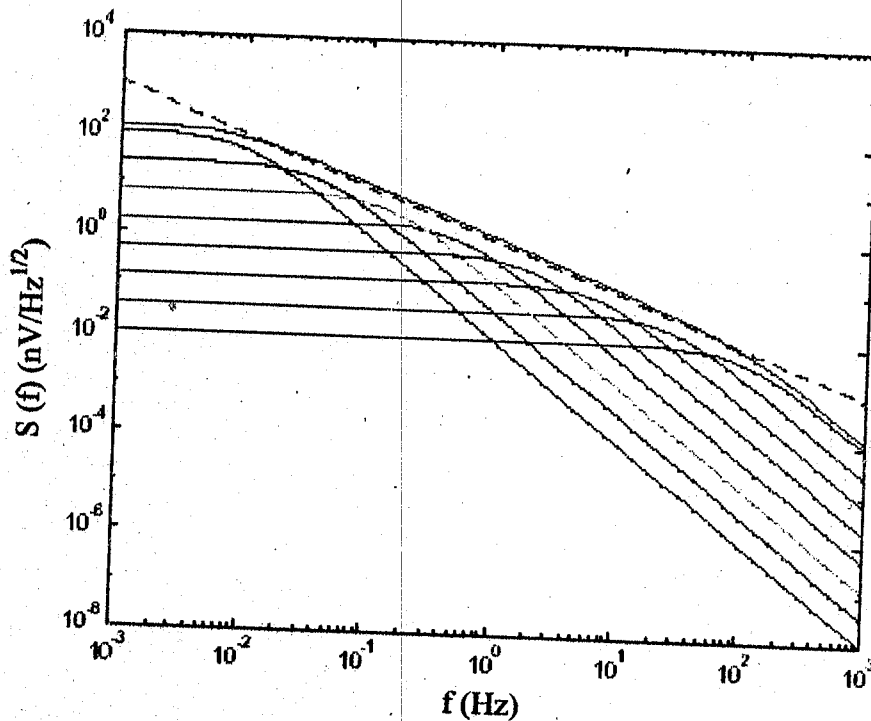


Fig.II.10 : Les DSP du bruit de génération recombinaison et leur superposition

Le bruit de Flicker est le plus souvent rencontré. On le trouve dans les systèmes électroniques (résistances, composants semi-conducteurs, tubes) dans tous les équipements de mesure du temps, dans les phénomènes physiologiques (potentiel des membranes des cellules vivantes), dans la géologie, météorologie, l'astronomie (rotation de la terre par exemple) et la musique.

Le domaine de fréquence où l'effet de scintillation est prédominant par rapport à la composante de bruit thermique ou de bruit de grenaille tend à se rétrécir, au fur et à mesure des progrès technologiques.

II.3. FACTEUR DE BRUIT :

II.3.1. Rapport signal sur bruit :

Lorsqu'un bruit s'ajoute à un signal utile, on caractérise la qualité par le rapport entre les puissances échangeables du signal et le bruit. Le rapport signal sur bruit, SNR^* , s'exprime par : [12] et [23]

$$SNR = \frac{S}{N} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\text{Puissance du signal}}{\text{Puissance du bruit}} \quad (\text{II.22})$$

On peut l'exprimer en unités logarithmiques, c à d en dB :

$$(SNR)_{dB} = 10 \log \frac{P_s}{P_n} \quad (\text{II.23})$$

Remarques

- La détérioration du rapport signal sur bruit dans un quadripôle permet de chiffrer la « qualité » de ce quadripôle vis à vis du bruit.
- La notion de rapport signal sur bruit n'a de sens que si le bruit est blanc ou peut être considéré comme blanc dans un montage à bande étroite.

II.3.2. Facteur de bruit

Le facteur de bruit d'un quadripôle relie directement les rapports signal sur bruit en entrée et en sortie du quadripôle [42]. (voir figure. II.11)

Il mesure exactement la dégradation du rapport signal sur bruit à la traversée d'un quadripôle.

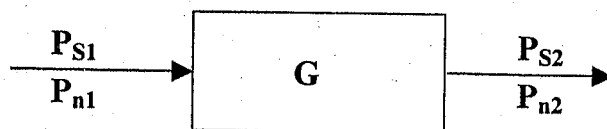


Fig.II.11. Représentation du facteur de bruit

Si P_{ni} est la puissance de bruit propre interne du système et si $G = P_{S2}/P_{S1}$ est le gain de puissance, on a :

$$P_{n2} = G P_{n1} + P_{ni} \quad (\text{II.24})$$

et

$$F = \frac{P_{n2}}{GP_{n1}} = 1 + \frac{P_{ni}}{GP_{n1}} \geq 1 \quad (\text{II.25})$$

Ou exprimé en dB :

$$F_{dB} = 10 \log F \geq 0 \text{ dB} \quad (\text{II.26})$$

Le terme :

$$\frac{P_{ni}}{GP_{n1}} = F - 1 \quad (\text{II.27})$$

est appelé facteur d'excès de bruit.

Et le rapport,

$$\frac{P_{ni}}{G} = P_{n1}(F - 1) \quad (\text{II.28})$$

représente le bruit propre ramené à l'entrée.

Pour un système idéal (non bruyant) : $P_{ni} = 0$ et $F = 1$.

II.3.3. Système linéaire en cascade : [34] et [12]

Considérons la mise en cascade (fig.II.12) de deux systèmes ayant des gains de puissance G_1 et G_2 et des facteurs de bruit F_1 et F_2 définis pour la même puissance de bruit à l'entrée P_{n1} par (II.25)

$$P_{n2} = F_1 G_1 P_{n1} \quad (\text{II.29})$$

et par (II.24) et (II.27)

$$P_{n3} = G_2 P_{n2} + P_{ni2} = F_1 G_1 G_2 P_{n1} + (F_2 - 1) G_2 P_{n1} \quad (\text{II.30})$$

Mais, on a aussi pour le système global :

$$P_{n3} = FG P_{n1} = F G_1 G_2 P_{n1} \quad (\text{II.31})$$

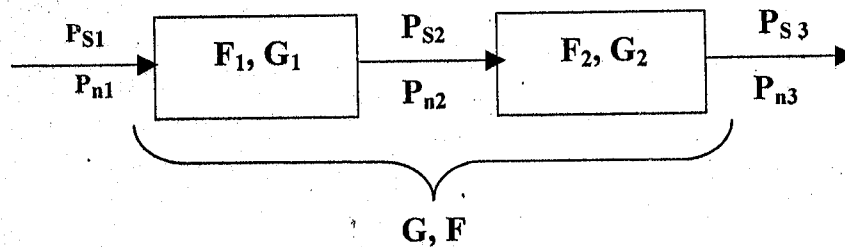


Fig.II.12. La mise en cascade de deux systèmes

En combinant (II.30) et (II.31), l'expression du facteur de bruit globale devienne :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (\text{II.32})$$

On peut facilement généraliser cette expression pour un nombre quelconque de systèmes en cascade :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_m - 1}{\prod_{i=1}^{m-1} G_i} \quad (\text{II.33})$$

Si $G_1 \gg F_2 - 1$, $F \cong F_1$: Le bruit propre, du système global est principalement déterminé par le premier étage. C'est donc celui-ci dont la conception doit être particulièrement soignée afin d'en limiter au maximum le bruit propre.

Remarque :

Les inductances et condensateurs sont considérés non bruyants. Ceci est valable pour les composants idéals, y compris des pertes parasites (subcircuits), les contributions de bruit refoulent fondamentalement des résistances parasites. [40] et [7]

Conclusion :

Nous nous sommes proposé au sein de ce chapitre de présenter les différents types de bruit de fond qu'on se propose d'identifier lors de l'étude du MOSFET et de l'amplificateur opérationnel à transistor MOSFET.

Le but de notre travail étant d'étudier un amplificateur opérationnel à technologie MOS dont nous présentons dans le chapitre suivant le principe.

CHAPITRE III

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

III.1. INTRODUCTION :

Les amplificateurs opérationnels sont nés au début des années 60, quand on a commencé à intégrer plusieurs transistors et résistances sur le même substrat de silicium ; cette technologie a permis de bâtir des montages complexes, et de les faire tenir sur une petite plaquette de silicium encapsulée dans un boîtier (généralement à 8 broches) commode d'emploi. [3] et [47]

Avec ces composants, on a eu accès à des amplificateurs simples d'utilisation, transmettant des signaux continus, et à mise en œuvre facile à l'aide de quelques composants annexes (résistances, condensateurs...); les caractéristiques des montages obtenus ne dépendent quasiment plus de l'amplificateur opérationnel, mais uniquement des composants passifs qui l'accompagnent, ce qui garantit une bonne fiabilité du résultat et assure sa répétabilité. [23]

Les amplificateurs opérationnels ont beaucoup progressé depuis leur création, et tendent maintenant à devenir très proches de l'amplificateur idéal (l'amplificateur opérationnel parfait, A.Op). [3] et [47]

III.2. Définition

Un amplificateur opérationnel (A.Op, ou OpAmp en anglais) est un circuit intégré dont la fonction de base est, comme son nom le suggère, l'amplification. Il est en outre "opérationnel" en ce sens qu'il permet de réaliser des fonctions de type "arithmétique" (inversion, addition, soustraction...).

Le fonctionnement d'un amplificateur opérationnel est basé sur celui d'un système amplificateur différentiel. Amplificateur et différentiel car il amplifie la différence des tensions appliquées sur ses deux entrées, souvent notées e^+ (ou V1, entrée dite "non inverseuse") et e^- (ou V2, entrée dite "inverseuse"). Le facteur d'amplification est appelé le gain. [50] et [48]

On aura donc un composant comportant deux entrées et une sortie. En règle générale, les amplificateurs opérationnels requièrent une alimentation symétrique (positive et négative), mais certains modèles acceptent une alimentation positive simple. [23] et [29]

Remarque :

- **Entrée inverseuse:** Le signal de sortie sera en opposition de phase par rapport au signal d'entrée.
- **Entrée non inverseuse:** Le signal de sortie sera en phase avec le signal d'entrée.

III.3. Représentation :

L'amplificateur opérationnel est symbolisé par un triangle pointant à droite (Fig.III.1). Il comporte deux entrées et une sortie. L'entrée notée e^+ est dite **non inverseuse** et l'entrée notée e^- est dite **inverseuse**. [3], [47] et [52]

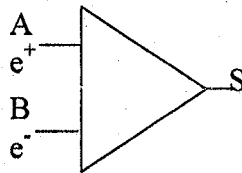


Fig.III.1. Représentation de l'A.Op

La fonction de transfert de l'amplificateur opérationnel sera : [29], [18] et [51]

$$s = A_d(e^+ - e^-) + A_c \left(\frac{e^+ + e^-}{2} \right) \quad (\text{III.1})$$

Où :

$e^+ - e^-$: représente la tension d'entrée en mode différentiel,

$\frac{e^+ + e^-}{2}$: représente la tension d'entrée en mode commun.

A_d : gain en mode différentiel,

A_c : gain en mode commun,

III.4. Principe de fonctionnement d'un amplificateur opérationnel:

L'amplificateur opérationnel amplifie la différence entre V_1 et V_2 , (Fig.III.2), par un facteur d'amplification, appelé gain, qui est constant. L'alimentation de l'amplificateur opérationnel est ici symétrique ($+V_{CC}$ et $-V_{CC}$); une alimentation non symétrique reste souvent possible. [35] et [29]

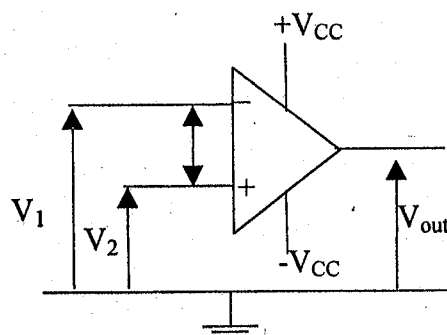


Fig.III.2. Principe de fonctionnement de l'A.Op

Voyons concrètement ce qui se passe lorsque l'on applique des tensions continues V_1 et V_2 aux deux entrées d'un amplificateur opérationnel.

La figure(III.3) reprend les deux cas possibles d'alimentation de l'amplificateur opérationnel, symétrique (Fig.III.3.a) ou simplement positive (Fig.III.3.b).

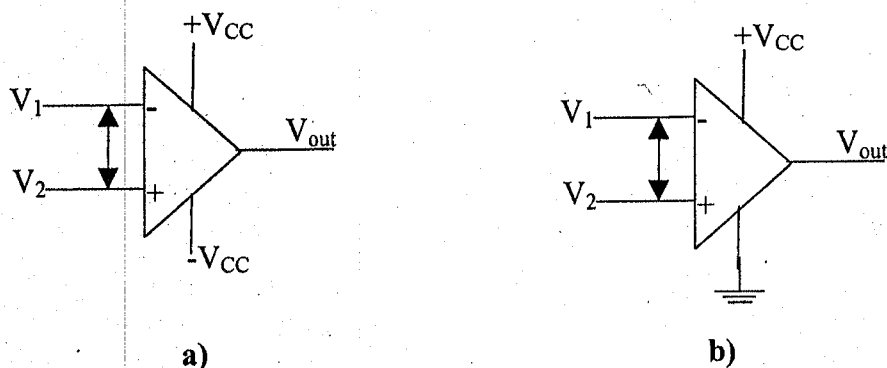


Fig.III.3. L'alimentation d'un A.Op :
 a) Alimentation symétrique,
 b) Alimentation non symétrique.

L'A.Op fonctionne, en fait, comme un **comparateur**: Il compare V_1 et V_2 , et de cette comparaison dépendra l'état, haut ou bas, de sa sortie (V_{out}). Ce que nous pouvons résumer à l'aide du tableau suivant: [18] et [47]

	Alimentation symétrique	Alimentation non symétrique
$V_2 > V_1$	$V_{out} = \text{presque } +V_{cc}$	$V_{out} = \text{presque } +V_{cc}$
$V_1 > V_2$	$V_{out} = \text{presque } -V_{cc}$	$V_{out} = \text{presque } 0$

En d'autres termes, on aura une sortie **haute** (proche de $+V_{cc}$) ou **basse** (proche de 0 ou de $-V_{cc}$).

On notera qu'il existe toujours une petite différence entre la tension disponible en sortie (output voltage swing, en anglais) et la tension d'alimentation. Cette différence fait partie des caractéristiques propres à chaque modèle d'amplificateur opérationnel, mais elle reste en général très faible, voire quasi négligeable. [18]

III.5. L'amplificateur opérationnel parfait et l'amplificateur opérationnel réel :

On pourrait définir l' amplificateur opérationnel "parfait" ou "idéal" comme un amplificateur de différence pur à gain différentiel infini, dont l'impédance d'entrée est infinie (pour ne consommer aucun courant de la source) et l'impédance de sortie est nulle (pour fournir un courant infini à la charge). [35]

De plus, l'amplificateur opérationnel parfait présenterait une largeur de bande infinie et un décalage en tension nul, rejeterait parfaitement le mode commun, et serait en outre insensible aux variations de température et de tension d'alimentation.

La figure(III.4) représente la caractéristique de l'amplificateur opérationnel idéal.

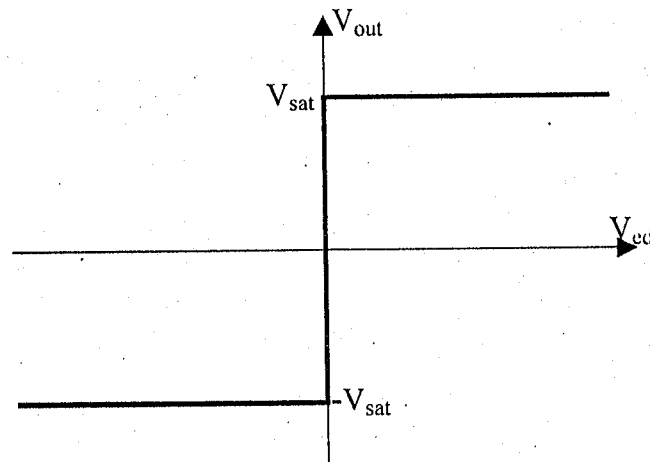


Fig.III.4. caractéristique de l'A.Op parfait

Où:

- Les tensions de saturation sont égales aux tensions d'alimentation ; on a donc : $+V_{sat} = V_{cc}$ et $-V_{sat} = -V_{cc}$, dans ce cas l'amplificateur opérationnel est dit rail to rail.

En pratique, les tensions d'alimentation ne sont pas atteintes, on pourra avoir, par exemple, avec $V_{cc} = 15\text{ V}$: $+V_{sat} = 13,5\text{ V}$ et $-V_{sat} = -13,5\text{ V}$.

- La tension V_{ed} est la tension résultante d'entrée, en appliquant sur l'entrée inverseuse une tension V_1 et sur l'entrée non inverseuse une tension V_2 , V_{ed} est égale à $V_2 - V_1$, c'est la tension d'entrée en mode différentiel de l'amplificateur.

III.5.1. Zones de fonctionnement

- La zone linéaire : $V_{ed} = 0 \quad -V_{SAT} < V_S < +V_{SAT}$
- Les zones de saturation : $V_{out} = -V_{SAT}$ ou $V_{out} = +V_{SAT}$

La zone linéaire est bien entendu limitée par les zones de saturation.

En résumé : un amplificateur opérationnel parfait est un amplificateur de différence pur à gain différentiel infini, rejetant parfaitement le mode commun, dont les impédances d'entrées sont infinies et l'impédance de sortie est nulle.

Dans la réalité, on constate, par rapport à ce modèle théorique idéal, quelques "défauts" (souvent minimes, il est vrai). Ces divergences entre l'amplificateur opérationnel "réel" et l'amplificateur opérationnel "parfait" donnent lieu à divers paramètres, qui sont répertoriés et quantifiés dans les *data sheets* des fabricants. [29]

III.6. Caractéristiques générales des amplificateurs opérationnels: [3], [47], [18] et [23]

Les quelques éléments à retenir concernant l'amplificateur opérationnel sont:

(ce sont des généralités, la technologie évolue...)

- **Les technologies :** Bipolaire type 741, Bifet type TL072 l'entrée est constituée de transistors à effet de champ, LinCMOS Réalisés à partir de transistors CMOS.
- **Gain en boucle ouverte :** Autour de 100 000 (souvent exprimé en décibels)
- **Courant maximum disponible :** de l'ordre de 25 mA.
- **Bande passante :** L'amplificateur opérationnel qui est un dispositif à couplage direct passe le continu. Sa bande passante sans contre réaction va du continu à 1 MHz (LM324), 2 MHz (μ A741), 4 MHz (LF353)...
- **L'impédance d'entrée :** les amplificateur opérationnel ont une grande impédance d'entrée, celle-ci est spécifiée par le constructeur pour chaque modèle. Pour un 741 très classique comptez 2 M Ω .
- **Impédance de sortie :** L'impédance de sortie est très basse, idéalement 0, ce qui n'est jamais le cas, située autour de la centaine de Ω .
- **La tension de décalage d'entrée (ou offset) :** c'est la tension V_d à appliquer entre les entrées pour que la sortie V_S soit nulle.
- **L'alimentation en courant continu :** Initialement les amplificateurs opérationnels étaient conçus pour fonctionner, alimentés par une tension symétrique, plus ou moins. On

peut les faire fonctionner avec une seule tension. Ceci s'accompagne d'une perte de dynamique et la double alimentation est parfois nécessaire.

- **Le slew rate** : (ou slewing-rate) est défini comme la valeur maximale de la vitesse de variation de la tension de sortie.

Sa valeur devrait être donnée en V/s, on obtiendrait alors un nombre très grand : des millions de volts par seconde; ce qui est peu compatibles avec les ordres de grandeur des tensions et des temps rencontrés, on préfère plutôt utiliser, ce qui revient au même, les V/ms.

$$S = \left(\frac{\partial V_{out}}{\partial t} \right)_{\max} \quad (\text{III.2})$$

- **Fréquence à gain unitaire (unity gain bandwidth)** : La fréquence à gain unitaire est la fréquence à laquelle l'amplificateur opérationnel n'amplifie plus (ou, si l'on préfère, amplifie par un facteur 1). En effet, le gain de l'amplificateur opérationnel chute quand la fréquence augmente: ce phénomène caractérise sa réponse en fréquence (frequency response, en anglais).

Cette fréquence remarquable s'appelle **fréquence unité** ou produit Gain-Bande Passante noté en anglais GBW (Gain.BandWith).

III.7. Régimes de fonctionnement d'un amplificateur opérationnel:

Il ne s'agit pas ici d'étudier tous les montages possibles, mais uniquement de voir les différents fonctionnements de l'amplificateur opérationnel en fonction du type de réaction.

III.7.1. Fonctionnement sans réaction :

La présence de la moindre réaction à l'entrée entraîne l'amplificateur opérationnel en saturation. Le fonctionnement n'est jamais linéaire, on obtient un comparateur.

Par exemple, si la tension d'entrée est appliquée sur l'entrée non inverseuse, il faut appliquer une tension dite de référence sur l'autre entrée, c'est à dire sur l'entrée inverseuse. [29]

On obtient alors le montage suivant :

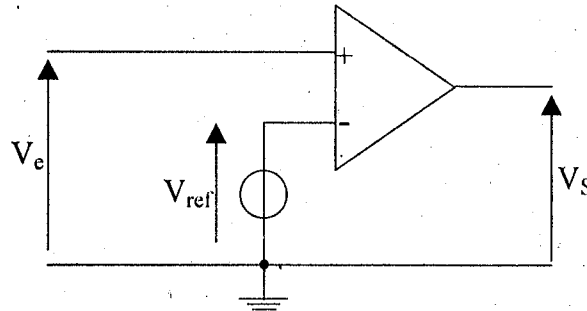


Fig.III.5. Montage d'un A.Op sans réaction

Le fonctionnement du montage est donc évident :

si $V_e > V_{ref}$ alors $v_{ed} > 0$ ce qui entraîne $V_s = +V_{sat}$

sinon $V_e < V_{ref}$ alors $v_{ed} < 0$ ce qui entraîne $V_s = -V_{sat}$

Ce type de montage ne fonctionne donc qu'en commutation.

Pour pouvoir fonctionner en régime linéaire, il est nécessaire qu'il y ait une réaction de la sortie sur une des entrées.

III.7.2. Fonctionnement avec réaction : [18], [23] et [29]

Pour faire fonctionner l'amplificateur opérationnel dans sa zone linéaire (pour les besoins d'amplification par exemple), il va falloir réduire considérablement le gain de manière à augmenter la bande passante de sorte que ne plus se situer, même pour de faibles signaux d'entrée, dans la zone de saturation. Nous allons utiliser une technique qui n'apporte que des avantages et qui s'appelle la **contre-réaction**. Ceci sera réalisé, à l'aide

de résistance, en prélevant une partie (faible) du signal de sortie et de le réinjecter à l'entrée de l'amplificateur en opposition de phase naturellement.

Les signaux de sortie viendront se soustraire aux signaux d'entrée de manière à faire travailler l'amplificateur dans sa zone linéaire.

On peut représenter le principe de la contre réaction d'un amplificateur opérationnel de la manière suivante :

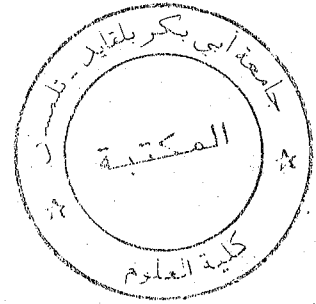
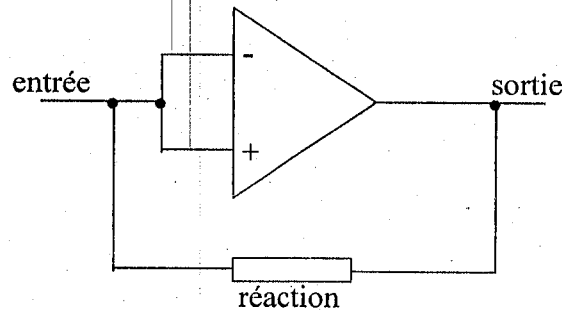


Fig.III.6. Principe de la contre réaction

La boucle de réaction peut être négative ou positive. Quand elle est négative, l'amplificateur est contre-réactionné, quand elle est positive, le montage oscille.

