



**FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES**  
**DÉPARTEMENT de GÉNIE ÉLECTRIQUE**



**Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de Master**

Spécialité : Génie Electrique

Option : **informatique industrielle**

**Présentées par :**

BENRHIOU Habiba

KADDOUR Oumria

*Sujet du mémoire*

**Etude et minimisation du Bruit dans les  
circuits en technologie CMOS**

*Soutenu publiquement devant le jury composé de :*

Mr	A. ABDICHE	MCA Université de Tiaret	Président
Mr	M. KOULALI	MAA Université de Tiaret	Examineur
Mr	Y. BELHADJI	MAA Université de Tiaret	Encadreur
Mr	F. MOULAHCENE	MAA Université de Tiaret	Co-Encadreur

PROMOTION: 2015



## *Remerciement*

*À l'issue de cette fin d'étude, nous adressons nos sincères remerciements  
premièrement à*

*ALLAH tout puissant qui nous a donné la santé, la volonté et la patience.*

*En notre grand salut sur le premier éducateur, notre prophète Mohammed que le  
salut soit sur lui, avec notre respect et estime.*

*Nous tenons également, à remercier nos encadreurs Mr Belhadji Youcef & Mr.  
MoulaHCene Fateh, pour leurs aides et leurs orientations durant toute la durée de  
ce travail.*

*On remercie également, tous les membres du jury d'avoir accepter d'examiner ce  
travail. Ainsi que tous nos enseignants du Département de Génie électrique  
Enfin, nos parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de nos longues  
années d'études.*

*Benrhiou habiba.*

*Kaddour oumria.*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce travail à :*

 *Mes chers parents, qui m'ont toujours encouragé et soutenu dans mes études jusqu'à atteindre ce stade de formation.*

 *Mes soeurs Afia, Fatima, Djemàà, Toute ma famille Kaddour.*

 *Mes amies. A toute la Promotion 2015.*

 *Tous les enseignants qui m'ont dirigé vers la porte de la réussite.*

*Kaddour Oumria*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail en signe de reconnaissance à tous ceux que  
j'aime particulièrement :*

*À mes très chers parents, que Dieu les  
garde et les protège pour leur soutien  
moral et financier, pour leurs  
encouragements et les sacrifices  
qu'ils ont endurés.*

*A ma famille.*

*A mes frères et à tous mes amis(es)  
d'études surtout ceux  
d'Informatique Industrielle.*

*A tous mes chers amies, à mon binôme Oumria,  
Bouchra, Zineb, Fatima,  
Fouzia, Moukhtaria.*

*Habiba Benrhiou.*

## Table de matière

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

### *Chapitre I technologie CMOS.*

I.1.Introduction.....	3
I.2.Les semi-conducteurs .....	3
I.3.Un peu de physique .....	3
I.4.Transistors.....	4
.I.4.1.Les Transistors MOS .....	4
I.4.1.1.Description Technologique et Principe.....	5
I.4.1.2.Types de Transistors.....	6
I.4.1.2.1. MOS à canal N .....	6
I.4.1.2.2. MOS à canal P.....	6
I.5. Technologie CMOS .....	7
I.5.1. Procédé de fabrication CMOS à caisson n .....	8
I.6. conclusion .....	9

### *Chapitre II Modélisation de bruit*

II.1. Introduction.....	11
II.2. Introduction à la notion de bruit.....	11
II.3. Bruit basse fréquence .....	12
II.4. Sources de bruit.....	13
A. le bruit blanc.....	13
B. le bruit lorentzien.....	14
II.4.1. Les sources de bruit irréductibles.....	14
II.4.1.1. Les bruits de diffusion.....	14
II.4.1.1.1. Le bruit thermique .....	14
II.4.1.1.2. Le bruit quantique.....	15
II.4.1.1.3. Le bruit d'électrons chauds.....	15
II.4.1.2. Bruits liés à la jonction entre deux semi-conducteurs.....	15
II.4.1.2.1. Le bruit de grenaille.....	15
II.4.1.2.2. Le bruit d'avalanche .....	16
II.4.2. Bruit en excès .....	16
II.4.2.1. Bruit de Génération-Recombinaison (G-R ) .....	16
II.4.2.2. Bruit de scintillation ou bruit en 1/f( bruit de flicker noise).....	16
A. fluctuations du nombre de porteurs de charge.....	17

B. fluctuation de la mobilité.....	17
II.5. Electrocardiographie .....	17
II.5.1. Principe de fonctionnement .....	18
II.5.2. Caractéristique du signal ECG.....	19
II.6. Conclusion .....	19

### ***Chapitre III technique de réduction du bruit.***

III.1. Introduction.....	21
III.2. La technique de stabilisation CHOPPER(C.H.S).....	21
III.2.1.Principe de base de la technique-CHS .....	22
III.2.2.L'utilité de l'amplificateur de chopper .....	24
III.3. La Technique AUTO-ZERO.....	24
III. 3.1.Principe de la technique AUTO-ZERO .....	25
III. 3.2.Caractéristique de cette technique .....	25
II.6. Conclusion.....	26

### ***Chapitre IV simulation et résultats***

IV.1. Introduction.....	28
IV.2. Présentation du modèle élaboré .....	28
IV.2.1. Le Modulateur .....	30
IV.2.2. Amplificateur sélectif.....	31
IV.2.3. Démodulateur .....	33
IV.2.4. Filtre passe bas .....	33
IV.3. Les blocs des bruits.....	33
IV.3.1. bruit thermique .....	34
IV.3.2. bruit en 1/f.....	34
IV.3.3. bruit Pop-Corn.....	35
IV.4. Résultats de simulation .....	38
IV.4.1. Essai sur un signal sinusoïdal.....	38
A. Bruit thermique.....	39
B. Bruit en 1/f.....	40
IV.4.2. Essai sur un signal ECG.....	40
IV.4.2.1.Simulation d'un signal ECG.....	40
IV.4.2.2.Effet de la CHS dans le cas du signal ECG.....	41
IV.5. Conclusion .....	42

CONCLUSION GENERAL.....	.44
Liste des abréviations.....	.47
Liste de figures.....	.49
Bibliographie .....	52
Résumé	

# *Introduction générale*

## **INTRODUCTION GENERALE**

Suite au développement technologique enregistré ces dernières années, beaucoup d'efforts ont été mené à la réduction de la tension d'alimentation afin de réduire la consommation des systèmes électronique. Ainsi, les circuits intégrés à faible consommation d'énergie, peuvent facilement atteindre des qualités excellentes du point de vue fonctionnement par exemple une très grande résolution et un bon rapport signal sur bruit (SNR). Aussi, les circuits intégrés analogique à basse tension d'alimentation et à faible consommation et avec de bonne fonctionnalité sont très difficiles à réaliser.

D'autre part, la dynamique de sortie d'un amplificateur diminue substantiellement en réduisant la tension d'alimentation. Par ailleurs les circuits analogiques ne peuvent pas être conçus en utilisant des tailles minimales des transistors, pour des raisons de gain de l'amplificateur, l'offset, le bruit basse fréquence, etc. Donc, La surface de la partie analogique ne peut donc pas être réduite radicalement avec la minimisation des tailles des fonctions à réaliser.

Plusieurs applications nécessitent le traitement des signaux à basse amplitude tels que les dispositifs électroniques implantables dédiés à des applications biomédicales. L'inconvénient majeur dans ce genre d'applications est le bruit basse fréquence qui vient s'entaché au signal utile et qui demande d'être minimisé au maximum. Donc c'est dans ce but qu'on réaliser ce travail. Ce dernier consiste à utilisé la technique de stabilisation Chopper (CHS) pour analyser l'effet du bruit basse fréquence sur la qualité de deux signaux différents : sinusoïdal et électrocardiogramme (ECG). En optimisant l'étage de base cette technique, qui est l'amplificateur sélectif, une minimisation appréciable a été enregistré.

Le travail est organisé comme suit :

- Après une introduction générale, un premier chapitre qui fournira des notions théoriques sur le transistor MOSFET et la technologie CMOS.
- Dans le deuxième nous exposons la théorie ainsi que la modélisation des sources de bruit basse fréquence dans les circuits électroniques.
- Le troisième chapitre sera une présentation des caractéristiques détaillés et une analyse approfondie de la technique de stabilisation de chopper C.H.S
- Le dernier chapitre fournit les résultats obtenus suivies par des discussions.
- En fin ce projet sera clôturé par une conclusion.

*Chapitre I*  
*Technologie CMOS*

## ***.1.1. Introduction***

Le domaine de la micro-électronique a connu un essor considérable dans ces dernières années. On peut ainsi désormais concevoir l'intégration, dans une seule puce, de systèmes électroniques, remplaçant, par la même, un nombre important de cartes électroniques. Cette tendance à l'intégration et à la miniaturisation est sans conteste portée par le développement à croissance exponentielle des systèmes embarqués pour l'automobile, les télécommunications mais aussi pour le multimédia. Il est ainsi possible d'intégrer des systèmes électroniques comprenant plusieurs modules appartenant à des domaines bien différents. Des modules numériques, très denses, tels que microprocesseurs, microcontrôleurs, **DSPs** (**D**igital **S**ignal **P**rocessing, chaîne de traitement du signal), et mémoires numériques, côtoient désormais des modules analogiques, moins denses, tels que l'amplification, etc. Cette volonté d'associer de plus en plus de fonctions au sein d'une même puce est alors conjointe à une évolution nécessaire des technologies utilisées.

Aussi, le développement de la micro-électronique n'aurait pas pu être si spectaculaire sans la maîtrise de l'élément de base des circuits intégrés : le silicium (**Si**). Nous pouvons ainsi considérer que le (**Si**) est l'un des semi-conducteurs les plus souvent utilisés dans la fabrication des composants électroniques comme les diodes, thyristors, les circuits intégrés ainsi que les lasers à semi-conducteur et les transistors.

## ***1.2. Les semi-conducteurs***

Les semi-conducteurs sont les matériaux utilisés pour la fabrication des dispositifs électroniques et optoélectroniques. Parmi les différents types des semi-conducteurs, nous citons le Silicium (**Si**) et le Germanium (**Ge**). La plus grande partie des composants (transistors, diodes et puce en général) sont réalisés en Silicium [1]. Le silicium est le matériau semi-conducteur le plus utilisé commercialement, du fait de ses bonnes propriétés, et de son abondance naturelle même s'il existe également des dizaines [4].

## ***1.3. Aperçu sur la physique***

Le comportement électrique des semi-conducteurs est généralement modélisé à l'aide de la théorie des bandes d'énergie. Selon celle-ci, un matériau semi-conducteur possède une bande interdite suffisamment petite pour que des électrons de la bande de valence puissent facilement rejoindre la bande de conduction. Si un potentiel électrique est appliqué à ses bornes, un faible courant électrique apparaît, provoqué à la fois par le déplacement des électrons et par celui des « trous » qu'ils laissent dans la bande de valence. On parle de deux types de semi-conducteurs : [4]

✚ Intrinsic : c'est un semi-conducteur pur (absence d'atomes étrangers)

✚ Extrinsic : c'est semi-conducteur dopé soit N soit P (voir figures ci-dessous)

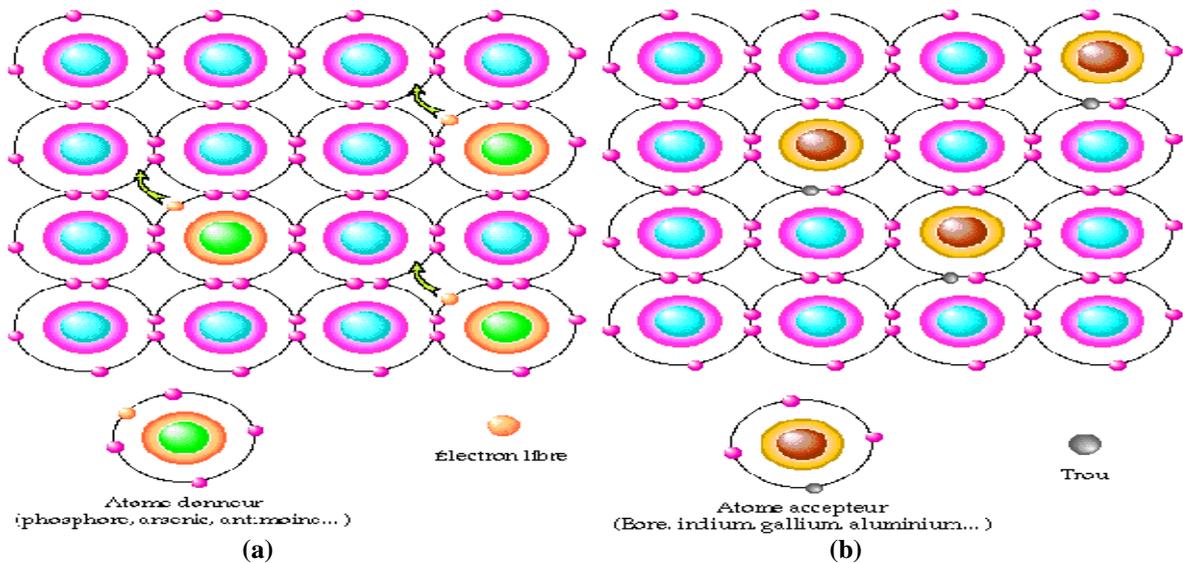


Fig. I.1. Dopage [16]

- a) De type N
- b) De type P

## I.4. Transistors

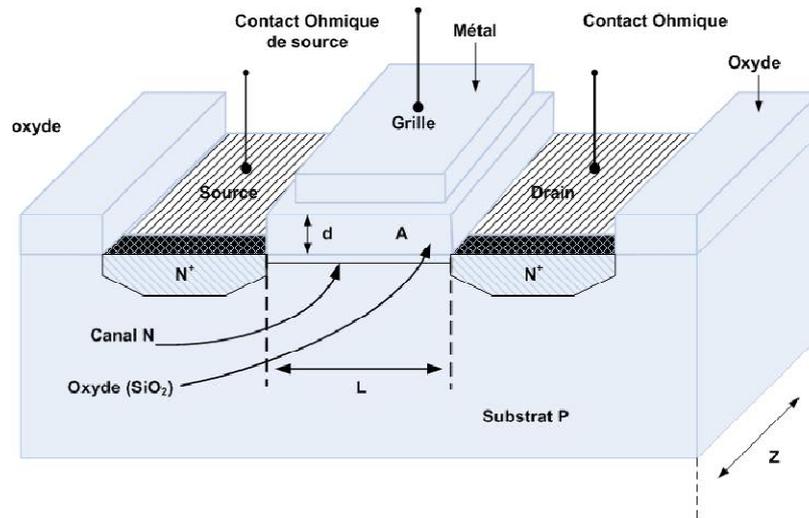
Un transistor est un dispositif électronique actif, à semi-conducteurs, possédant trois électrodes actives. Ce composant permet de contrôler un courant (ou une tension) sur une des électrodes de sorties (le collecteur pour le transistor bipolaire et le drain sur un transistor à effet de champ) grâce à une électrode d'entrée (la base sur un transistor bipolaire et la grille pour un transistor à effet de champ).[4]

Dans un circuit électronique, le **transistor** peut être exploité :

- Comme un interrupteur dans les circuits logiques.
- Comme amplificateur de signal.
- Pour stabiliser une tension, moduler un signal

### I.4.1. Les Transistors MOS

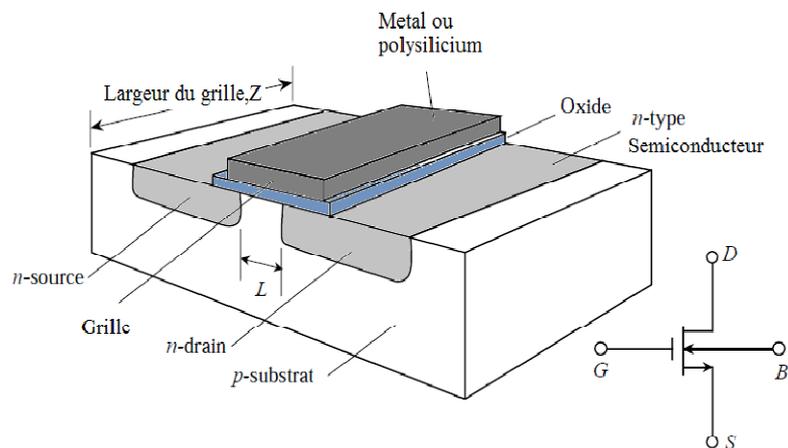
Les transistors MOSFET reprennent plusieurs caractéristiques des FETs à jonction : ils se divisent en deux versions, le canal **N** et le canal **P**, et les électrodes vont aussi s'appeler drain, source et grille, leur fonction étant la même que pour les JFETs. [4]



**Fig. I.2.** Substrat type P pour MOSFET canal N [5]  
Substrat type N pour MOSFET canal P

#### .I.4.1.1. Description Technologique et Principe

Sur un substrat (*Bulk*) de silicium de type p, sont aménagées de part et d'autre deux diffusions distinctes de type N++ formant le drain et la source du dispositif. Ces deux diffusions N++ sont séparées par une zone P de surface (W.L) qui représentera aussi la surface du canal du dispositif MOS. Ce canal est recouvert d'une mince couche d'oxyde de silicium  $T_{ox}$  superposée d'une couche de métal ou actuellement de poly silicium appelée grille.



