



Faculté de Technologie
Département de Génie électrique et électronique
Mémoire de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de
MASTER en Instrumentation Electronique



Thème

Etude et réalisation d'un capteur de bruit

Présenté par :

Mlle. MOSTEFA El alia
Mr. SOUMMAR Radhwane

Soutenu le devant la commission d'examen composée de :

Président : Mr. Ali BELAID

MCB U.A.B.Tlemcen

Examineur : Mr. Ahmed NEMMICHE

MCB U.A.B.Tlemcen

Encadreur : Mr. Abdelkader HAMDOUNE

Pr. U.A.B.Tlemcen

Co-encadreuse : Mlle. Wafaa MAATI

Doctorante U.A.B.Tlemcen

Année universitaire : 2014/2015



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail


À mes chers parents et mes chers frères.

À toute la famille MOSTEFA.

À tous mes amis.

À tous les collègues de la promotion IELN.

*À tous ceux qui m'ont aidée durant ma vie
universitaire.*





Remerciements

Avant tout, il ne saurait question d'entreprendre les remerciements sans avoir remercié le BON DIEU de nous avoir permis de réaliser ce travail.

Nous tenons à remercier :

Tout d'abord nos chers parents, d'avoir été là toutes ces années de nous avoir aidé à faire ce très long parcours, et de nous avoir guidé vers le droit chemin.

Un grand merci à Mr. **HAMDOUNE** : notre encadreur pour sa confiance en nous et pour son aide si précieuse qui nous a permis d'achever notre modeste travail.

Nous tenons également à remercier **Mlle. Wafaa MAATI**.

Nous adressons aussi toute notre gratitude et nos respects qui nous a fait l'honneur de présider le jury de notre mémoire.

Notre gratitude et remerciements aussi à _____ qui a aimablement accepté de juger ce travail.

Nous tenons à remercier tous les membres du Laboratoire de d'Electronique et surtout **Mr. BELKASAM** pour leurs soutiens inconditionnels et leur aide si précieuse qui a permis à l'aboutissement de ce modeste travail.

Enfin, à toutes les personnes ayant participé de près ou de loin à la réalisation de ce projet, un grand merci.



Sommaire

Introduction	1
Chapitre I : Généralités sur les capteurs	
Introduction.....	2
I.1. définition	2
I.2. Rôle du capteur.....	3
I.2.1. Corps d'épreuve.....	3
I.2.2. Elément de transduction	4
I.3. Les différents effets physiques intervenant dans les capteurs.....	4
I.3.1. Effet thermoélectrique	4
I.3.2. Effet pyroélectrique	4
I.3.3. Effet piézo-électrique	4
I.3.4.Effet d'induction électromagnétique	5
I.3.5. Effets photoélectriques.....	5
I.3.6. Effet photoémissif	5
I.3.7. Effet photovoltaïque	5
I.3.8.Effet photo électromagnétique	5
I.3.9.Effet Hall	5
I.4.Grandeurs d'influence	7
I.5. Réduction des grandeurs d'influence.....	7
I.6.Classification des capteurs.....	7
I.6.1.Capteurs passifs	8
I.6.2.Capteurs actifs.....	9
I.7. Caractéristiques métrologiques.....	10
I.7.1. Etendue de mesure	10
I.7.2.Fonction de transfert	10
I.7.3Sensibilité	11
I.7.4.Les erreurs.....	11
I.7.5 Précision	11
I.7.6 Fidélité	12
I.7.7Justesse.....	12

I.7.8. Non-linéarité	12
I.7.9. Linéarité	13
I.7.10. Hysteresis	13
I.7.11. Bruit.....	13
I.7.12. Résolution.....	13
I.7.13 .Temps de réponse.....	14
I.7.14. La grandeur d'entrée.....	14
I.7.15. Bande passante	15
I.7.16.Etalonnage.....	15
I.7.17.Rapidité temps de réponse	15
Conclusion.....	15

Chapitre II : Généralités sur le bruit

Introduction	16
II.1. Les notions sur le bruit	16
II.2. Valeurs moyenne et efficace d'un bruit.....	17
II.3. Loi de distribution en amplitude	18
II.4. Spectre d'un bruit.....	19
II.5. Bruit blanc et bruit coloré.....	20
II.6. Bruit temporel	21
II.6.1. Bruit de grenaille	21
II.6.2. Bruit thermique	23
II.6.3. Bruit Flicker.....	25
II.7. Bruit de fond	25
II.8. Bruit des composants réels	27
II.9. Bruit dans une chaîne d'amplification.....	28
II.10. Densité spectrale de bruit.....	29
II.11. Mesure du bruit	30
II.12. Mesure oscilloscopique tangentielle	31
II.13. Rapport signal sur bruit	32
Conclusion.....	33

Chapitre III : Schéma synoptique et étude théorique des différents étages

Introduction.....	34
III.1 Schéma synoptique du circuit.....	34
III.2. Fonctionnement du montage.....	34
III.3 Etude théorique des différents étages	35
III.3.1. Alimentation stabilisée.....	35
III.3.1.1. Introduction aux alimentations stabilisées.....	35
III.3.1.2. Alimentation stabilisée, constitution et fonctionnement.....	36
III.3.1. 2.1. Le transformateur.....	36
III.3.1. 2.2. Le redresseur.....	38
III.3.1. 2.2.1. Redressement double alternances	38
III.3.1. 2.2. 2. Valeur DC ou valeur moyenne.....	39
III.3.1. 2.2.3.Fréquence de sortie	39
III.3.1. 2.2.4.Redresseur en pont de Greatz	39
III.3.1. 2.2.5.Valeur moyenne et fréquence de sortie	41
III.3.1.2.3.filtre.....	41
III.3.1.2.4. La Régulation.....	42
III.3.1.2.4. 1. La régulation linéaire série.....	42
III.3.1.2.4. 2. Les régulateurs fixes	42
III.3.1.2.4.3. Les régulateurs variables	43
III.3.1.2.4.4. La régulation à découpage.....	44
III.3.1.3. Alimentation stabilisée en tension réalisée à l'aide d'une Zener seule.....	45
III.3.1.3.1. Puissance maximale.....	46
III.3.1.3. 2.Ondulation et taux de stabilisation.....	46
III.3.1.4. Alimentation stabilisée en tension réalisée à l'aide d'une diode Zener et d'un transistor.....	47
III.3.1.4.1.Tension délivrée.....	47
III.3.1.4.2. Domaine de stabilisation	47
III.3.2. Microphone	48
III.3.2.1. Avantages d'un Microphone à électret (ECM).....	49
III.3.2.2. Inconvénients d'un Microphone à électret (ECM).....	49
III.3.2.3. Utilisations	50