III.7.3. Taux de réjection en mode commun (common mode rejection ratio): [48] et [50]

Dans le cas où les deux tensions V_1 et V_2 sont égales, la tension différentielle est nulle (elle vaut 0). On dit alors que l'amplificateur opérationnel amplifie en **mode commun** (common mode, en anglais).

On voit bien que ceci n'est pas souhaitable, car cela n'a guère de sens d'amplifier une tension nulle... En fait, un signal mode commun correspond en général à un parasite, et par conséquent il doit, ou devrait, être rejeté par l'amplificateur opérationnel. Celui-ci n'étant parfait, on risque de trouver en sortie une amplification partielle de ce parasite. Les fabricants spécifient donc un common mode rejection ratio (CMRR), ou **taux de réjection en mode commun**, qui correspond au taux entre l'amplification en mode différentiel et celle en mode commun. Le CMRR est donné par la formule suivante :

$$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_c|} \quad (\text{III.3})$$

Ce taux est exprimé en décibels (dB): plus il est élevé, plus l'amplificateur opérationnel s'oppose au mode commun.

Plus ce facteur est important et plus les signaux parasites sur la sortie de l'amplificateur opérationnel sont faibles.

L'amplificateur opérationnel possède un mode de fonctionnement rail to rail en entrée si son CMRR s'étend de V_{SS} (tension d'alimentation négative) à V_{DD} (tension d'alimentation positive). Il possède un mode de fonctionnement rail to rail en sortie si la dynamique de sortie s'étend de V_{SS} à V_{DD} .

III.8. Structure de l'amplificateur opérationnel :

La structure générale de l'amplificateur opérationnel est celle de la figure(III.7).

Sa principale caractéristique est d'être composé de trois étages.[52]

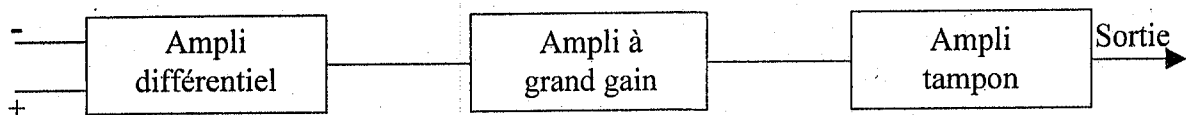


Fig.III.7. Structure d'un Amplificateur Opérationnel

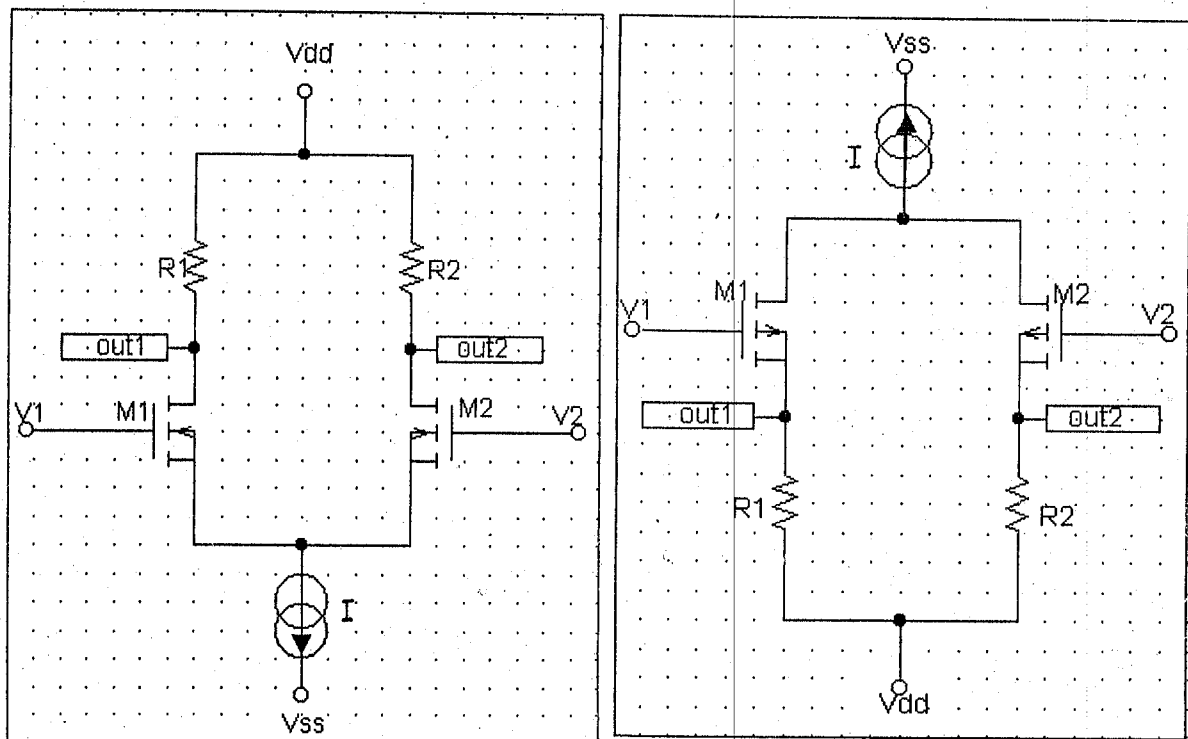
- **1^{er} étage :** Constitué par un amplificateur différentiel. Cet étage procure à l'amplificateur opérationnel ses entrées inverseuses, non inverseuse, la haute impédance d'entrée et le grand taux de réjection en mode commun. [51]
- **2^{ème} étage:** l'étage d'entrée introduit un gain relativement faible, d'où la nécessité d'un deuxième étage amplificateur de tension à gain élevé. [50]

- **3^{ème} étage:** Augmenter le gain implique nécessairement l'augmentation de l'impédance de sortie de cet étage, d'où la nécessité d'un troisième étage donnant une faible impédance de sortie. [48]

III.8.1. Etage différentiel: [8], [18], [23] et [47]

Le principe de fonctionnement de l'amplificateur différentiel constituant l'amplificateur opérationnel est basé sur le principe de fonctionnement d'un étage différentiel simple dont le principe de fonctionnement est l'amplification de seulement la différence entre deux potentiels d'entrée sans prendre en considération la valeur de mode commun.

Soit l'étage différentiel de la Figure(III.8). Il comporte deux circuits identiques. Constitués de deux transistors semblables et de deux résistances de même valeur alimentés par un même générateur de courant constant qui peut être remplacé par un troisième transistor fonctionnant dans sa zone de saturation.



Etage différentiel NMOS

Etage différentiel PMOS

Fig.III.8. Schéma électrique d'un étage différentiel

Où :

- M1 et M2 forment la paire différentielle qui est la partie active de l'amplificateur différentiel.
- R1 et R2 sont, respectivement, les charges de M1 et M2. Ces charges peuvent être [52] remplacées par des charges transistorisées, respectivement, M3 et M4, Figure (III.9).

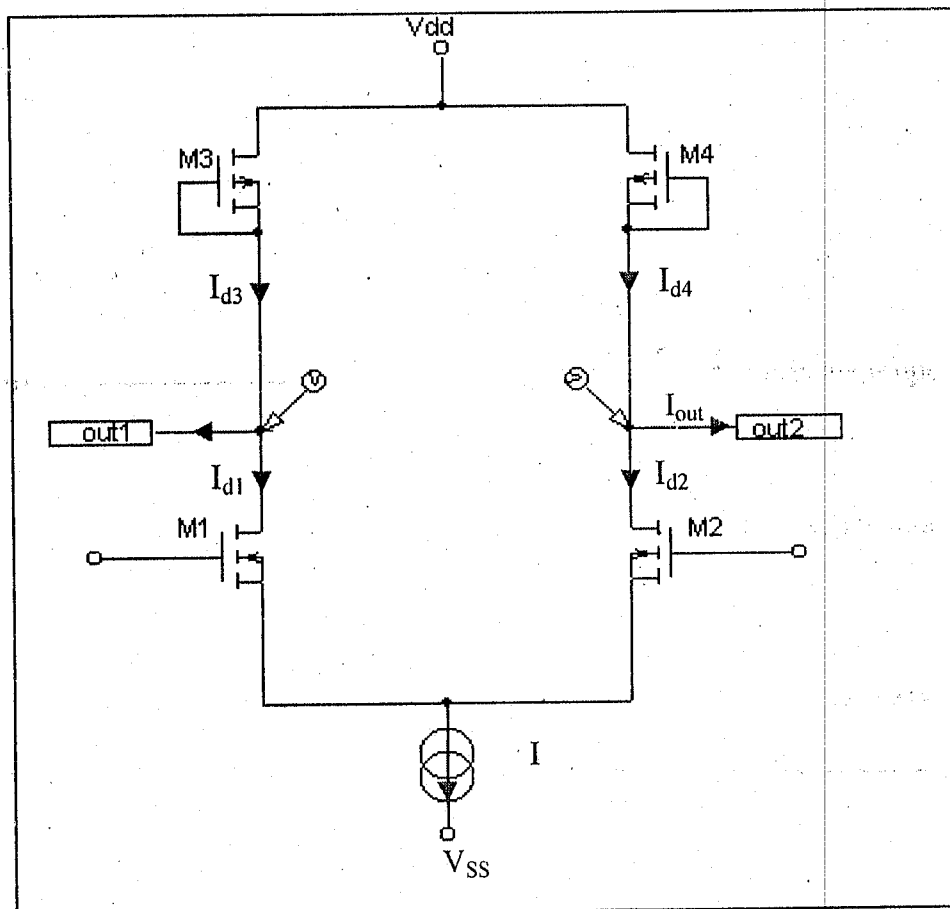


Fig.III.9. Ampli différentiel à charges transistorisées

Dans ce cas le courant sur M1 déterminera le courant sur M3, en plus si M3 et M4 sont identiques, ce courant aura son image en M4, c'est le principe du miroir de courant.

- Si $V_{GS1} = V_{GS2}$ alors les courants en M1 et M2 sont égaux. Le courant que M4 fournit à M2 doit être égal au courant en M2, le courant de sortie est donc nul.
- Si $V_{GS1} > V_{GS2}$, alors i_{d1} augmente par rapport à i_{d2} . Cette augmentation de i_{d1} cause une augmentation en I_{d3} et par conséquent en I_{d4} . Cependant comme $I = I_{d1} + I_{d2}$, i_{d2}

diminue de sa valeur d'origine lors de l'augmentation de I_{d1} . L'équilibre peut être maintenu par un courant i_{out} positif.

- Si $V_{GS1} < V_{GS2}$, alors i_{out} devient négatif.

III.8.1.1. Réalisation de l'étage d'entrée différentiel de l'amplificateur étudié:

Notre amplificateur étudié connaît un étage d'entrée différentiel conçu de la manière illustrée ci-dessus par la figure(III.10).

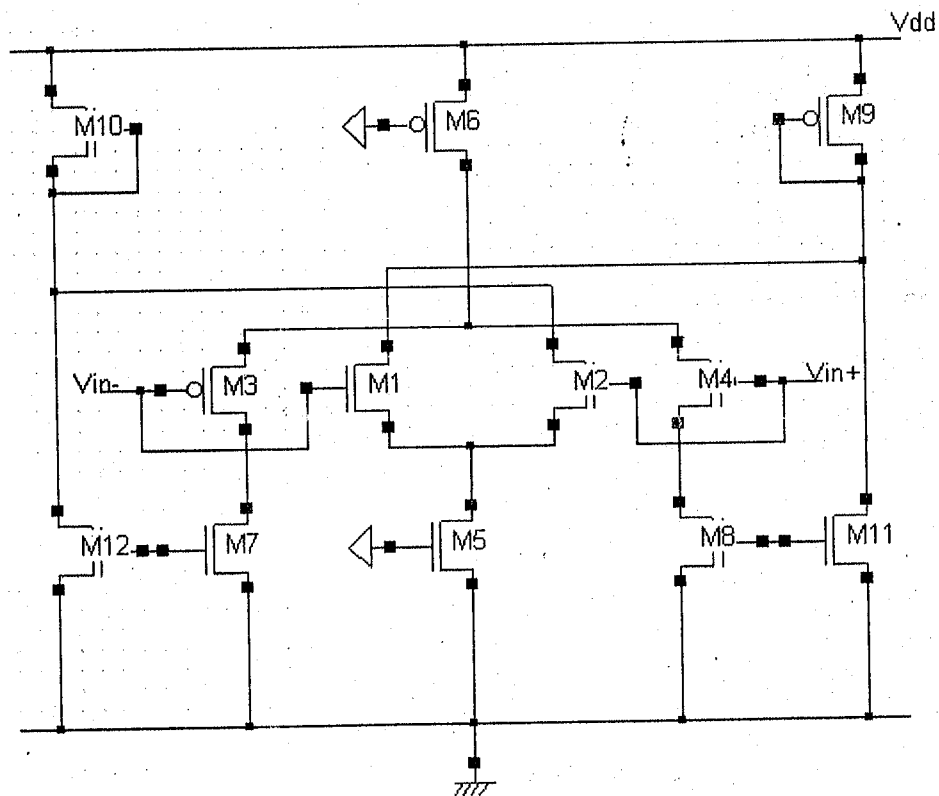


Fig.III.10. L'étage différentiel de l'amplificateur étudié.

Il est composé de deux étages différentiels :

- NMOS constitué des deux transistors M_1 et M_2 avec le transistor M_5 comme source de courant.
- PMOS constitué des deux transistors M_3 et M_4 avec le transistor M_6 comme source de courant.

Ces deux étages sont imbriqués l'un dans l'autre, ainsi les transistors M_9 et M_{10} constituent la charge de la paire différentielle.

Les résultats de simulation de cet étage sont présentés sur les figure(III.11), (III.12).

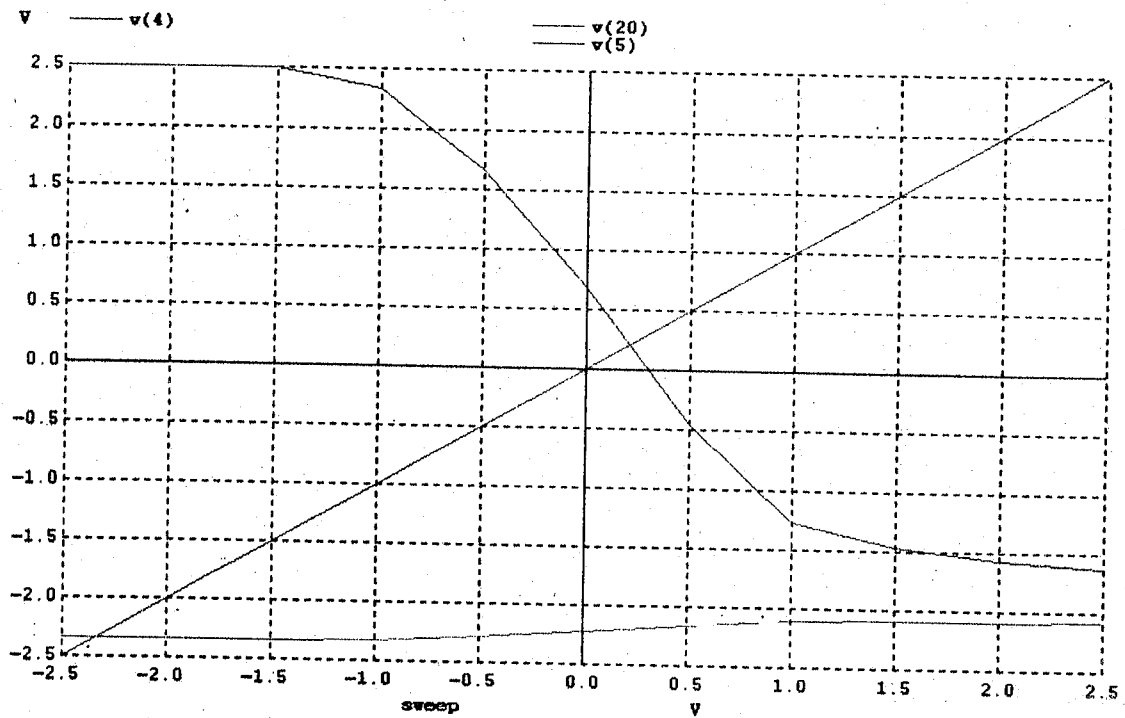


Fig.III.11. Analyse DC de l'étage différentiel d'entrée de l'AOP étudié.

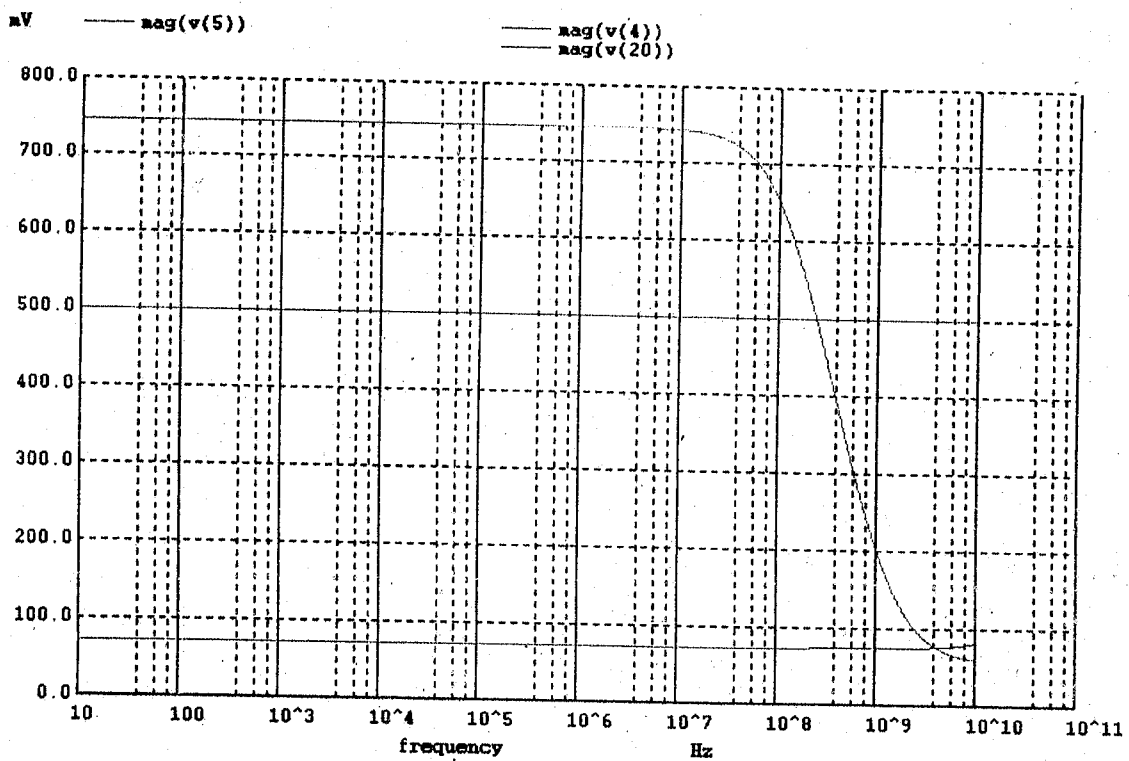


Fig.III.12. Analyse AC de l'étage différentiel d'entrée de l'AOP étudié.

Avec :

$V(4)$: Tension de source du transistor M1.

$V(5)$: Tension de drain du transistor M1.

$V(20)$: Tension de grille du transistor M1.

- La fréquence de coupure se situe désormais aux alentours de 10 MHz.
- On observe qu'à une fréquence un peu supérieure à 100 MHz, l'amplification du signal diminue fortement: sa tension n'est plus que de 0,6 V, contre 0,75 V auparavant.
- Ainsi Pour une tension d'entrée de 50mv la sortie est appréciée à 750mv, soit un gain différentiel de 15.

III.8.2. Etage de gain :

L'étage d'entrée permet donc de fournir une forte impédance d'entrée avec un faible gain d'où nécessité d'un étage permettant de fournir un gain important pour l'amplificateur opérationnel. [50], [48], [23] et [29]

Cet étage de gain se compose principalement d'un miroir de courant de canal N ou P, pour lesquels nous nous proposons de présenter le principe de fonctionnement.

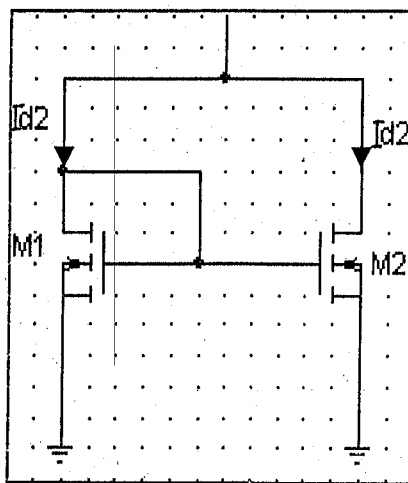


Fig.III.13. Miroir de courant à canal N.

La figure(III.13) présente un miroir de courant où les transistors M_1 et M_2 sont identiques et dans ce cas on a :

$$V_{gs}(M1)=V_{gs}(M2) \quad \text{et} \quad V_{th}(M1)=V_{th}(2) \quad (\text{III.4})$$

Ce qui entraîne également l'identité des deux courants I_{d1} et I_{d2} .

L'expression du courant de drain est donnée par :

$$I_{d,sat} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{gs} - V_{th})^2}{2}, \quad \text{avec } V_{ds} > V_{gs} - V_{th} \quad (\text{III.5})$$

Le rapport entre les deux courants $I_{d1,sat}$ et $I_{d2,sat}$ sera donc :

$$G = \frac{I_{d2,sat}}{I_{d1,sat}} = \frac{W_2/L_2}{W_1/L_1} = 1 \quad (\text{III.6})$$

Ce rapport est le gain fourni par ce miroir.

III. 8. 3. Etage de sortie :

Les étages de sortie des amplificateurs opérationnels doivent satisfaire un certains nombre de conditions spécifiques, une des plus importantes spécifications de l'étage est de minimiser l'impédance de sortie.

III.8.3.1. Décaleurs de tension :

Avant d'attaquer l'étage de sortie le signal amplifié passe par un décaleur de tension. Ces décaleurs de tension ont pour rôle de manipuler les tensions à fin éviter les chevauchements entre les signaux.

Un décaleur de tension est représenté dans la figure suivante :

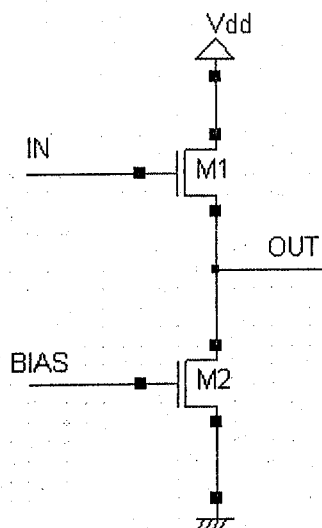


Fig.III.14 : Décaleur de tension

Les décaleurs de tensions diminuent les tensions V_{gs} Statiques des transistors de sortie, donc diminuent le courant de polarisation dans les transistors.

La tension d'entrée varie entre les deux tensions d'alimentations et la tension différentielle est nulle dans ce cas. Parfois on doit utiliser plusieurs décaleurs de tension comme notre cas où nous avons deux décaleurs.

III.8.3.2. Etage de sortie push-pull :

L'étage de sortie est formé de deux transistors complémentaires fonctionnant donc en commutation. Cet étage de classe AB assure un bon rendement et une faible impédance de sortie, c'est l'étage de sortie push-pull donné dans la figure suivante :

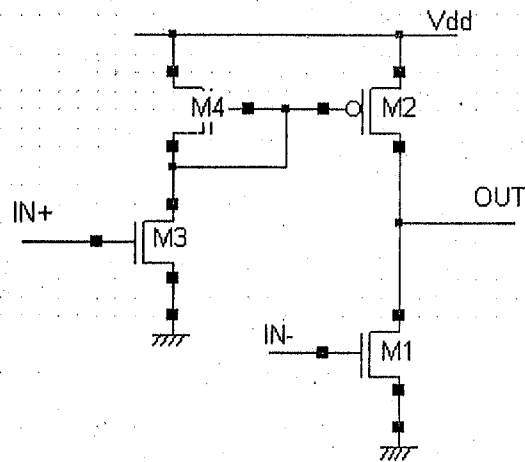


Fig.III.15: Etage de sortie push-pull

III.8.4. amplificateur opérationnel complet :

Notre circuit d'amplificateur opérationnel complet est donné sur la figure(III.16).