**Fig. I.3.** Transistor MOSFET Planaire (structure et symbole) [2]

L'ensemble grille-oxyde-canal forme alors une capacité  $C_{OX}$  par unité de surface. L'effet de champ dans le MOSFET est dû à l'application d'une différence de potentiel  $V_{GB}$  entre la grille et le substrat.

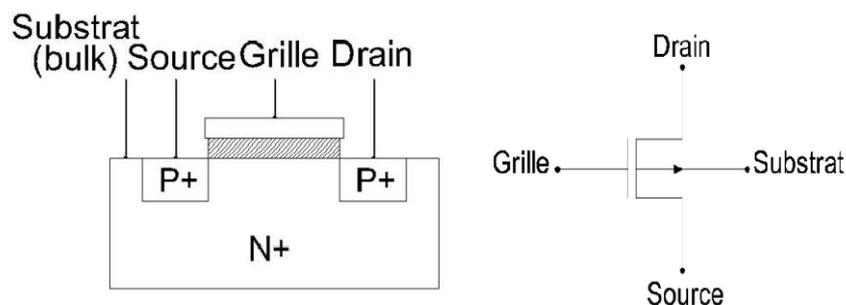
Un champ électrique est donc créé ayant pour effet de repousser les porteurs majoritaires loin de l'interface oxyde-semi-conducteur et d'y laisser diffuser des porteurs minoritaires venus de deux îlots source et le drain de type complémentaire au substrat. Les porteurs forment une couche pelliculaire de charges mobiles appelée canal. Ces charges sont susceptibles de transiter entre le drain et la source située aux extrémités du canal. [2]

#### **.I.4.1.2. Types de Transistors**

Selon le type de semi-conducteur constituant le substrat, on peut distinguer deux types de transistors : les transistors NMOS ou transistor a canal N conçu un substrat de type p dits NMOSFET et transistor PMOS ou transistor MOS a canal P conçu un substrat de type n dits PMOSFET. [2]

##### **.I.4.1.2.1. MOS à canal N**

Dans le cas des NMOS la grille est polarisée par une VGB positive, afin de créer une zone de déplétion peuplée d'électrons à l'interface SC/Isolant. La source et le drain sont reliés par un canal formé d'électrons. La différence de potentiel entre le drain le source qu'on l'appelle  $V_{DS}$  et positive, le sens du courant se fait la source vers le drain. [2]



**Fig. I.4. Transistor MOS à canal N [2]**

##### **.I.4.1.2.2. MOS à canal P**

Pour les transistors à canal P la grille est négativement polarisée, la zone de déplétion à l'interface SC/Isolant est peuplée par des trous, le canal de conduction est formé de trous et la tension  $V_{DS}$  doit être négative pour drainer ces trous. Le courant circule dans le même sens du déplacement des trous (de la source vers le drain). [2]

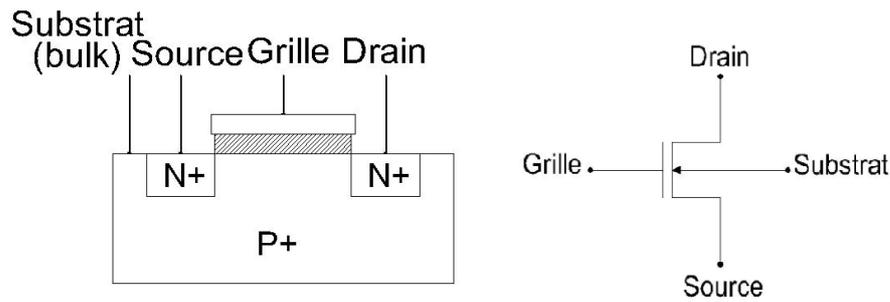


Fig. I.5. Transistor MOS à canal P [2].

### 1.5. Technologie CMOS

Dès 1930, Julius Edgar Lilienfeld de l'Université de Leipzig déposait un brevet dans lequel il décrivait un élément assez proche du transistor MOS et qui aurait pu constituer le premier transistor de l'histoire. Il fallut cependant attendre le début des années 1960, pour voir apparaître les premiers dispositifs MOS puis CMOS industriels.

La technologie CMOS (Complementary Metal Oxyde Silicon), est une technologie planaire destinée au développement des systèmes à très haute échelle d'intégration (VLSI). Grâce aux propriétés des transistors MOS complémentaires cette technologie permet de réaliser des circuits à faible coût et à basse consommation.

Cet avantage lui a permis d'être reconnue comme la technologie de pointe la plus avancée et la plus maîtrisée dans le domaine de la micro-électronique : il existe trois principaux types de cette technologie : CMOS à caisson N, CMOS à caisson P, et la technologie CMOS à double caisson. Cette dernière utilise un substrat en silicium de type quelconque, sur lequel sont déposés des caissons de type N et des caissons de type P. Les transistors NMOS et PMOS qui peuvent être réalisés par cette technologie sont utilisés pour former des fonctions analogiques ou numériques. [3]

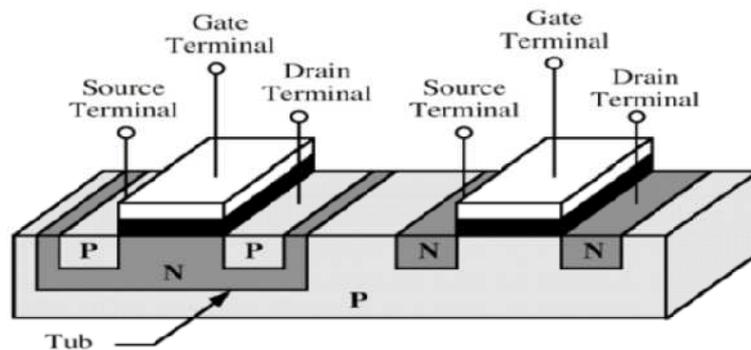


Fig. I.6. Transistor à canal N et canal P fabriqué sur un même substrat. [3]

### I.5.1. Procédé de fabrication CMOS à caisson n

La figure (I.7) illustre le procédé de fabrication en technologie CMOS à caisson N et donne à chaque étape du procédé une vue en coupe de la tranche du silicium en fabrication et le masque correspondant. Généralement dans une technologie de circuits intégrés, on commence par une tranche de silicium (Wafer) sur laquelle on a déjà déposé une couche épaisse d'oxyde.

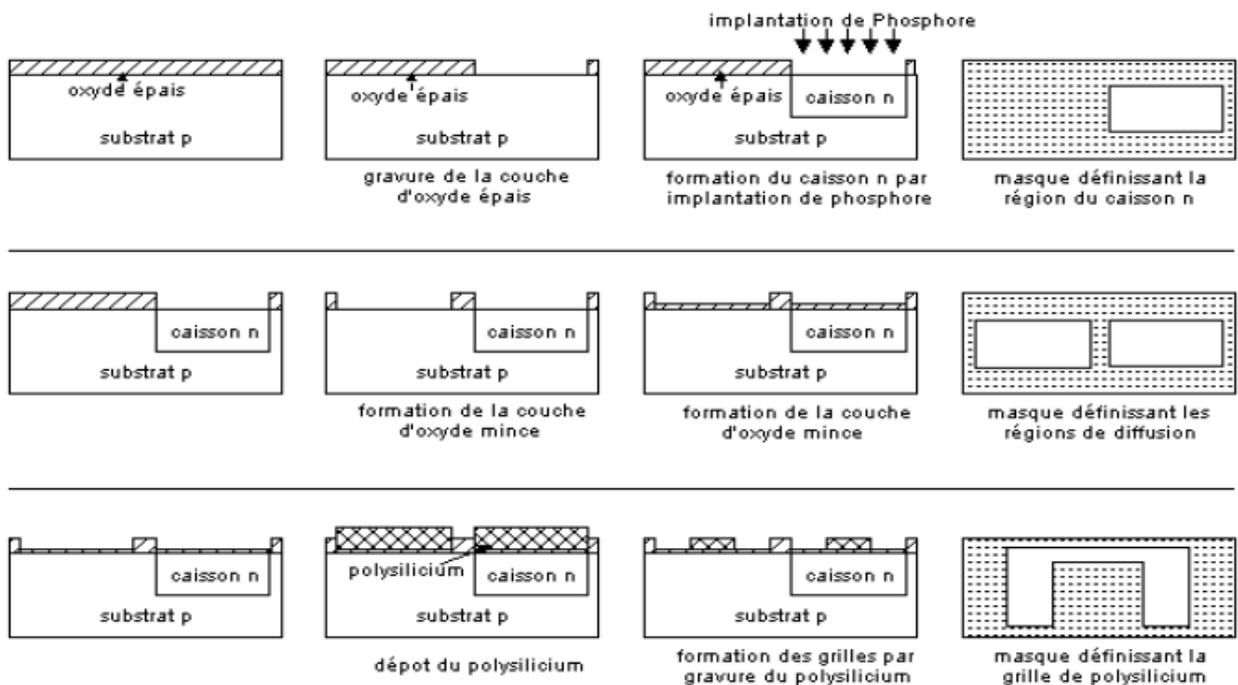
✚ La première étape consiste à définir la région où le caisson n sera formé. Dans cette région la couche d'oxyde épais est gravée pour permettre une diffusion profonde d'impureté de type N telle que le phosphore. La profondeur du caisson ainsi que son niveau de dopage va dépendre de l'énergie et de la durée de la diffusion.

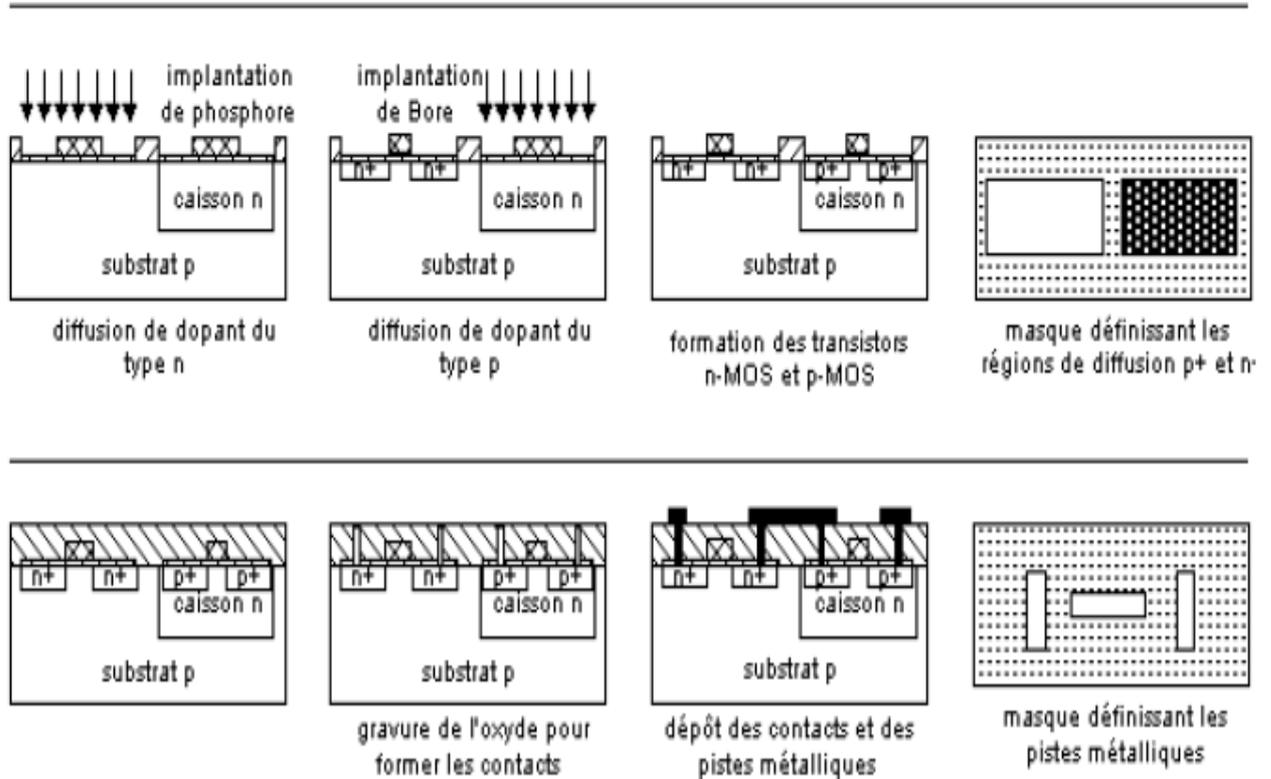
✚ La seconde étape consiste à définir les régions où seront formées les couches fines d'oxyde qui sont nécessaires pour réaliser les grilles des transistors.

✚ Dans l'étape suivante la grille en cristallin est formée. Cette étape consiste à recouvrir le matériau de cristallin puis à faire une gravure pour enlever l'essentiel de cette couche de façon à ne laisser que les régions qui vont servir comme grille pour les transistors.

✚ Dans les deux étapes qui suivent les NMOS et les PMOS sont définis. Une diffusion localisée d'impuretés de type donneur telle que le phosphore, va former le drain et la source des transistors diffusion (N+).

✚ Ces deux étapes sont faites après la formation de la grille de cristallin pour assurer un auto-alignement des deux régions de diffusion d'un transistor. [2]





**Fig. I.7.** La figure montre les différentes étapes suivies pendant un procédé de fabrication d'une technologie CMOS à caisson n. Elle donne une vue en coupe de la tranche de silicium en fabrication ainsi que le masque correspondant à chaque étape du procédé CMOS à caisson n [3]

## I.6. Conclusion

A travers ce premier chapitre, nous avons énoncé un rappel théorique sur la technologie CMOS tout en décrivant ses caractéristiques à partir du composant de base qui est le transistor. Nous avons de même décrit les étapes technologiques nécessaires à la fabrication de tel circuit.

Le chapitre suivant a consacré à la modélisation des différentes sources de bruit se manifestant dans cette technologie.

*Chapitre II*  
*Modélisation du Bruit*

## II.1 Introduction

La maîtrise de la technologie de fabrication des transistors en technologie CMOS, leur miniaturisation en relation avec un coût réduit incitent de plus en plus les spécialistes à entrevoir des applications dans plusieurs domaines notamment la radiofréquence et la biomédicale. Les applications modernes de cette technologie dans cette bande de fréquence imposent une modélisation correcte du bruit afin d'assurer un bon fonctionnement. Les deux sources majeures de bruit dans un transistor MOS sont le bruit en  $1/f$  (basse fréquence) et le bruit thermique. En radiofréquence le bruit en  $1/f$  est négligeable, le bruit thermique devient alors la principale source de bruit.

On traitera uniquement les bruits électroniques dus à des fluctuations d'origine physique :

- ✚ Bruit thermique: éléments dissipatifs : résistances
- ✚ Shot noise (bruit de grenaille) : dû aux jonctions.
- ✚ Bruit «en  $1/f$ » (flicker noise) : défauts.