III.3.3. Amplificateur.....	50
III.3.3.1. Introduction	50
III.3.3. 2. Principe de fonctionnement	51
III.3.3. 2.1. Principes généraux	51
III.3.3. 2.1.1. Bande Passante	52
III.3.3. 2.1.2. Linéarité	52
III.3.3.3.L'Amplificateur Opérationnel (AOP).....	52
III.3.3.3.1.Présentation	53
III.3.3.3.2. Montage suiveur	54
III.3.3.3.3. Montage amplificateur inverseur	55
III.3.3.3.3.1.Fonction de transfert	56
III.3.3.3.3.2. Propriétés du montage	57
III.3.3.3.4. Montage amplificateur non inverseur	58
III.3.3.3.4.1. Fonction de transfert	58
III.3.3.3.4. 2.Propriétés du montage	59
III.3.3.3.5.Montage comparateur	59
III.3.3.3.6. L'amplificateur opérationnel $\mu A741$	60
III.3.3.3.6. 1.Une norme industrielle	60
III.3.3.3.6.2.Principe de base du 741	60
III.3.3.3.6.3. L'étage final	61
III.3.3.3.6. 4. La charge active	62
III.3.3.3.6.5.Compensation de fréquence	62
III.3.3.3.6.6. Polarisation et décalages	63
III.3.3.3.6.7. Taux de réjection en mode commun	64
III.3.3.3.6. 8.La valeur crête à crête maximale de sortie	64
III.3.3.3.6. 9.Courant à sortie court-circuitée	65
III.3.3.3.6. 10. Réponse en fréquence	65
III.3.3.3.6. 11. Slew rate	65
III.3.4 les amplificateurs petits signaux	66
III.3.4 1. Généralités	66
III.3.4.2. Structure générale d'un circuit d'amplification	67
III.3.4 3. Impédances et gain d'un étage amplificateur	68
III.3.4 .4. Importance de la commande	69
III.3.4. 5. Les trois montages fondamentaux à transistors	70

III.3.4.5.1. Montage émetteur commun (EC)	71
III.3.4.5.1.1. Emetteur découplé	71
III.3.4.5.1.1.1-Schéma équivalent du montage	72
III.3.4.5.1.1.2.Paramètres de l'amplificateur	72
III.3.4.5.1.2. Emetteur non découplé	73
III.3.4.5.1.2.1. Montage.....	73
III.3.4.5.1.2.2. Circuit équivalent	73
III.3.4.5.1.2.3.Paramètres de l'amplificateur.....	74
III.3.4.5.2 Montage base commune (BC)	75
III.3.4. 5.3 Montage collecteur commun (CC)	75
III.3.5. Circuit intégré CD 4001.....	76
III.3.5.1. Brochage du C/MOS 4001.....	76
III.3.5.2. Description des pins du C/MOS 4001.....	76
III.3.5.3. Conditions des fonctionnements recommandés par le constructeur du C/MOS 4001	77
III.3. 5. 4. Porte NOR	77
III.3.5. 5. Trigger de Schmitt.....	77
III.3.5. 5. 1 .Descriptions	78
III.3.5. 5. 2. Principe	78
III.3.5. 5. 3. Fonctionnement	79
III.3.5.5.4.Trigger de Schmitt à Amplificateur à Circuit Linéaire Intégré ..	79
III.3.5. 5.4 .1. Le comparateur négatif.....	80
III.3.5. 5.4 .2.Le comparateur positif.....	80
III.3.5. 5.5.Trigger de Schmitt inverseur.....	81
III.3.5. 5.6. Applications.....	83
III.3.5. 6 .Monostables.....	84
III.3.5. 6.1. Définition.....	84
III.3.5. 6 .2.Caractéristiques	84
III.3.5. 6.3 .Monostable à portes CMOS (NOR).....	86
III.3.5.6.3.1.Circuit électrique du monostable à portes CMOS (NOR)..	86
III.3.5. 6.3.2. Principe de fonctionnement.....	86
III.3.5. 6 .3.3. Temps de récupération TR.....	87
Conclusion.....	88

Chapitre IV : Réalisation pratique

Introduction.....	89
IV.1. Circuit électrique complet du montage	89
IV.2. Fonctionnement du circuit électrique.....	91
IV.3. Mesures pratiques.....	92
IV.3.1. Micro à électret	92
IV.3.2. Amplificateur inverseur	93
IV.3.3. Amplificateur inverseur à gain variable.....	93
IV.3.4. Adaptateur d'impédance	94
IV.3.5. Trigger de schmitt.....	95
IV.3.6. Monostable.....	95
IV.3.7. Emetteur commun.....	96
IV.4. Circuit imprimé et câblage.....	96
Conclusion générale et Perspectives.....	99
Nomenclature des composants.....	100
Annexes	101
Bibliographie.....	105

L'acoustique est une science et technique relativement jeune qui date d'environ un siècle et demi. Elle est étroitement liée aux avancées techniques réalisées dans le domaine de l'électricité.

Les capteurs acoustiques sont des capteurs qui convertissent le signal des ondes sonores en signal électrique. Ils sont utilisés dans des domaines variés tels que la médecine, la physiologie, la musique, le génie architectural, la science des matériaux, la sismologie, etc. Le capteur de bruit s'appelle aussi le sonomètre qui sert à mesurer le niveau sonore en un point. Tous les capteurs des bruits fonctionnent sur le même principe : sous l'effet de la pression acoustique, la membrane du micro oscille, ce qui modifie le courant qui la traverse. Le micro associé à un préamplificateur convertit donc la pression acoustique en un signal électrique équivalent. L'amplitude du signal que l'on retrouve à la sortie représente le niveau de pression acoustique exprimé en décibel.

Notre projet a pour objectif d'étudier et de réaliser un montage pour capter le bruit, il est divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre ; nous donnons des généralités sur les capteurs, puis nous exposons les différentes caractéristiques métrologiques des capteurs. Elles sont importantes pour faire un bon choix du capteur.

Dans le deuxième chapitre ; nous présentons des généralités sur le bruit.

Dans le troisième chapitre ; nous donnons le schéma synoptique du montage et son fonctionnement bloc. Puis nous faisons l'étude des différents blocs qui constituent le montage.

Dans le quatrième chapitre ; nous présentons le circuit électrique du montage, sa réalisation pratique et nous expliquons son fonctionnement détaillé avec les différentes mesures sur chaque étage permettant d'illustrer son fonctionnement et par conséquent une compréhension pratique du capteur de bruit.

Finalement, nous terminons notre mémoire par une conclusion générale et des perspectives.

Introduction :

Dans ce chapitre, nous présentons le capteur d'une manière générale et nous donnons les différents effets physiques intervenant dans leur fonctionnement ; et enfin nous donnons quelques caractéristiques métrologiques qui sont importantes pour faire un bon choix du capteur.

I.1. définition :

Les capteurs suscitent depuis peu un intérêt croissant. Pourtant, pendant longtemps aucun progrès n'avait été réalisé dans ce domaine. Cet éveil est dû à l'avènement des systèmes de traitement de l'information par microprocesseur où le capteur constitue l'élément essentiel de l'acquisition de l'information, d'une part et au besoin plus pressant de contrôle dans des secteurs qui jusque-là n'en faisaient pas l'objet d'autre part.

En anglais le capteur est appelé 'sensor' qui vient du terme *Sensé* qui est un mot latin et qui signifie sentir, percevoir, et désigne à l'origine l'action des sensés humains [1].

Un capteur est un dispositif transformant l'état d'une grandeur physique observée en une grandeur utilisable, telle qu'une tension électrique, une hauteur de mercure, une intensité ou la déviation d'une aiguille. On fait souvent la confusion entre capteur et transducteur, le capteur est au minimum constitué d'un transducteur. Le capteur se distingue de l'instrument de mesure par le fait qu'il ne s'agit que d'une simple interface entre un processus physique et une information manipulable. Par opposition, l'instrument de mesure est un appareil autonome se suffisant à lui-même, disposant d'un affichage ou d'un système de stockage des données. Le capteur, lui, en est dépourvu. Les capteurs sont les éléments de base des systèmes d'acquisition de données. Leur mise en œuvre est du domaine de l'instrumentation.