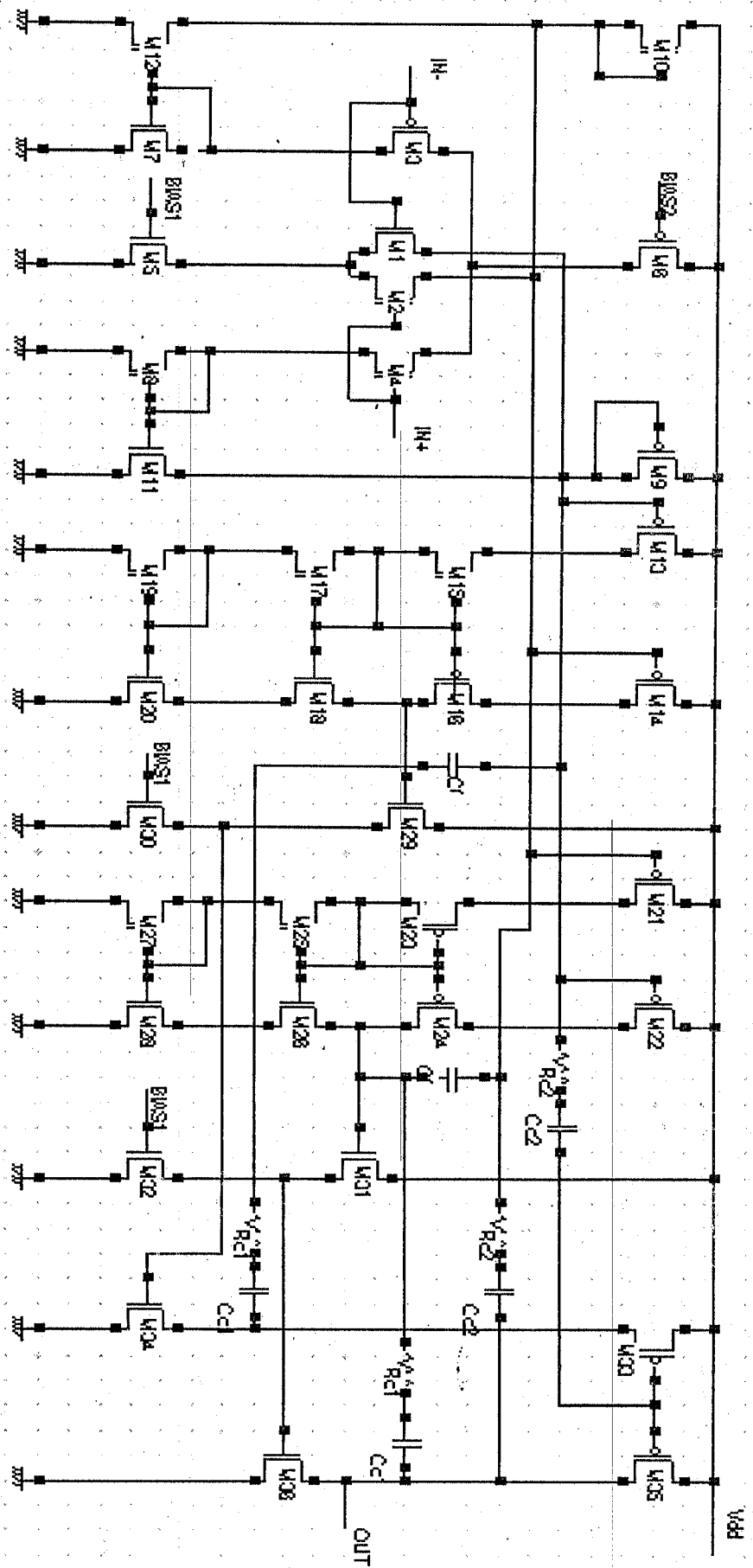


Fig. III. 16 : Schéma de l'A. Op étudié complet

III.9. Conclusion

En conclusion l'étage d'entrée et de sortie, d'un amplificateur opérationnel, sont des interfaces entre l'amplificateur à grand gain et les sources des signaux d'entrée et cet amplificateur de tension et la charge de sortie.

Ainsi, l'amplificateur opérationnel performant se caractérise par :

- Un gain différentiel en basse fréquence élevé ;
- Une fréquence au gain unité élevée avec une pente égale à -1 pour la fonction de transfert entre la fréquence du pôle dominant et la fréquence au gain unité ;
- Un CMRR élevé sur toute la bande passante ;
- Un slew rate important ;
- Une faible distorsion harmonique en sortie pour un signal d'entrée sinusoïdal ;
- Une plage dynamique d'utilisation en entrée comme en sortie la plus large possible soit idéalement de V_{SS} à V_{DD} ;
- Une très grande impédance d'entrée et une très faible impédance de sortie ;
- Une faible consommation électrique.

CHAPITRE IV

COMPORTEMENT EN BRUIT

DE FOND

IV.1. Introduction

Le bruit des amplificateurs opérationnels étant étroitement lié au bruit des composants le constituant tel que le transistor, on étudie donc le comportement en bruit de fond du transistor.

Dans ce chapitre nous allons présenter les résultats de l'analyse du bruit du transistor MOSFET, puis nous analyserons le bruit à celle d'une paire différentielle et enfin nous analyserons le bruit dans l'amplificateur complet à technologie MOS.

Ces résultats sont obtenus par simulation avec le simulateur électronique, disponible à notre niveau, le WINSPICE.

Notre but étant l'étude du bruit, nous allons d'abord présenter les différentes sources de bruit susceptibles d'intervenir dans les transistors, on effectuera une modélisation de chaque type de bruit, et nous nous intéressons particulièrement au bruit dans un transistor MOSFET.

Dans ce chapitre, également, et afin d'enrichir notre travail, nous allons présenter une analyse de bruit effectuée pour un BJT dans le but de faire une simple comparaison.

IV.2. Sources de bruit susceptibles d'intervenir dans les transistors à effet de champ :

Nous nous proposons, dans ce paragraphe de passer en revue les différentes sources de bruit microscopiques susceptibles d'être rencontrées dans les transistors à effet de champ et on présentera les expressions théoriques des différentes composantes de bruit de fond associées à ce type de transistors.

Les sources de bruit rencontrées dans un transistor à effet de champ sont:

- Le bruit thermique du canal résistif (Johnson noise),
- Le bruit en $1/f$ (flicker noise),
- Le bruit dû aux résistances parasites de substrat, grille, source et du drain.
- Le bruit de grenaille lié au courant de fuite des diodes polarisées en inverse,

constituées par la source et le drain.

Pour l'usage normal, seulement les deux premiers types sont importants. Les autres sources de bruit doivent être prises en considération pour des applications très basses bruit.[24], [44]

IV.2.1. Bruit thermique associé au canal du transistor à effet de champ :

L'expression du bruit thermique associé au canal des transistors à effet de champ a été initialement formulée par Van der Ziel [4], [9] et [14] à partir des hypothèses de Shockley [9], [22] et [13]. Cette formulation est valable jusqu'à la saturation des caractéristiques et est donnée par :

$$S_i(f) = 4KT g_0 \quad (IV.1)$$

Où g_0 est la conductance du canal à $V_{DS} = 0$.

K est la constante de Boltzmann.

T est la température absolue

Pour $V_{DS} \neq 0$ la tension V_{GS} est autant plus grande que la tension V_{GD} . Dans ce cas le canal est plus conducteur au voisinage de la source, comparée au drain, ceci conduit à faire la conclusion que le canal n'est plus une résistance homogène partout. Pour calculer le bruit dans ce cas, une autre méthode de calcul plus générale est proposée [24], on découpe le canal en petites tranches (ΔX) où le bruit doit être calculé dans chacune de ces tranches et puis intégré le long du canal entier. La formule est:

$$S_i(f) = 4KT \frac{\mu^2 W^2}{L^2 I_{DS}} \int_0^{V_{DS}} Q_n^2(V) dV \quad (IV.2)$$

W : la largeur du canal, L la longueur du canal, μ la mobilité effective du canal, I_{DS} courant drain-source.

La formule de $Q_n(x)$ est donnée par :

$$Q_n(x) = C_{ox} (V_{GS} - V_T(x) - V(x)) \quad (IV.3)$$

C_{ox} est la capacité grille-oxyde par unité de surface.

$V_T(x)$: tension de threshold à la position x (au point d'abscisse x),

$V(x)$: potentiel du canal.

En général c'est la tension de seuil ou le potentiel du canal qui dépendent de la position. En négligeant cette dépendance l'équation (IV.2) devienne,

$$S_i(f) = 4KT \mu C_{ox} \frac{W}{L} \frac{2}{3} \left[\frac{3(V_{GS} - V_T) V_{DS} - 3(V_{GS} - V_T)^2 - V_{DS}^2}{2(V_{GS} - V_T) - V_{DS}} \right] \quad (IV.4)$$

Pour le MOSFET nous avons trois régions :

- La région linéaire où $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ et où on retrouve la formule de **Van der Ziel**.
- Au point de saturation où on a $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ nous pouvons simplifier l'équation (IV.2) en écrivant :

$$S_i(f) = 4KT \frac{2}{3} \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \quad (IV.5)$$

$$= 4KT \frac{2}{3} g_m \quad (IV.6)$$

g_m : transconductance du MOSFET.

- La région de saturation où on a $V_{DS} > V_{GS} - V_T$: dans ce cas, théoriquement, l'équation (IV.6), n'est plus valable. Cependant on a pu faire, expérimentalement, une bonne approximation, tant que le dispositif montre une bonne saturation. C'est le fait que la région du cut-off, tous près du drain, soit plus petite que la résistance inverse du canal qui est responsable du bruit.

L'équation (IV.6) décrit le bruit thermique sans tenir compte des effets du substrat. En pratique le bruit thermique est plus grand ceci est du au fait que la tension de seuil dépend du potentiel du canal $V(x)$. L'intégral dans l'équation (IV.2) devient lourd à résoudre. En bref le résultat est:

$$S_i(f) = 4kT \gamma g_m \quad (IV.7)$$

Avec γ est un facteur dépendant des paramètres fondamentaux du transistor et du point de fonctionnement $0.67 < \gamma < 1$.

Ce bruit thermique correspond au niveau fondamental minimum que l'on peut attendre pour ce type de composant. Il est associé également aux résistances parasites du drain R_D , de la source R_S , de la grille R_G et du substrat ou bulk R_B . Dans ce cas il est donné par :

$$S_i(f) = \frac{4 kT}{R_y} \quad (\text{IV.8})$$

où y indique les électrodes D, S, G ou B [19]

IV.2.2. Bruit en 1/f dans le transistor MOS :

De tous les dispositifs actifs le transistor MOSFET est celui qui présente le bruit en 1/f le plus prononcé. Ceci est dû au mode de conduction en surface du composant. Ce bruit peut être justifié par la fluctuation de la concentration des porteurs due au piégeage de ces derniers dans l'oxyde de silicium [24] et [13]. Chaque piégeage et libération génèrent un saut du courant drain dont le spectre est une lorentzienne. La superposition d'un grand nombre de ces spectres produit un bruit dont le spectre est en 1/f (voir Fig.II.10. du deuxième chapitre).

Cependant plusieurs théories et modèles physiques ont été proposées pour expliquer ce type de bruit dans un TEC [30] et [43]. Ces théories et modèles diffèrent en détails mais, sont tous basés sur le modèle de fluctuation de mobilité exprimé par la relation empirique de Hooge, et le modèle de fluctuation de densité ou de nombre de porteur présenté par McWhorter [24], [44].

IV.2.2.1. Modèle de Mc Whorter ou modèle ΔN [39]

Ce modèle implique la superposition d'un grand nombre de spectres de génération recombinaison (de type Lorentzien) sur un continuum de niveaux de pièges dont les constantes de temps τ_i sont comprises entre deux valeurs τ_1 et τ_2 avec une fonction de distribution normalisée de la forme :

$$g(\tau_i) = \frac{1}{\tau_i \ln \frac{\tau_2}{\tau_1}} \quad \text{pour } \tau_1 < \tau_i < \tau_2 \quad (\text{IV.9})$$

$$g(\tau_i) = 0 \quad \text{ailleurs.}$$

La densité spectrale de courant de bruit est donnée par la relation suivante [30] :

$$S_i(f) = \frac{q\mu N_t f_i (1-f_i)}{L^2 N \ln \frac{\tau_2}{\tau_1}} \frac{1}{f} I_{DVDS} \quad (\text{IV.10})$$

N_t/N représente le rapport des densités par unité de volume respectivement des pièges et des porteurs libres. N_t/N représente également le rapport entre le nombre total de porteurs dans le canal : N_T/N_{tot} .

IV.2.2.2. Modèle de Hooge ou " modèle $\Delta\mu$ " :

Pour ce modèle Hooge propose la relation empirique suivante : [36] et [22]

$$S_i(f) = q\mu \frac{1}{L^2} \frac{\alpha_H}{f} I_{DVDS} \quad (\text{IV.11})$$

Le paramètre α_H est appelé paramètre de Hooge, il rend compte du niveau de bruit observé. α_H , Caractéristique d'une technologie, peut être utilisé comme un indicateur de qualité.

L'équation (IV.11) vérifiée expérimentalement sur plusieurs métaux et semi-conducteurs (Si et GaAs) homogènes et on a prouvé qu'elle est valable. [43] et [22]

IV.2.2.3. Identification de l'origine du bruit en 1/f :

L'identification de l'origine du bruit en 1/f se fait dans le régime ohmique qui constitue un domaine privilégié pour cette étude.

On peut ainsi, dans le cadre des deux modèles retenus exprimer les différentes densités spectrales de bruit en 1/f. Les résultats obtenus à la suite de plusieurs travaux effectués au centre d'électronique et de micro optoélectronique de Montpellier (CEM2), au sein de l'équipe Bruit Basse Fréquence dans les dispositifs à effet de champ, par le Docteur J. C. Vildeuil, sont présentés dans le tableau.IV-1:

	MODELE ΔN	MODELE $\Delta \mu$
$S_{iD}(f)$	$\beta \frac{1}{C_{eff}^2} \frac{1}{WL} \frac{1}{f} \frac{I_D^2}{(V_{GS}-V_T)^2}$	$\frac{\alpha_H}{f} \frac{q}{C_{eff}} \frac{1}{WL} \frac{I_D^2}{(V_{GS}-V_T)}$
$S_{iD}(f)$	$\beta \frac{\mu^2 W}{L^3} \frac{1}{f} V_{DS}^2$	$\frac{\alpha_H q \mu^2 C_{eff} W}{f L^3} (V_{GS}-V_T) V_{DS}^2$
$S_v(f)$	$\beta \frac{1}{C_{eff}^2} \frac{1}{WL} \frac{1}{f} \frac{V_{DS}^2}{(V_{GS}-V_T)^2}$	$\frac{\alpha_H}{f} \frac{q}{C_{eff}} \frac{1}{WL} \frac{V_{DS}^2}{(V_{GS}-V_T)}$
$S_r(f)$	$\beta \frac{L}{C_{eff}^4} \frac{1}{\mu^2 W^3} \frac{1}{f} \frac{1}{(V_{GS}-V_T)^4}$	$\frac{\alpha_H}{f} \frac{qL}{\mu^2 C_{eff}^3} \frac{1}{W^3} \frac{1}{(V_{GS}-V_T)^3}$

Tableau.IV.1.

Le coefficient β fait intervenir la densité des états d'interface par unité de surface :

$$D_i = \frac{N_i}{WL} \text{ et s'exprime par } \beta = \frac{q^2 KT D_i(E_F)}{\ln \frac{\tau_2}{\tau_1}} \quad (\text{IV.12})$$

Les expressions obtenues montrent que chacun des deux modèles est caractérisé par un comportement spécifique du bruit en fonction de la polarisation. En particulier à V_{DS} constante. Les différentes densités spectrales présentent des variations différentes en fonction de $V_{GS} - V_T$. On peut donc de façon simple mettre en évidence dans la conduction du canal les fluctuations du nombre de porteurs ou de la mobilité. Il faut noter que dans les formulations des équations pour ces deux modèles, les résistances d'accès au canal actif ont été négligées ainsi que leur contribution au bruit de fond. [43] et [22]

Le transistor étant considéré comme un quadripôle, présentons tout d'abord le bruit au niveau de ce dernier.

IV.3. Représentation en bruit d'un quadripôle :

Il existe plusieurs représentations en bruit d'un quadripôle qui nous permettent de prendre en compte l'influence des diverses sources de bruit qui lui sont associées [14]. Toutes ces représentations font appel à au moins deux générateurs de bruit (courant et/ou tension) placés en entrée et/ou en sortie du quadripôle non bruyant symbolisant le transistor. Ce formalisme conduit à 6 représentations possibles dont 4 sont le plus souvent utilisées figure(IV.1).

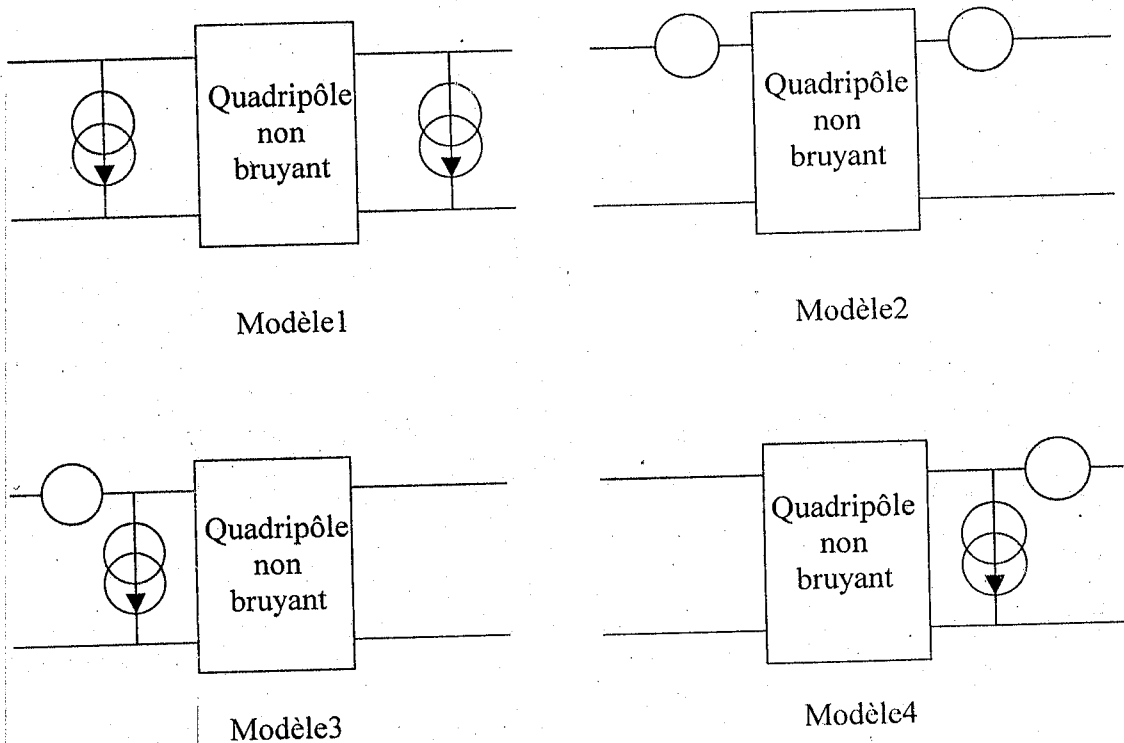


Fig.IV.1: Représentation en bruit d'un quadripôle non bruyant

Particulièrement, en pratique, on utilise les modèles 1 et 2 qui sont les plus adaptés au transistor à effet de champ[39]. En effet, ils ont l'avantage d'offrir une représentation pratique et intuitive du bruit associé à l'entrée et à la sortie du transistor.

IV.4. Analyse du bruit dans un BJT :

Les principales sources de bruit dans un BJT sont le bruit thermique des différentes résistances constituant le transistor, le flicker noise des courants de polarisation, et le bruit de grenaille due aux courants traversant les jonctions constituant le transistor.

L'analyse du bruit d'un BJT s'effectue par le schéma de principe de la figure(IV.2).

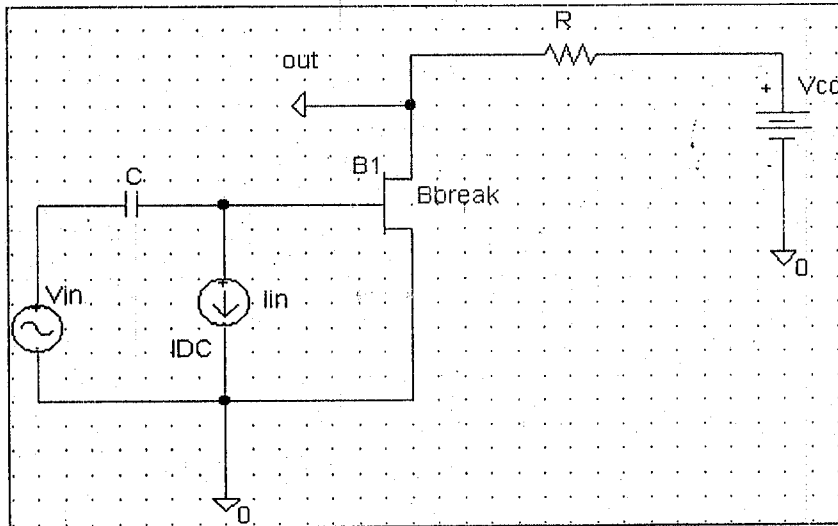


Fig.IV.2 : Circuit de polarisation d'un BJT pour l'analyse du bruit

Les résultats de simulation sont représentés à la figure(IV.3). On remarque que le flicker noise est prédominant en basses fréquences, jusqu'à une fréquence qui apparaît plus grande que 50Hz on a de bruit blanc aux fréquences plus élevées.

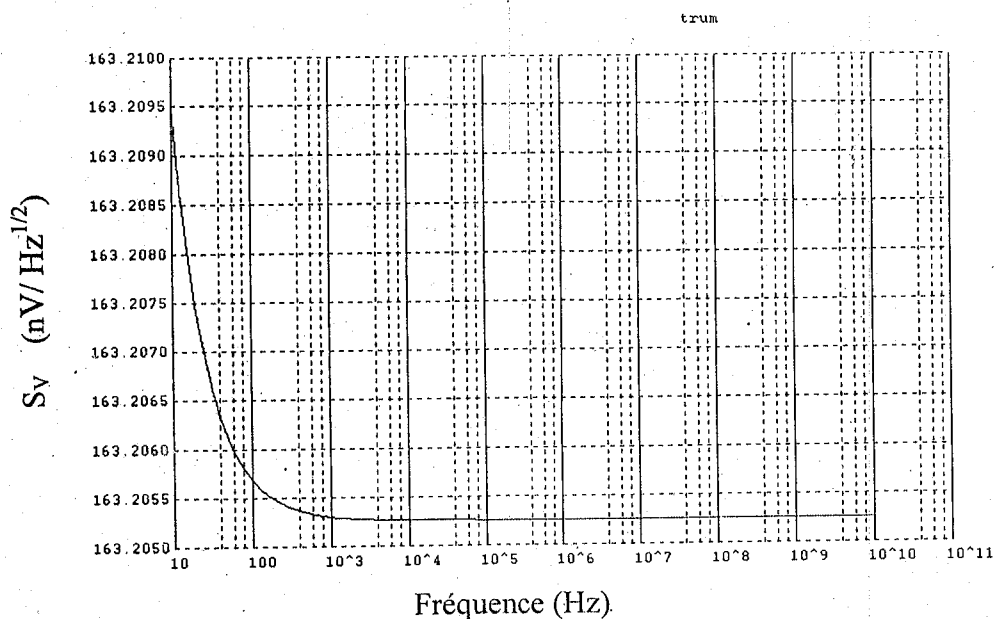


Fig.IV.3. Densité spectrale, en tension, du bruit dans le BJT .

Le bruit en $1/f$ dans un BJT est déterminé, par deux paramètres K_f et A_f définis par (Analogy Component Library Manual) le modèle utilisé, comme :

$$S_{if} = \frac{K_f I_b^{A_f}}{f} \quad (\text{IV.12})$$

Où:

S_{if} : exprime la densité spectrale, en courant, du bruit en $1/f$.