Ces bruits sont des phénomènes aléatoires, on ne s'intéressera qu'à ses propriétés statistiques: valeur moyennes, variances, corrélations. Aussi, les bruits sont généralement modélisés par une densité spectrale puissance, une tension et un courant. La valeur moyenne du courant et de la tension sont toujours nulle.

Dans cette partie du travail, nous allons énoncer quelques notions fondamentales sur les bruits électriques générés dans le domaine des basses fréquences. Nous discuterons aussi leurs origines et leurs propriétés ainsi que leurs formalismes mathématiques nécessaires pour caractériser les fluctuations des grandeurs électriques.

## II.2. Introduction à la notion de bruit

Un signal est toujours affecté par des fluctuations plus ou moins importantes. Ces fluctuations, dont les origines peuvent être diverses, sont appelées **bruit électrique**, **bruit de fond**, ou tout simplement bruit. Un signal n'est jamais loin d'être contaminé par une source de bruit. Simplement il peut être affecté d'un bruit plus ou moins important. Si celui-ci est très faible par rapport au signal, il devient invisible à l'oscilloscope [15].

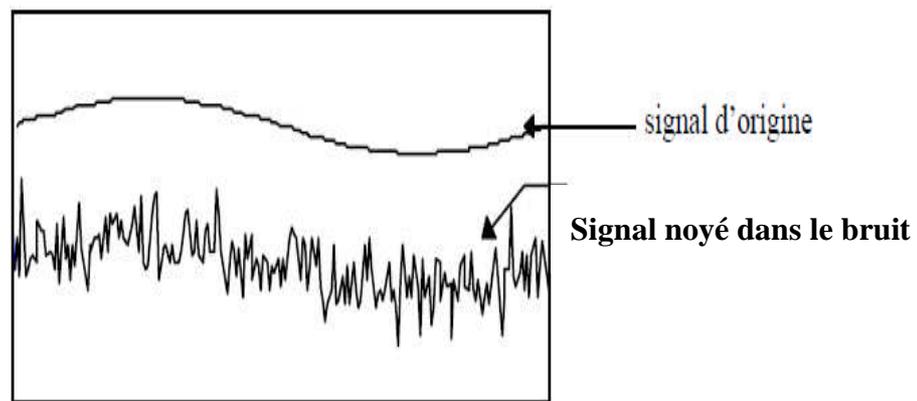


Figure II.1. Signal bruité en électronique

### II.3. Bruit basse fréquence

Dans les systèmes électroniques le bruit représente l'ensemble des perturbations indésirables qui se superposent au signal utile, et qui ont tendance à masquer son contenu. Il correspond à la limite inférieure de détection du signal. Généralement, ce bruit provient du déplacement des porteurs dans la structure granulaire d'un semi-conducteur. Dans les dispositifs semi-conducteurs, le bruit électrique est un processus aléatoire des charges, qui se manifeste sous forme de fluctuations aléatoires et spontanées de la tension et du courant aux bornes du composant. Il reflète les propriétés de transport des porteurs au sein du composant, il est lié aux fluctuations des porteurs dus à des processus physiques spécifiques parfois liés à des défauts.

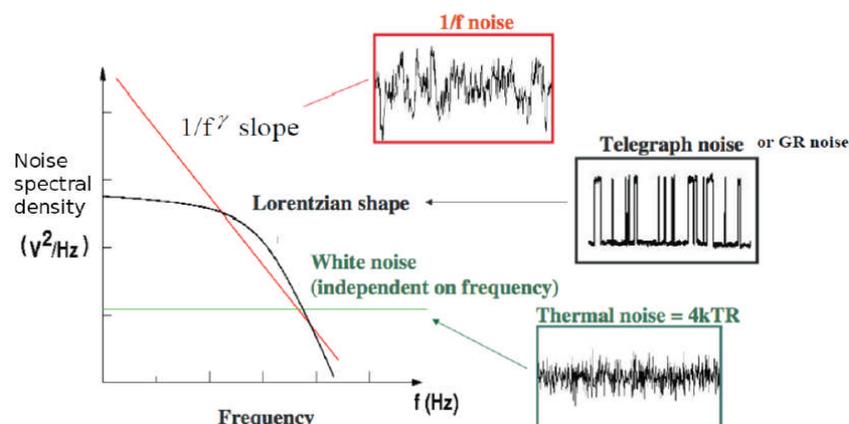
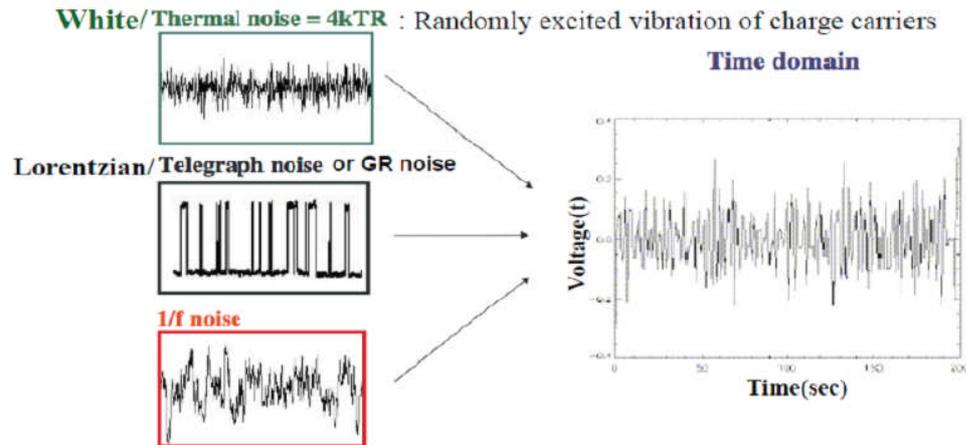


Fig. II.2. Représentation temporelles et fréquentielles des différents types de bruits rencontrés dans les dispositifs à semi-conducteurs [6]



**Fig.II.3.** Visualisation dans le domaine temporel de la somme des différents bruits [6].

## II.4. Sources de bruit

Le déplacement d'électrons dans une structure cristalline provoque des perturbations de nature aléatoire appelées bruit. Compte tenu de la diversité de ces perturbations parasites, le bruit possède des origines multiples. Ces différentes sources peuvent se manifester sous différentes signatures électriques qui dépendent de la fréquence.

On distingue deux principales familles de sources de bruit: les sources de bruit non réductibles (bruit blanc) car ils se manifestent d'une manière uniforme et constante pour toutes les fréquences réparties dans le spectre, et les sources de bruit réductibles qui sont les sources de bruit en excès.

### A. Le Bruit blanc

Indépendant de la fréquence sur une large bande de fréquences. Le bruit blanc a deux sources fondamentales qui sont le bruit thermique et le bruit Schottky. Le bruit thermique est la conséquence du mouvement Brownien des porteurs dans un conducteur. la densité spectrale

d'une telle source de bruit associée à une résistance  $R$  est donnée par la relation :

$$e_{nR}^2 = 4kTR \quad (\text{II.1})$$

Où  $k$  est la constante de Boltzmann et  $T$  la température absolue.

Quant au bruit Schottky ou Grenaille, il est dû au franchissement aléatoire de barrières de potentiel par les porteurs (jonction pn). La densité spectrale de puissance d'un tel bruit est proportionnelle à la charge électronique des porteurs  $q$  et au courant  $I$  telle que : [9]

$$S_I = 2qI \quad (\text{II.2})$$

### B. Le Bruit lorentzien

Dans le domaine fréquentiel, le bruit lorentzien est représenté par une densité spectrale constante jusqu'à une fréquence caractéristique  $f_{0i}$  puis décroît avec une pente en  $1/f^2$ . cette densité spectrale est donnée par la relation :

$$S(f) = \frac{Ai}{1 + \left(\frac{f}{f_{0i}}\right)^2} \quad (\text{II.3})$$

Où  $Ai$  est le niveau de plateau de la lorentzien. Ce type de bruit à plusieurs sources. [9]

#### II.4.1. Les sources de bruit irréductibles

Les sources de bruit dites irréductibles regroupent, d'une part le bruit de diffusion et d'autre part le bruit de grenaille.

##### II.4.1.1. Les bruits de diffusion

Les bruits de diffusion dans un composant sont liés aux propriétés intrinsèques du substrat. Ils sont dus aux fluctuations des vitesses des porteurs libres du semi-conducteur provoquées par leurs interactions et leurs collisions avec le réseau cristallin, ces bruits se manifestent même en l'absence de champ électrique. Nous distinguons trois types de bruit de diffusion: le bruit thermique, le bruit quantique et le bruit des électrons chauds.

##### II.4.1.1.1. Le bruit thermique

Le bruit thermique est dû au mouvement aléatoire des charges dans le conducteur (agitation thermique) ; ces mouvements produisent une variation de potentiel (également aléatoire) aux bornes de ce conducteur. Cette tension résultante, dite tension de bruit, a une valeur exprimée par l'équation suivante :

$$V_{eff} = \sqrt{4kTRB} \quad (\text{II.4})$$

Où  $K$  est la constante de Boltzman ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K),  $T$  la Température ( $^{\circ}\text{K}$ ),  $R$  la partie résistive du composant ( $\Omega$ ) et  $B$  la bande passante (Hz). La densité de puissance en courant de ce bruit est alors donnée par:

$$S(f) = \frac{4kT}{R} \quad (\text{II.5})$$

Où  $k$  est la constante de Boltzmann,  $T$  la température absolue, et  $R$  la partie résistive du composant. Elle s'exprime en  $A^2/Hz$ . [7]

#### II.4.1.1.2. *Le bruit quantique*

Le bruit quantique est également lié à la physique du semi-conducteur, il a la même origine que le bruit thermique. Ce bruit doit être pris en compte lorsque l'énergie quantique ( $h \cdot \nu$ ) est supérieure à l'énergie thermique ( $k \cdot T$ ). A température ambiante, la fréquence correspondant à l'équilibre entre le bruit thermique et le bruit quantique est définie par :

$$f_{eq} = kT/h. \quad (II.6)$$

Donc :  $f_{eq} = 6252$  GHz à  $T = 300$ K. La contribution du bruit quantique n'est significative que pour des fréquences relativement élevées.

#### II.4.1.1.3. *Le bruit d'électrons chauds*

Il est dû aux variations de la mobilité et du coefficient de diffusion en fonction de l'énergie des porteurs lorsque le matériau est soumis à un champ électrique en dehors de son équilibre thermodynamique.

#### II.4.1.2. *Bruits liés à la jonction entre deux semi-conducteurs*

Il existe deux grands types de bruits liés à la jonction de deux semi-conducteurs: le bruit d'avalanche et le bruit de grenaille ou «shot noise».

##### II.4.1.2.1. *Le bruit de grenaille*

Le bruit de grenaille ou bruit Schottky est caractérisé par la loi statistique de franchissement d'une barrière de potentiel, telle qu'une jonction, par des porteurs. Il s'agit d'un bruit blanc dont la densité spectrale est la suivante :

$$S_i(f) = 4 \cdot k \cdot T \cdot \text{Re}(Y) - 2qI \quad (II.7)$$

Où  $\text{Re}(Y)$  est la partie réelle de l'admittance de la jonction,  $T$  la température en Kelvin,  $k$  la constante de Boltzmann,  $q$  la charge élémentaire d'un électron et  $I$  le courant moyen. Dans le cas d'une jonction d'admittance idéale  $\text{Re}(Y) = qI/kT$ , la densité spectrale de puissance devient:

$$S_i(f) = 2qI \quad (II.8)$$

#### II.4.1.2.2. *Le bruit d'avalanche :*

Ce bruit est dû à la rupture des liaisons atomiques dans le matériau engendrée par le fort champ électrique appliqué au niveau de la jonction polarisée en inverse. Sa densité spectrale de puissance est semblable à celle du bruit de grenaille multipliée par un facteur multiplicatif  $M$  compris entre 1 et 10:

$$S_i(f) = 2MqI \quad (\text{II.9})$$

#### II.4.2. *Bruit en excès*

Les bruits de diffusion sont les bruits minimums générés par un échantillon semi-conducteur. Par rapport à ces sources de bruit blanc, il existe des sources de bruit supplémentaires qui sont extrêmement variées tant par leurs propriétés que par les causes qui leur donnent naissance. Ces sources de bruit sont directement liées à la présence de défauts dans les couches de semi-conducteur ou à l'interface entre deux couches de semi-conducteur.

##### II.4.2.1. *Bruit de Génération-Recombinaison (G-R )*

Ce bruit est dû aux fluctuations de nombre de porteurs au cours du mécanisme de piégeage-dépiégeage des porteurs par des défaut à constante de temps unique localisés dans la zone de charge d'espace du transistor. Cette constante de temps unique peut être due à un piège discret (Due à la présence de défaut ou d'impuretés dans le semi-conducteur) ou à un continuum de piège d'interface [6].

##### II.4.2.2. *Bruit de scintillation ou bruit en 1/f( bruit de flicker noise)*

Le bruit de flicker a été mis en évidence par Johnson en 1925 et définie par Schottky en 1926. Cette source de bruit a la particularité de posséder un spectre en  $1/f^n$  avec  $n \sim 1$  [10].

Le bruit de  $1/f$  se caractérise par le fait que sa densité spectrale de bruit est sensiblement inversement proportionnelle à la fréquence. Ses origines physiques ne sont pas véritablement établies tant les mécanismes précis impliqués dans ce type de bruit sont complexes. Quelle que soit son origine, le bruit en  $1/f$  est directement dépendant du nombre de porteurs libres participant à la conduction dans le matériau semi-conducteur. Pour décrire l'origine du bruit de "flicker noise", deux théories ont été avancées en considérant soit les variations du nombre de porteurs, soit les fluctuations de la mobilité. Ces deux phénomènes sont présents dans les dispositifs en même temps

mais suivant leur point de fonctionnement, l'un ou l'autre principe dominera le bruit de « flicker ». [10]

### A. Fluctuations du nombre de porteurs de charge

Cette théorie a été proposée par Mc Worther. Ce bruit est dû au piégeage des porteurs de charge au-dessous du diélectrique au niveau de la grille. Les résultats actuels ne laissent maintenant aucun doute que ce bruit est globalement, sinon entièrement un phénomène de surface. Ainsi, cette théorie explique la fluctuation du nombre de porteurs de charge ( $\Delta n$ ) par leur piégeage au niveau de l'interface oxyde-grille, d'où l'apparition d'un bruit dit « bruit en 1/f ». Ce dernier est représenté analytiquement par la densité spectrale du courant qui circule au niveau du drain, notée SID et donnée par : [10]

$$S_{ID} = \frac{K_F q^4 I_D^2}{n^2 k T W L f} \frac{N_{ST}}{(C_{OX} + C_{SS} + C_I^2)} \left( \frac{\mu_{eff}}{\mu_0} \right)^2 \quad (II.10)$$

$$\text{Avec :} \quad \mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \theta (V_{GS} + V_T)} \quad (II.11)$$

Pour la description des paramètres dans l'équation II.10, II.11 devon la listes des abréviations.