Un capteur est un transducteur capable de transformer une grandeur physique en une autre grandeur physique généralement électrique (tension) utilisable par l'homme ou par le biais d'un instrument approprié. Le capteur est le premier élément d'une chaîne de mesure ou d'instrumentation.

Un capteur n'est jamais parfait, il convient de connaître avec la plus grande précision possible son état d'imperfection. De plus, il faut prendre en compte la perturbation apportée au système par la mesure. Le concepteur d'une chaîne instrumentale aura donc des choix à opérer [2], [3].

Un capteur est un organe de prélèvement d'informations qui élabore à partir d'une grandeur physique (information entrante) une autre grandeur physique de nature différente (la plupart du temps, électrique). Cette grandeur, représentative de la grandeur prélevée, est utilisable à des fins de mesure ou de commande [4].

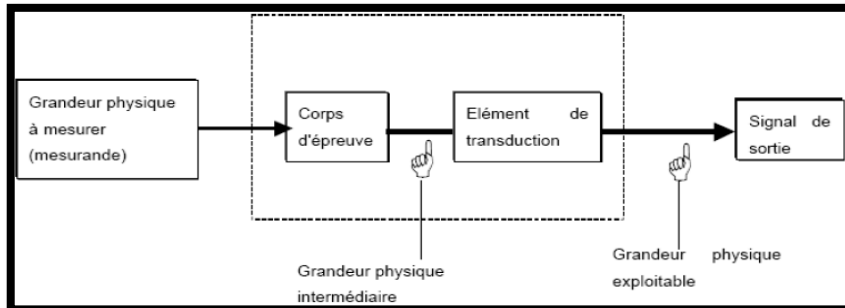


Figure I.1 : Schéma de principe d'un capteur [5].

I.2. Rôle du capteur :

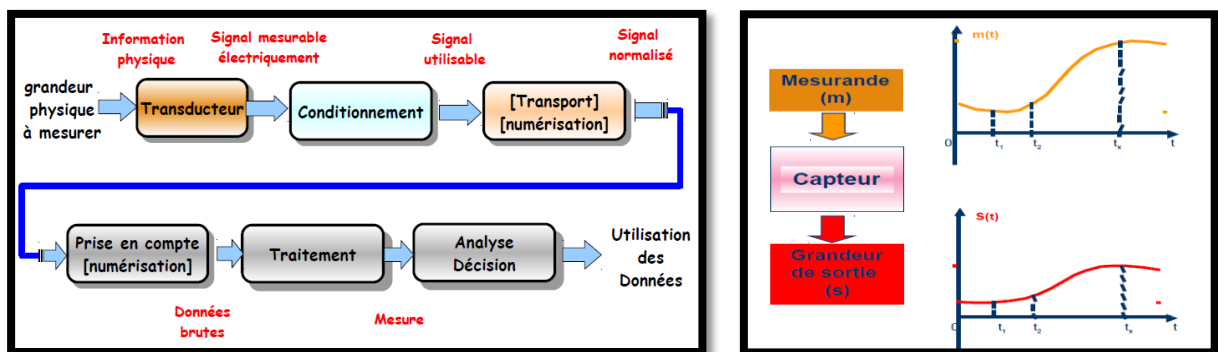


Figure I.2 : Chaîne de mesure [6].

Le capteur réagit aux variations de la grandeur physique que l'on veut étudier (mesurande) en délivrant un signal électrique donnant une image de la mesurande [6]. Certains capteurs sont des capteurs dits « composites », c'est à dire composés de 2 parties ayant un rôle bien défini :

I.2.1. Corps d'épreuve :

C'est un élément qui réagit sélectivement aux variations de la grandeur à mesurer. Il a pour rôle de transformer cette grandeur en une autre grandeur physique dite mesurable [4].

C'est le siège de la traduction du mesurande en une autre grandeur physique (souvent une grandeur intermédiaire qui sera traduite à son tour en signal électrique) [2].

I.2.2. Élément de transduction :

C'est l'élément fondamental qui permet de passer du domaine physique du mesurande au domaine électrique ; il est lié au corps d'épreuve qui traduit ses réactions en une grandeur physique exploitable [4]. Il en existe un grand nombre : transducteur piézoélectrique, piézorésistif, pyroélectrique, électrostatique, magnétostrictif, thermoélectrique, photo-électrique,... [2].

I.3. Les différents effets physiques intervenant dans les capteurs**I.3.1. Effet thermoélectrique :**

C'est un circuit formé de deux conducteurs de nature chimique différente dont les jonctions sont à des températures différentes T_1 et T_2 ; il est donc le siège d'une force électromotrice. On détermine alors une température inconnue T_1 lorsque T_2 (0°C par exemple) est connue (Fig. I.3. a).

I.3.2. Effet pyroélectrique :

Certains cristaux dits pyroélectriques, le sulfate de triglycine par exemple, ont une polarisation électrique spontanée qui dépend de leur température. Application : un flux de rayonnement lumineux absorbé par un cristal pyroélectrique élève sa température ce qui entraîne une modification de sa polarisation qui est mesurable par la variation de tension aux bornes d'un condensateur associé (Fig. I.3. b).

I.3.3. Effet piézo-électrique :

L'application d'une force et plus généralement d'une contrainte mécanique à certains matériaux dits piézo-électriques, le quartz par exemple, entraîne une déformation qui suscite l'apparition de charges électriques égales et de signes contraires.

Application : mesure de forces ou de grandeurs s'y ramenant (pression, accélération) à partir de la tension que provoquent aux bornes d'un condensateur associé à l'élément piézo-électrique les variations de sa charge (Fig. I.3. c).

I.3.4. Effet d'induction électromagnétique :

Lorsqu'un conducteur se déplace dans un champ d'induction fixe, il est le siège d'une f.é.m. proportionnelle à sa vitesse de déplacement.

Application : la mesure de la f.é.m. d'induction permet de connaître la vitesse du déplacement qui est à son origine (Fig. I.3. d).

I.3.5. Effets photoélectriques :

On en distingue plusieurs, qui diffèrent par leurs manifestations mais qui ont pour origine commune la libération de charges électriques dans la matière sous l'influence d'un rayonnement lumineux ou plus généralement électromagnétique, dont la longueur d'onde est inférieure à une valeur seuil, caractéristique du matériau.

I.3.6. Effet photoémissif :

Les électrons libérés sont émis hors de la cible éclairée et forment un courant collecté par application d'un champ électrique.

I.3.7. Effet photovoltaïque :

Des électrons et des trous sont libérés au voisinage d'une jonction de semi-conducteurs P et N illuminée ; leur déplacement dans le champ électrique de la jonction modifie la tension à ses bornes.

I.3.8. Effet photoélectromagnétique :

L'application d'un champ magnétique perpendiculaire au rayonnement provoque dans le matériau éclairé l'apparition d'une tension électrique dans la direction normale au champ et au rayonnement.

Applications : Les effets photoélectriques sont à la base de méthodes de mesure des grandeurs photométriques d'une part, et ils assurent d'autre part, la transposition en signal électrique des informations dont la lumière peut être le véhicule (Fig. I.3. e).