K_f : Coefficient du bruit en $1/f$ (différent de 0).

A_f : Exposant du bruit en $1/f$.

I_b : Courant de base.

IV.4.1. Influence de la polarisation :

Dans la courbe suivante nous donnons la variation du maximum du spectre du bruit du BJT en fonction de la résistance de charge, figure(IV.3), ainsi que sa variation en fonction du courant de polarisation figure(IV.4).

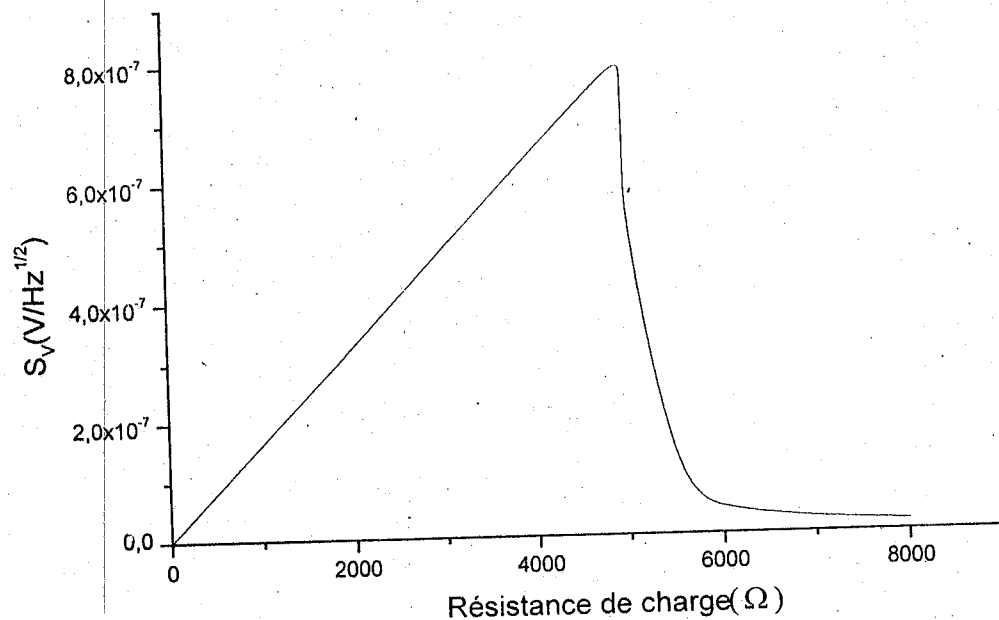


Fig.IV.4 : Variation du maximum du spectre du bruit du BJT avec la résistance de charge.

Dans la figure(IV.4) on voit une croissance rapide, en fonction de la charge, du bruit ; le maximum de cette courbe est atteint pour une valeur de résistance d'environ 4929Ω à partir de laquelle on remarque une diminution jusqu'à $6k$ où la valeur du bruit commence à se stabiliser. Une meilleure polarisation, pour un minimum de bruit, restera autour de $1k \Omega$.

Le même phénomène nous l'observons pour la variation du spectre du bruit en fonction du courant de polarisation sur la figure (IV.5) et une bonne polarisation pour le minimum possible de bruit restera autour de $100\mu A$.

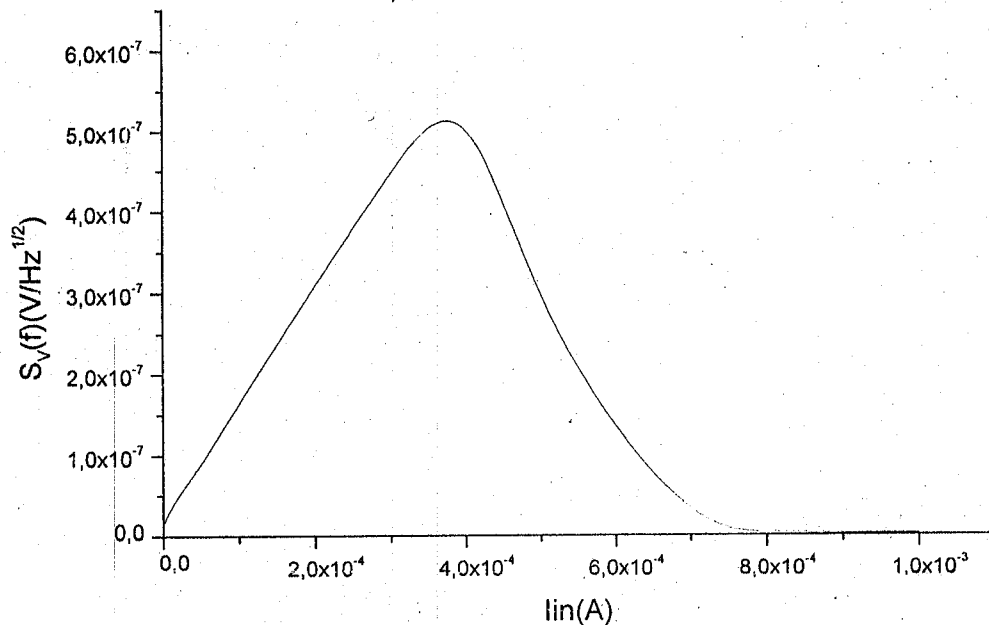
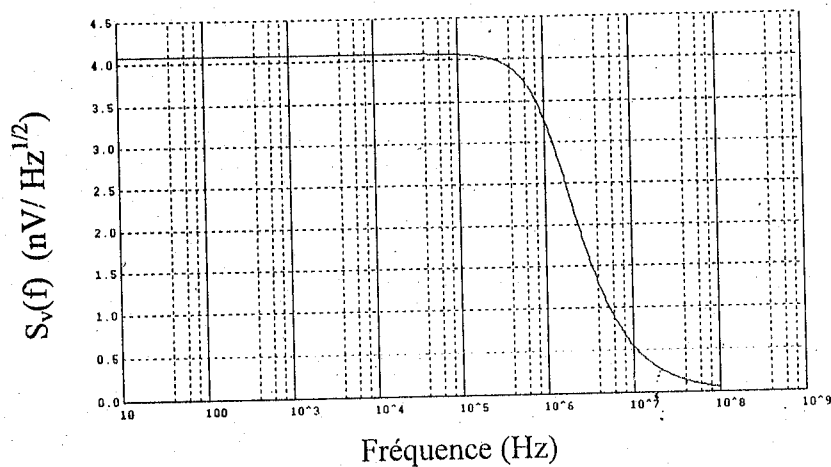


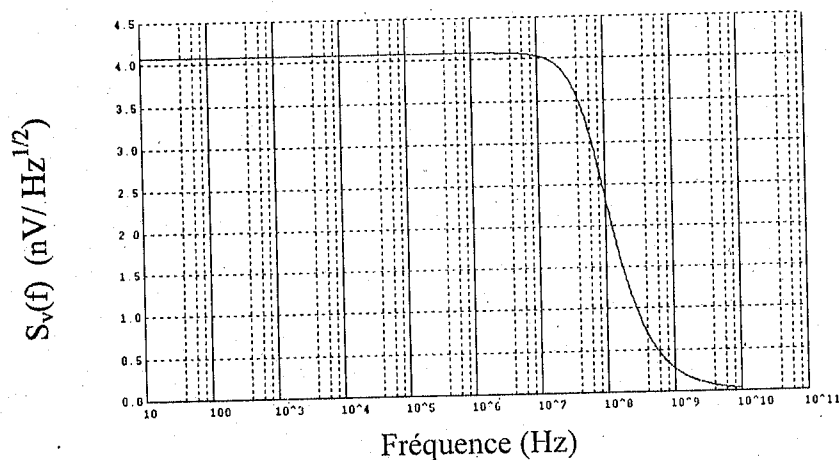
Fig.IV.5 : Variation du maximum du spectre du bruit du BJT avec le courant de polarisation.

IV.5. Analyse du bruit dans un MOSFET :

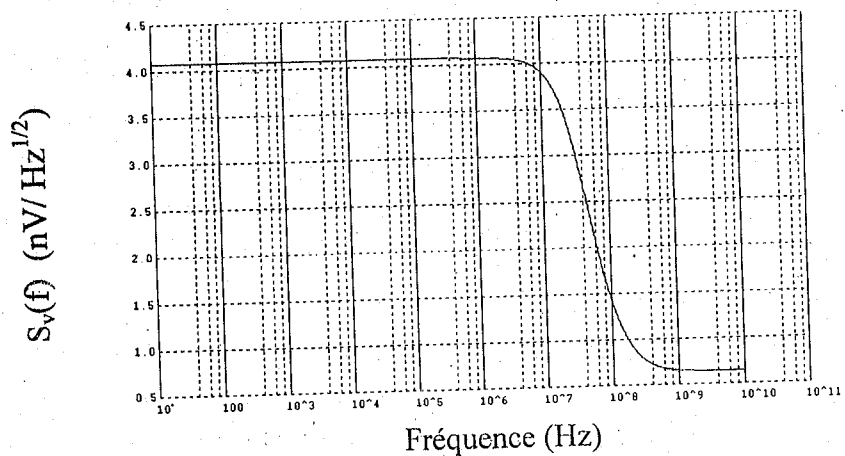
De façon générale, l'étude du bruit rapportée ici a été effectuée pour les deux différents types du transistor MOSFET (PMOSFET et NMOSFET) sur la gamme 10Hz-10GHz (en décade) ainsi que pour les différents niveaux SPICE(level 1, 2 et 3). Quelques spectres typiques sont reportés sur les figures suivantes.



Niveau 1



Niveau 2



Niveau 3

Fig.IV.6 : Densité spectrale de bruit dans un MOSFET à canal N pour les niveaux 1, 2 et 3

Le bruit en $1/f$ n'est pas visible sur ces courbes mais ça n'empêche pas d'observer la présence du bruit de génération recombinaison jusqu'à une certaine fréquence, qui est différente pour chaque niveau, où on a la présence du bruit blanc seulement.

Les densités spectrales de bruit pour les MOSFET à canal P, pour les différents niveaux également, sont reportées sur la figure (IV.7).

Les allures obtenues sont identiques à celles du MOSFET à canal N mais ce dernier génère plus de bruit que le MOSFET à canal P, ceci est du au fait que les porteurs majoritaires, trous, pour le MOSFET à canal P ont une mobilité plus faible que ceux, les électrons, pour le MOSFET à canal N. Ainsi, on remarque la diminution du bruit, en allant du niveau 1 au niveau 3, des nanovoltes à des picovoltes, grâce à l'évolution de la technologie MOS.

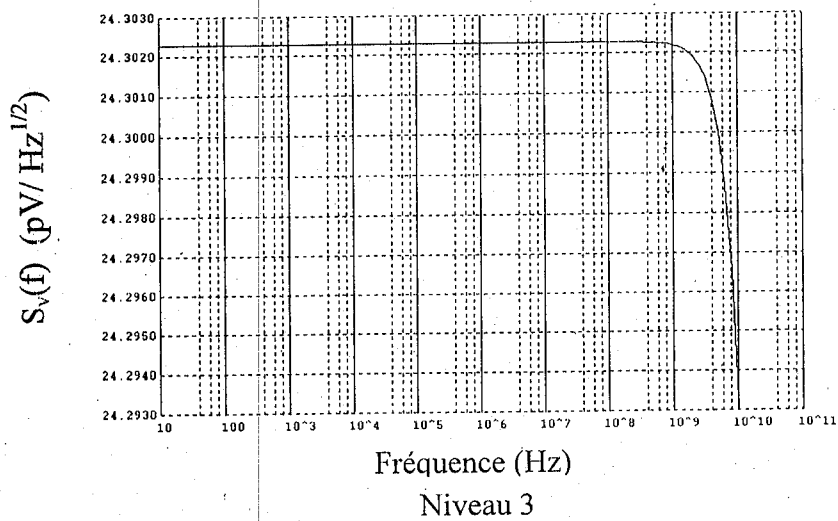
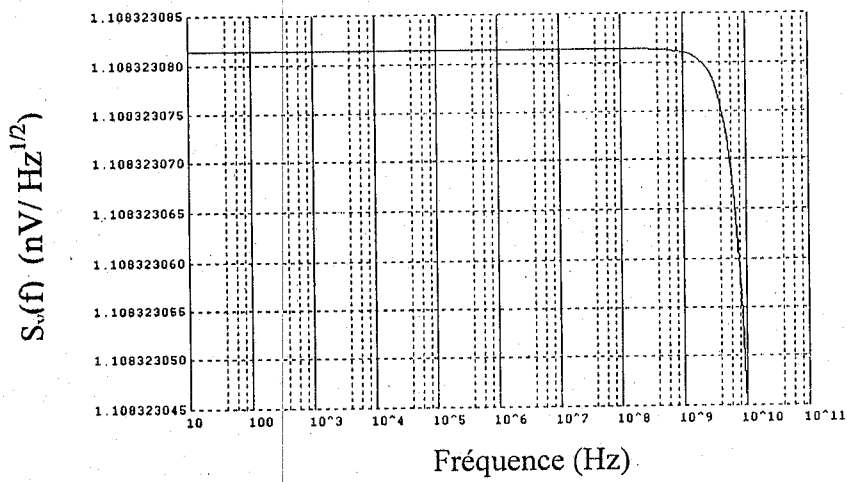
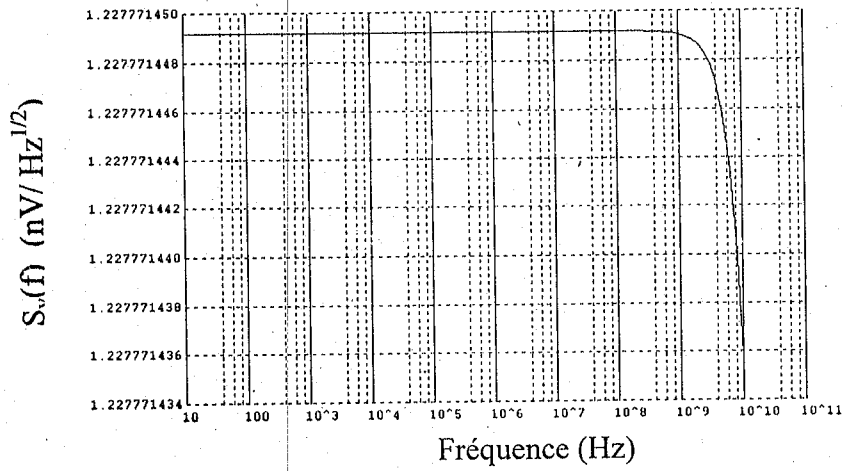


Fig.IV.7 : Densité spectrale de bruit dans un MOSFET à canal P pour les niveaux 1, 2 et 3

IV.5.1. Schéma équivalent en bruit du MOSFET:

Comme conclusion nous pouvons dire que les sources de bruit prédominantes pour les transistors MOSFET sont le bruit thermique et le bruit en $1/f$ (flicker noise).

Ainsi compte tenu du schéma équivalent du transistor MOSFET (figure.I.13), son schéma équivalent en bruit[45] est représenté sur la figure suivante :

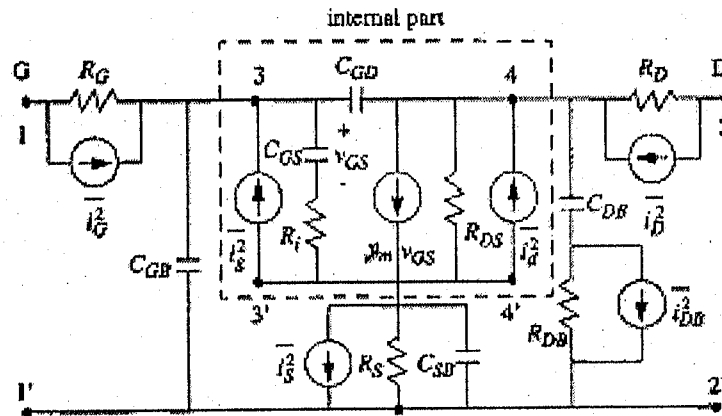


Fig.IV.8: Schéma équivalent du transistor MOSFET en bruit.

Entre les contacts de source et de drain, on a la conductance du canal proprement dite g_m à laquelle on associe le générateur de bruit i_d et on a le générateur de bruit i_g représente le flicker noise. Ainsi, lorsque le transistor étudié présente des résistances d'accès, il y a lieu d'associer des générateurs de bruit à ces résistances. i_G , i_D et i_S sont donc les générateurs de bruit associés respectivement à R_G , R_D et à R_S .

Remarques :

- Nous pouvons présenter les différentes sources de bruit en sources de tension au lieu des sources de courant.
- La densité spectrale du bruit total libéré par le transistor MOSFET sera la somme de toutes les densités spectrales associées à chacune des sources de bruit dans le transistor. [44] et [22]
- Généralement on s'intéresse seulement aux deux sources de bruit prédominantes pour ce type de transistor, se sont le bruit thermique, associé à la conductance du canal g_m dans le cas où l'on a $V_{ds} = V_{gs} - V_t$, ainsi que le bruit en $1/f$. Ceci donne lieu au « separate modeling » pour le bruit thermique et le flicker noise dans un MOSFET figure(IV.9).

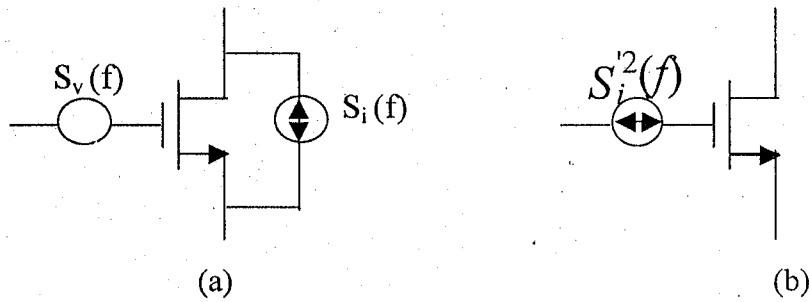


Fig.IV.9 : Schéma équivalent en bruit du MOSFET simplifié

$$S_v^2(f) = \frac{k}{WLC_{ox}f} \quad (\text{IV.13})$$

$$S_i^2(f) = 4kT \left(\frac{2}{3} \right) g_m \quad (\text{IV.14})$$

$$S_i'^2(f) = 4kT \left(\frac{2}{3} \right) \frac{1}{g_m} + \frac{k}{WLC_{ox}f} \quad (\text{IV.15})$$

IV.5.2. Influence de la polarisation :

Pour évaluer l'influence de la polarisation sur la densité spectrale de la tension de bruit $S_v(f)$ nous avons fait l'analyse de bruit de notre transistor pour différents points de polarisation de R_C . Les résultats obtenus sont illustrés dans la figure suivante :

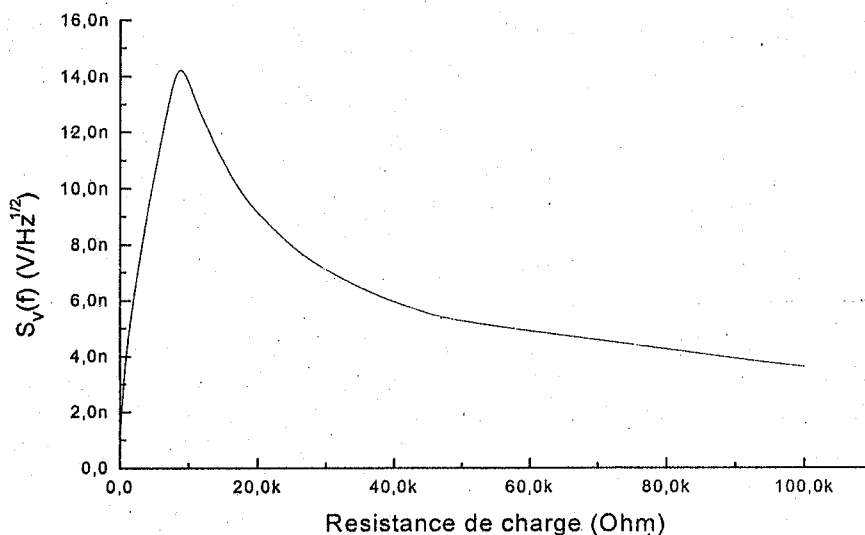


Fig.IV.9 : évolution de la densité spectrale de tension de bruit avec la résistance de charge R_c .

IV.6. Evaluation du facteur de bruit :

Ces résultats nous ont ramené à faire une autre étude concernant la variation du facteur de bruit F avec la charge, R_c , et le courant de repos, I_s , du transistor. Les résultats obtenus sont représentés par les courbes dans les figures (IV.9) et (IV.10).

On constate que le facteur de bruit présente un minimum en fonction des deux paramètres, la résistance de charge et le courant de repos du transistor.

En pratique cela signifie que la dégradation du rapport signal/bruit produite par un amplificateur à transistor MOSFET est minimale pour une valeur donnée de la résistance de charge du transistor. Pour le transistor étudié ici, ce minimum correspond à une valeur de $1K\Omega$ pour la résistance et une autre de $100\mu A$ pour le courant.

Cette valeur est obtenue par les travaux d'optimisation réalisés sur le champ des progrès technologiques actuels.

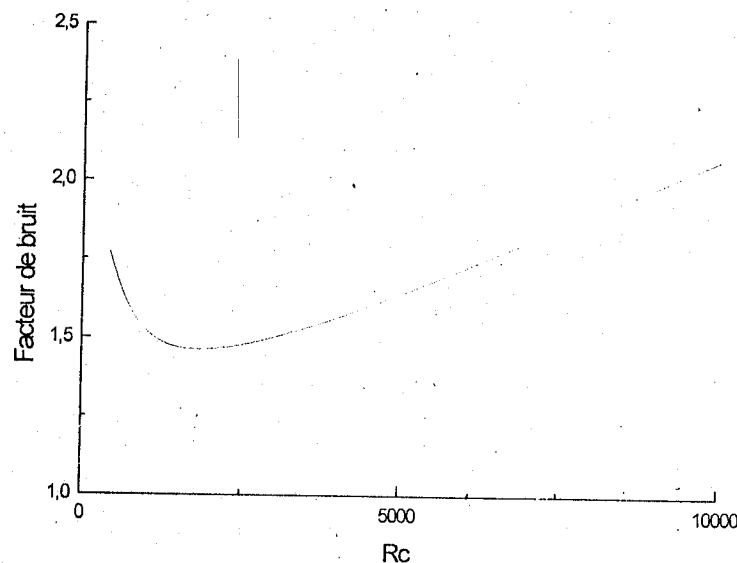


Fig.IV.9: variation du Facteur de bruit avec R_c

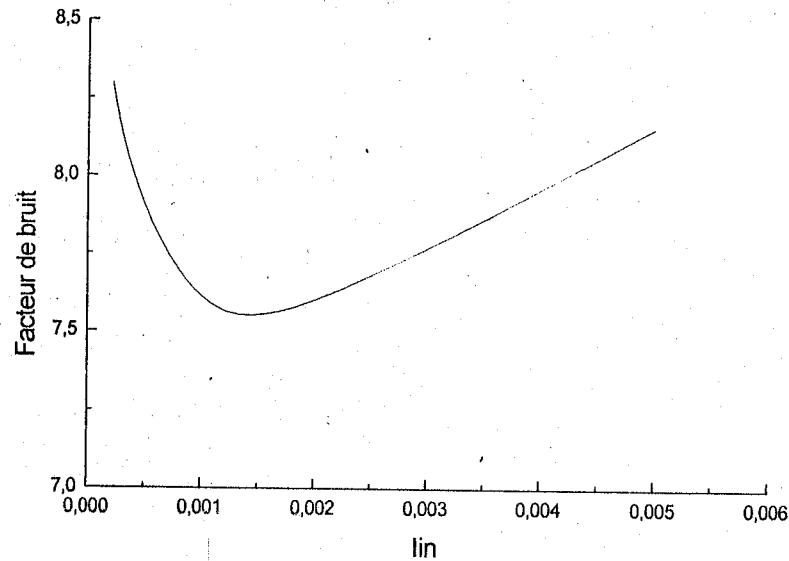
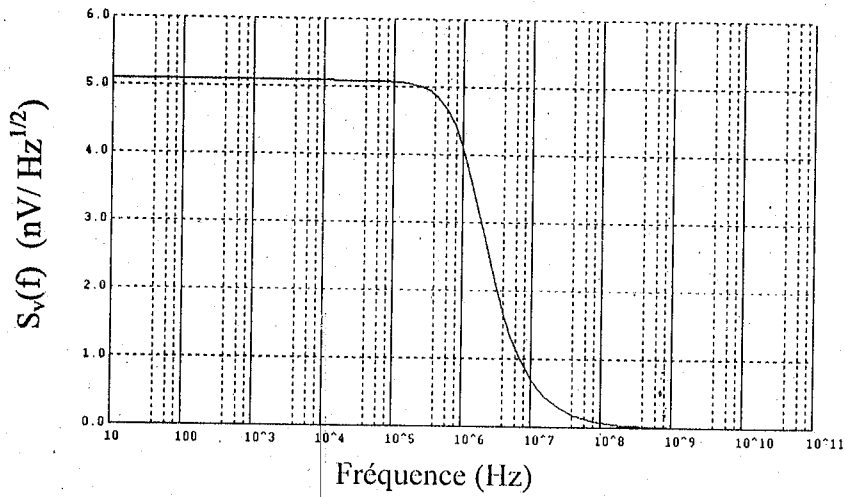


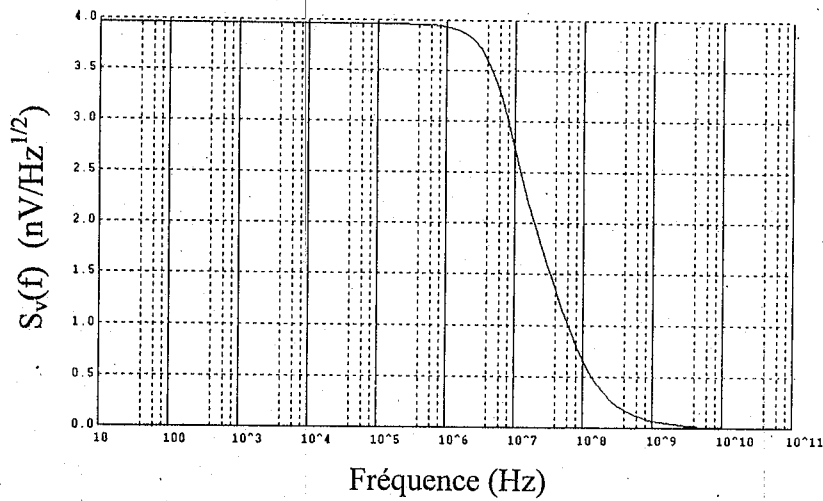
Fig.IV.10: variation du Facteur de bruit avec le courant de repos

IV.7. Analyse du bruit à la sortie d'une paire différentielle :

Le relevé de la densité spectrale de bruit associé à une paire différentielle, de type NMOS et PMOS, a été effectué également. Les résultats sont alors reportés sur la figure (IV.11). Les allures obtenues ne sont pas différentes de celles d'un seul transistor. Ainsi que les niveaux de bruit obtenus n'ont pas une grande différence avec ceux d'un seul transistor mais il reste à remarquer une faible augmentation du niveau de bruit dans la paire différentielle, tout en remarquant aussi que celle du type PMOS présente moins de bruit que celle du type NMOS.