### B. Fluctuation de la mobilité

Hooge attribue le bruit en 1/f à la fluctuation de la mobilité des porteurs de charge. Il développa une formule empirique déterminant le bruit en 1/f en fonction de la variation de la résistance du canal. La densité spectrale du bruit est alors donnée par la relation suivante :

$$R_n^2 = \frac{\alpha_H}{N} \frac{R^2}{f} \quad (II.12)$$

Avec N le nombre de porteurs de charges libres au niveau du « bulk », et  $\alpha_H$  la constante de Hooge ( $\alpha_H = 2 \cdot 10^{-3}$ ). En se basant sur ces résultats, il conclut :

« Les recherches effectuées démontrent que le bruit en 1/f est dû à la fluctuation de la mobilité des porteurs de charge et non pas à la variation de leur concentration ». [9]

## II.5. Electrocardiographie

Depuis l'invention du premier appareil d'électrocardiographe il ne cesse pas d'évolué en adoptant au fur et à mesure les technologies d'actualité. Ainsi, le signal analogique entraînant une aiguille est devenue numérique, exploité par logiciel, et transmis sur papier par l'intermédiaire d'une imprimante. [7]

### II.5.1. Principe de fonctionnement

L'électrocardiographie (ECG) consiste à recueillir les variations du potentiel électrique, à les amplifier puis les enregistrer. Les signaux captés étant particulièrement faibles, des amplificateurs de hautes performances (gain, linéarité, différentiel, minimum de bruit de fond) sont souvent nécessaires. Sauf pour des études particulières portant sur les aspects énergétiques de l'électrogénèse, on ne s'intéresse guère à la puissance des générateurs bioélectriques, ni au courant qu'ils débitent. On a soin au contraire de rendre négligeable le courant extrait par l'instrument de mesure, qui doit être par conséquent à très haute impédance d'entrée, de telle sorte que les phénomènes biologiques ne soient pas perturbés par la mesure [7].

### II.5.2. Caractéristique du signal ECG

L'analyse de l'électrocardiogramme comprend la mesure des amplitudes et durées ainsi que l'examen de la morphologie de l'onde P, du complexe QRS, de l'onde T, de l'intervalle

PR, du segment ST, de l'intervalle QT (figure II.4). Ces composantes réunies forment le cycle cardiaque complet [8], elles sont définies comme (figure ci-dessous) :

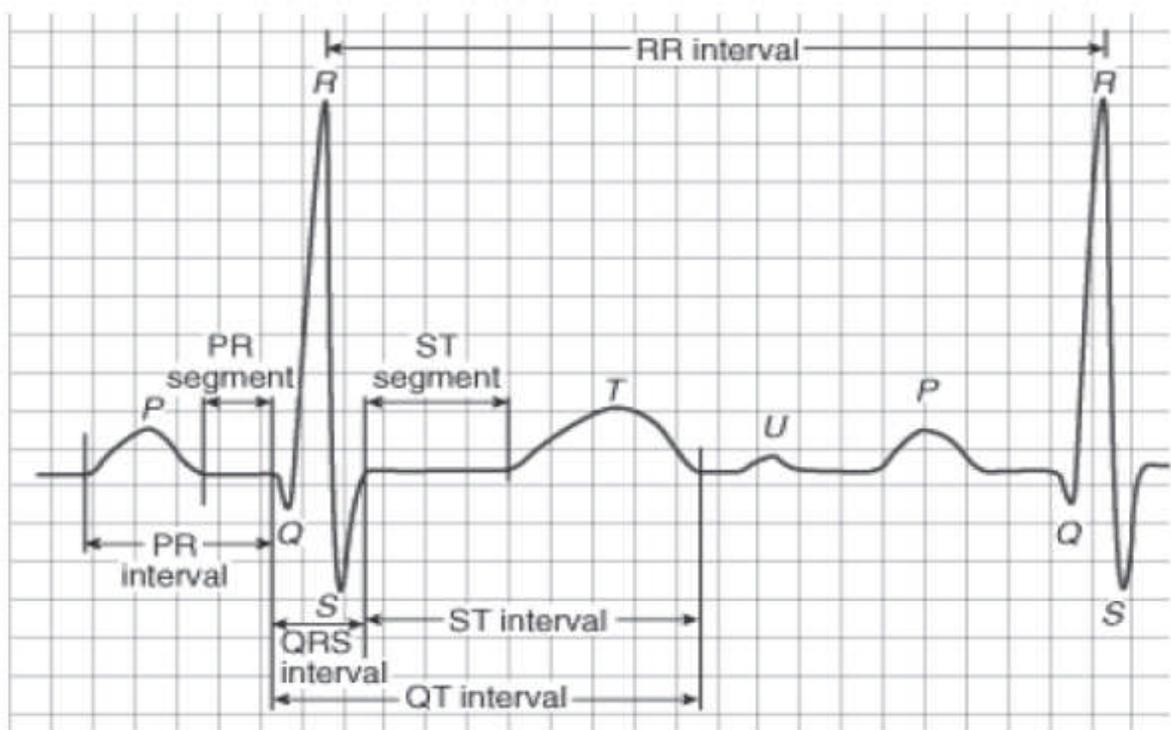


Fig. II.4. ECG Normal [8]

- **L'onde P** : représente la dépolarisation née du noeud sinusal, qui se propage dans les oreillettes et provoque leur contraction. Sa durée est inférieure à 120 ms, son amplitude inférieure à 2 mm, elle est monophasique.
- **L'onde Q** : Quand elle existe, est la première déflexion négative qui suit l'onde P. Souvent, il n'existe pas d'onde Q. Sa durée peut atteindre 0.2 sec.
- **L'onde R** : représente la première déflexion positive qui suit l'onde P.
- **L'onde S** : représente la déflexion négative qui suit l'onde R. Le complexe QRS (Appelé ainsi par extension, même s'il ne comprend pas toutes les ondes) correspond à la dépolarisation des ventricules, et à leur contraction. Sa durée est inférieure à 100 ms.
- **Le segment ST** : fait suite au QRS et est normalement isoélectrique.
- **L'onde T** : suit le complexe QRS et correspond à la ré-polarisation des ventricules. Elle survient pendant la diastole, et ne témoigne d'aucun événement mécanique. C'est un phénomène purement électrique, pendant lequel les ventricules redeviennent stimulables. Elle est habituellement dissymétrique.
- **L'intervalle QT** : Il s'agit de la distance entre le début du complexe QRS et la fin de l'onde T, englobant la dépolarisation et la ré-polarisation ventriculaires.
- **L'onde U** : est une déflexion positive de faible amplitude qui est parfois observée après l'onde T et presque uniquement visible dans les précordiales. Sa signification exacte reste discutée. [8].

## II.6. Conclusion

Le présent chapitre été consacré à la modélisation des principales sources de bruit qui peuvent dégrader le fonctionnement d'un composant ou un circuit électronique. Les différents bruits discutés dans ce chapitre sont : bruit blanc, bruit diffusion, bruit 1/f, bruit thermique, etc.) . Par la suite on évoqué les caractéristique d'un signal ECG. Cette base théorique va nous servir dans ce qui suit pour l'analyse et la minimisation de ces sources

***Chapitre III***  
***Technique de réduction du***  
***bruit***

### **III.1 Introduction**

Une chaîne d'acquisition de données, comporte généralement un capteur, un amplificateur, un éventuel étage de la mise en forme, un échantillonneur-bloqueur et finalement un convertisseur analogique-numérique (CAN). Le capteur est un dispositif électronique qui sert à capter une grandeur non électrique et la traduire en une grandeur électrique. Généralement le signal capté est de faible amplitude, d'où la nécessité d'un amplificateur, ou d'un préamplificateur, qui sert à augmenter le niveau du signal capté afin d'être converti en un signal numérique.

Une des caractéristiques importantes de cet amplificateur est sa tension d'offset, en effet, celle-ci limite la précision de toute la chaîne d'acquisition. La tension du bruit représenté également une limite fondamentale à la résolution de n'importe quel système. Ces deux éléments clés doivent donc être réduits au maximum, voir même éliminés, pour obtenir la précision désirée. De nos jours, un intérêt croissant est porté sur les systèmes totalement intégrés sur une puce, incluant toute la chaîne d'acquisition incluant aussi le capteur.

Ce travail porte sur l'étude d'un préamplificateur entièrement intégré en technique CMOS dédié à des applications hautes précisions en basses fréquences. L'un des inconvénients de la technologie CMOS par rapport à la technologie bipolaire est son bruit de basse fréquence (ou bruit en  $1/f$ ) qui est beaucoup plus important. Quelques techniques de dimensionnement des grandeurs caractéristiques du bruit et de l'offset furent proposées telles que l'AUTOZERO et la technique CHOPPER. Bien que ces méthodes soient déjà bien connues et utilisées, une grande confusion quant à leurs effets sur le bruit large bande persiste. L'un des objectifs de ce travail est de distinguer et de mettre en valeur les qualités et les défauts inhérents à chacune de ces techniques.

#### **III.1. La technique de stabilisation CHOPPER(C.H.S)**

L'approche CHS a d'abord été développée en 1948 par EA Goldberg. Comme la technologie des circuits intégrés s'améliore de jour à jour, la CHS peut facilement être réalisée sur une puce (système on chip SOC)[1]. La stabilisation de Chopper (CHS) est une technique de modulation qui peut être utilisée pour réduire les effets des imperfections op-ampères y compris le bruit (principalement  $1/f$  et bruit thermique) et le décalage tension d'entrée DC-visé. D'autres techniques comprennent AUTOZERO (AZ), qui est une technique d'échantillonnage, et double échantillonnage corrélé (CDS), qui est un cas particulier d'AZ. Idéalement, un amplificateur chopper stabilisé peut éliminer le décalage (l'offset) surtout dans le cas du bruit basse fréquence (essentiellement  $1/f$ ).

### III.2.1. Principe de base de la technique-CHS

La technique CHS est basé sur le principe de modulation AM ; une porteuse haute fréquence  $m_1(t)$  module un signal informatif basse fréquence avant d'être entaché par le bruit dû aux composants constituant le modulateur. Le principe de cette technique est clairement illustré dans la Fig. III.1. Avec une entrée  $v_{in}$ , une sortie  $V_{out}$  sortie, et un gain linéaire « A ». Aussi,  $V_{OS}$  et  $V_N$  désignent le décalage DC et le bruit déterministe respectivement. Il est supposé que le signal d'entrée est à bande limitée (à la moitié de la fréquence de découpage  $f_{chop}$ ) si aucun signal repliement ne se produit [1]. Le rôle de l'amplificateur sélectif de gain « A », centré sur la fréquence du modulateur, est d'amplifier le signal issu du modulateur et d'éliminer le spectre du bruit qui s'étend sur la gamme basse fréquence. Le signal récupéré à la sortie de l'amplificateur subira par la suite une démodulation suivie d'un filtrage passe bas, dans le but d'extraire le signal informatif. Si le spectre du signal d'entrée est limité à la moitié de la fréquence chopper (c'est à dire la fréquence de porteuse), aucun chevauchement de signal ne se produira (Vérification de la condition de Shannon)  $f_{echant} \geq 2 \cdot f_{max}$ . [12]

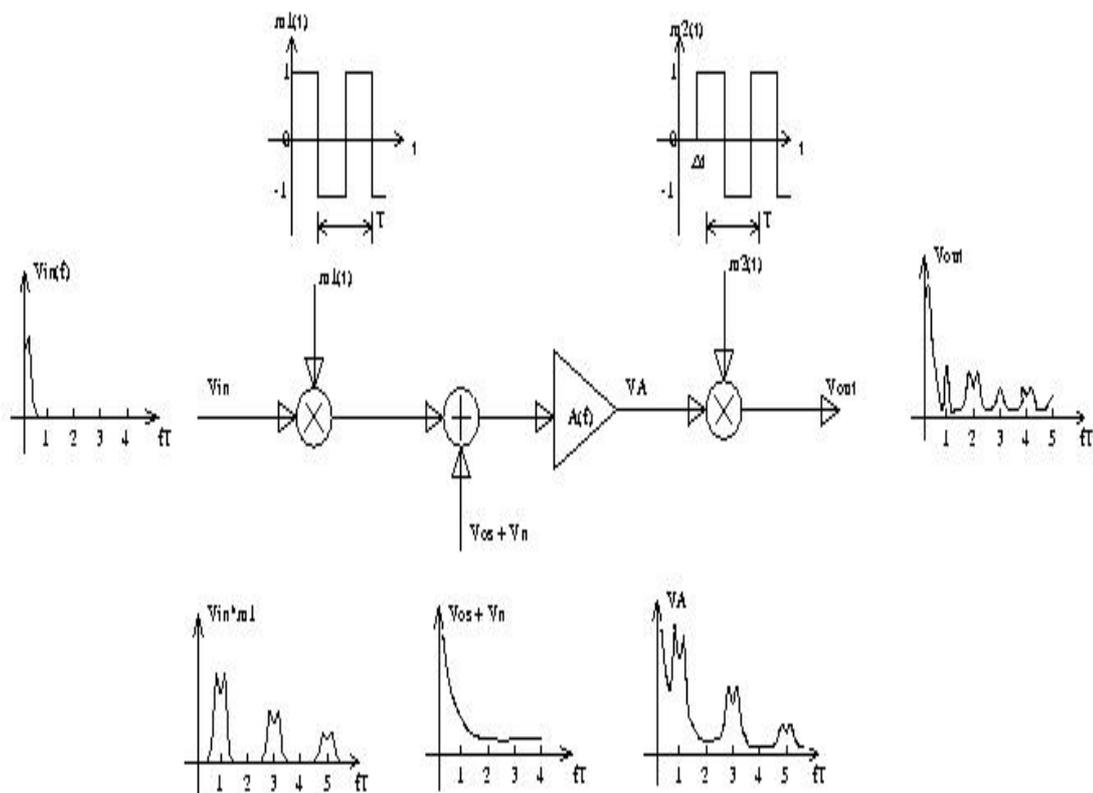


Figure III.1. Schéma principale de la technique CHS. [11]

Aussi, Cette méthode tire profit d'une technique de modulation qui n'augmente pas le bruit à large bande ni le bruit blanc à bande étroite. Ainsi la CHS est une méthode très pertinente pour le traitement des signaux en temps réel, tel que la surveillance des activités neuromusculaires [12]. La décomposition en série de Fourier du signal  $m_1(t)$  donne :

$$M_1(t) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{k\pi}{2}\right)}{\left(\frac{k\pi}{2}\right)} \cos(2\pi f_{chop} kt) \quad (\text{III.1})$$

Ses  $k^{\text{ièmes}}$  coefficients de Fourier,  $M_k$ , ont la propriété:

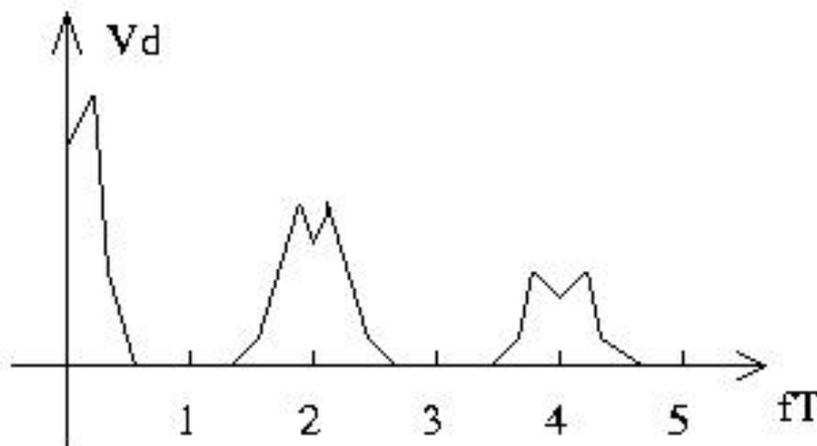
$$M_0 = M_{\pm 2} = M_{\pm 4} \dots = 0. \quad (\text{III.2})$$

Le spectre du produit du signal informatif et le signal de la porteuse est schématisé dans la figure III.1. Après amplification le signal est démodulé par  $m_2(t)$ , on obtient par multiplication la formule [12] :

$$V_d(t) = 4AV_{in}(t) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{k\pi}{2}\right)}{\left(\frac{k\pi}{2}\right)} \cos(2\pi f_{chop} kt) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{k\pi}{2}\right)}{\left(\frac{k\pi}{2}\right)} \cos(2\pi f_{chop} kt) \quad (\text{III.3})$$

- ✓  $L, k$  : nombres entiers
- ✓  $V_d(t)$  : signal démodulé
- ✓

. La figure III.2 représente la transformée de Fourier de ce signal de sortie démodulé.