I.3.9. Effet Hall :

Un matériau, généralement semi-conducteur et sous forme de plaquette, est parcouru par un courant I et soumis à une induction B faisant un angle q avec le courant. Il apparaît, dans une direction perpendiculaire à l'induction et au courant une tension V qui a pour expression : $V = K. I. B. \sin q$

On veut connaître la position détermine les valeurs de B et q au niveau de la plaquette : la tension V qui par ce biais est fonction de la position de l'objet, en assure donc une traduction électrique (Fig. I.3. f) [2].

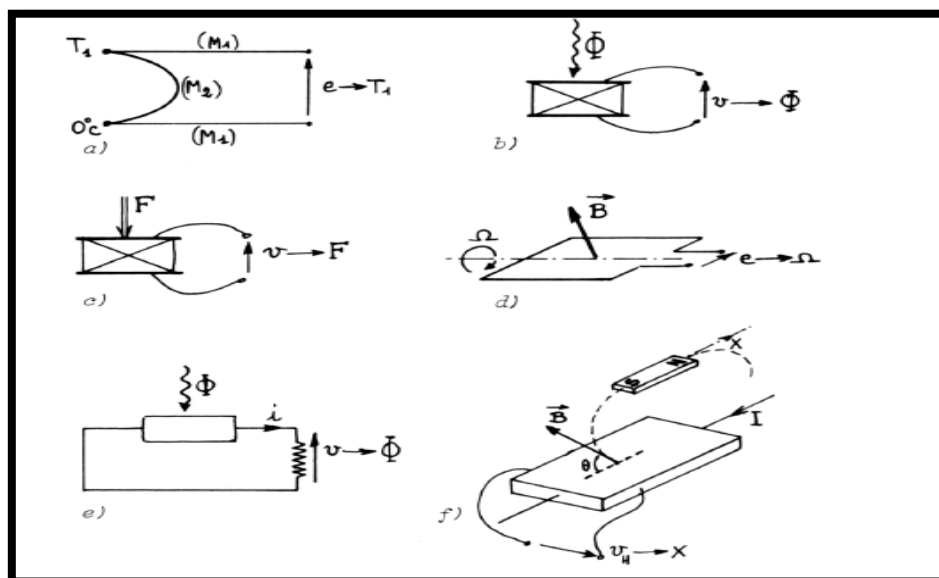


Figure I.3 : Les différents effets physiques intervenant dans les capteurs :
 (a) Thermoélectricité, (b) pyroélectricité, (c) piézoélectricité, (d) induction
 électromagnétique, (e) photoélectricité, (f) effet Hall [2].

I.4. Grandeurs d'influence :

Les grandeurs d'influence sont des grandeurs étrangères qui, selon leur nature et leur importance, peuvent provoquer des perturbations sur le capteur [5]. Ce sont les grandeurs physiques ou chimiques « parasites » auxquelles peut être sensible la réponse du capteur ; c'est donc une cause d'erreurs agissant sur le signal de sortie. Les principales grandeurs d'influence sont :

Température : elle modifie les caractéristiques électriques, mécaniques et dimensionnelles des composants du capteur.

Pression, vibrations : La pression, l'accélération et les vibrations sont susceptibles de créer dans certains éléments constitutifs du capteur, des déformations et des contraintes qui altèrent la réponse.

Humidité : L'humidité à laquelle certaines propriétés électriques comme la constante diélectrique ou la résistivité peuvent être sensibles, risque de dégrader l'isolation électrique entre composants du capteur ou entre le capteur et son environnement.

Champs magnétiques : Les champs magnétiques variables ou statiques ; les premiers créent des f.é.m. d'induction qui se superposent au signal utile, les seconds peuvent modifier une propriété électrique. [2]. [7].

I.5. Réduction des grandeurs d'influence

Lorsque la grandeur de sortie du capteur dépend des grandeurs d'influence directement (amplitude ou fréquence), il y a nécessité de :

- Réduire les grandeurs d'influence (tables anti-vibration, blindages magnétiques...).
- Stabiliser les grandeurs d'influence à des valeurs parfaitement connues.
- Compenser l'influence des grandeurs parasites par des montages adaptés (pont de Wheatstone [2]).

I.6. Classification des capteurs

La classification se fait par :

- la mesurande qu'ils traduisent (capteur de température, de pression, ...)
- leur rôle dans un processus industriel (contrôle de produits finis, de sécurité, ...)
- le signal qu'ils fournissent (capteur analogique, capteur logique, capteur digital)
- leur principe de traduction du mesurande (capteur résistif, à effet Hall,...)
- leur principe de fonctionnement : Les capteurs fonctionnent selon deux principes de base suivant l'origine du signal électrique de sortie.

On distingue :

Capteur actif : Fonctionnant en générateur, un capteur actif est généralement fondé dans son principe sur un effet physique qui assure la conversion en énergie électrique de la forme propre au mesurande : énergie thermique, mécanique ou de rayonnement.

Capteur passif : Il s'agit d'impédance dont l'un des paramètres déterminants est sensible à la mesurande [3], [8].

I.6.1. Capteurs passifs

Il s'agit généralement d'impédances (résistance, inductance, capacité) dont l'un des paramètres déterminants est sensible à la grandeur mesurée.

La variation d'impédance résulte d'une variation de dimension du capteur (capteur de position, potentiomètre, inductance à noyaux mobile, condensateur à armature mobile), d'une déformation résultant d'une force ou d'une grandeur s'y ramenant (pression accélération).

Les capteurs passifs ont besoin d'une source d'excitation pour fournir un signal électrique de mesure [2], [7].

Mesurande	Caractéristique électrique sensible	Types de matériaux utilisés
Température	Résistivité électrique	Platine, Nickel, cuivre ...
Humidité	Résistivité électrique	Chlorure de lithium
Position	Résistivité électrique	Matériaux magnétorésistants (Bismuth, antimoine d'indium)
Rayonnement optique	Résistivité électrique	Semi-conducteur
Déformation	Résistivité électrique	Alliage de Ni, Si dopé
Déformation	Perméabilité magnétique	Alliage ferromagnétique
Humidité	Capacité	polymère, or
Déplacement	Couplage mutuel	transformateur magnétique
Déplacement	Self inductance	Matériaux magnétorésistants (Bismuth, antimoine d'indium)

Tableau I.1: Les principaux capteurs passifs [2].

I.6.2 Capteurs actifs

Ils fonctionnent en générateur, dont une partie de l'énergie physique prélevée sur le mesurande est transformée directement en énergie électrique qui constitue le signal de sortie. Ce signal est un courant, une tension ou une quantité d'électricité. Les signaux de sortie délivrés par les capteurs actifs sont de très faible puissance. Ils

sont dits de bas-niveau et doivent être amplifiés pour pouvoir ensuite être transmis à distance [2], [7].

Mesurande	Effet utilisé	Grandeur de sortie
flux de rayonnement optique	Effet photovoltaïque	tension
flux de rayonnement optique	Effet photoélectromagnétique	tension
flux de rayonnement optique	photoémission	courant
Force	Piézoélectricité	charge
Température et flux de rayonnement optique	pyroélectricité	charge
Température	thermoélectricité	tension
Vitesse	Induction électromagnétique	Tension
Position	Effet Hall	Tension

Tableau I.2 : Les principaux capteurs actifs. [2].