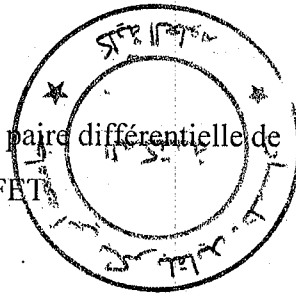


NMOSFET



PMOSFET

Fig.IV.11 : Densité spectrale de bruit dans la paire différentielle de type NMOSFET et PMOSFET



IV.8. Analyse du bruit à la sortie de l'étage d'entrée de l'amplificateur étudié :

Dans le chapitre II, le développement du facteur de bruit d'une chaîne de systèmes nous a permis de voir que le bruit propre du système global est principalement déterminé par le premier étage. Donc pour notre amplificateur opérationnel l'étage où nous nous limiterons de faire une analyse de bruit est son étage d'entrée, soit l'étage différentiel.

L'analyse du bruit se fera sur le montage de la figure(III. 10). Ainsi nous obtenant la courbe suivante :

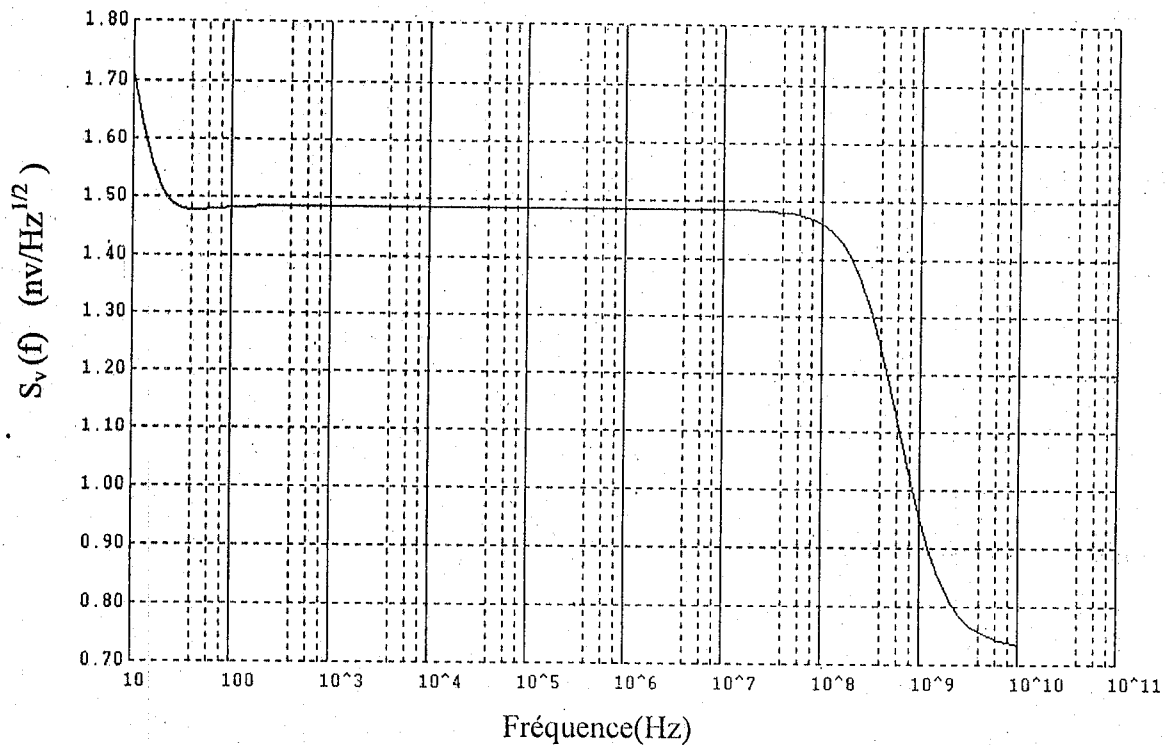


Fig.IV.12 : Densité spectrale du bruit de l'entrée de l'A.Op

Tout d'abord on remarque l'augmentation du niveau de bruit par rapport au transistor seul. La deuxième remarque à faire est la mise en évidence de l'existence du bruit des basses fréquences jusqu'à environ 23Hz à partir de laquelle on observe un pallier de Génération-Racombinaison, mettant ainsi en évidence la loi théorique en $\frac{\tau}{1+\omega^2\tau^2}$. Ces deux types de

bruit sont, bien sur, accompagnés par le bruit blanc mais sont, aussi, prédominants dans leurs domaines fréquentiels.

bruit sont, bien sur, accompagnés par le bruit blanc mais sont, aussi, prédominants dans leurs domaines fréquentiels.

IV.9. Comportement en bruit de l'amplificateur opérationnel étudié:

Après avoir fait l'étude du bruit dans l'élément principal dans la réalisation de l'amplificateur opérationnel et qui est le transistor MOSFET, dans ce qui suit nous relevons la densité spectrale du bruit de fond à la sortie de l'amplificateur opérationnel complet.

Un amplificateur contient dans sa structure interne des diodes, transistors, résistances, qui viennent dégrader le signal par le bruit qu'ils génèrent. Les résultats de l'analyse de bruit de notre amplificateur opérationnel à l'aide du simulateur électronique WINSPICE sont représentés sur la figure(IV.13) où on remarque que le niveau de bruit est plus élevé qu'avant, chose qui est évidente. Ainsi nous observons l'existence remarquable du bruit en $1/f$, avec une pente plus élevée donc un facteur k plus élevé (k/f) jusqu'à, environ, 60Hz à partir de laquelle on a la présence d'une composante du bruit de Génération-Recombinaison. Pour des fréquences plus hautes, notre amplificateur génère seulement du bruit blanc.

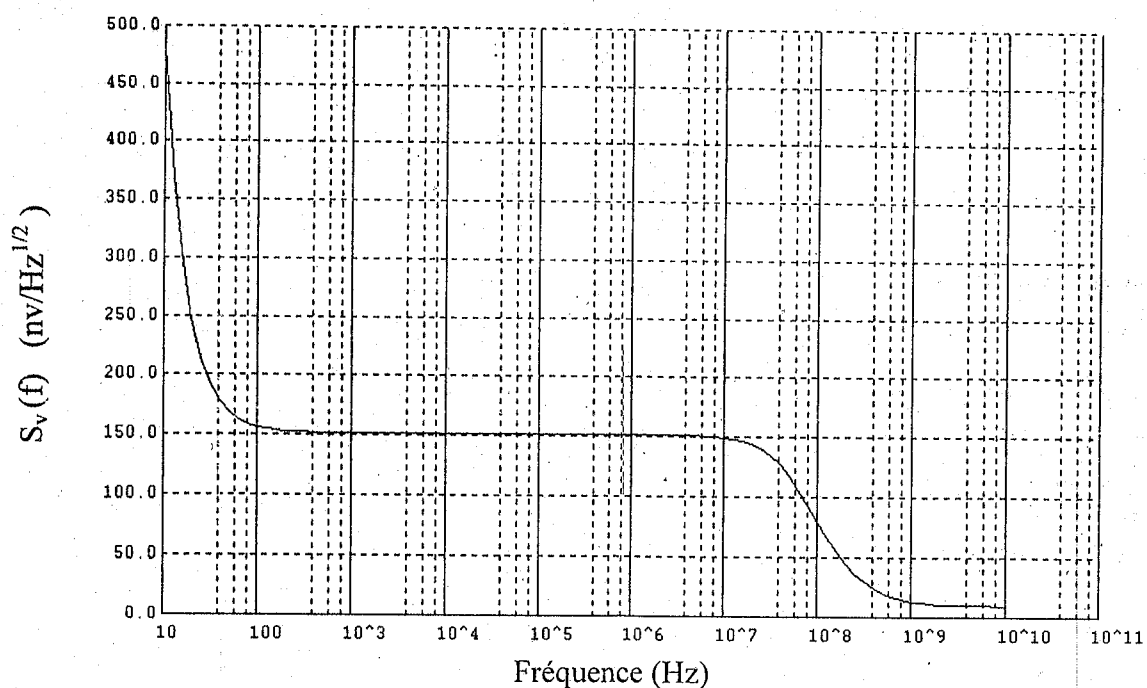


Fig.IV.13 : Densité spectrale du bruit de l'A.Op complet

Il est pratique de représenter les caractéristiques en bruit de l'amplificateur par un modèle équivalent en bruit ramené en entrée constitué par : figure (IV.14)

- Un générateur de tension de bruit placé en série, pour le bruit en tension.

- Un générateur de courant de bruit placé en parallèle, pour le bruit en courant.

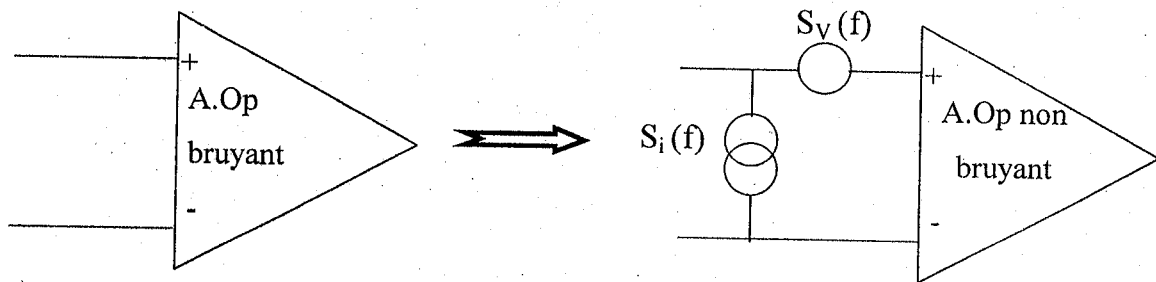


Figure. IV.14 : Modèle de bruit ramené en entrée d'un A.Op.

Les bruits n'étant pas corrélés entre eux (à priori), le bruit total en sortie de l'amplificateur opérationnel est la somme des bruits présents au sein de ce dernier :

$$S_{Totale}(f) = \sum_j S_j(f) \quad (IV.16)$$

IV.10. Comparaison entre BJT et MOSFET :

Les caractéristiques de bruit des transistors BJT diffèrent de ceux à effet de champ par les aspects suivants: [46] et [45]

Le MOSFET présente moins de bruit que le BJT, ainsi, Le bruit équivalent du courant d'entrée ne peut pas être négligé, en raison de l'écoulement du courant de base par contre, pour un MOSFET, du fait que le courant de grille est négligeable, le bruit lié à ce dernier n'est, habituellement, pas pris en considération, sauf pour des applications très faible bruit.

Quand employer le FET et quand employer le BJT? [45] et [46].

- Du fait que le bruit du courant de base augmente avec le temps de fonctionnement, les transistors bipolaires sont avantageux, seulement, à des courtes périodes de fonctionnement.
- Avec des technologies courantes FETs sont les meilleurs pour des périodes plus grands que 50 à 100 NS, mais taille décroissante de dispositif de MOSFETs améliorera leur performance.

CHAPITRE V

BRUIT DIAPHONIQUE

V.I. Introduction :

Les progrès constants en miniaturisation des composants du circuit intégré se traduisent néanmoins par une série d'effets parasites, de plus en plus mal tolérés, constituant des entraves sévères à la course aux performances. Parmi les effets parasites les plus significatifs se trouvent le retard de propagation dans les interconnexions, le couplage entre interconnexions et la consommation de forts courants.

le but de ce chapitre sera de décrire l'un des phénomènes les plus importants pour l'intégrité du signal dans les circuits intégrés, et donc les amplificateurs opérationnels, appelé diaphonie et qui a fait l'objet de nombreuses études, modélisations et mesures comparatives. Le phénomène a tout d'abord été étudié dans les technologies microniques [5][10][15]et[20]. En s'intéressant à deux lignes couplées, figure(V.1), et l'implication au niveau logique et analogique. La diaphonie entre niveaux métalliques se présente sous deux formes : le bruit de diaphonie, et le délai par diaphonie [26].

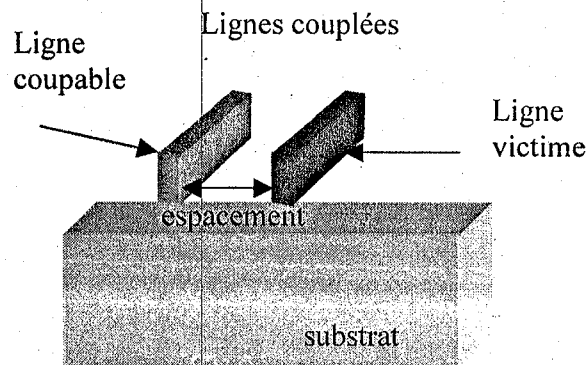


Fig.V.1: Couplage entre deux pistes de circuit intégré

V.2. Définition :

Considérons la configuration de couplage de la Figure(V.2) ci-dessous. Notons *Nodea* le nœud de sortie de l'inverseur coupable, et *Nodev* la sortie de la victime. Les lignes d'interconnexions *Nodea* et *Nodev* sont couplées par proximité.

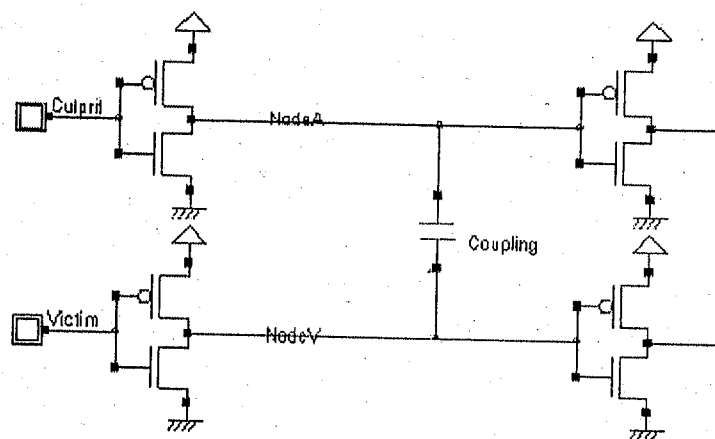


Fig.V.2. Configuration de couplage de base

Définition 1 : [49]

L'amplitude de couplage par diaphonie ΔV est la tension maximale du bruit sur la ligne victime *NodeV* dû à la transition du signal *NodeA*.

Définition 2 : [5]

La durée du bruit de diaphonie Δt est calculée entre la montée et la redescente du bruit à la moitié de l'amplitude maximale ΔV .

Une illustration de ces définitions est donnée ci-dessous. Nous appelons Δt_r la durée du couplage sur front montant de la victime (Fig.V.3-a) et Δt_f la durée sur front descendant (Fig.V.3-b).

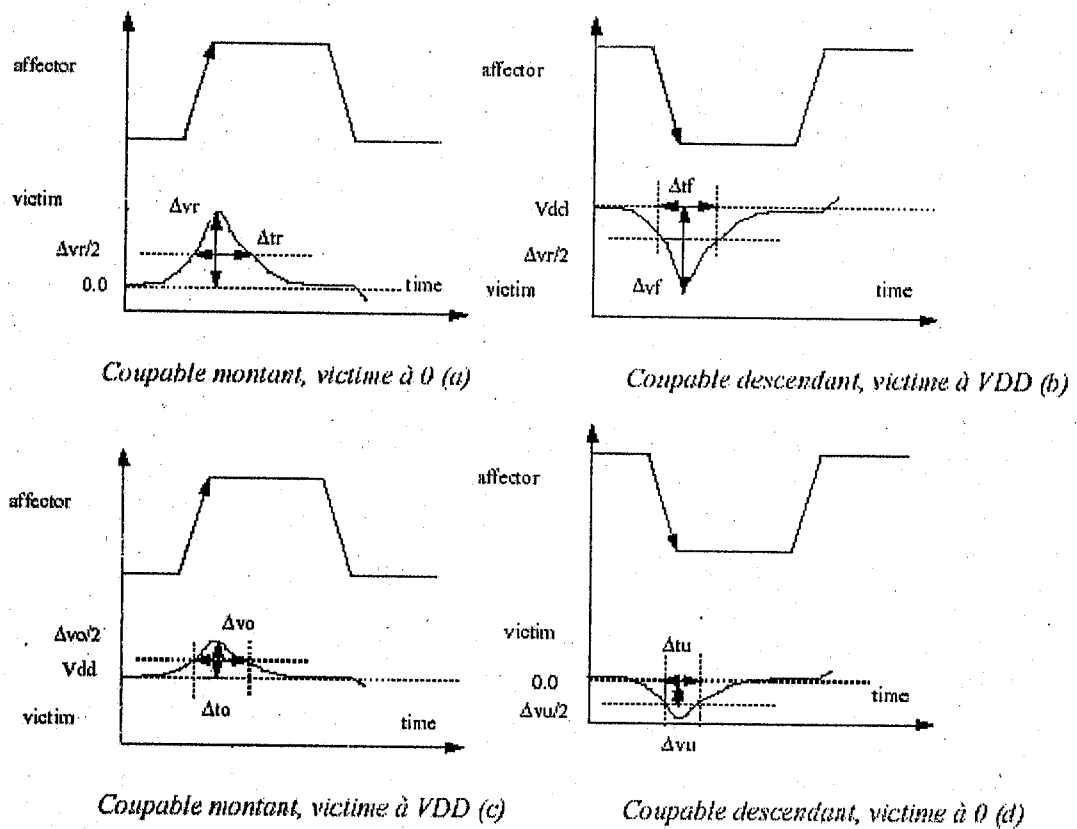


Fig.V.3. Définition du bruit par diaphonie

Avec :

ΔV_r l'amplitude du pic provoqué par un front montant sur une victime à 0 (Fig.V.3-a).

et ΔV_f l'amplitude du bruit provoqué par un front descendant sur une victime à VDD (Fig.V.3-b).

Nous pouvons donc considérer quatre formes de bruit, vu que les transitions peuvent être positives ou négatives, et le niveau de repos de la victime 0 ou VDD.

Ces bruits sont de loin les plus dangereux car ils peuvent être d'une amplitude suffisante pour provoquer une faute logique. En revanche, les situations de la figure (V.3-c) et (V.3-d) sont moins critiques, car les surtensions ou sous-tensions provoquées sont assez bien absorbées par les diodes de jonction volontaires ou parasites présentes dans le circuit.

Définition 3 : [5] et [10]

Le délai par diaphonie est la différence positive ou négative entre le temps de transition de la ligne victime avec ou sans transition concurrente de la ligne coupable.

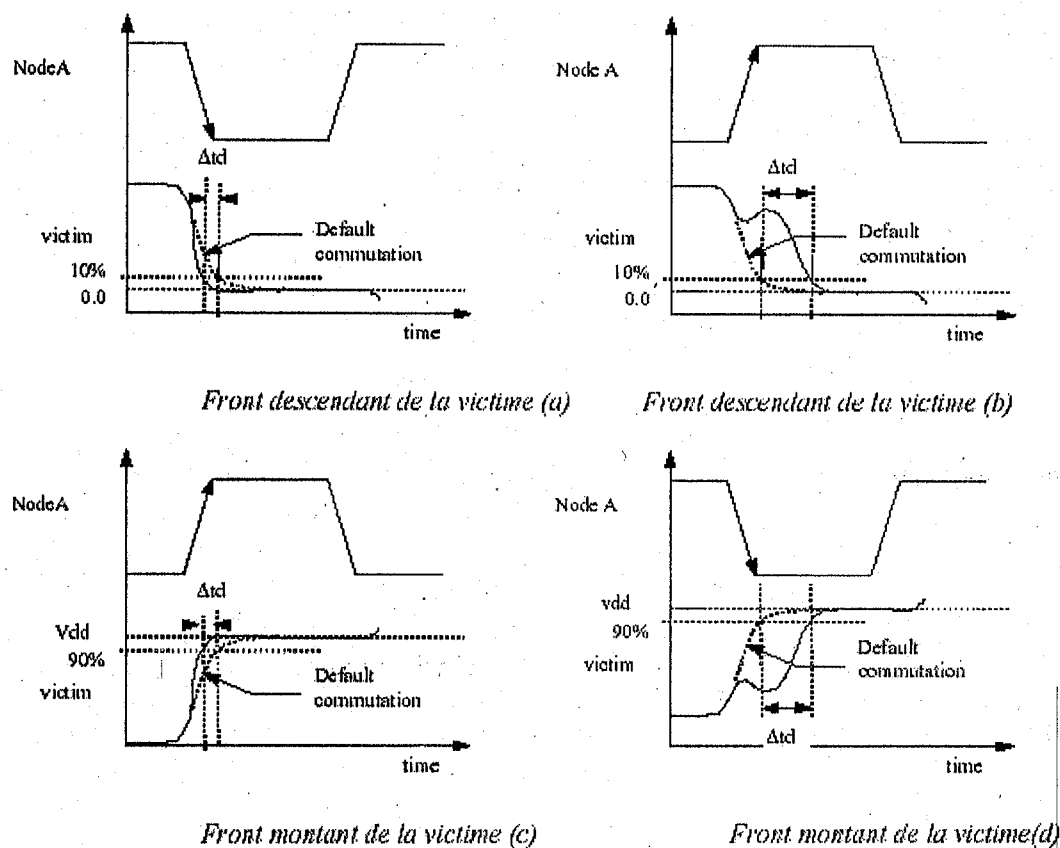


Fig.V.4 : illustration du délai de commutation.