**Fig. III.2.** Transformée de Fourier du signal de sortie idéal sans bruit. [11]

Pour récupérer le signal d'origine sous forme amplifiée, le signal modulé est appliqué à un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure légèrement supérieure à la largeur de bande du signal d'entrée, dans ce cas, la moitié de la fréquence de découpage. Le bruit ainsi que le décalage DC sont

modulés qu'une seule fois. Si  $S_N(f)$  désigne la densité spectrale de puissance (PSD) du bruit et le décalage DC, le PSD de  $(V_{OS} + V_N) \cdot m_2(t)$  est :

$$S_{CS}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |M_{2k+1}|^2 S_N\left(f - \frac{2k+1}{T}\right) = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2} S_N\left(f \frac{2k+1}{T}\right) \quad (\text{III.4})$$

Donc le bruit et le décalage DC sont convertis aux fréquences harmoniques impaires du signal de modulation, laissant l'amplificateur à découpage idéalement sans aucun bruit offset ou basse fréquence. Dans une situation moins idéale, l'amplificateur aurait une largeur de bande limitée, par exemple jusqu'à deux fois la fréquence de découpage avec un gain constant.[12]

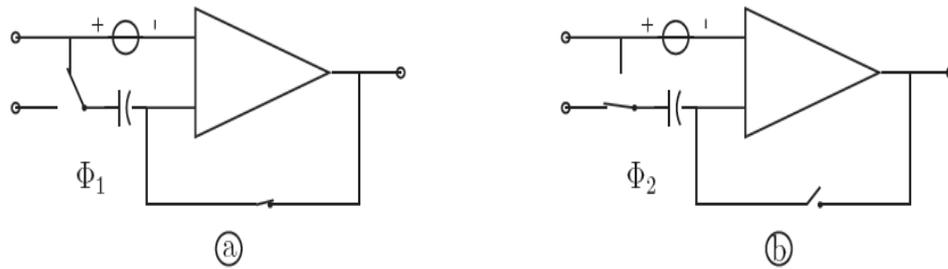
### **III.2.2. L'utilité de l'amplificateur de chopper**

L'Amplificateur Chopper stabilisé constitue une partie primordiale lors de la conception des convertisseurs Analogique / Numérique, qui sont à l'abri de l'influence du bruit basse fréquence. En général, l'amplificateur Chopper est un amplificateur à faible bruit surtout en régime continu et les signaux de très basse fréquence. Il est principalement utilisé dans les applications d'instrumentation telle que l'électronique et l'optoélectronique biomédicales. Souvent, l'objectif motivant la conception de tel amplificateur est d'atteindre le niveau de microvolt pour compenser le bruit, avec une bande passante limitée à quelques centaines de Hz tout en maintenant la consommation d'énergie inférieure 100µ.electron volt

Un exemple d'application typique est les capteurs capacitifs pour la mesure de l'accélération et de pression. L'utilisation de l'amplificateur chopper supprime les effets de décalage, le bruit 1/f et l'injection de charge du commutateur.[12]

### **III.2. La Technique AUTO-ZERO**

La technique d'autozéro consiste à échantillonner la perturbation (bruit basse fréquence et offset) puis à la soustraire au signal continu bruité. Cette annulation peut se faire à l'entrée, à la sortie ou à un nœud intermédiaire de la cellule. Les techniques d'autozéro sont particulièrement efficaces sur des chaînes électroniques en tension grâce à la forte impédance d'entrée des transistors et capacités. Cette impédance élevée permet de mémoriser sur de relativement longues durées, une information en tension. La figure (III.3) présente un exemple d'architecture d'un amplificateur compensé par autozéro.[12]



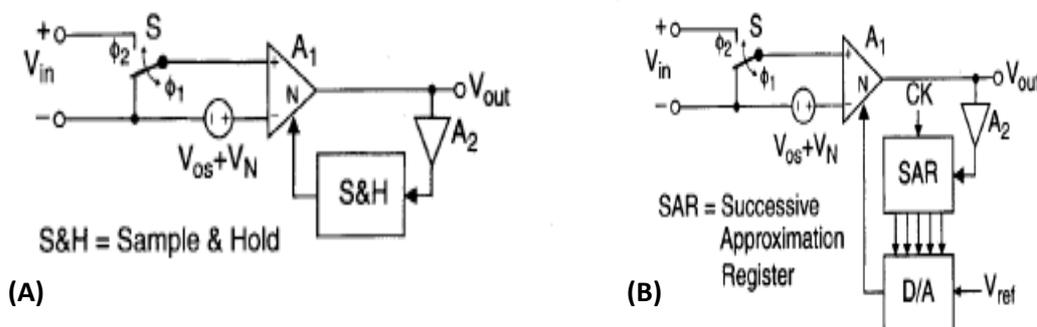
**Figure III.3.** Exemple d'une architecture d'autozéro autour d'une cellule d'amplification en tension. (a) Phase 1 de l'autozéro : échantillonnage. (b) Phase 2 de l'autozéro : amplification du signal avec l'amplificateur compensé. [14]

### III. 3.1. Principe de la technique AUTO-ZERO

Le principe de la méthode "Autozero" consiste à échantillonner et d'enregistrer le bruit et l'offset de l'amplificateur. Ces valeurs seront ensuite soustraites des valeurs instantanées de ces mêmes grandeurs. Ainsi les composantes indésirables seront largement éliminées. L'échantillonnage du bruit a pour effet secondaire d'augmenter la composante de bruit blanc résiduelle à cause du phénomène de repliement. Cette technique sera donc plutôt appliquée à des circuits déjà échantillonnés où le repliement du bruit est de toute façon inévitable.

### III. 3.2. Caractéristique de cette technique

La contrainte de conception à faible bruit est restée depuis longtemps une contrainte majeure dans la conception des circuits intégrés, la technique Autozero est considérée comme étant l'une des techniques primordiales dans la conception. Les deux figures ci-dessous présentent les deux catégories majeures de cette technique la première est un procédé de control et de stockage analogique et la deuxième est une technique numérique.



**Fig.III.4.** principe de la technique auto-zero [13]

A : Control et stockage analogique d'offset et bruit.

B : Control et stockage numérique d'offset et bruit.

Le processus général nécessite au minimum deux phases : une première phase ( $\phi_1$ ) où le signal est déconnecté de l'amplificateur, et l'entrée de ce dernier sera ramenée à un mode commun. Dans cette phase, le bruit et l'offset ( $V_N + V_{out}$ ) sont échantillonnés et stockés. Durant une deuxième phase ( $\phi_2$ ), qui est une phase de traitement du signal, le bruit et l'offset sont compensés en utilisant une entrée annulant auxiliaire N au moyen d'une configuration appropriée de rétroaction. La valeur de la tension appliquée à cette entrée est celle échantillonnée et stockée pendant la phase  $\phi_1$ .

### **III.3. Conclusion**

Dans le présent chapitre, une présentation théorique détaillée des techniques de réduction de bruit, largement utilisées, a été évoquée. Deux techniques ont été, alors, étudiées : la technique de stabilisation Chopper (CHS) ainsi que la technique Auto-Zéro. Le prochain chapitre sera consacré à l'exploitation et le test de l'efficacité de l'une de ces techniques qui est la CHS, sur le bruit basse fréquence.

*Chapitre IV*  
*Simulation et résultats*

## **IV.1. Introduction**

Ce dernier chapitre a consacré pour analyser quelques sources de bruits prédominant, dans les circuits électroniques, dans le domaine des basses fréquences. Pour cela, une analyse des performances de la technique de réduction du bruit (modulation **CHS**) sur le rapport signal sur bruit (SNR) en basse fréquence sera présentée. Ainsi, l'effet du bruit sur le signal appliqué à l'étage d'entrée (sinusoïdal puis un signal ECG) du modulateur CHS sera aussi examiné.

Pour mettre en évidence les différentes analyses effectuées, nous avons exploité le logiciel de simulation **MATLAB/SIMULINK**. **MATLAB** est un logiciel de calcul numérique très utilisé dans l'industrie (Michelin, Renault, Dassault...) et le domaine de la recherche scientifique. Ce logiciel présentera également l'avantage de pouvoir interpréter et exécuter toute commande compris dans sa bibliothèque. Dans ce qui va suivre, nous exposons les étapes effectuées pour réaliser ce travail.

## **IV.2. Présentation du modèle élaboré**

En utilisant la bibliothèque **SIMULINK** nous avons pu élaborer un système (figure (IV.1)), permettant une réduction notable du bruit basse fréquence. Ceci, à l'aide d'un amplificateur Chopper. Ce dernier, comporte plusieurs étages et sous-systèmes, où chaque sous systèmes assure une fonction bien précise. Le signal informatif est modulé avant d'être entaché par le bruit dû aux composants constituant le modulateur. La fonction de transfert de l'amplificateur sélectif a été choisit soigneusement de tel sorte qu'il soit centré sur la fréquence du modulateur. Autour de cette fréquence, l'amplificateur permet d'amplifier le signal issu du modulateur et éliminer le spectre du bruit qui s'étend sur la gamme basse fréquence. Par la suite, une démodulation suivie d'un filtrage passe bas est effectuée à la sortie de l'amplificateur sélectif. Le résultat obtenu est un signal totalement détaché des sources des bruits qui ont affectés le signal à l'entrée.

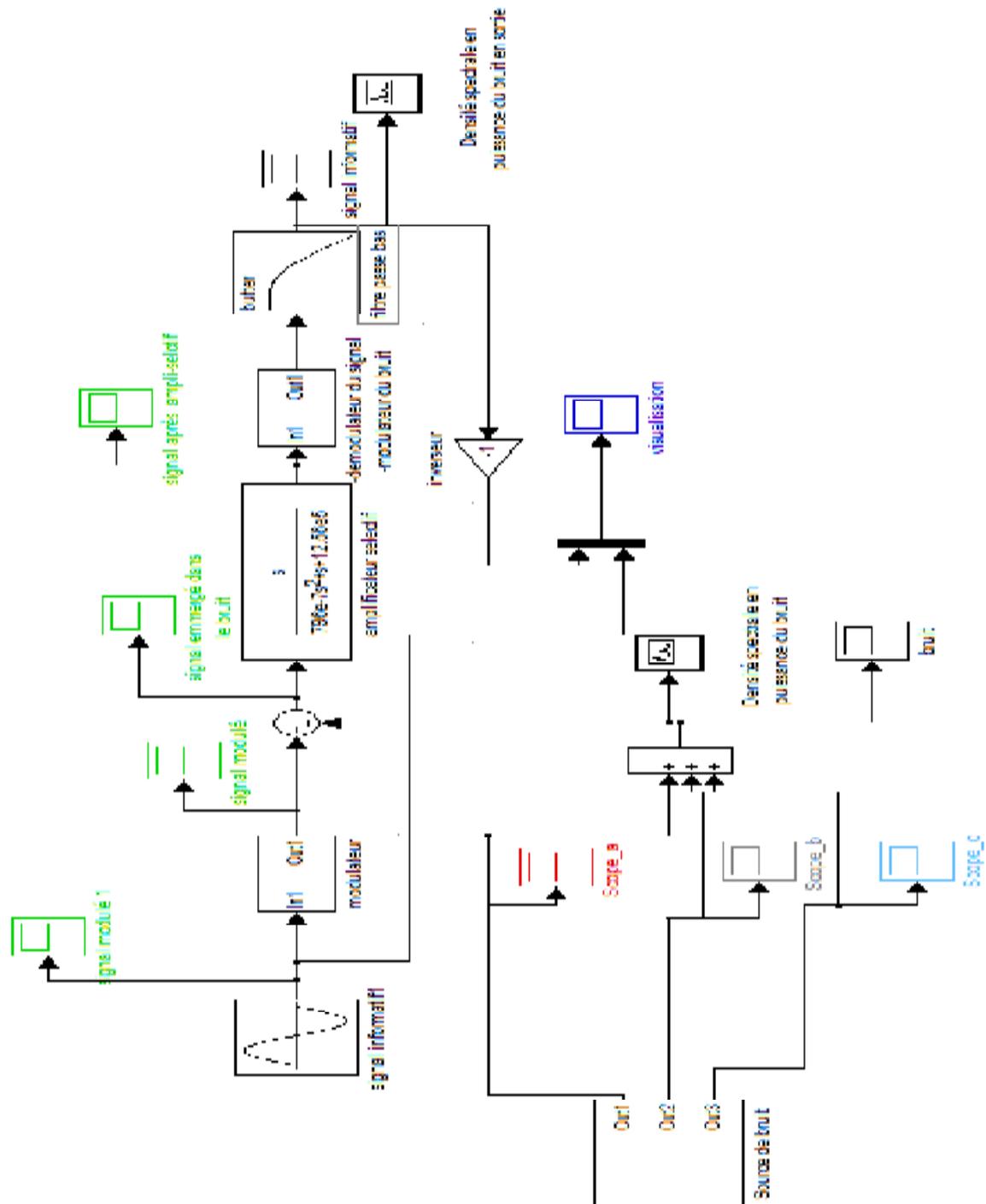


Fig. IV.1. Modèle complet de la technique de stabilisation chopper C.H.S.

### IV.2.1. Le Modulateur

La modulation peut être définie comme le processus par lequel le message est transformé de sa forme originale en une forme adaptée. Un signal est modulé en amplitude, tel que l'enveloppe du signal modulé reproduise les variations du signal modulant. La différence entre les fréquences  $f_m$  et  $f_p$  est en réalité beaucoup plus grande.

Où :  $f_m$  : fréquence du signal informatif,  $f_p$  : fréquence du porteuse

Le signal modulé est présenté superposable à l'enveloppe, mais ce n'est pas le cas en général : l'enveloppe reproduit simplement la forme du signal sous le SIMULINK, un modulateur est réalisé par le schéma donné par la figure ci-dessous :

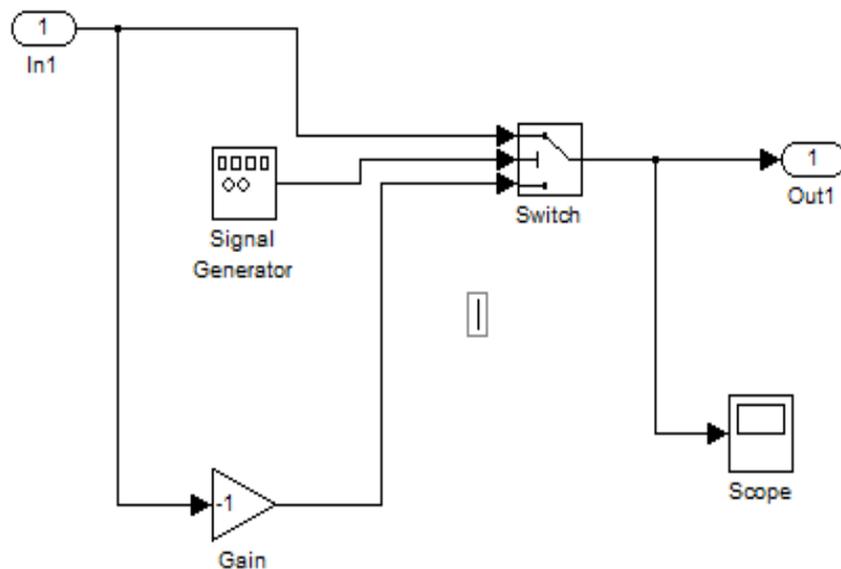


Fig. IV.2. Schéma du Modulateur.

Ce modèle est exprimé par la fonction mathématique :  $Y(t)=x(t).m(t)$  ;

$X(t)$  est le signal informatif,  $m(t)$  : signal modulé. Cette équation peut être réalisée par un commutateur contrôlé par un signal sinusoïdal, le modulateur fonctionne tel que l'amplitude du signal informatif peut moduler l'amplitude de la porteuse.