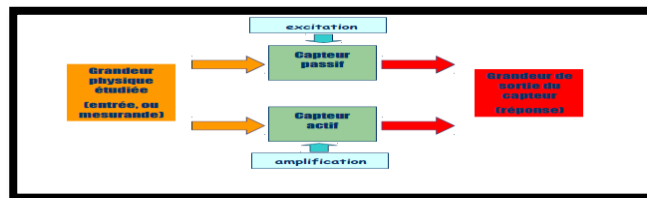


Figure I.4 : Classes de capteurs ; capteurs passifs/actifs

Chaque application envisagée implique un cahier des charges. On choisit un capteur en fonction de ses attributs ou caractéristiques métrologiques. Ces caractéristiques font référence à des étalonnages réalisés en laboratoire, elles sont définies quand le régime statique est atteint.

I.7. Caractéristiques métrologiques

I.7. 1. Etendue de mesure

C'est la différence algébrique entre les valeurs extrêmes pouvant être prises par la grandeur à mesurer, pour laquelle les indications d'un capteur ne doivent pas être entachées d'une erreur supérieure à la valeur maximale tolérée. La Figure I.3 présente la caractéristique typique d'un capteur linéaire [9].

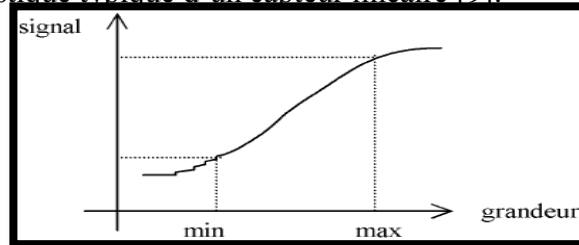


Figure I.4 : Etendue de mesure d'un capteur [9].

L'unité de l'E.M. est l'unité du mesurande : $E.M. = m_{max} - m_{min}$

La limitation de la caractéristique vers le bas est due au bruit de la mesure. La résolution du capteur définit la plus petite variation que le capteur sera en mesure d'identifier. La limitation vers le haut de la caractéristique est liée à la destruction possible du capteur.

Cette caractéristique est donnée pour une mesure mais elle doit être stable dans le temps et non affectée de dérives.

La dérive exprime la lente variation du signal de sortie en fonction du temps [9].

I.7. 2. Fonction de transfert

C'est la relation fonctionnelle qui relie le mesurande en entrée et la grandeur électrique en sortie du capteur. Elle est définie soit par un graphe, soit par une relation analytique formelle (linéaire, exponentielle, logarithmique...).

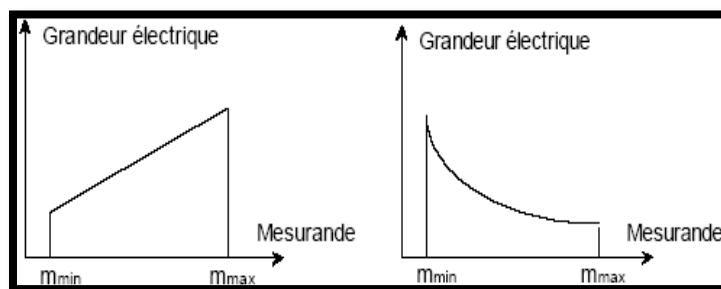


Figure I.5 : Fonction de transfert [9].

I.7. 3. Sensibilité

La sensibilité $S(m)$ d'un capteur, pour une valeur donnée du mesurande, est égale au rapport de la variation du signal électrique sur la variation du signal physique [2].

$$\text{unité de } S = \frac{\text{unité grandeur électrique}}{\text{unité mesurande}}$$

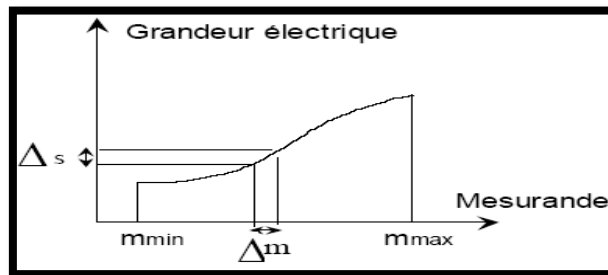


Figure I.6 : la Sensibilité [2].

$$S(m) = \left(\frac{\Delta s}{\Delta m} \right)$$

I.7.4. Les erreurs

Le capteur et toute la chaîne de traitement de la mesure introduisent des erreurs : bruit, décalage, référence, linéarité...

L'erreur globale de mesure ne peut être qu'estimée. Une conception rigoureuse de la chaîne de mesure permet de réduire les erreurs et donc l'incertitude sur le résultat.

On parle de : fidélité, justesse, précision, incertitude, linéarité [10].

I.7.5. Précision

C'est la qualité qui caractérise l'aptitude d'un capteur à donner une mesure M proche de la valeur vraie m de la grandeur mesurée.

La grandeur mesurée M ne pourra être donnée qu'avec une certaine incertitude dM .

La précision sera d'autant meilleure que l'incertitude sera faible

$$M - \delta M \leq M \leq M + \delta M$$

L'incertitude de mesure δM est telle que :

$$m = M \pm \delta M$$

L'erreur relative de précision = $\frac{\delta M}{M_{max} - M_{min}}$

Erreur de précision = erreur de justesse + erreur de fidélité [9].

I.7.6. Fidélité :

La fidélité d'un appareil de mesure est caractérisée par la largeur du « pic » des occurrences : c'est la qualité d'un capteur qui comporte un grand nombre de mesures proches de la valeur moyenne [11]. Elle caractérise l'aptitude d'un capteur à donner, pour une même valeur de la grandeur mesurée, des mesures concordant entre elles.

Les résultats de mesures répétées d'une même valeur de mesurande restent groupés autour d'une valeur moyenne [2].

I.7.7. Justesse

La justesse caractérise un capteur pour lequel les résultats statistiques sont proches de la valeur vraie : un capteur est juste si $\langle m \rangle$ est confondu avec la valeur vraie [11]. Elle caractérise l'aptitude d'un capteur à donner des mesures proches de la valeur vraie de la grandeur mesurée ; les erreurs de fidélité n'étant pas prise en compte → La valeur la plus probable du mesurande est très proche de la valeur vraie [2].

I.7.8. Non-linéarité :

La non-linéarité est la déviation maximale de la réponse du capteur sur l'étendue de mesure, par rapport à la fonction de transfert linéaire.

Unité : % de l'E.M.

(% sur l'Etendue de la Mesure)

$$\text{Erreur relative de linéarité} = \frac{\Delta y_{\max}}{y_{\max} - y_0}$$

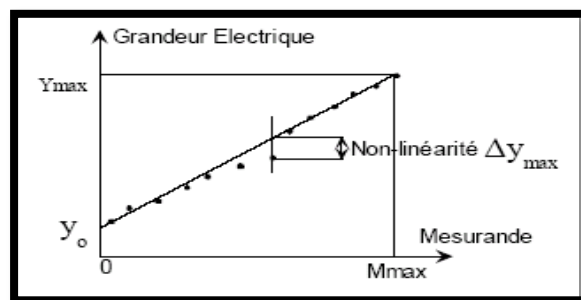


Figure I.7 : Non-linéarité [2].