Dans la figure (V.4), les différentes formes de commutation bruitées sont représentées, dépendant du signe de la commutation du coupable et de la victime. Le calcul du délai de commutation est effectué entre le passage du signal à 10% et 90% de VDD.

Définition 4 : [15]

La marge de bruit d'une porte est l'amplitude maximale d'une tension d'entrée où la sortie reste à 10% de sa valeur nominale.

V.3. Diaphonie inductive : [5], [31] et [37]

Cette forme de diaphonie est assez particulière dans le sens où elle fait appel au rôle inductif de la ligne d'interconnexion, et plus particulièrement le couplage mutuel entre les inductances.

Le courant dans une interconnexion de transport de signal est faible de part la grande résistance de l'interconnexion. Le rôle de l'inductance se retrouve limité à la modélisation du délai de propagation lié à la limitation de la vitesse de la lumière. Ceci veut dire que d'insérer l'inductance de la ligne dans le modèle change de manière non négligeable le délai de commutation. En revanche, inclure ou non l'inductance ne modifie que de quelques pour-cent l'aspect de la diaphonie, qui reste donc un phénomène essentiellement capacitif. Dans la suite de notre étude, nous nous intéressons donc aux couplages de nature capacitive.

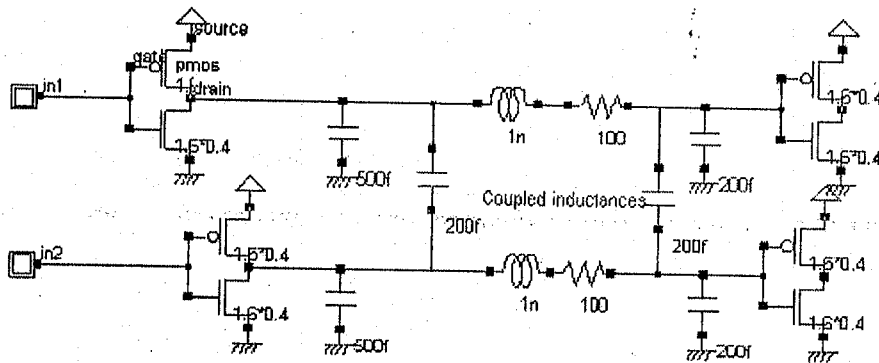


Fig.V.5 : lignes couplées modélisées avec leurs inductances parasites

V.4. Couplage par substrat :

Le couplage par substrat est une autre forme de couplage, cette fois par le biais du matériau conducteur dans lequel l'ensemble des transistors a été implanté. Cet effet de couplage a été l'objet récemment de recherches intensives, surtout sous l'angle des circuits mixtes où le bruit de la partie logique parasite la partie analogique. [37] et [5]

Le mécanisme de couplage est illustré sur la figure(V.6). Le substrat est en fait composé d'une partie très dopée et conductrice inférieure, sur laquelle est déposée une couche « épitaxiée » faiblement dopée et résistive. Cette résistance crée des chemins de couplage divers, dont un exemple est représenté ci-dessous sous forme de réseau capacitif et résistif réparti. [26] et [15]

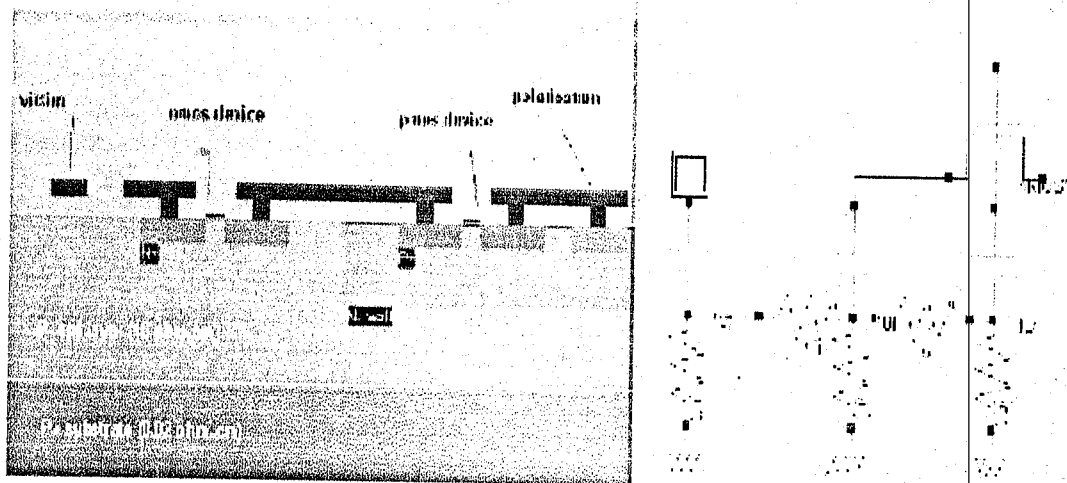


Fig.V.7 : illustration du couplage par substrat

V.5. Modèles d'interconnexions :

Nous traitons dans cette partie le problème de la modélisation des interconnexions, en détaillant les capacités, résistances et inductances, puis en les assemblant pour créer des modèles de lignes.

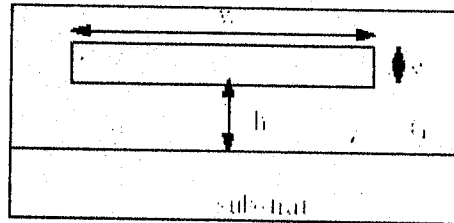
V.5.1 Capacités :

Un réseau d'interconnexion pose principalement un gigantesque problème de calcul de capacités. En effet un circuit micro-électronique se compose d'un empilement de couches conductrices séparées de diélectrique, formant ainsi de multiples possibilités de capacités parasites entre conducteurs. Dans une technologie à deux niveaux de métal, le problème du calcul de capacités est relativement simple du fait du nombre limité de configurations de couplage. On considère principalement les couplages des interconnexions vers le substrat, les

couplages par croisement entre niveaux différents et les couplages par diaphonie entre niveaux.

V.5.1.1. Capacité vers le substrat :

La formulation servant de point de départ au calcul de capacité vers le substrat est la capacité de surfaces en regard, exprimée sous la forme : [5]



$$C(\text{fF/cm}) = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{w}{h} \quad (\text{V.1})$$

Avec, $\epsilon_0 = 88.5(\text{fF/cm})$ et $\epsilon_r \text{SiO}_2 = 3.9(\text{fF/cm})$

La figure ci-dessous montre que pour une interconnexion de faible largeur par rapport à sa hauteur, les lignes de champ électrique se couplent avec la masse aussi par les bords, la valeur de la capacité plane est inférieure à la capacité totale calculée par méthode à éléments finis [20] et [31].

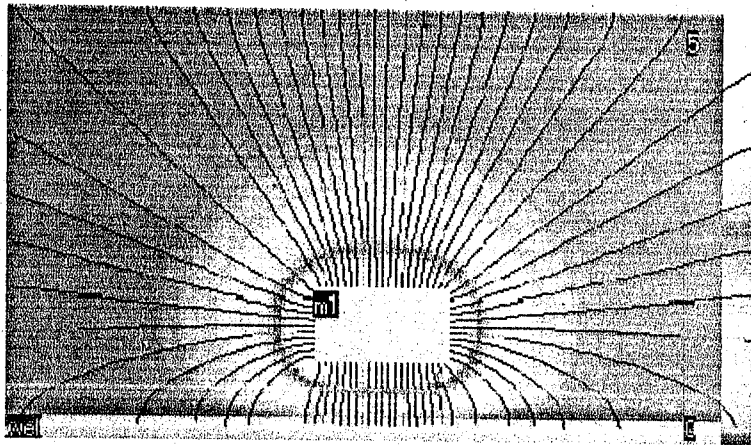
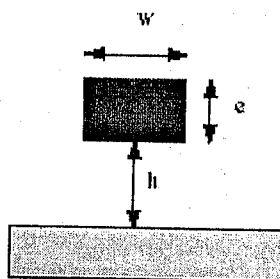


Fig.V.8 : Lignes de champ couplant un conducteur avec la masse obtenu par méthode à éléments finis et calcul de Laplace

a. Un conducteur, un plan de masse :



$$C_{11} = \epsilon_0 \epsilon_r \left(1.13w/h + 1.443(w/h)^{0.11} + 1.475(e/h)^{0.425} \right) \quad (V.2)$$

C_{11} : capacité totale du conducteur vers la masse (fF/mm),

$\epsilon_0 = 8.85$ fF/mm,

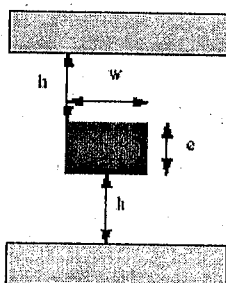
ϵ_r : la permittivité relative de l'isolant (4 pour SiO₂),

w : largeur du métal,

e : épaisseur du métal,

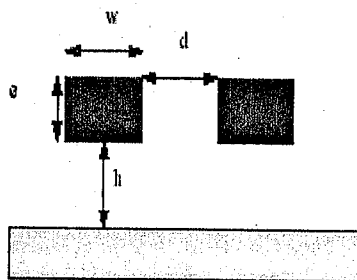
h : hauteur par rapport au substrat.

b. Un conducteur, deux plans de masse



$$C_{11} = \epsilon_0 \epsilon_r \left(1.29w/h + 1.56(w/h)^{0.1} + 1.573(e/h)^{0.5} \right) \quad (V.3)$$

c. Deux conducteurs, un plan de masse



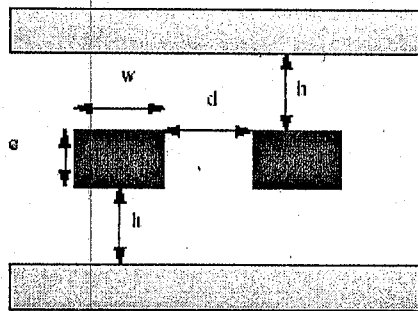
$$C_{11} = \epsilon_0 \epsilon_r \left\{ 1.106 \left(\frac{w}{h} \right) + \left[0.79 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.1} + 0.59 \frac{e}{h}^{0.53} \right] + \left[0.52 \frac{w}{h}^{0.01} + 0.46 \left(\frac{e}{h} \right)^{0.17} \left(1 - 0.87 \exp \left(-\frac{d}{h} \right) \right) \right] \right\} \quad (\text{V.4})$$

$$C_{12} = \epsilon_0 \epsilon_r \left\{ \left(\frac{e}{d} \right) + \left[1.2 \left(\frac{e}{h} \right)^{0.1} \right] \left[\left(\frac{d}{h} \right) + 1.154 \right]^{-2.22} + 0.253 \ln \left(1 + 7.71 \frac{w}{d} \right) \left[\left(\frac{d}{h} \right) + 0.54 \right]^{-0.64} \right\} \quad (\text{V.5})$$

C_{12} : capacité de couplage entre conducteurs en fF/mm

d : distance entre métaux.

d. Deux conducteurs, deux plans de masse :



$$C_{11} = \epsilon_0 \epsilon_r \left\{ 1.135 \left(\frac{w}{h} \right) + \left[0.77 \left(\frac{w}{h} \right)^{0.1} + 0.59 \frac{e}{h}^{0.54} \right] + \left[0.52 \frac{w}{h}^{0.025} + 0.49 \left(\frac{e}{h} \right)^{0.17} \left(1 - 0.87 \exp \left(-\frac{d}{h} \right) \right) \right] \right\} \quad (\text{V.6})$$

$$C_{12} = \epsilon_0 \epsilon_r \left\{ \left(\frac{e}{d} \right) + \left[1.348 \left(\frac{e}{h} \right)^{0.1} \right] \left[\frac{d}{h} + 1.21 \right]^{-2.34} + 0.261 \ln \left(1 + 7.8 \frac{w}{d} \right) \left[\left(\frac{d}{h} \right) + 0.66 \right]^{-0.74} \right\} \quad (\text{V.7})$$

V.5.1.2. Capacité de croisement : [5] et [10]

Une configuration réaliste d'interconnexion se compose d'un fil métallique croisant à intervalles réguliers une série de fils routés à angle droit. Il s'agit donc non plus d'un problème de deux dimensions mais bien de trois.

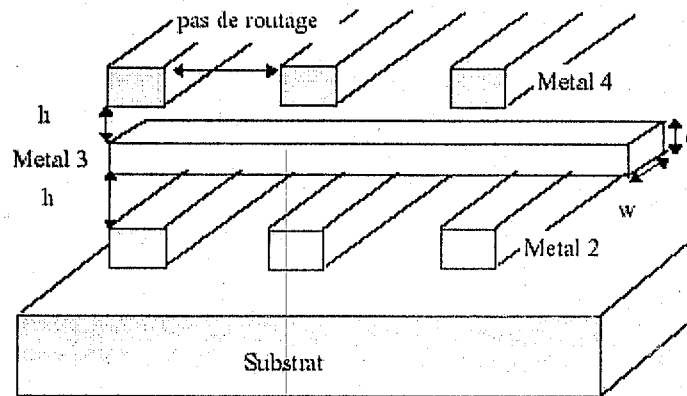


Fig.V.8 : configuration réaliste de ligne d'interconnexion

Une formulation précise de la capacité de croisement a été proposée par [20][37]. Elle consiste à ajouter à la capacité de surface en regard les différentes capacités de bord, ainsi que les capacités de coin. Le résultat est une formulation de la capacité de couplage sous la forme suivante :

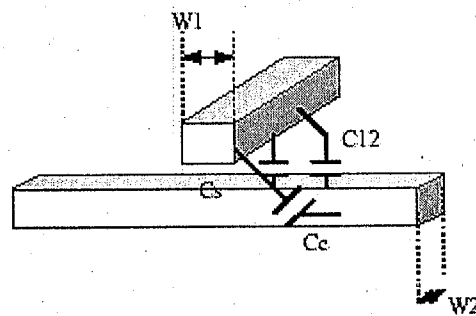


Fig.V.9 capacités de couplage entre deux pistes croisées

$$C_x = C_s(W_1 W_2) + 2C_b(W_1 + W_2) + 4C_c$$

C_x = capacité totale de croisement.

C_s = capacité de couplage inter niveau par unité de surface.

W_1 = largeur du conducteur 1.

W_2 = largeur du conducteur 2.

C_b = capacité linéique de bord.

C_c = capacité unitaire de coin.

V.5.2. Résistance :

La résistance de l'interconnexion joue un rôle de plus en plus important avec l'évolution technologique vers les petites dimensions. En effet la résistance est d'autant plus grande que la section du conducteur est faible.

La résistance par carré correspond à une portion de conducteur dont la longueur est égale à la largeur, vu de haut. Ainsi, l'interconnexion est découpée en carrés élémentaires pour trouver sa résistance totale.

$$R = \rho / e$$

avec

Al = 0.0277 $\Omega \cdot \mu\text{m}$ résistivité de l'aluminium (0.35, 0.25 μm)

Cu = 0.0172 $\Omega \cdot \mu\text{m}$ résistivité du cuivre (0.12, 0.05 μm)

e = épaisseur du métal

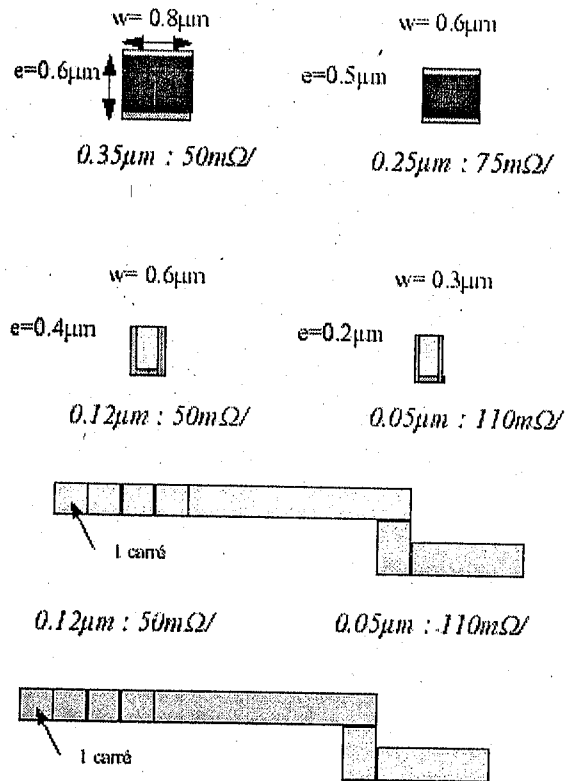


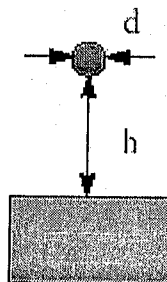
Fig.V.10 : Evolution de la résistance par carrée avec la réduction des dimensions

V.5.3. INDUCTANCES : [5], [10] et [20]

V.5.3. 1. INDUCTANCE D'UN FIL :

L'inductance d'un fil est donnée par la formulation approchée suivante, pour un conducteur cylindrique sur un plan de masse. Pour un fil de bonding ($d=25\mu\text{m}$, $h=200\mu\text{m}$), la formule s'applique très bien et l'inductance vaut environ 0.5nH/mm . L'inductance d'un fil est donnée par :

$$L(H/d) = \mu_0 / 2\pi \ln(4h/d) \tag{V.8}$$



avec :

$\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6}$ H/m utilisable pour l'air, Al, Cu, Si, SiO₂ et Si₃N₄.

d = diamètre du fil (m).

h = hauteur du fil par rapport au plan de masse (m).

V. 5. 3. 2. Inductance d'une interconnexion :

L'inductance d'une interconnexion métallique peut être calculée selon diverses formules. Le problème est de préciser l'altitude du plan de masse. En effet lorsqu'on raisonne en basse fréquence (BF) le substrat se comporte comme une bonne masse. On peut donc assimiler le substrat à la masse dès l'altitude de diffusion zéro. Qu'en est-il en haute fréquence ? Le substrat devient de moins en moins bon conducteur, donc la masse réelle a tendance à se rabaisser par rapport à la masse statique. En sub-micronique profond cependant, les interconnexions voient rarement le substrat nu. Ceci tient à la présence de nombreuses zones actives et de zones de routage dense et court. Il y a donc fort peu de chance de rencontrer une longue ligne d'interconnexion sans autre niveau inférieur que le substrat.

L'inclusion de l'inductance dans le modèle de ligne est l'une des manières de modéliser le phénomène de propagation, c'est-à-dire de provoquer un retard entre le signal en entrée de ligne et celui en sortie de ligne. Le retard est lié à la vitesse de la lumière. En effet, la limitation de la vitesse de la lumière induit un retard de propagation dans l'interconnexion micro-électronique sous la forme approchée suivante :

$$v = C / \sqrt{\epsilon_r} \quad (V.9)$$

ϵ_r = permittivité du diélectrique (SiO₂ = 4)

v = vitesse de transmission en cm/ns

c = 30 cm/ns

V.6. MODELES DE LIGNE

Nous construisons un modèle ligne principalement dans le but de simuler la réponse de la ligne à une excitation, soit une commutation en tension, un transport de courant ou un couplage. Le but de la simulation est ensuite de caractériser la ligne, afin de bâtir des modèles analytiques permettant des évaluations rapides et précises du comportement à l'échelle d'un circuit.

Dans le cadre de l'intégrité du signal, nos besoins sont principalement :[31]

- La caractérisation de la commutation,
- La caractérisation du couplage diaphonique,
- La caractérisation du di/dt .

V.7. CHOIX D'UN MODELE :

Nous avons à notre disposition plusieurs type de modèles d'interconnexion. Le plus simple est le modèle capacitif, Figure(V.11). Il s'applique au couplage vers le substrat comme à celui entre conducteurs. Le grand avantage de cette méthode est de considérer chaque interconnexion comme une équipotentielle. Ce modèle n'est utilisable que pour de courtes interconnexions. En effet, pour des interconnexions de longueur moyenne, l'effet résistif entre en jeu. Pour tenir compte des composantes capacitives et résistives, le modèle en π ou en T sont utilisables. En technologie sub-micronique profonde, l'effet de retard de propagation peut être modélisé par une inductance, comme indiqué ci-dessous. [26] et [31]

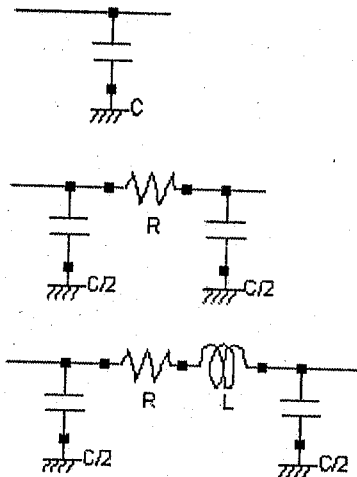


Fig.V.11. modèle de ligne seule

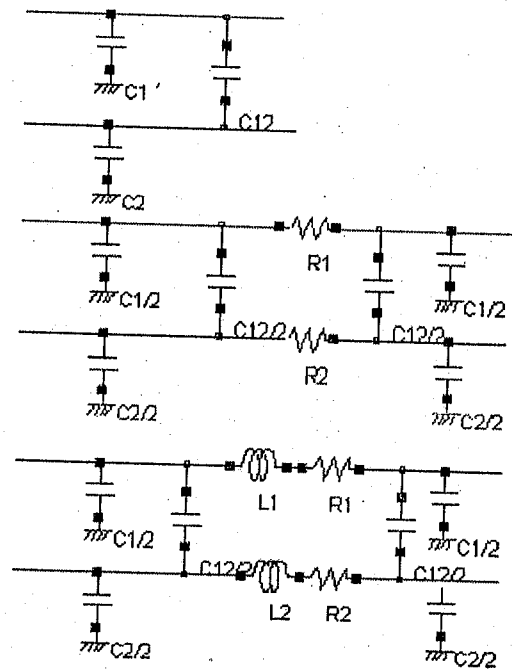


Fig.V.12. Modèle de plusieurs lignes couplées

V.8. DECOUPAGE DE LA LIGNE:

Le découpage de la ligne en tronçons élémentaires est rendu nécessaire pour avoir des résultats de bonne précision au-delà d'une certaine longueur d'interconnexion et de fréquence de signal à véhiculer. Un des critères les plus simples est le critère « $\lambda/10$ ». Si la longueur d'interconnexion dépasse le dixième de la longueur d'onde du signal à transporter, la ligne doit être divisée en tronçons élémentaires. La difficulté est de préciser cette longueur d'onde, en donnant une valeur de fréquence maximale caractérisant notre signal, qui n'a par ailleurs rien d'une sinusoïde parfaite. [15] et [5]

$$L_{crit} = \frac{\lambda}{10} = v/(10.F_{max})$$

Avec $F_{max} = \frac{1}{2\pi tr}$ = fréquence limite de l'enveloppe spectrale du signal rectangulaire (Hz).

t_r = temps de montée du signal (s).