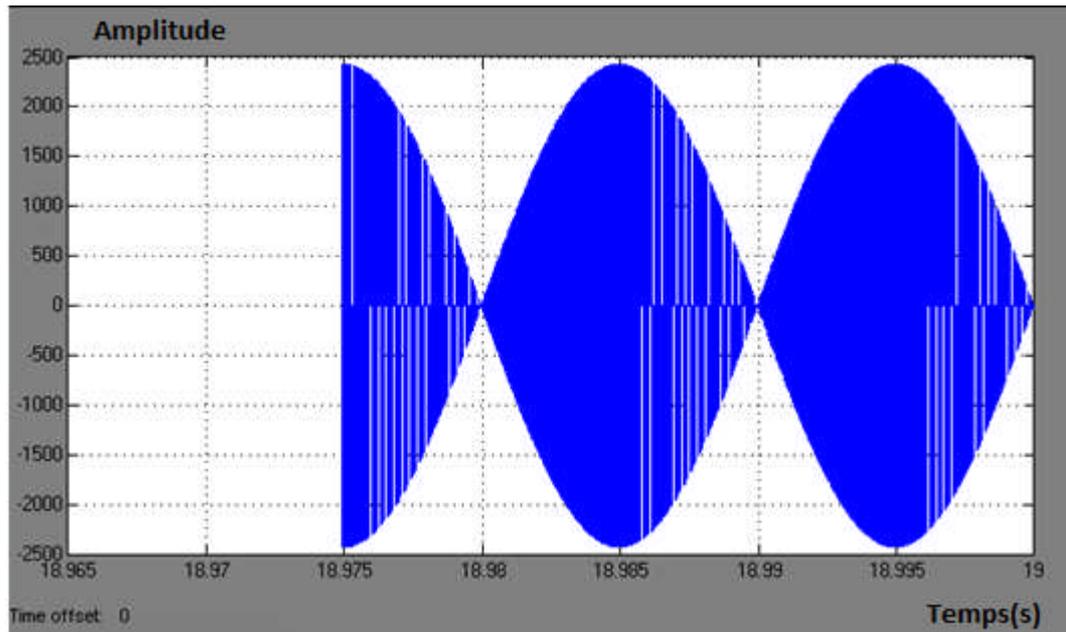


Fig. IV.3. Signal à la sortie du modulateur

#### IV.2.2. Amplificateur sélectif

La caractéristique principale de cet amplificateur est sa capacité à filtrer et amplifier dans une certaine bande de fréquence autour de sa fréquence centrale du modulateur. Dans le cas de notre étude, on a précisé cette bande telle que les fréquences qui déterminent notre bande passante sont respectivement la fréquence de la porteuse (20kHz) et la fréquence du signal informatif (50Hz). La figure (IV.4) illustre la fonction de transfert de l'amplificateur sélectif dédié à l'étude de cette technique. Ce système est limité par la bande passante, le gain DC, le temps de réponse.

$$H(s) = \frac{s}{79610^{-7}s^2 + s + 125610^5} \quad (\text{IV.1})$$

Un filtre passe bande de **Butterworth** du second ordre a été utilisé. Le choix d'un tel filtre est basé sur le fait qu'il présente une bonne réjection du bruit. La fonction de transfert de ce filtre est:

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + jQ(x - 1/x)} \quad (\text{IV.2})$$

Où  $H$  : le gain du filtre ;  $X = \omega/\omega_n$  avec  $\omega_n$  : la fréquence centrale,  $Q$  : le facteur de qualité, il est égale à :

$$Q = \frac{f_1 f_2}{f_1 - f_2} \text{ où } f_1 = f_p + f_m \text{ et } f_2 = f_p - f_m \quad (\text{IV.3})$$

Le gain, le facteur de qualité et la fréquence centrale de cet amplificateur sont choisis 1, 10 et 20 kHz respectivement.

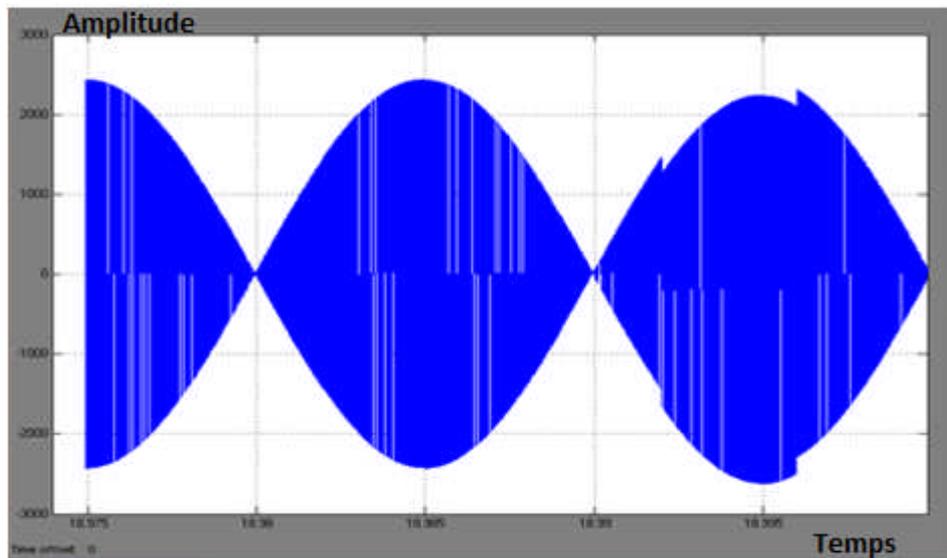


Fig. IV.4. Signal avant l'amplificateur.

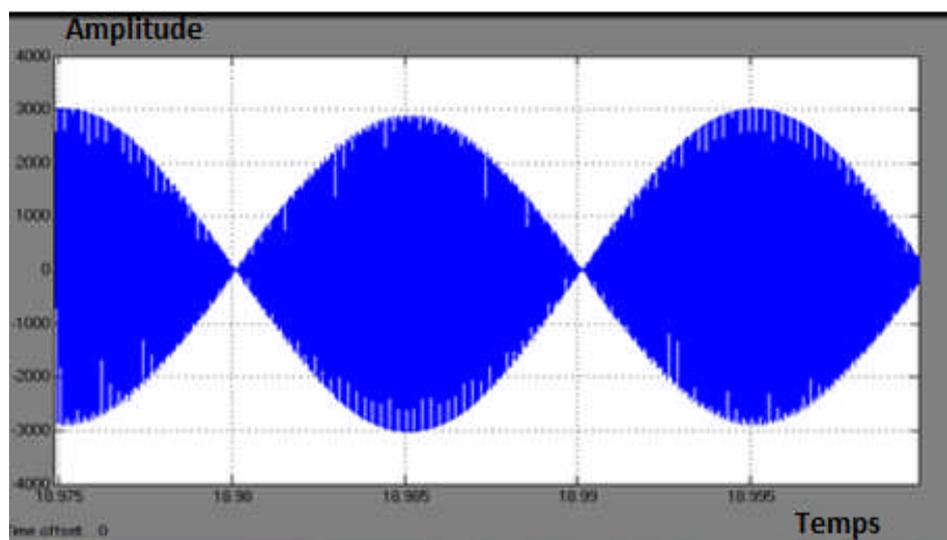


Fig. IV.5. Signal après l'amplificateur.

### IV.2.3. Démodulateur

Le module du Démodulateur est similaire au celui du modulateur, mais son fonctionnement est différent, l'utilité de cet étage, est d'enlever le signal de la porteuse, et de déplacer le spectre du bruit résiduel aux basses fréquences vers le spectre du signal modulé.

### IV.2.4. Filtre passe bas

Comme nous l'avons énoncé dans le paragraphe 1.2.4 le filtre de Butterworth est le seul filtre linéaire dont la forme générale est similaire pour tous les ordres. Ces filtres (Butterworth) sont conçus pour posséder un gain aussi constant que possible dans sa bande passante et tend vers 0 en dehors de cette dernière. La fréquence de coupure choisie pour ce filtre correspond à la fréquence maximale que peut atteindre le signal informatif avec un petit écart. Dans notre cas la fréquence de coupure est de 60Hz. Le gain du filtre d'ordre n est :

$$G_n(\omega) = |H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega/\omega_c)^{2n}}} \quad (\text{IV.4})$$

Où  $G_n$  est le gain du filtre,  $H_n$  sa fonction de transfert,  $j$  : l'unité complexe,  $\omega$  : la fréquence (angulaire) du signal en  $\text{rad.s}^{-1}$  et  $\omega_c$  la fréquence de coupure (angulaire) du filtre (à -3dB). En normalisant l'expression (c'est-à-dire en spécifiant  $\omega_c=1$ ) :

$$G_n(\omega) = |H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^{2n}}} \quad (\text{IV.5})$$

Les  $2n-1$  premières dérivées de  $G_n$  sont nulles pour  $\omega=0$ , impliquant une constance maximale du gain dans la bande passante.

Aux hautes fréquences :

$$|H_n(j\omega)|_{\text{dB}}^2 = 20 \cdot n \cdot \log \omega \quad (\text{IV.6})$$

## IV.3. Les blocs des bruits

Dans ce travail nous sommes limités à trois types de sources de bruit prédominantes dans le régime basse fréquence et qui sont :

### IV.3.1. bruit thermique

Le modèle d'un bruit thermique tel que représenté dans la figure (IV.6.a) où le bloc du bruit blanc à bande limitée (band-limited White noise) génère une séquence aléatoire de puissance désiré. Ceci est suivi par un étage de gain de valeur ajustable avec l'amplitude du signal transmis. La figure (IV.6.a) donne le modèle du bruit thermique ; figure (IV.6.b) sa représentation spectrale.

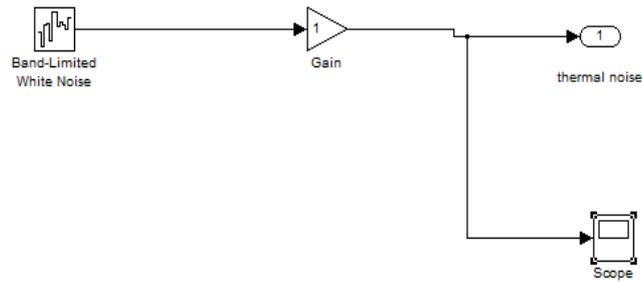


Fig. IV.6.a. Modèle du bruit thermique

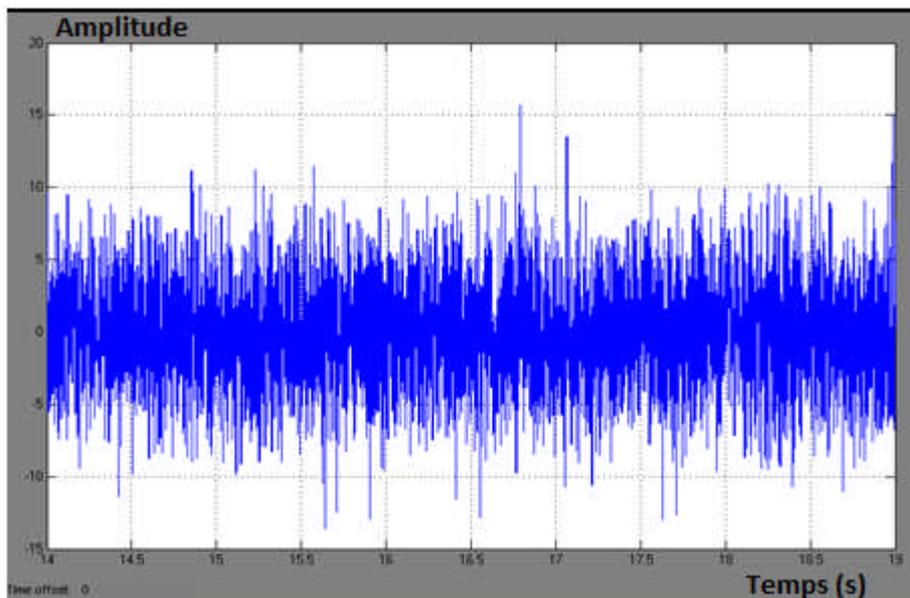
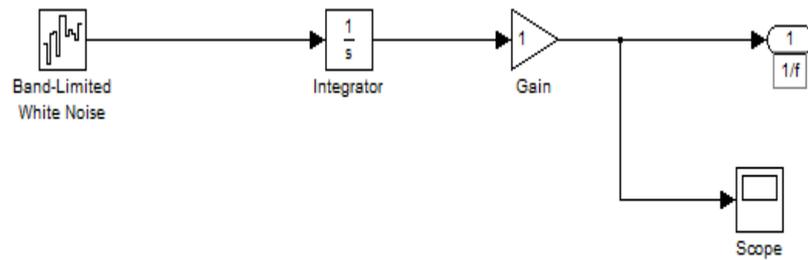


Fig. IV.6.b. Représentation temporelle du bruit thermique

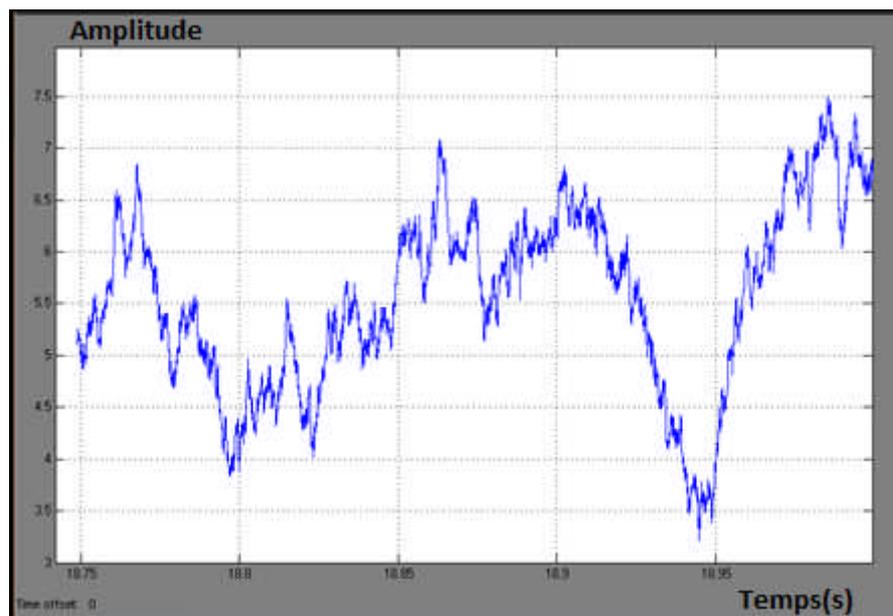
### IV.3.2. bruit en 1/f

La simulation du bruit en  $1/f$  peut être obtenue à l'aide d'un intégrateur connecté à la sortie d'un étage délivrant un bruit blanc. L'amplitude de ce bruit est ajustée via un bloc gain de tel sorte que la densité spectrale du bruit en  $1/f$  ce qui permet le réglage de la fréquence de

coupure (corner fréquence). Le modèle du bruit en  $1/f$  est exprimé par la figure (IV.7.a) et sa densité spectrale par la figure (IV.8.b) :