I.7.9. Linéarité :

La linéarité définit la constante du rapport entre la variation du signal de sortie et celle d'entrée. Sachant que nous avons prélevé n points (x_i, y_i) , $i=0, n$, elle permet de caractériser la droite passant le plus proche possible de ces points. Si la droite a pour équation $y = M_x + b$; les valeurs de a et b sont obtenues par la méthode des moindres carrés [2].

$$b = \frac{\sum y_i}{n} - M \frac{\sum x_i}{n} \quad \text{et} \quad M = \frac{\sum x_i y_i - \frac{\sum x_i \sum y_i}{n}}{\sum x_i^2 - \frac{(\sum x_i)^2}{n}}$$

I.7.10. Hystérésis :

La réversibilité caractérise l'aptitude d'un capteur à fournir la même indication lorsqu'on atteint une même valeur de la grandeur mesurée par variation croissante et continue ou par variation décroissante et continue de la grandeur. En cas de différences, on parle d'erreur d'hystérésis, qu'on exprime aussi en pourcentage de l'étendue de mesure [9].

Certains capteurs ne retournent pas à la même valeur de sortie, pour une même valeur du mesurande selon la façon où cette valeur est obtenue (cycle croissant ou décroissant). L'hystérésis est la différence maximale entre ces deux valeurs de sortie. Unité : Unité du mesurande ou % de l'E.M. [2].

I.7.11. Bruit

Les capteurs délivrant une tension électrique génèrent, en plus de l'information sur le mesurande, du bruit. Si ce bruit n'est pas négligeable, alors il limite les performances du capteur [2].

I.7.12. Résolution

La résolution (RS) se définit comme la plus petite valeur de variation du mesurande donnant une lecture significative de la grandeur à mesurer. On peut l'évaluer quantitativement par : $R_S = \Delta m$ pour 1 digit ou 1 graduation.

Pour qu'une telle écriture conserve une signification, il importe de travailler avec un dispositif pour lequel le digit ou la graduation soit physiquement significatif. Dans le cas contraire, il faut définir R_S pour n digits (ou n graduations) correspondant en général au plus petit majorant de l'erreur de mesure [11].

Si le capteur génère du bruit, la résolution devient dépendante du niveau de bruit.

I.7.13. Temps de réponse

La rapidité caractérise l'aptitude d'un dispositif à répondre aux variations temporelles du mesurande.

Le temps de réponse $t_r(\varepsilon)$ ou d'établissement à ε près est défini comme la durée minimale d'attente après l'application d'un échelon à l'entrée, pour que l'écart relatif de la sortie par rapport à sa valeur finale demeure toujours inférieur à ε .

I.7.14. La grandeur d'entrée

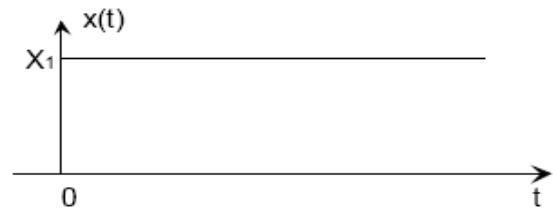
$x(t) = x_1 \cdot u(t)$ avec $U(t)=0$ pour $t < 0$ et $U(t) = 1$ pour $t \geq 0$

La grandeur de sortie $y(t)$ tend vers Y_1 quand $t \rightarrow \infty$

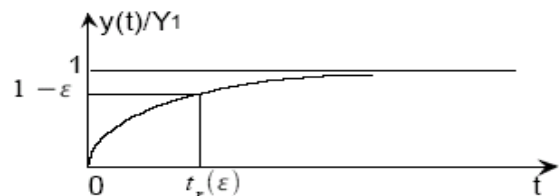
$$\frac{y_1 - y(t)}{Y_1} \leq \varepsilon \quad \text{pour } t \geq t_r(\varepsilon)$$

Exemples de temps de réponse :

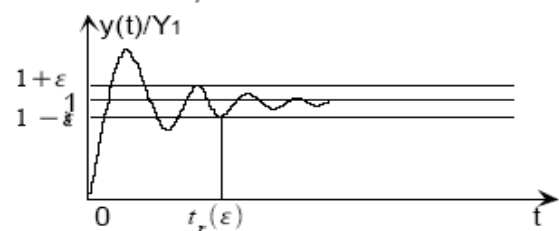
Signal d'entrée $x(t)$



Temps de réponse d'un
Dispositif du 1er ordre



Temps de réponse d'un
Dispositif du 2nd ordre



I.7.15. Bande passante

Elle est définie comme étant la plage de fréquence de variation du mesurande où les caractéristiques du capteur spécifiées par le constructeur sont respectées.

Si la fréquence du mesurande est comprise entre une fréquence basse et une fréquence haute, l'amplitude du signal de sortie sera conforme aux spécifications du constructeur [2].

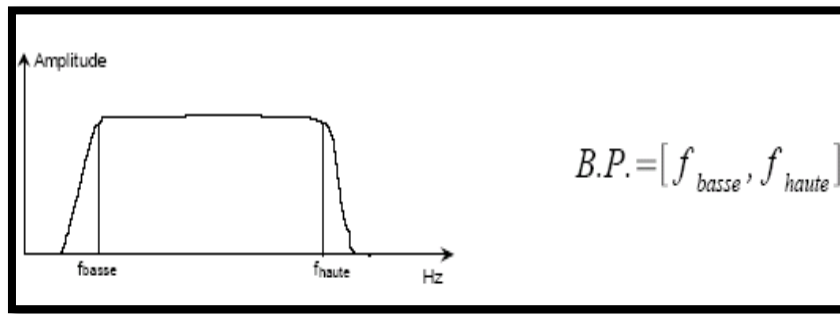


Figure I.8 : Bande passante [2].

I.7.16. Etalonnage

L'étalonnage permet d'ajuster et de déterminer, sous forme graphique ou algébrique, la relation entre le mesurande et la grandeur électrique de sortie. Très souvent l'étalonnage n'est valable que pour une seule situation d'utilisation du capteur [10].

I.7.17. Rapidité temps de réponse :

C'est le temps de réaction du capteur, La rapidité est liée à la bande passante.

et aussi c'est l'labilité de la sortie d'un capteur à suivre les variations temporelles de la mesurande. [6]

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le capteur d'une manière générale Nous avons cité les différents paramètres qui influencent sur les capteurs ainsi nous avons soulevé l'importance de caractéristiques métrologiques des capteurs.

Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons des notions sur le bruit ; notamment les différents paramètres qui le caractérisent, ses différents types, les principes de sa mesure et le rapport de signal sur bruit.

II.1. Notions sur le bruit

Un signal est toujours affecté de petites fluctuations plus ou moins importantes. Ces fluctuations, dont les origines peuvent être diverses, sont appelées bruit électrique, bruit de fond, ou tout simplement bruit. On peut citer comme exemples :

- bruit de « friture » dans un récepteur radio entre deux stations.
- bruit de souffle à la sortie d'un amplificateur.

Un signal n'est jamais sans 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.