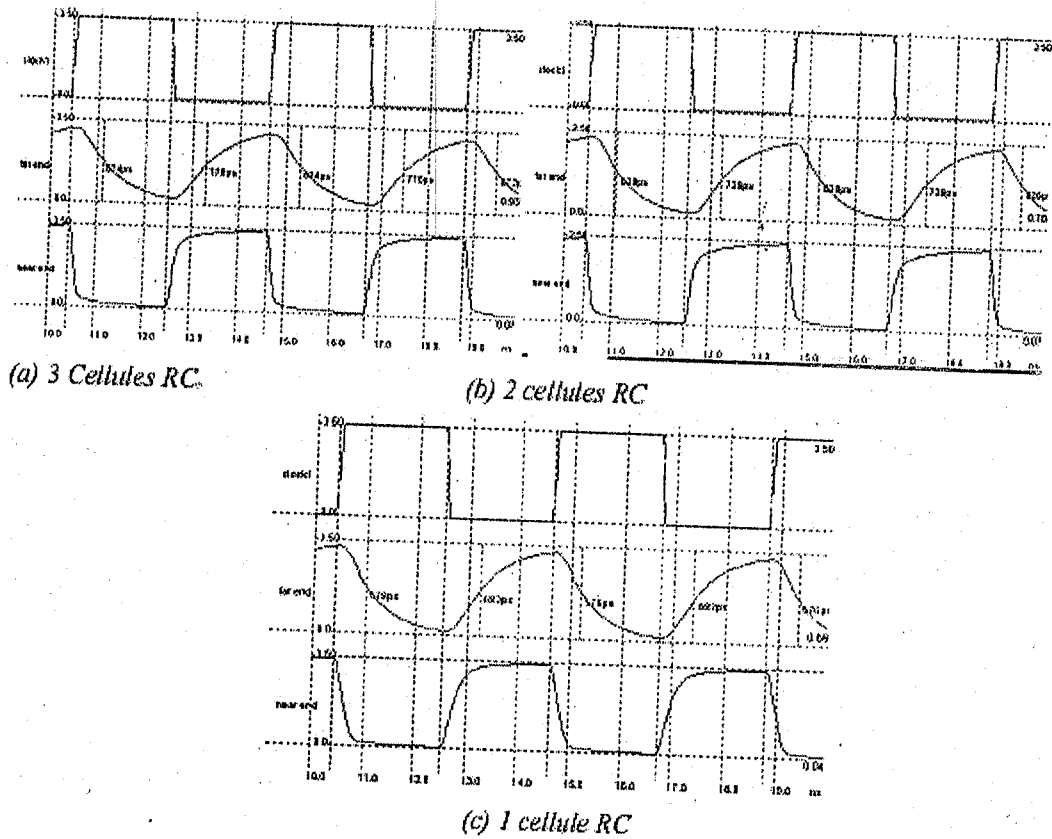


Fig.V.13. découpage de ligne en tronçons RC élémentaires

V.9. Evolution de la diaphonie : [5], [10] et [15]

La réduction des dimensions provoque une augmentation du bruit de diaphonie entre interconnexions métalliques latérales. De ce fait, le couplage diaphonique devient un des phénomènes parasites majeur du sub-micronique profond. La principale raison est la réduction des dimensions latérales avec la lithogravure, tandis que les dimensions verticales changent peu. Il en résulte un facteur de forme de l'interconnexion de plus en plus apte au couplage latéral. Nous effectuerons une opération de simulation pour illustrer ce phénomène.

Analysons la raison pour laquelle on a une capacité entre les conducteurs. La figure ci dessous présente les lignes de potentiel entre un conducteur et un plan de masse.

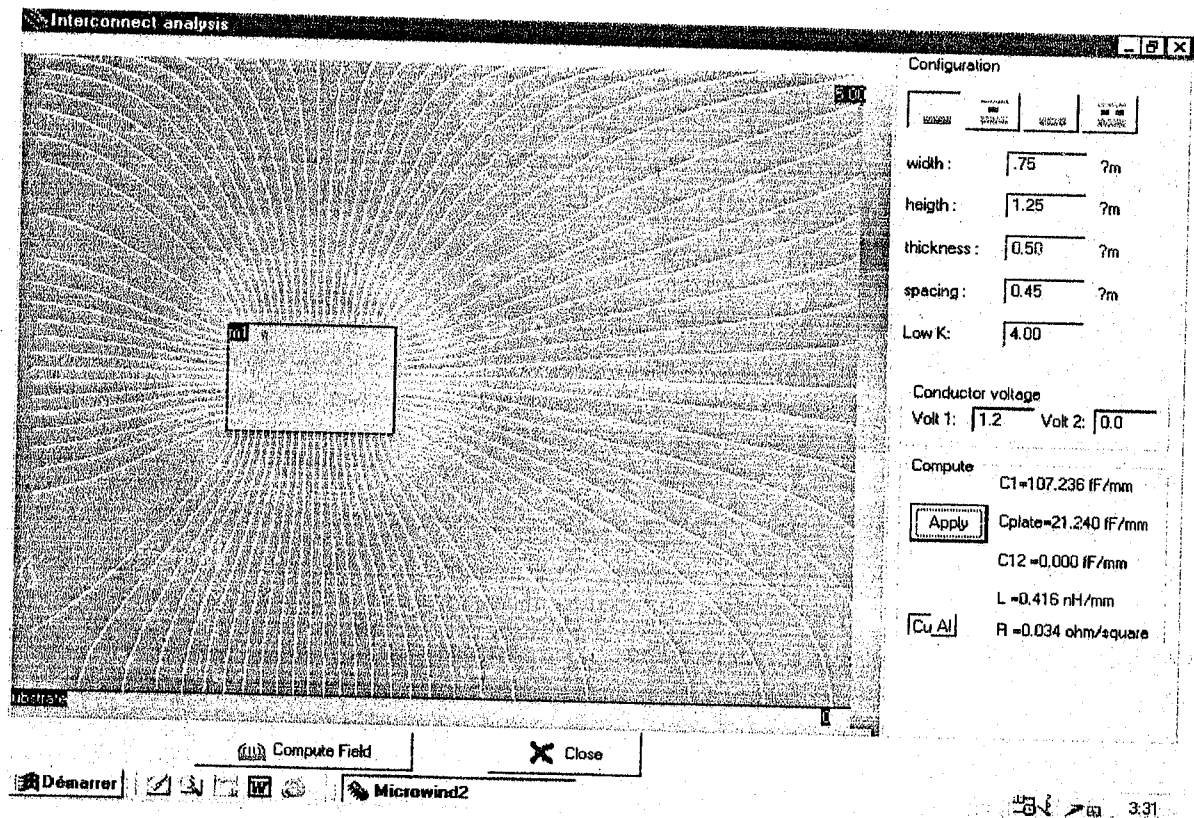


Fig.(V. 14) effet de la diaphonie pour un seul conducteur

L'apparition des lignes de champs implique la répartition des charges électrostatique au sein de l'oxyde, d'où le contact d'un conducteur, le stockage d'une quantité de charges Q .

La relation de la charge $Q=CV$ nous laisse dire que le contact du conducteur avec la masse est réaliser par une capacité.

Voyons maintenant ce qui ce passe dans le cas de deux conducteurs.

Nous allons au début exciter deux lignes couplées entre elles avec une distance de $0.24\mu\text{m}$; ensuite ces même lignes seront séparées avec une distance de $0.12\mu\text{m}$. les figures suivantes nous montrent l'évolution de la diaphonie pour les deux opérations.

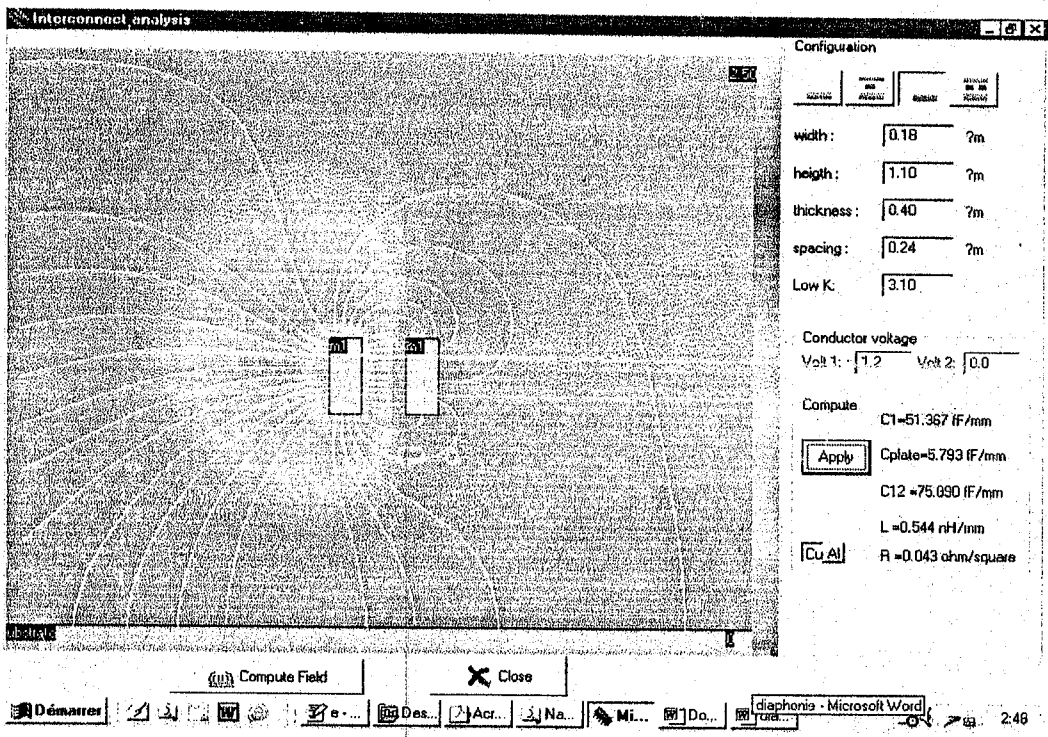
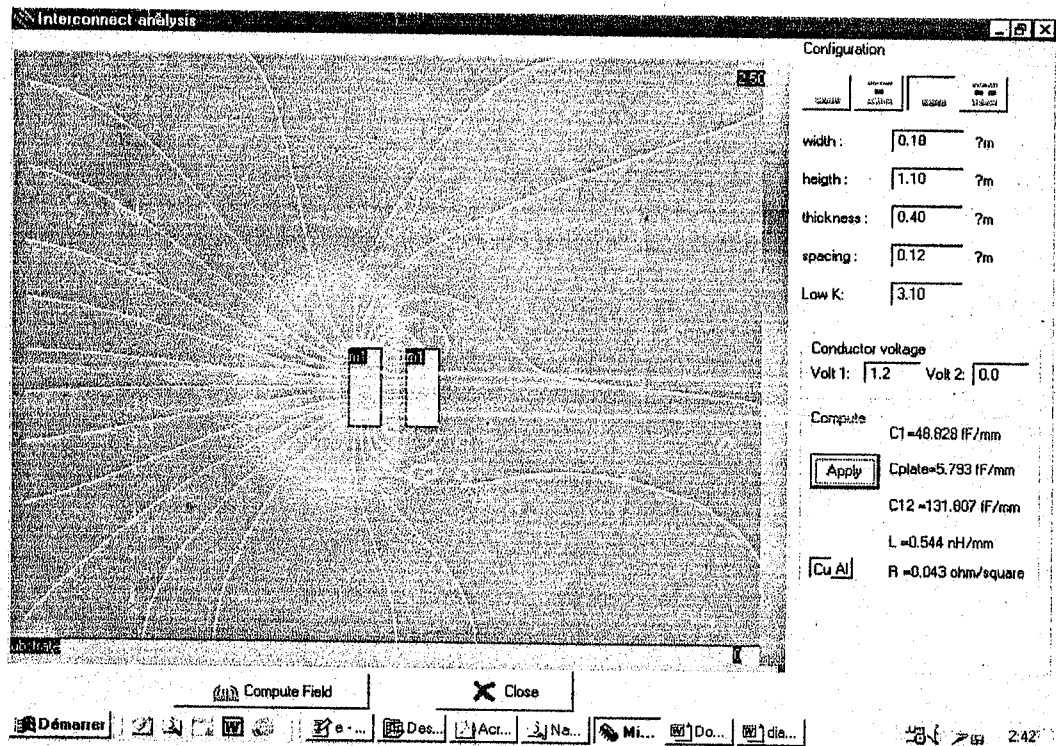


Fig.V. 15 :effet de la diaphonie sur deux lignes couplées avec un espacement de 0.12 et 0.24 respectivement μm

Les lignes latérales ne peuvent se refermer sur le plan de masse il y a donc une distribution de charges entre un conducteur et un autre, d'où l'apparition de la capacité parasite entre les deux conducteurs.

On remarque aussi que la capacité entre les lignes varie avec l'espacement de ces dernières. Pour cela nous avons tracer la cette variation sur la figure(V.16) avec C_{12} la capacité entre deux lignes et d l'espacement.

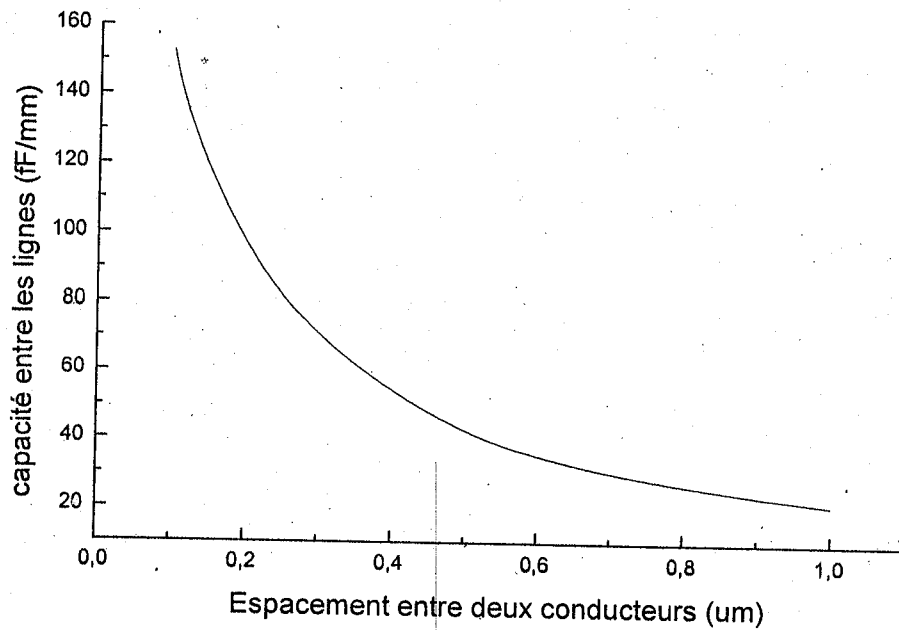


Fig. V. 16 : Evaluation de la capacité des lignes avec la variation de l'espacement entre deux conducteurs.

On remarque donc que la capacité a augmenté lorsqu'on a diminué l'écart entre les pistes métalliques et ceci nous laisse dire que la diminution de l'espacement entre conducteurs enrichit le phénomène de diaphonie.

Dans les opérations ci-dessus le potentiel du deuxième conducteur est nul.

Nous allons considérer maintenant que ce dernier a un potentiel de 0.6v par exemple (l'espacement est de 0.12 μ m). la simulation nous donne comme résultat :

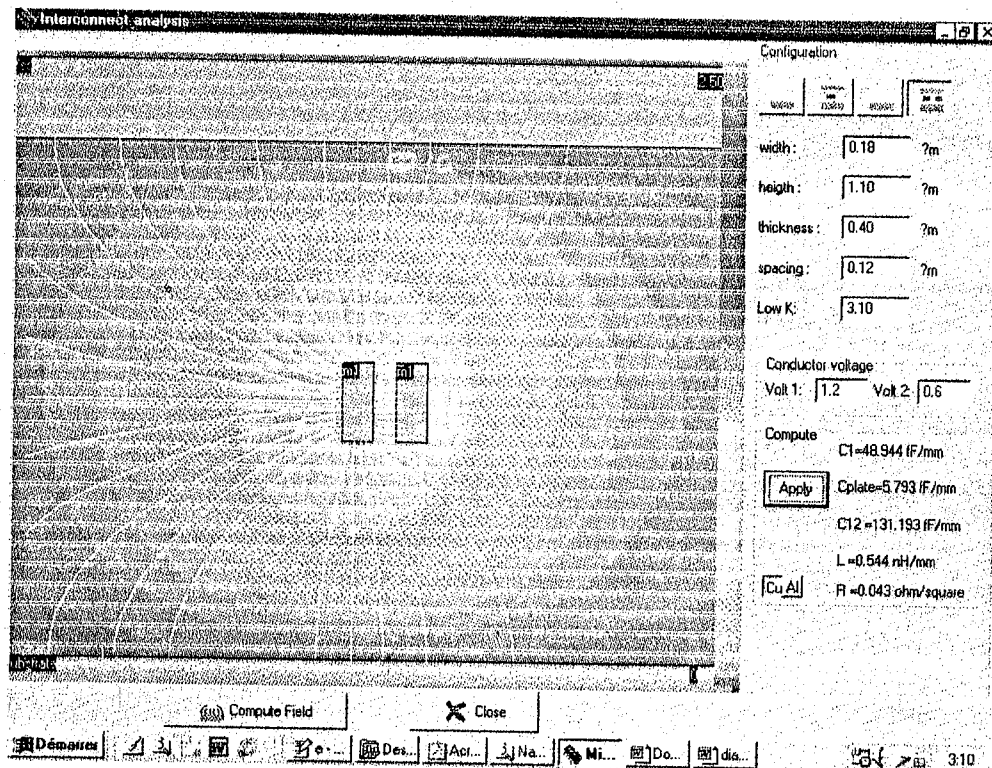


Fig V.17 :effet de la polarisation du deuxième conducteur.

Les lignes de champs sont plus espacées maintenant ; cela est expliqué par une interactivité entre les deux conducteurs. Cette interactivité est due à la force appliquée par le deuxième conducteur sur le premier, qui lui de son tour applique une force sur le deuxième conducteur. Pour un potentiel plus grand l'effet est plus grand et les lignes de champs seront de plus en plus espacées.

Conclusion :

Après avoir décrit le comportement en bruit du transistor et de l'amplificateur opérationnel, nous avons décrit dans ce chapitre le phénomène de diaphonie qui n'est pas moins important que le bruit de fond pour les circuits intégrés, et donc les amplificateurs opérationnels.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION

Ce travail porte l'étude et la modélisation du bruit de fond associé au transistor MOSFET utilisé dans la réalisation des Circuits Intégrés pour des Applications Spécifiques(ASIC).

L'objectif de ce travail a été l'étude d'un amplificateur opérationnel à transistor MOS, de localiser les différentes sources de bruit et de mettre en place des modèles de ces sources de bruit rendant compte du comportement en bruit du transistor. Dans ce cas, ces modèles serviront à modéliser le bruit de fond de l'amplificateur opérationnel étudié.

- Le type de bruit dépend de la fréquence visée :

➤ Bande de base (flicker noise) : l'étude du bruit basse fréquence associé aux transistors nous a permis de montrer que le bruit en $1/f$ masquait complètement le bruit blanc (thermique ou de grenaille) et qu'il trouve son origine dans la fluctuation de la mobilité.

Le domaine où ce bruit est prédominant par rapport à la composante du bruit blanc tend à ce rétrécir, au fur et à mesure des progrès technologiques. Actuellement, pour les meilleures technologies, ce dernier ne dépasse pas une dizaine de Hertz mais il peut s'étendre jusqu'à une dizaine de kilohertz dans le cas de conceptions plus anciennes.

➤ HF (bruit thermique et grenaille) : le bruit blanc existe toujours lors de la transmission d'un signal mais c'est en hautes fréquences qu'il est mis en évidence et est prédominant.

- Le bruit dépend du composant utilisé (BJT, MOSFET) : La modélisation du bruit dépend donc de la technologie mais aussi de la polarisation (R_c ou courant).

Pour un ampli, il faut donc choisir le point de fonctionnement (il faut en général consommer plus pour réduire le bruit).

Ainsi en intégré, le choix de la technologie dépend de ce qui sera réalisé autour (CMOS pour du mixte-numérique)

Par ailleurs, il serait souhaitable de rapporter également des mesures du bruit de fond afin de donner un support expérimental à l'étude théorique présentée au cours de ce travail.

Enfin, il apparaît nécessaire de disposer d'outils de simulations systèmes permettant la prédiction des spectres des signaux modulés en présence de bruit dans les circuits complexes. Ceci est dû à la complexité grandissante des circuits MMIC, comme la source du radar anti-collision et à des temps de simulation très longs avec des méthodes de simulation de type circuit. Pour la modélisation des sources locales de bruit basse fréquence, il est nécessaire d'utiliser un simulateur physique du composant, afin de déterminer précisément la localisation des sources locales de bruit.

ANNEXES

ANNEXE A : PROCESSUS ALEATOIRES

INTRODUCTION :

Le bruit de fond que nous voulons étudier est un phénomène continu, existant pendant toute la durée de l'enregistrement. Il est produit au hasard, on ne peut pas prévoir le bruit qui va venir, mais, une fois qu'il a été enregistré c'est une fonction connue, donc qui n'est plus au hasard.

Mathématiquement, le bruit est un phénomène aléatoire, donc il doit être traité par la théorie des fonctions aléatoires, une fois ce bruit est enregistré nous sommes en présence de la réalisation du processus aléatoire.

Bien que le bruit soit aléatoire et imprévisible, on sait que l'on va l'enregistrer. Si on ne peut prévoir sa valeur exacte, on peut espérer une certaine énergie de bruit dans le futur.

Dans cette partie nous nous proposons de décrire rapidement les outils mathématiques adaptés pour traiter le bruit en électronique et qui sont les processus aléatoires ainsi que les principales définitions : moyennes, fonctions de corrélation, densités spectrales, ect... .

A.1. Processus aléatoires :

L'étude de nombreux problèmes concernant les fonctions aléatoires succède à des rappels concernant les variables aléatoires.

A.1.1. Définition :

Mathématiquement, [38] [42], un processus aléatoire (stochastique) est une fonction à deux variables $x(t, \omega)$ ou, plus simplement, $x(t)$. En théorie de signal, la variable t représente usuellement le temps et ω est un élément de l'espace des épreuves.

Le processus ayant plusieurs représentations, on peut penser à évaluer des moyennes d'ensemble et moyennes temporelles.

A.2. Moyennes d'ensemble :

Prenons le cas le plus simple de phénomène aléatoire : on tire à pile ou face. Pour connaître la probabilité de tirer pile (la pièce peut être pipée), il faut faire un grand nombre d'expérience et prendre la moyenne. Ceci s'appelle faire une moyenne d'ensemble ou moyenne statistique.[7]

Supposons qu'on ait effectué N mesures correspondantes à N signaux aléatoires. Si par exemple on trouve n_j fois une amplitude x_j , on peut déterminer une valeur moyenne.

$$E[x] = \bar{x} = \frac{1}{N} \sum_i n_i x_i \quad (\text{A.1})$$

C'est l'espérance mathématique $E[x]$ d'une variable aléatoire x . [25]

❖ Cette définition est équivalente à celle du **moment du 1^{er} ordre**. [25]

$$m_1 = E[x] = \int_{-\infty}^{+\infty} x p(x) dx \quad (\text{A.2})$$

Où $p(x)$ est la densité de probabilité (voir annexe C).

En généralisant, on définit le moment d'ordre n d'un signal aléatoire $x(t)$, encore appelé espérance mathématique de x^n .

$$E[x^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^n p(x) dx \quad (\text{A.3})$$

En particulier le moment d'ordre 2 est appelé valeur quadratique moyenne (V.Q.M) :

$$m_2 = E[x^2] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx \quad (\text{A.4})$$

❖ On définit également la **variance** ou l'**écart quadratique moyen** d'une variable

aléatoire [25] et [28], comme son moment centré d'ordre 2. Elle est notée σ_x^2 ou parfois

$\text{Var}(x)$:

$$\sigma_x^2 = E[(x - E(x))^2] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - E(x))^2 p(x) dx = E[x^2] - [E(x)]^2 \quad (\text{A.5})$$

La variance σ_x^2 ou $\text{var}(x)$ donne une mesure de la dispersion (ou de la distribution) des valeurs de la variable aléatoire autour de la moyenne. Si les valeurs tendent à se concentrer au voisinage de la moyenne, la variance est faible, elle sera grande dans le cas contraire c'est à dire quand les valeurs tendent à se disperser.

❖ L'**écart type** sera la racine carrée de la variance d'une variable aléatoire : [25] et [12]

$$\sigma_x = \sqrt{\text{var}(x)} \quad (\text{A.6})$$

A.3. Stationnarité des processus aléatoires :

Un processus aléatoire est dit stationnaire au sens stricte si toutes les propriétés statistiques moyenne sur l'ensemble, variance, ... sont invariantes dans le temps c à d indépendantes de l'instant où l'on effectue la mesure. [40]

Par conséquent, Si tous les paramètres décrivant l'allure moyenne du bruit (en particulier, la répartition en fréquence de son énergie) ne dépendent pas du temps, de l'heure de la mesure, le bruit est dit stationnaire.