**Fig. IV.7.a.** Modèle du bruit en  $1/f$

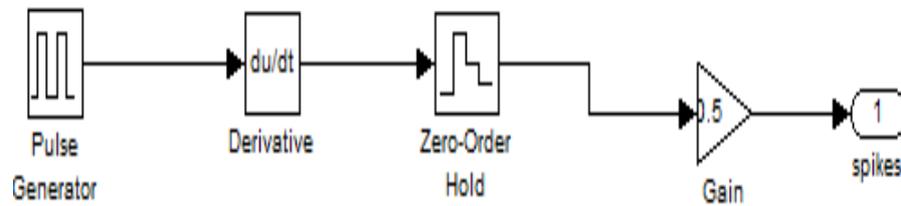


**Fig. IV.7.b.** Représentation temporelle du bruit en  $1/f$

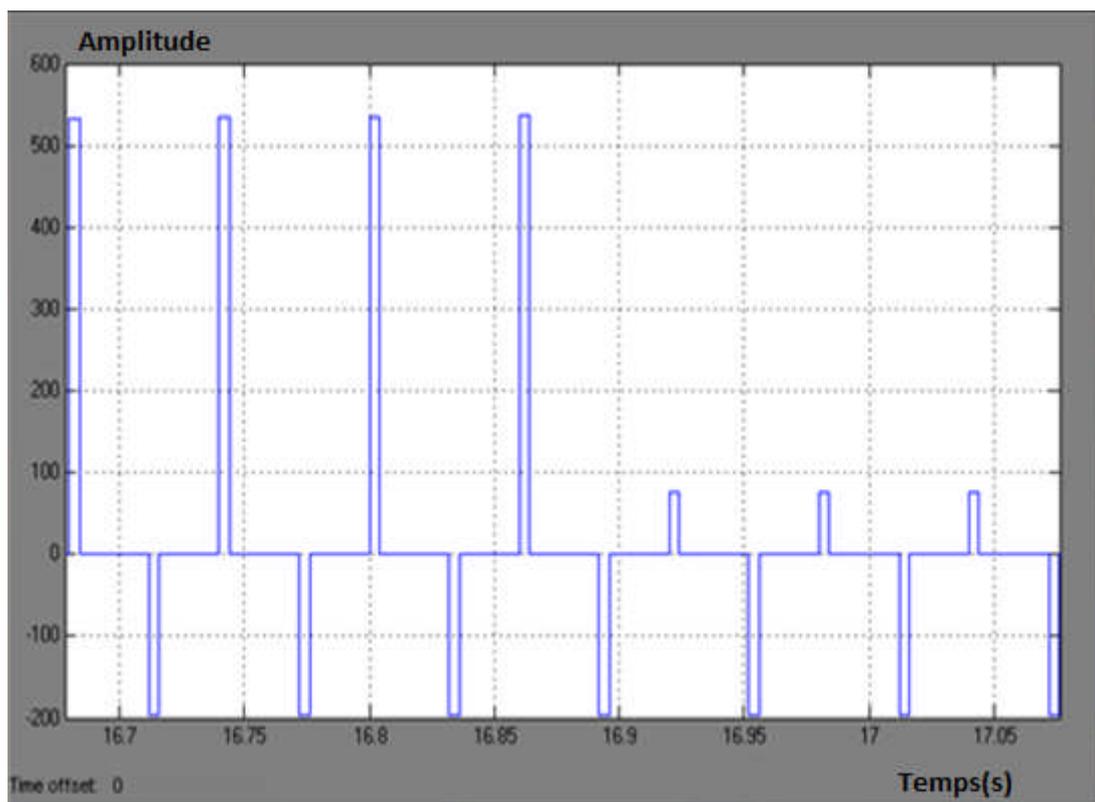
### IV.3.3. bruit Pop-corn

Le Pop-corn Noise est dû à une capture-libération des porteurs de charges dans le canal. Afin de simuler ce bruit, nous introduisons un étage dérivateur qui sert à dériver les impulsions générées par le générateur d'impulsion. Le bloc Zero Order Hold est utilisé pour

spécifier la constante du temps pour laquelle une quantité de charge sera maintenue. Ce bruit est représenté dans la figure (IV.8.a) et sa densité spectrale par la figure (IV.8.b).



**Fig. IV.8.a.** Représentation du bruit d'injection des porteurs



**Fig. IV.8.b** Représentation temporelle du bruit Pop-corn

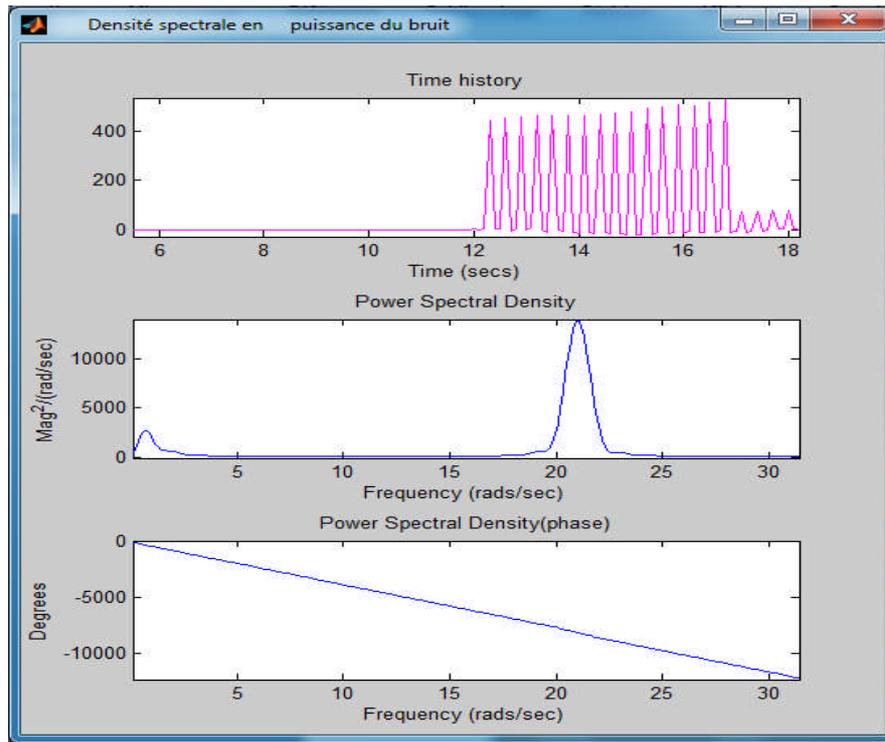


Fig. IV.9. Densité spectrale en puissance du bruit

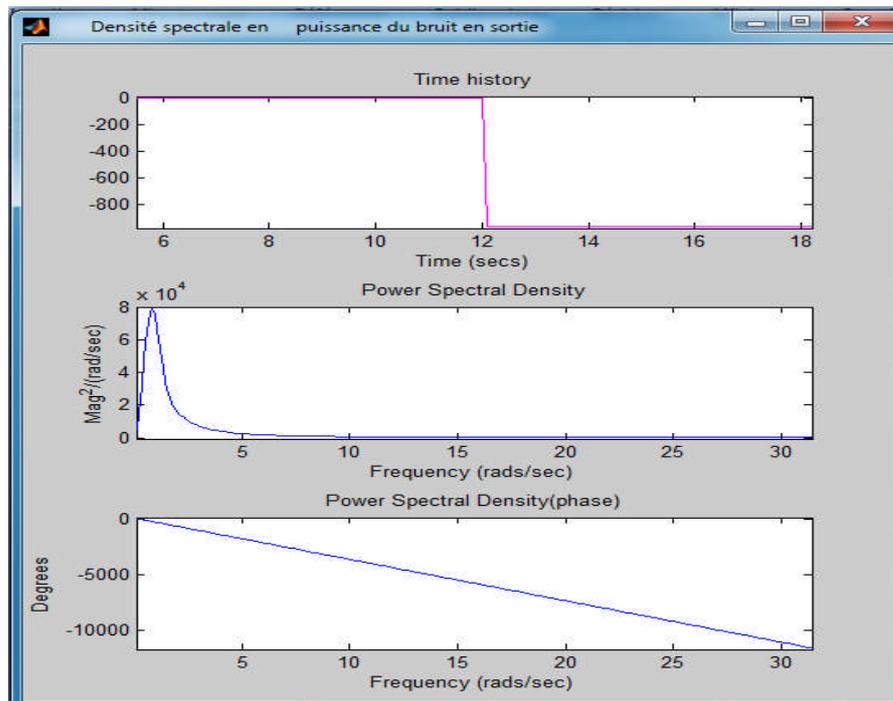


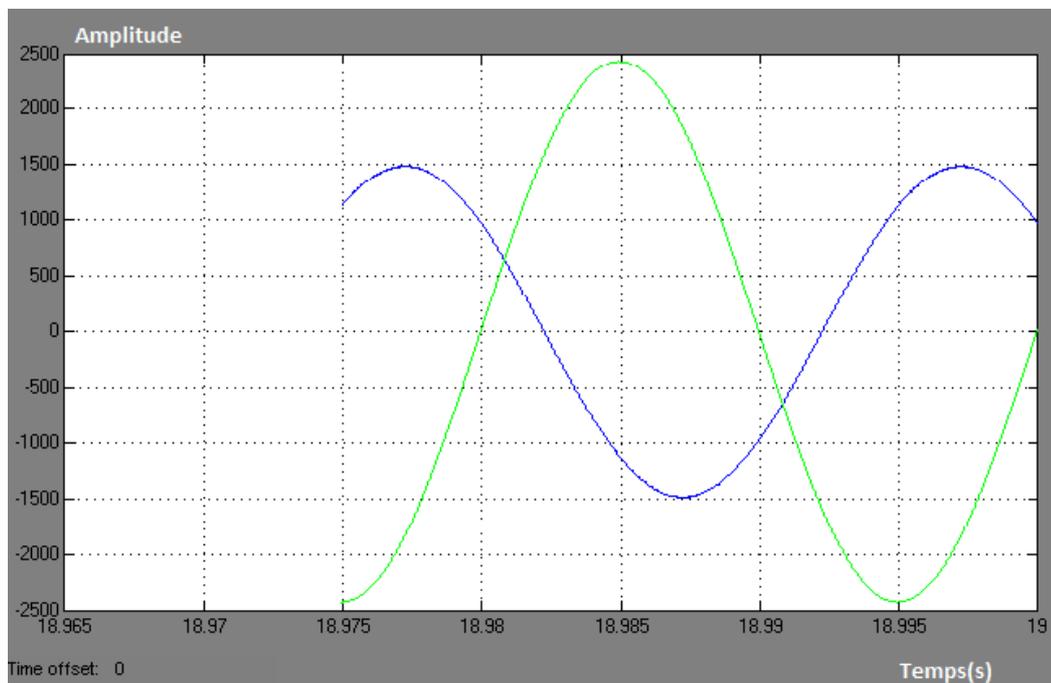
Fig. IV.10. Densité spectrale en puissance du bruit en sortie

## IV.4. Résultats de simulation

### IV.4.1. Essai sur un signal sinusoïdal

Le test, par simulation, de l'effet de l'amplificateur Chopper sur la réduction du bruit dans le cas d'un signal informatif sinusoïdal est montré dans la figure(IV.11). La simulation a été faite selon les paramètres suivants :

- Le signal informatif a une fréquence de 50HZ
- Le temps d'échantillonnage égal à 1ms.
- Le gain à la sortie est de -6.
- Les paramètres du bruit sont ceux choisis précédemment.



**Fig. IV.11.** Visualisation de signal informatif à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur.

Selon la figure la figure (IV.14) il est clairement schématisé que le signal de sortie est libéré de la source de bruit, puisque ce dernier est largement rejeté par le premier modulateur. Aussi, le signal de sortie présente un petit décalage par rapport au signal d'entrée du au second modulateur. Ce décalage est proportionnel au carré de la constante de temps du niveau crête sur la période  $T$  du signal modulé). Le retard enregistré, source de décalage, à été

compensé par l'ajustement de l'ordre du filtre passe bas. Dans ce but on a choisie un ordre égal à 2.

Aussi, et pour mieux décrire l'efficacité de cette technique, on a proposé de tester leur effet sur deux sources de bruits différent.

### A. Bruit thermique

Pour caractériser un bruit, il est recommandé de calculer le rapport signal sur bruit (SNR). Ce dernier a été estimé à une valeur minimale (à l'entrée) égale à 15 dB (en tension égale à 5.62 Volts), ce qui présente une mauvaise intelligibilité du signal (signal noyé dans le bruit). On sait que le rapport SNR est donné par l'expression suivante :

$$SNR = 10 \cdot \log\left(\frac{P_s}{P_{noise}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{s,RMS}}{V_{noise,RMS}}\right) \quad (\text{IV.7})$$

Avec :

$P_s$  : puissance du signal,  $P_{noise}$  : puissance du bruit,  $V_s, RMS$  : la valeur efficace moyenne de la tension du signal,  $V_{noise, RMS}$  : la tension efficace moyenne de la tension du bruit.

À travers les résultats obtenus, on a pu calculer le rapport signal sur bruit à la sortie du modèle représentant la technique CHS : On a estimé en premier temps que la valeur de la densité spectrale en puissance du bruit à l'entrée  $P_{noise, in} = 20$  [unité .de puissance], Après CHS cette densité spectrale est  $P_{noise, out} = 3 \cdot 10^{-4}$ . Ainsi la valeur de la densité spectrale du signal informatif à l'entrée

$$P_s, \text{ entrée} = P_{noise, in} \cdot 10^{(15/10)} = 632,46 \text{ [unité de puissance]}$$

De cette valeur, et après la simulation du signal informatif seul, la densité spectrale de puissance du signal utile est égale à 332[unité de tension]

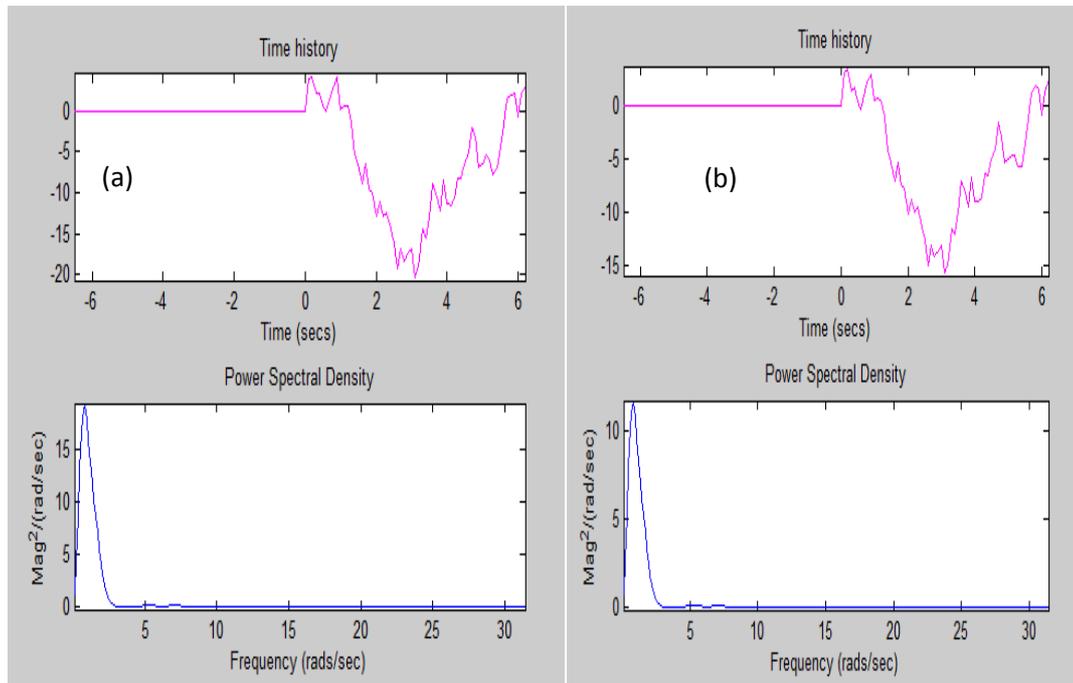
Finalement le SNR en décibel sera :

$$SNR = 10 \cdot \log\left(\frac{P_s}{P_{noise}}\right) = 10 \cdot \log\left(332 \cdot 10^{\frac{4}{3}}\right) = 60,4 \text{ dB} \quad (\text{IV.8})$$

Théoriquement, lorsque le bruit blanc passe par un filtre passe-bande de deuxième ordre, un bruit résultant à bande étroite est obtenu. Ceci augmente le SNR de 15dB à 60dB par rapport à un système sans CHS.

## B. Bruit en $1/f$

Dans le cas du bruit en  $1/f$ , un rapport SNR réduit à été enregistré à la sortie par rapport à l'entrée. Donc suite à ce résultat on peut facilement confirmer que cette technique est efficace surtout pour le bruit en  $1/f$  qui sera, presque totalement rejeté (voir figure ci-dessous).



**Fig. IV.12.** Représentation temporelle et spectrale du bruit en  $1/f$   
**a.** à l'entrée de l'amplificateur CHS  
**b.** : à la sortie de l'amplificateur CHS

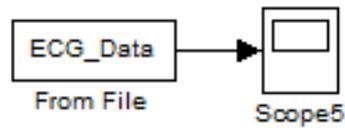
### IV.4.2. Essai sur un signal ECG

Généralement les signaux ECG sont acquis à l'aide d'un circuit électronique. L'alimentation de celui-ci est un signal continu à une fréquence de 50Hz (France) ou 60Hz(USA) qui est la source d'interférences parasites. Une sinusoïde d'amplitude plus ou moins importante par rapport à l'amplitude du signal échantillonné vient perturber celui-ci. Une des premières opérations est donc de mettre en place un filtre qui élimine cette composante.