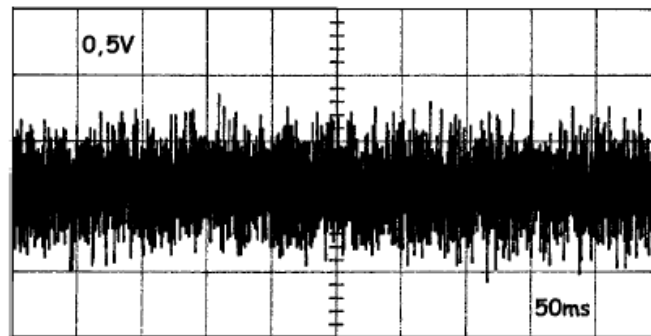


Figure II.1 : Tension fournie par une source de bruit [12].

Le bruit qui affecte le signal en sortie d'une chaîne de traitement a deux causes bien distinctes :

1. Une cause extérieure à la chaîne : c'est le bruit qui affecte déjà le signal à l'entrée de la chaîne et qui est amplifié et filtré avec le signal. On peut citer comme exemples :

- L'antenne du récepteur capte le signal de l'émetteur, mais aussi des parasites industriels et le bruit de fond cosmique de tous les astres qui rayonnent des ondes électromagnétiques.
- La tête de lecture du tourne-disque qui capte la musique inscrite dans le sillon mais aussi les bruits de surface, les vibrations de la platine et les décharges électrostatiques.

Pour ce type de bruit, une conception soignée du produit (mécanique, électronique, blindages, filtrages, etc. ...) nous donne un bruit minimal en sortie.

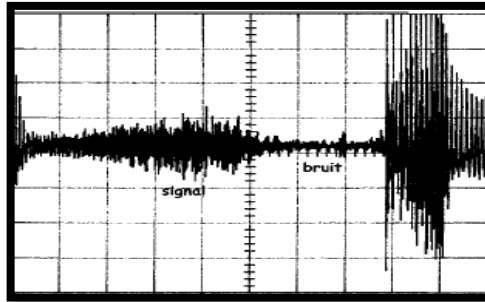


Figure II. 2 : Bruit en sortie d'un récepteur FM [12].

2. Une cause intérieure : l'agitation thermique des électrons provoque des fluctuations aléatoires de la tension en tout point d'un circuit ; c'est le bruit thermique qui existe toujours. On peut le diminuer en choisissant des composants à faible bruit mais on n'arrivera jamais à le supprimer. Outre ce bruit thermique, il existe d'autres catégories de bruits, toujours associés à la nature discontinue des porteurs de charge.

II.2. Valeurs moyenne et efficace d'un bruit

Nous avons vu que le bruit thermique est dû à l'agitation des électrons. Si nous regardons avec un oscilloscope très sensible et de grande bande passante la tension $b(t)$ aux bornes d'une résistance R , nous voyons le bruit donné par (la figure I. 3).

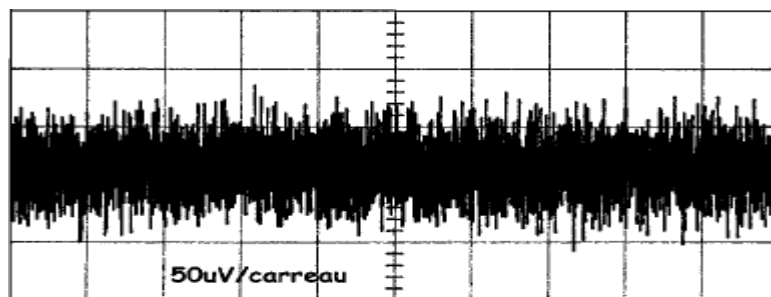


Figure II.3 : Bruit thermique produit par l'agitation thermique des électrons [12].

Les fluctuations étant aléatoires, il est clair qu'en moyenne, $b(t)$ est aussi souvent positive que négative.

Nous en déduisons un premier résultat important :

La valeur moyenne d'une tension de bruit est nulle $\overline{b(t)} = 0$

Par contre, si nous élevons cette tension au carré avant de prendre la valeur moyenne, le résultat ne sera plus nul ; nous en déduisons que :

La valeur efficace d'une tension de bruit n'est pas nulle $B_{eff} = \sqrt{\overline{b(t)^2}} \neq 0$

Une tension de bruit sera donc caractérisée par sa valeur efficace.

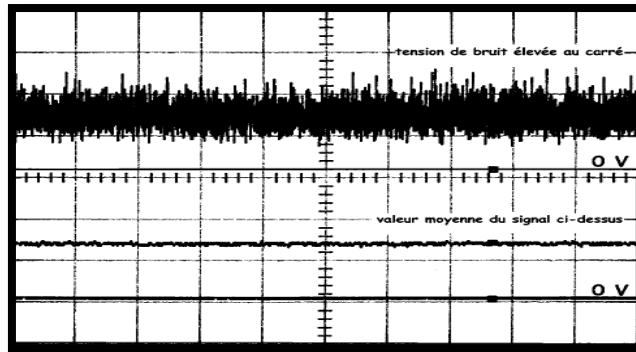


Figure II.4 : Valeur efficace d'une tension de bruit [12].

C'est de cette façon que fonctionne le voltmètre RMS et donc qu'on pourra mesurer une tension de bruit. Il faut cependant remarquer que les tensions de bruit sont en règle générale d'amplitude très faible et les voltmètres construits pour mesurer le bruit doivent être conçus pour avoir un bruit propre très faible [12].

II.3. Loi de distribution en amplitude

La tension de bruit $u(t)$ a une allure désordonnée. Il est donc impossible de prévoir la valeur qu'aura $u(t)$ à un instant t donné. Par contre, on peut évaluer la probabilité de voir la tension $b(t)$ comprise dans une certaine fourchette autour d'une valeur fixée U_0 .

La tension $b(t)$ a souvent une valeur nulle ou très faible, mais beaucoup plus rarement une valeur élevée.

Pour la grande majorité des bruits, la courbe de probabilité appelée aussi courbe de répartition est une courbe en cloche (Gaussienne) et a l'allure suivante :

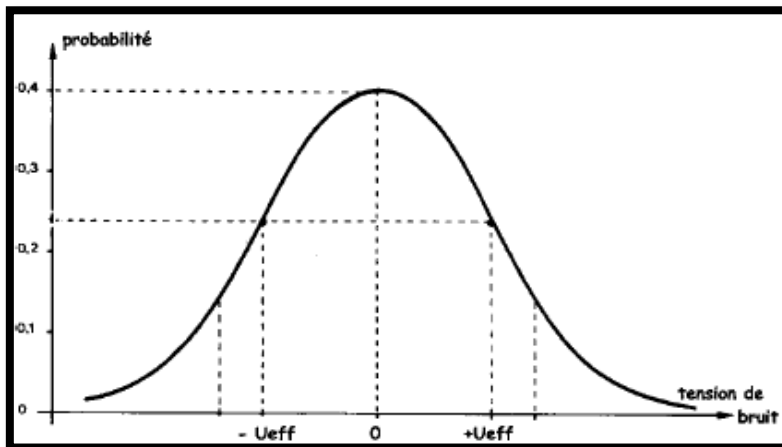


Figure II. 5 : Répartition des amplitudes d'une tension de bruit [12].

Nous pouvons faire plusieurs remarques concernant cette courbe :

- ✓ il y a 40 chances sur 100 pour que $b(t) = 0$ à un instant t .
- ✓ la valeur efficace U_{eff} correspond à l'abscisse du point d'inflexion et correspond à l'écart-type σ .
- ✓ la probabilité que $b(t)$ soit dans la tranche $-U_0, +U_0$ est proportionnelle à l'aire sous la courbe et comprise entre ces deux limites [12].