A.4. Moyenne temporelle :

Dans le cas de la moyenne d'ensemble on a effectuer une étude du processus aléatoire à travers toutes ses réalisation à des instants donnés, cette façon d'opérer, la seule correcte en théorie, est complètement inutilisable. Dans les expériences on ne dispose que d'un appareil et non d'un grand nombre. Mais il est possible de laisser l'appareil en fonctionnement pendant une durée de temps T assez grande et faire une moyenne temporelle. [38]

Soit le processus aléatoire $x_i(t)$ suivant, et T un intervalle de temps :

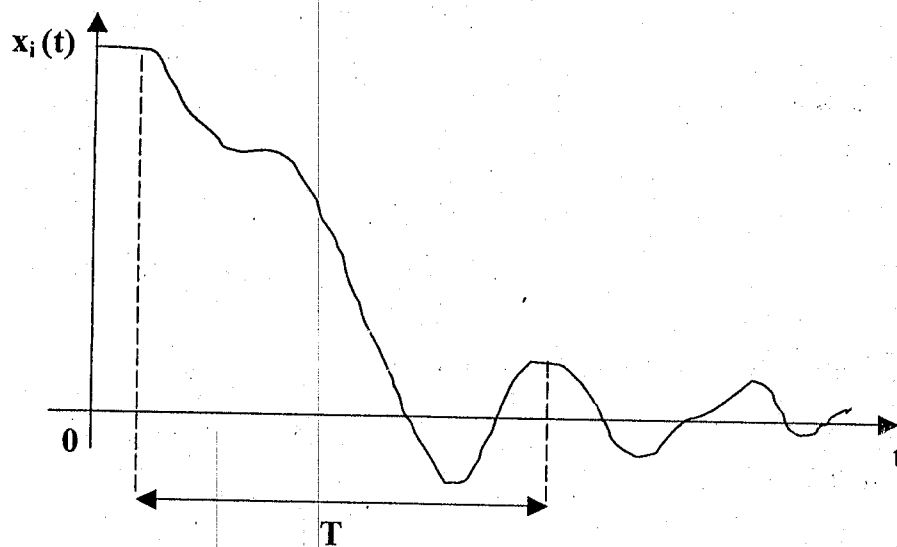


Fig.1. Représentation d'un processus aléatoire

On définit :

❖ la moyenne temporelle $\langle x_i(t) \rangle$ par :

$$\langle x_i(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_i(t) dt \quad (\text{A.7})$$

❖ La moyenne quadratique $\langle x_i^2(t) \rangle$ par :

$$\langle x_i^2(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_i^2(t) dt \quad (\text{A.8})$$

A.5. La corrélation l'autocorrélation et l'intercorrélation :

A.5.1. corrélation :

La signification physique de la corrélation est de donner une mesure de la ressemblance entre deux signaux.

A.5.2. intercorrélation :

Elle compare un signal $x(t)$ et un autre $y(t)$ retardé de τ . Donc c'est un moyen permettant de mesurer un retard entre les signaux.

A.5.3 autocorrélation :

Dans le cas de l'autocorrélation, on compare le signal avec lui-même mais décalé dans le temps.

Prenons par exemple le cas du signal $x(t)$ de la figure(2).

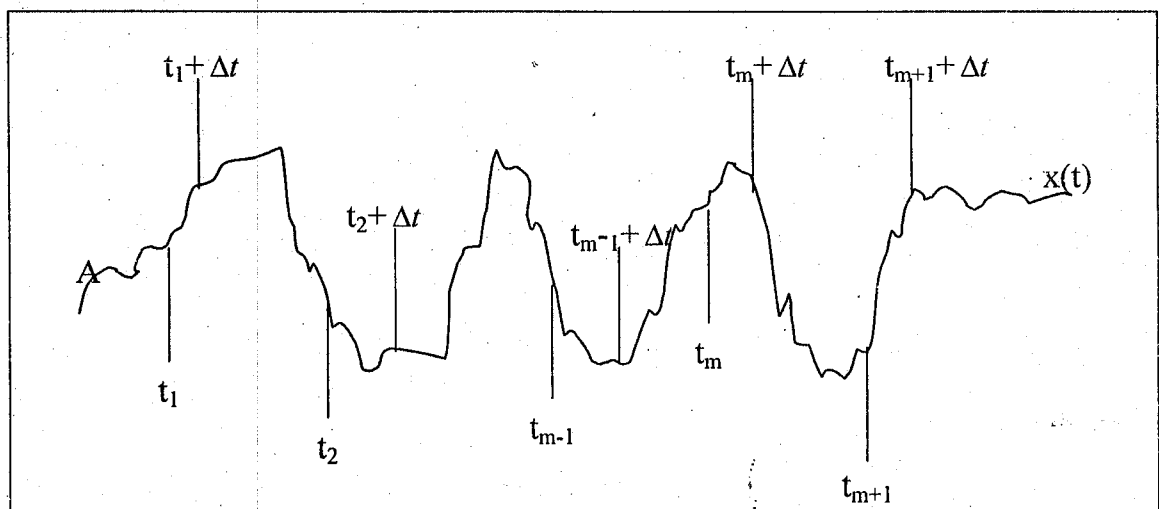


Fig.2. Exemple d'un processus aléatoire $x(t)$

Ce signal passe aux instants $t_1, t_2, \dots, t_{m-1}, t_m, t_{m+1} \dots$ par la même valeur A . La question qui se pose est la suivante : Existe-il une relation entre les valeurs de $x(t)$ prises aux instants $t_1 + \Delta t, t_2 + \Delta t, \dots, t_{m-1} + \Delta t, t_m + \Delta t, t_{m+1} + \Delta t \dots$?

Il n'est pas toujours évident de dire si les valeurs aux instants $t_1 + \Delta t, t_2 + \Delta t, \dots, t_{m-1} + \Delta t, t_m + \Delta t, t_{m+1} + \Delta t \dots$ sont complètement indépendantes les unes des autres. Des corrélations peuvent exister, il peut même y avoir dans certains cas une périodicité cachée. Un moyen de répondre à cette question est d'introduire la fonction d'auto-corrélation $C_{xx}(\tau)$ du signal $x(t)$, elle est définie comme suit : [28]

$$C_{xx}(\tau) = E[x(t) \cdot x(t-\tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot x(t-\tau) dt \quad (\text{A.9})$$

Où τ représente la durée de temps au bout de laquelle on effectue la mesure de la fonction d'autocorrélation. Cette dernière qui réalise donc une comparaison entre un signal et ses copies retardées.

A.6. Ergodicité des processus aléatoires :

Si le bruit est stationnaire, on peut espérer que les deux moyennes (d'ensemble et temporelles) seront identiques. Dans ce cas le signal est dit ergodique, On peut définir différents niveaux d'ergodisme.

A.6.1. Ergodicité du 1^{er} ordre :

Un processus aléatoire est dit ergodique du 1^{er} ordre si :

$$\langle x_i(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_i(t) dt = \mu = \text{constante} \quad \forall i \quad (\text{A.10})$$

i représente un échantillon quelconque.

A.6.2. Ergodicité du 2^{ème} ordre :

Un processus aléatoire est dit ergodique du 2^{ème} ordre si la fonction d'autocorrélation ne dépend que de la différence τ , quel que soit l'échantillon.

En exagérant à peine, on peut dire que les mathématiciens considèrent que l'ergodicité est une propriété expérimentale vérifiée par les physiciens, et que les physiciens considèrent que c'est un théorème démontré par les mathématiciens.

A.7. Densité spectrale de puissance d'un processus aléatoire :

Un processus peut être étudié dans le domaine du temps comme il peut l'être dans le domaine fréquentiel, c'est à dire en faisant une analyse spectrale [7]. Mathématiquement, cela est faisable à l'aide de la transformation de Fourier.

Cette étude permet d'évaluer l'énergie, la puissance, le spectre, ... d'un signal.

A.7.1. Définition

La densité spectrale de puissance (D.S.P) est par définition la Valeur quadratique moyenne par unité de fréquence c'est une grandeur mesurable au moyen du dispositif de mesure représenté sur la figure suivante : [7], [12] et [40]

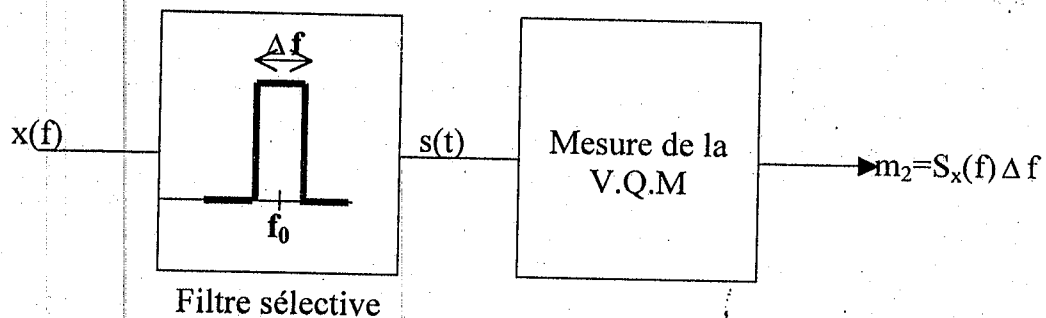


Fig.3 : Mesure de la D.S.P

Le signal $x(t)$ est passé au travers d'un filtre sélectif de largeur de bande Δf centré sur une fréquence f_0 , en sortie on obtient encore un signal aléatoire noté $s(t)$, on mesure alors la valeur quadratique moyenne m_2 de $s(t)$, (voir A.3).

On introduit la densité spectrale $S_x(f)$ en écrivant la quantité m_2 sous la forme :

$$m_2 = S_x(f) \Delta f \quad (\text{A.11})$$

La densité spectrale sera donc :

$$S_x(f) = \frac{m_2}{\Delta f} \quad (\text{A.12})$$

Il s'ensuit que la quantité $\int_0^{+\infty} S_x(f) df$ représente la valeur quadratique moyenne du signal $x(t)$, en effet, on somme la contribution de toutes les plages Δf . Cette quantité est bien entendu égale à la valeur quadratique moyenne exprimée dans le domaine temporel, on obtient donc la relation importante suivante :

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt = \int_0^{+\infty} S_x(f) df \quad (\text{A.13})$$

V.Q.M dans le domaine temporel = V.Q.M dans le domaine fréquentiel

Théoriquement, il n'est pas possible de définir la T.F d'un bruit puisqu'il ne tend pas vers zéro avec le temps. Par contre il est possible de définir la TF de l'autocorrélation, qui représentera le spectre de puissance du bruit, c'est le théorème de Wiener-Kinchine[7].

$$S_x(f) = F[C_{xx}(\tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} C_{xx}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (\text{A.14})$$

On remarque que dans le cas particulier où la fonction d'autocorrélation $C_{xx}(\tau)$ est nulle partout sauf pour τ où elle vaut $C_{xx}(0)$, cas du bruit blanc, la densité spectrale

$$S_x(f) = C_{xx}(0) \quad (\text{A.15}).$$

ANNEXE B : LA TRANSFORMATION DE FOURIER

Introduction :

Cet outil fut introduit pour la première fois par le physicien français Joseph Fourier, pour ses travaux sur la conduction de la chaleur au XIXe siècle. Depuis lors, il a longuement été développé, et des extensions en ont été proposées.

La transformation de Fourier (T.F), généralisée par l'emploi des distributions, permet d'obtenir une représentation fréquentielle de l'amplitude, de la phase, de l'énergie ou de la puissance des signaux considérés.

B.1. Définition :

Soit $x(t)$ un signal déterministe, sa T.F est une fonction, généralement, complexe de la variable réelle f définis par :

$$X(f) = F[x(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \exp[-j2\pi ft] dt \quad (\text{B.1})$$

La T.F inverse est donnée par :

$$x(t) = F^{-1}[X(f)] = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \exp[j2\pi ft] df \quad (\text{B.2})$$

Il existe plusieurs sortes de Transformées de Fourier, chacune adaptée aux classes de signaux qu'elle analyse ou au type de signal qu'elle génère. On dénombre ainsi :

- Une transformée continue pour les signaux à temps continu : la Transformée de Fourier à proprement parler.
- Une transformée continue pour les signaux à temps discret : la Transformée de Fourier à temps discret.
- Une transformée discrète pour les signaux périodiques à temps continu : le développement en série de Fourier, ou Transformée de Fourier au sens des distributions ;
- Une transformée discrète pour les signaux à temps discret : la Transformée de Fourier Discrète.

Nous nous sommes limités, pour l'établissement des propriétés, à la Transformée de Fourier continue des signaux à temps continu.

La principale propriété de la T.F est celle liée à la convolution :

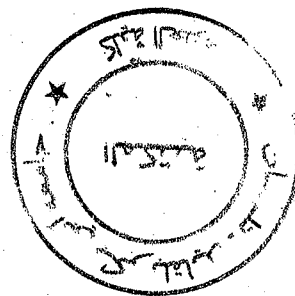
$$TF[(x*y)(t)] = TF[x(t)]TF[y(t)] \quad (B.3)$$

Avec $x(t)$ et $y(t)$ deux signaux à valeurs continues et à temps continu ; et leur convolution

$$(x*y)(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\theta)y(t-\theta)d\theta \quad (B.4)$$

Donc la T F de la convolution de deux signaux est le produit de leur TF.

Avec l'élément neutre de la convolution est l'impulsion de Dirac ; sa TF est la fonction continûment égale à 1.



ANNEXE C : THEORIE ET LOIS DES PROBABILITES

Introduction :

La théorie des probabilités a pour domaine d'application l'ensemble des phénomènes liés au hasard.

Cependant, l'étude de nombreux problèmes concernant les fonctions aléatoires succède à des rappels concernant les variables aléatoires.

C.1. Rappels : définitions fondamentales :

- **Expérience aléatoire :**

Une expérience statistique ou aléatoire consiste en l'observation d'événements dont le résultat dépend du hasard (ne peut pas être déterminé avant la fin de l'expérience).

- **Espace des épreuves :**

L'ensemble Ω de tous les résultats possibles (ou épreuves) est appelé espace des épreuves.

- **Epreuve :** un élément ω de Ω est appelé épreuve.

- **Concept de Probabilité :** Soit à répéter une expérience N fois où l'événement ω se produit M fois, le rapport M/N mesure la fréquence relative d'apparition de ω en N essais. La probabilité de réalisation de ω est définie comme la limite pour N tend vers l'infinie de la fréquence relative de ω :

$$P(\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{M}{N} = \frac{\text{nombre de cas favorables à la réalisation de } \omega}{\text{nombre de cas possibles}}$$

avec $0 \leq P(\omega) \leq 1$

- **Variable aléatoire :**

Une variable aléatoire (v.a) est une grandeur réelle dont la valeur dépend du hasard. Cette dépendance est exprimée par une loi de probabilité communément appelée distribution.

La distribution d'une v.a x peut être définie soit par sa fonction de répartition $F(x)$, soit par sa densité de probabilité $f(x)$.

- **Fonction de répartition :**

La fonction de répartition $F(X)$ exprime la probabilité que la v.a X soit inférieure à une valeur x donnée :

$$F(X) = P(X \leq x) \quad (C.1)$$

- **Densité de probabilité :**

La densité de probabilité, ou fonction de distribution, est par définition la dérivée de la fonction de répartition :

$$f(X) = \frac{dF(X)}{dX} \quad (C.2)$$

C.2. LOIS DE PROBABILITE :

La loi ou la distribution définit le processus à l'origine du bruit. On rencontre en pratique les distributions suivantes :

- **Distribution de Dirac :**

La distribution de Dirac ou l'impulsion unité est appelée aussi distribution delta, peut être formellement définie par le produit scalaire :

$$\langle \delta, x \rangle = x(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t)x(t)dt \quad (C.3)$$

En d'autres termes, la distribution delta est un opérateur linéaire qui restitue la valeur $X(0)$ d'une fonction $X(t)$ continue à l'origine.

La transformation de Fourier de $\delta(t)$ est égale à 1.

- **Distribution de Gauss : (loi normale)**

Cette loi est fondamentale en probabilité et dans toutes les branches qui s'y rattachent. Les signaux qui suivent la loi de Gauss sont appelés signaux gaussiens. L'intérêt de ces signaux réside dans le fait qu'ils conservent leur caractère gaussien au cours d'un traitement linéaire (filtrage, dérivation, intégration).

Une valeur aléatoire de valeur moyenne m variance σ_x^2 est à distribution normale (ou gaussienne) si sa densité spectrale de probabilité est du type

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2\right] \quad (\text{C.4})$$

Remarque :

Tous phénomènes aléatoires qui résultent de la somme d'un grand nombre d'événements indépendants présentent un caractère gaussien.

• **Distribution de poisson :**

La distribution de poisson caractérise de nombreux processus aléatoires ponctuels dont les instants de réalisations sont aléatoires. Soit une séquence aléatoire d'événements indépendants susceptible de se réaliser à n'importe quel instant avec la même probabilité. Le nombre moyen d'événements par unité de temps est une constante λ .

On dit que une valeur aléatoire réelle X suit une loi de Poisson si pour K entier positif, la probabilité pour que $X=K$ est :

$$P(x=k) = \frac{\lambda^K}{K!} e^{-\lambda} \quad (\text{C.5})$$

conclusion :

Ces distributions caractérisent la fréquence d'apparition d'une valeur donnée.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] F. CHAAHOUB, « Etude des méthodes de conception et des outils C.A.O. pour la synthèse des circuits intégrés analogiques », Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 1999.
- [2] A. VAN DER ZIEL, JOHN WILEY & SONS "Noise in solid state devices and circuits" 1986.
- [3] <http://freelektronik.free.fr/LEKTRONIK/>
- [4] A. VAN DER ZIEL, Proc. I.R.E, 50, 1808, 1962
- [5] E. Sicard « Le Couplage Diaphonique dans les Circuits CMOS Sub-microniques », Habilitation à diriger des Recherches, la collection Diderot Multimédia, 1998.
- [6] S. M. SZE « Physics of Semiconductor Devices » John Wiley & Sons 1981.
- [7] A. KUNZMANN "Simulation of noise in Semi-conductor devices", Technical Report No. 98/7, 2001.
- [8] A. P. MALVINO, « Principes d'électroniques », McGraw-Hill, 1988.
- [9] W. SHOCKLY, Proc. I.R.E. 40, 1365, 1952
- [10] E. Sicard, A. Rubio "Analysis of Crosstalk Interference in CMOS ICs", IEEE Trans EMC, Vol 24 N° 2, May 92
- [11] www.elec.ucl.ac.be/enseignement/ELEC2550/submicron-MOS.
- [12] T. NEFFATI, "Traitement du signal analogique", Ed. Ellipses, 1999.
- [13] G. BLASQUEZ « Contribution à l'étude du bruit de fond des transistors à jonction et notamment des bruits en 1/f et en créneaux » Thèse doctorat, Université PAUL SABATIER de Toulouse, 1973.
- [14] D. RIGAUD, « Contribution à l'étude du transistor à effet de champ à porte à jonction : Processus de conduction et bruit de fond », thèse doctorat (1973).
- [15] Aragonès X., Roca M., Rubio A. « Analysis of scaling down crosstalk coupling in IC's » PATMOS, Montpellier, France, October 1993.
- [16] A. LALOUE, « modélisation non linéaire distribuée des transistors a effet de champ : application a l'analyse de la stabilité des transistors et des caractéristiques en bruit dans les circuits MMIC millimétriques », Thèse de doctorat de l'université de limoges, 2001.
- [17] A. VAN DER ZIEL "Noise in solid state devices and circuits " Wiley-Interscience publication, ISBN 0-471-83234-0.

- [18] L. CHRISTIAN « Etude d'un quadripôle: l'amplificateur opérationnel » cours, BLAYE 1999.
- [19] www.esiee.fr
- [20] Roca M., Moll F., Rubio A. « Crosstalk effects between metal and polysilicon lines in CMOS integrated circuits » IEEE transactions on EMC, Vol 36, n°3, pp 250-253, Aug 94.
- [21] H. MATHIEU « Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques » Masson, 1990.
- [22] J.C. Vildeuil, « Caractérisation et modélisation basse fréquence de transistors PHEMT AlGaAs/InGaAs : Bruit du canal, de la grille et corrélation », Thèse doctorat, Université Montpellier II, 2000.
- [23] F. DE COULON & M. JUFER, « Introduction à l'électrotechnique », Collection TRAITE D'ELECTRICITE: Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Volume1, 1995.
- [24] Z. Y. Chang, W. Sansen: " Low noise wide band amplifiers in bipolar and CMOS technologies ", Kluwer Academic Publishers 1990.
- [25] A. ALLAM « Probabilité et statistique », (module TM012) cours du 3^{ème} année physique, UNIVERSITE ABOU BAKER BELKAID, TLEMCEN, 1999.
- [26] Moll, Roca, Rubio, « Measurement of crosstalk induced delay errors in ICs » Electronic Letters, Vol 33, N° 19, Sept 97.
- [27] W. SHOCKLEY « A unipolar field effect transistor », Proc. Of the IRE, Vol. 40, pp. 1365, 1952.
- [28] F. DE COULON & M. JUFER, « Théorie et traitement des signaux », Collection TRAITE D'ELECTRICITE: Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Volume4, 1996.
- [29] P. HOROWITZ et W. HILL « Traité de l'électronique analogique et numérique » V1, Elektor, 1997.
- [30] A.L. Mc Whorter, R.H. Kingston « Semiconductors Surface physics », University of Pennsylvania Press, Philadelphia, pp.207, 1957.
- [31] Barke E. « Line to Ground capaciance Calculation for VLSI : A Comparison », IEEE transactions on Computer-Aided Design, Vol 7, n°2, pp 313-315, February 1988.

- [32] F.Z. OTMANI «Etude du transport électronique par la méthode de Monte Carlo application : Silicium, Germanium et le composé $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$. », Thèse de magister, Abou Baker Belkaid Tlemcen Algérie, 2003.
- [33] R. Oberhuber, G. Zandler, and P. Vogl «Subband structure and mobility of two-dimensional holes in strained Si/SiGe MOSFET's », Physical review, Vol 58, N°15 .1998.
- [34] J.P. NOUGIER "Fluctuations and Noise of Hot Carriers in Semiconductor Materials and Devices" IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 41, n°11, Nov. 1994, p 2034-2049.
- [35] J. C. MARCHAIS « L'amplificateur opérationnel et ses applications » Masson, 1998.
- [36] F.N. Hooge, « $1/f$ noise », physica B83, pp.14-23, 1976.
- [37] RAPHAEL «User's Manual» TMA Associates, 1995.
- [38] D. GHAFFOUR « Etude et mesures des grandeurs de bruit en électronique », Thèse de magister, 1987.
- [39] L. K. J. VANDAMME, X. LI, D. RIGAUD "1/f Noise in MOS Devices, Mobility or Number Fluctuations ?" IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 41, n°11, Nov. 1994, p 1936-1944.
- [40] F. MILSAN « Amplification, Circuits intégrés », Collection Cours d'électronique, T3, EYROLLES, 1988.
- [41] L. K. J. VANDAMME "Noise as a Diagnostic Tool for Quality and Reliability of Electronic Devices "IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 41, n°11, Nov. 1994, p 2176-2187.
- [42] M. SAVELLI, J. COMALLONGA et L. BOGGIANO « Bruit de fond et mesures », Technique de l'ingénieur, Traité électronique, mesures et contrôle.
- [43] F. N. HOOGE "1/f Noise Sources" IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 41, n°11, Nov. 1994, p 1926-1935.
- [44] E. VAURY "Modélisation distribuée des sources de bruit basse fréquence des transistors à effet de champ : Application à la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase" Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 17-2000.
- [45] C. H. Chen, M. Jamal Deen, Y. Cheng et M. Matloubian « Extraction of the Induced Gate Noise, Channel Noise, and Their Correlation in submicron MOSFETs

from RF Noise Measurements », IEEE transactions on electron devices, vol. 48, N° 12, DECEMBER 2001.

[46] W. C. Hua, T.Y. Yang, and C.W. Liu «The comparison of isolation technologies and device models on SiGe bipolar low noise amplifier», Article in Press, Elsevier B.V. 2003.

[47][http:// www.abcelectronic.com/](http://www.abcelectronic.com/)

[48]W. GOURMALA et S. CHERKI «Etude des performances d'un ASIC de puissance à technologie MOS», Projet d'ingénieras de fin d'études, 2002.

[49]H. SAHRAOUI et S. TOUENTI «Analyse du bruit dû au couplage capacitif dans les circuits intégrés fortement submicroniques», Projet d'ingénieras, Abou Baker Belkaid Tlemcen Algérie, 2003.

[50]Z. BOUMECHRA « Simulation SPICE d'un A.Op à technologie MOS » Projet d'ingénieras de fin d'études, UNIVERSITE ABOU BAKER BELKAID, TLEMEN, 2000.

[51]T. NEFFATI « Traitement du signale analogique » Ellipes, 1999.

[52]J. .M. POITEVIN « Electronique générale », aide mémoire, DUNOD 2002.