#### IV.4.2.1. Simulation d'un signal ECG

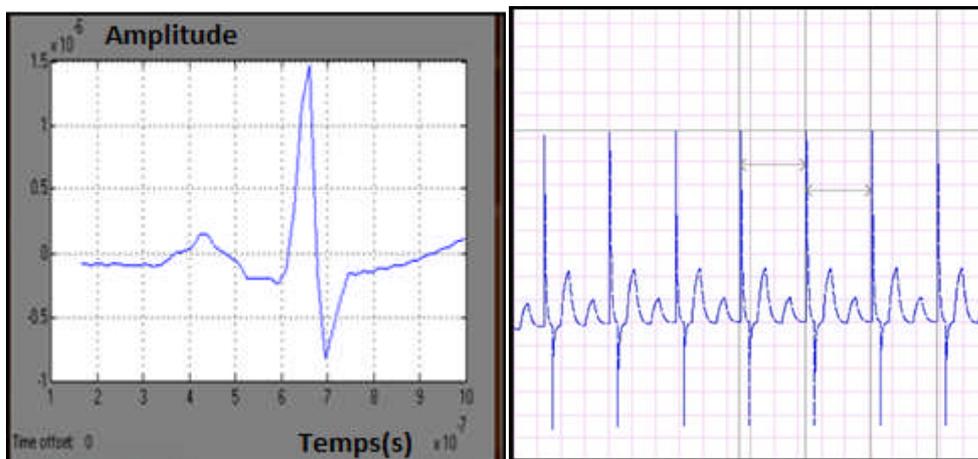
Puisque SIMULINK ne contient pas dans sa bibliothèque un bloc permettant de générer un signal ECG, et afin de mieux tester l'effet de la technique CHS sur ce signal nous avons

générer un script du signal ECG puis on l'a introduit dans un bloc puis l'incorporer dans notre modèle déjà élaboré (voir figure ci-dessous).



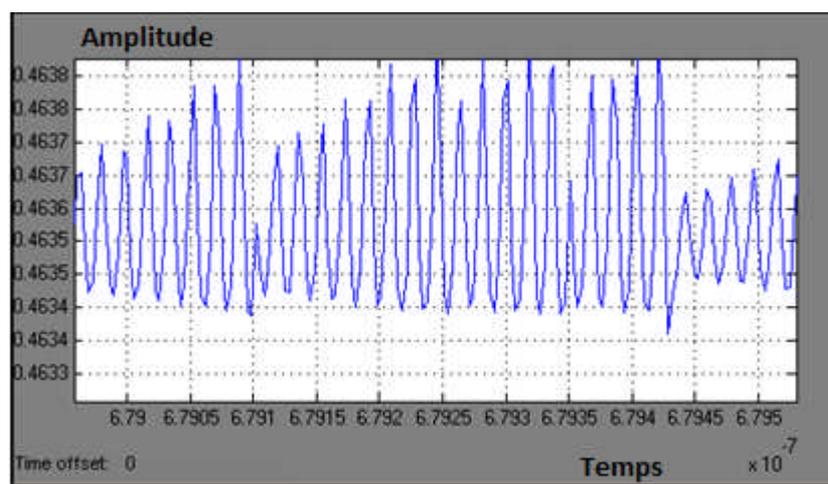
**Fig. IV.13.** un script du signal ECG.

Le résultat de simulation est exposé dans les figures ci-dessous.



**Fig. IV.14.** Signal ECG.

#### **.IV.4.2.2. Effet de la CHS dans le cas du signal ECG**



**Fig. IV.15.** résultat de simulation.

## ***IV.5. Conclusion***

Dans ce chapitre on a illustré l'ensemble des résultats obtenus, par simulation, des différents blocs constituant l'amplificateur Chopper. L'effet de ce dernier à été mené pour deux signaux différents sinusoïdal et ECG.

# *Conclusion générale*

## **Conclusion générale**

Une exigence recherchée, au cours de la fabrication d'un circuit électronique, est d'avoir un meilleur rendement avec la moindre dégradation dans le temps. La cause principale de cette dégradation est, le plus souvent, dû au bruit (spécialement basse fréquence) qui vient s'ajouter au signal informatif. Donc un défi soulevé par les scientifique est comment réduire cette source de bruit. Dans ce but plusieurs méthode et techniques ont été élaborées. Le présent travail constitue une démarche intuitive à la modélisation et la minimisation des sources de bruits en utilisant une des technique les plus réponsus à savoir la technique de stabilisation Chopper « **CHS** ». Cette dernière à été implémenté dans le but de minimiser quelques sources de bruit dominantes dans les basses fréquences à savoir le bruit **thermique**, bruit de **génération-recombinaison**, et le bruit en  $1/f$ .

Pour mettre en évidence l'efficacité de cette technique, on a proposé d'utilisé l'outil de simulation **Matlab**. Les tests de simulation ont été faites sur de types de signaux : **sinusoïdal** et **électrocardiogramme ECG à une fréquence de 50hz**. Les résultats obtenus, jugés acceptables, montrent que bruit a été largement rejeté par cette technique. Aussi, et afin d'obtenir un meilleur rendement surtout pour le signal ECG, deux principaux étages doivent être optimisés soigneusement, au cours de l'implémentation de la technique Chopper: l'amplificateur sélectif et le filtre passe bas.

Comme perspective à ce travail, nous proposons d'effectuer une étude expérimentale de cette technique dans les futurs travaux. Enfin, Notre projet de fin d'étude nous a été profitable puisqu'il nous a permet de découvrir de nouvelles connaissances et de ce familiariser, de plus, avec le logiciels MATLAB.

## **Liste des symboles et abréviations**

<i>DSPs</i>	Digital Signal Processing, chaîne de traitement du signal
<i>Si</i>	le silicium.
<i>Ge</i>	Le germanium.
<i>FET</i>	Fast Fourier Transform : Transformée de Fourier rapide.
<i>JFETs</i>	Junction Field Effect Transistor
<i>CMOS</i>	Complementary Metal Oxide Silicon
<i>CAN</i>	Convertisseur Numérique / Analogique.
<i>MOSFET</i>	Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor :transistor à effet de Champs à grille métallisée.
<i>CHS</i>	La stabilisation de Chopper
<i>AZ</i>	AUTOZERO.
$f_{chop}$	La fréquence de découpage.
$v_{in}$	Signal informatif.
$m_1$	La porteuse.
$m_2$	Signal du démodulateur.
$v_{os}$	L'offset.
$v_n$	Signal du bruit.
$v_{out}$	Signal de sortie.
$v_A$	Signal amplifié.
<i>PSD</i>	la densité spectrale de puissance.
<i>SNR</i>	le rapport signal de bruit
$f_m$	Fréquence du signal informatif.

$f_p$	Fréquence de la porteuse.
$H$	le gain du filtre.
$w_n$	La fréquence centrale,.
$Q$	le facteur de qualité.
$NMOS$	Mosfet à canal N.
$PMOS$	Mosfet à canal P.
$SNR$	(Signal-to-Noise Ratio)
$S.C$	Semi-conducteur.
$V_{GS}$	La tension grille-source.
$V_{DS}$	La tension drain-source.
$KF$	constante dépendant de la technologie utilisée
$n$	concentration des électrons
$q$	la charge de l'électron
$I_D$	le courant du drain
$k$	la constante de Boltzmann
$W$	la largeur du canal
$L$	la longueur du canal
$T$	la température en degré Kelvin
$NST$	la densité des porteurs piégés en surface
$CSS$	la capacité d'interface
$CI$	la capacité d'inversion
$C_{ox}$	la capacité de l'oxyde
$V_T$	la tension de seuil «threshold »
$\mu_{eff}$	la mobilité effective des porteurs de charge
$\mu_0$	la mobilité des porteurs de charge à faible champ

$\theta$  : le facteur d'atténuation de la mobilité des porteurs de charges dans le canal.

## Listes des figures

<b>Fig. I.1.</b> Dopage .....	4
<b>Fig. I.2.</b> Substrat type P pour MOSFET canal N Substrat type N pour MOSFET canal P.....	5
<b>Fig. I.3.</b> Transistor MOSFET Planaire (structure et symbole).....	5
<b>Fig. I.4.</b> Transistor MOS à canal N .....	6
<b>Fig. I.5.</b> Transistor MOS à canal P .....	7
<b>Fig. I.6.</b> Transistor à canal N et canal P fabrique sur le même substrat.....	7
<b>Fig. I.7.</b> Les différentes étapes suivies pendant un procédé de fabrication d'une technologie CMOS à caisson n.....	9
<b>Fig. II.1.</b> Signal bruité en électronique.....	12
<b>Fig. II.2.</b> Représentation temporelles et fréquentielles des différents types de bruits. Rencontrés dans les dispositifs à semi-conducteurs.....	12
<b>Fig. II.3.</b> Visualisation dans le domaine temporel de la somme des differents bruits.....	13
<b>Fig. II.4.</b> ECG Normal.....	18
<b>Fig. III.1.</b> Schéma principale de la technique CHS.....	22
<b>Fig. III.2.</b> Transformée de Fourier du signal de sortie idéal sans bruit.....	23
<b>Fig. III.3.</b> Exemple d'une architecture d'autozéro autour d'une cellule d'amplification en tension.....	25
<b>Fig. III.4.</b> Principe de la technique auto-zero .....	25
<b>Fig. IV.1.</b> Modèle complet de la technique de stabilisation chopper C.H.S.....	29
<b>Fig. IV.2.</b> Schéma du Modulateur.....	30
<b>Fig. IV.3.</b> Signal à la sortie du modulateur.....	31
<b>Fig. IV.4.</b> Signal avant l'amplificateur.....	32
<b>Fig. IV.5.</b> Signal après l'amplificateur.....	32
<b>Fig. IV.6. a).</b> Modèle du bruit thermique.....	34
<b>Fig. IV.6. b).</b> Représentation temporelle du bruit thermique.....	34
<b>Fig. IV.7. a).</b> Modèle du bruit en 1/f.....	35
<b>Fig. IV.7. b).</b> Représentation temporelle du bruit en 1/f.....	35
<b>Fig. IV.8. a).</b> Représentation du bruit d'injection des porteurs.....	36
<b>Fig. IV.8. b).</b> Représentation temporelle du bruit Pop-corn.....	36
<b>Fig. IV.9.</b> Densité spectrale en puissance du bruit.....	37
<b>Fig. IV.10.</b> Densité spectrale en puissance du bruit en sortie.....	37

<b>Fig. IV.11.</b> Visualisation de signal informatif à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur.....	38
<b>Fig. IV.12.</b> Représentation temporelle et spectrale du bruit en $1/f$ :a) à l'entrée de l'amplificateur CHS. b) à la sortie de l'amplificateur CHS.....	40
<b>Fig. IV.13.</b> un script du signal ECG.....	41
<b>Fig. IV.14.</b> Signal ECG.....	41
<b>Fig. IV.15.</b> Résultats de la simulation.....	41

# *Bibliographie*

- [1]. **BENAHMED BENABDALLAH Nadia,** " *Propriétés physiques des semi-conducteurs (Si monocristallin et Ge) et Simulation des cellules solaires à base de Si et SiGe* " Thèse de Magister, Université de Tlemcen, 2006.
- [2]. **KEBIB ABDELAZZIZ,** " *Etude et simulations d'un transistor MOS vertical*" Thèse de magister, Université Abou-Bekr Belkaïd-Tlemcen, 2013.
- [3]. **Fayçal MEDDOUR,** " *Acquisition de données en technologie CMOS 0.25 $\mu$ m*", Thèse de magister, Université de Batna.
- [4]. **Baghdadi Izzeddine,** " *Contribution à la conception d'un convertisseur Analogique / Numérique en Technologie CMOS basse tension* ", mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de master, Université IBN KHALDOUN - Tiaret ,2013.
- [5]. **Jean KAMDEM et Pierre Tsafack,** " *modelisation du MOSFET (metal oxyde semiconductor FET), de la jonction p+n et du transisor bipolaire*", mémoire de master en télécommunication, université de Yaoundé I-Cameroun
- [6]. **HAKIM ACHOUR,** " *étude en courant continue et en bruit basse fréquence, en fonction de la température (10 k - 300 k), de transistor FinFETs,* " Thèse Doctorat en électronique, université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, 22 juin 2014.
- [7]. **MEZIANE Hadj Boumediene,** " *Acquisition de signaux Electrocardiogrammes (ECG) à l'aide de la carte DSPACE,* "INGÉNIEUR D'ETAT, Université Abou Bekr BELKAID –TLEMCCEN, 02 juillet 2003.
- [8]. **LAID Zakaria et DARAOUI Ayyoub,** " *FILTRAGE ADAPTATIF DU SIGNAL ELECTROCARDIOGRAMME (ECG),* "MASTER en GENIE BIOMEDICAL, Université Abou Bakr Belkaïd de Tlemcen, 02 octobre 2014.
- [9]. **A. Guen Bouazza, H.Sahraoui, B. Bouazza, K.E.Ghafour et N.E.Chabane Sari,** " *modélisation des sources de bruit dans les dispositifs MOS,* " revue Afrique science, IEEE, vol, 189-207, NO 02, septembre 2005.
- [10]. **DAVIOT Renaud,** " *étude en radiofréquence de transistoes à effet de champ MOS partiellement désertés en technologie avancée silisium-sur-isolant-sub-0.13 $\mu$ m,* "thèse pour obtenir le grade de docteur de l'INSA,université de Lyon,janvier 2006.
- [11]. **Yiqian Ying,** « *Chopper Stabilized Amplifiers,* »University of Toronto, Nov. 12.2001.
- [12]. **Mr.Boussettine.A & Mr.Belhadji.y,** « *Etude et reduction du bruit dans les dispositifs à technologie MOS, application à un préamplificater basses tension,* »université Abou Bakr Belkaïd, Thèse Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique option instrumentation, juillet 2006

[13]. CHRISTIAN C.ENZ and GABOR C.TEMES «Circuit Techniques for reducing the effects of Op-Amp imperfections: Autozeroing , correlated double sampling, and Chopper stabilisation», IEEE, VOL, 84, NO.11, Novembre 1996.

[14]. Benoît CHANTEPIE, «*Étude et réalisation d'une électronique rapide à bas bruit pour un détecteur de rayons X à pixels hybrides destiné à l'imagerie du petit animal* », université de la méditerranée Aix-Marseille II faculté des sciences de Luminy, thèse de doctorat, 8 décembre 2008.

**Site web :**

[15]. <http://www.ta.formation.com/acrobat.cours/bruit>.

[16]. <http://semlalia.pulz.com/cours/bruit>.

## **Résumé**

Actuellement, un problème majeur rencontré lors de la conception d'un circuit électronique est le bruit dégradant de plus en plus les performances de ce dernier. Pour cela un grand défi a été soulevé dans le but de minimiser les sources de celui-ci. Dans ce but plusieurs recherches scientifiques sur les techniques et les méthodes de minimisation du bruit en été effectués. Dans ce travail une étude plus au moins exhaustive des sources de bruit dans les circuits CMOS est présentée. Cette étude est validée par des simulations.

## **Abstract**

Currently, a major problem encountered in the design of an electronic circuit is the noise degrading more and more the performance of the latter. For this great challenge, a number of scientific researches, on techniques and methods were made in order to minimize the noise sources. In this work a fairly exhaustive study of noise sources, in CMOS circuits, is presented. This study is validated by simulations.

## **المخلص**

حاليا، نواجه مشكلة كبيرة أثناء تصميم الدوائر الإلكترونية، حيث يقوم الضجيج بتقليل أدائها. من أجل هذا أقيمت بحوث كثيرة على تقنيات وأساليب التقليل من هذا الضجيج. وفي هذا العمل عرض لدراسة شاملة إلى حد ما من مصادر الضجيج في الدوائر CMOS. تم التحقق من صحة هذه الدراسة من خلال المحاكاة.