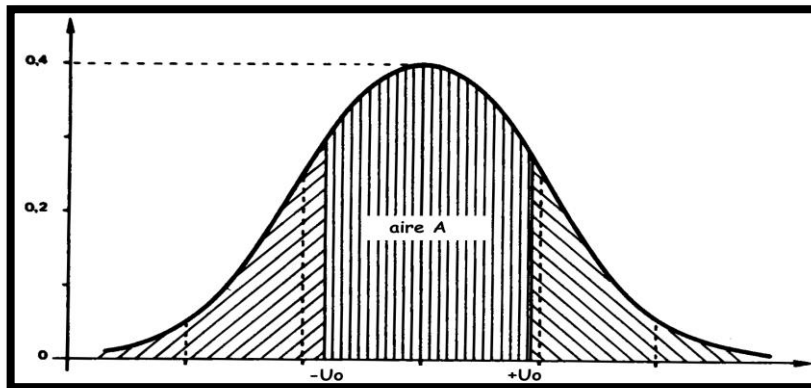


Figure II.6 : Probabilité pour que l'amplitude soit dans la bande $-U_0, +U_0$ [12].

- si $U_0 = \infty$, l'aire sous la courbe vaut 1 et la probabilité est de 100 %.
- si $U_0 = -U_{\text{eff}}$, la probabilité est 68 %.
- si $U_0 = U_{\text{eff}}$, la probabilité est de 95 %.
- si $U_0 = 3U_{\text{eff}}$, la probabilité est d'environ 99 %.

II.4. Spectre d'un bruit

Le caractère aléatoire du bruit explique que les composantes d'un bruit thermique peuvent avoir toutes les valeurs du continu jusqu'à des fréquences très élevées.

Le spectre d'un tel bruit est par conséquent constant et continu sur toute la gamme des fréquences ; il est représenté par la figure II.7.

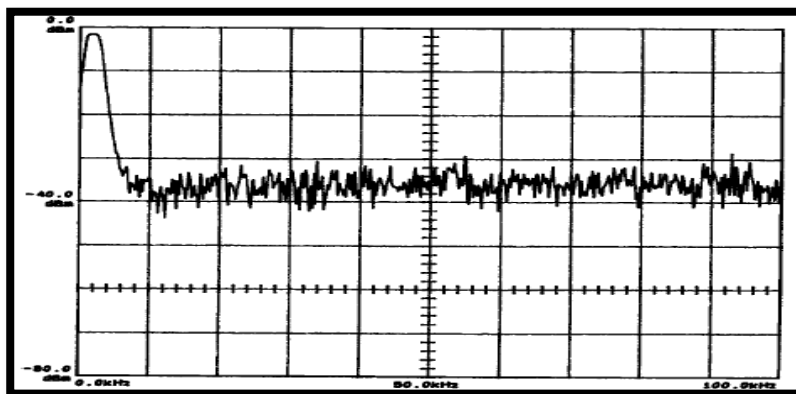


Figure II.7 : Spectre uniforme caractéristique d'un bruit blanc [12].

Un tel bruit est appelé bruit blanc par analogie avec la lumière blanche qui est aussi un mélange de toutes les fréquences. Cette définition du bruit blanc est un peu théorique. En effet ; les fréquences très élevées sont forcément filtrées par les capacités parasites réparties dans le montage, et dans la pratique le spectre d'un bruit thermique est toujours borné.

On parlera donc de bruit blanc chaque fois que le spectre est constant dans une large gamme de fréquences.

Par exemple ; lorsqu'on travaille en audiofréquence, un bruit ayant un spectre constant dans la gamme 10Hz-100kHz sera qualifié de blanc.

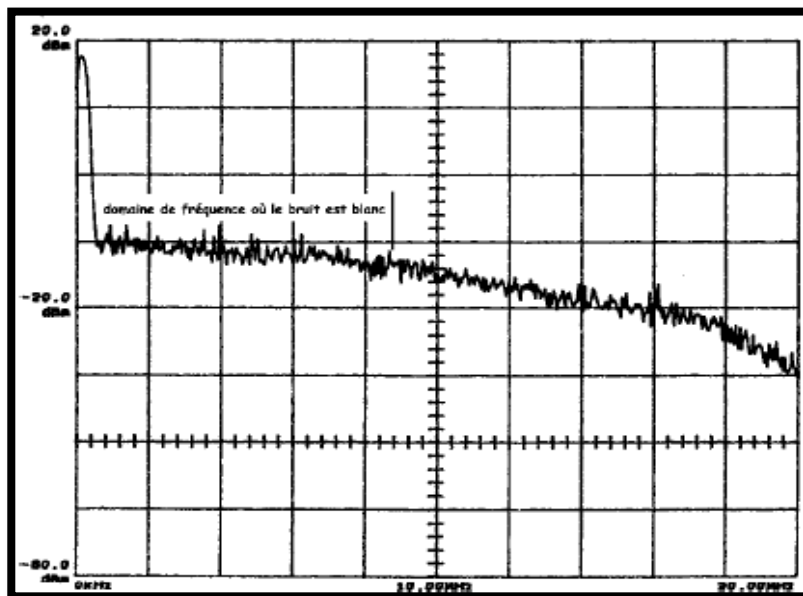


Figure II. 8 : Spectre d'un bruit blanc dans la bande 0 - 8 MHz [12].

II.5. Bruit blanc et coloré

La lumière blanche est composée de radiations de toutes les longueurs d'onde entre 400 et 800 nm.

Lorsque la lumière contient davantage de radiations d'une certaine longueur d'onde, elle est colorée et devient rouge si elle contient de grandes longueurs d'onde (fréquences basses) ou bleu si elle contient des radiations de longueur d'onde basse (fréquences élevées). De la même façon et par analogie avec la lumière, lorsqu'un bruit traverse un filtre, certaines composantes sont atténuées. Le spectre n'est donc plus constant et on dit que le bruit est coloré.

✓ si les basses fréquences prédominent, on a un bruit rose.

✓ si les fréquences élevées prédominent, on a un bruit bleu.

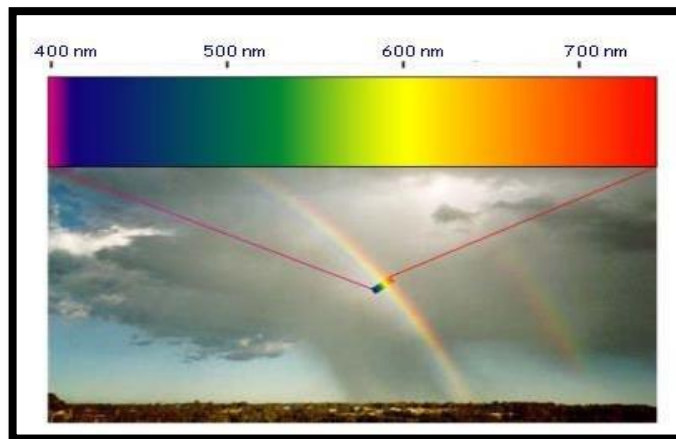


Figure II.9 : Bruit coloré [12].

Les bruits roses sont utilisés pour les tests audio (amplis, enceintes), car ils ont une puissance par octave ou par tiers d'octave constante [12].

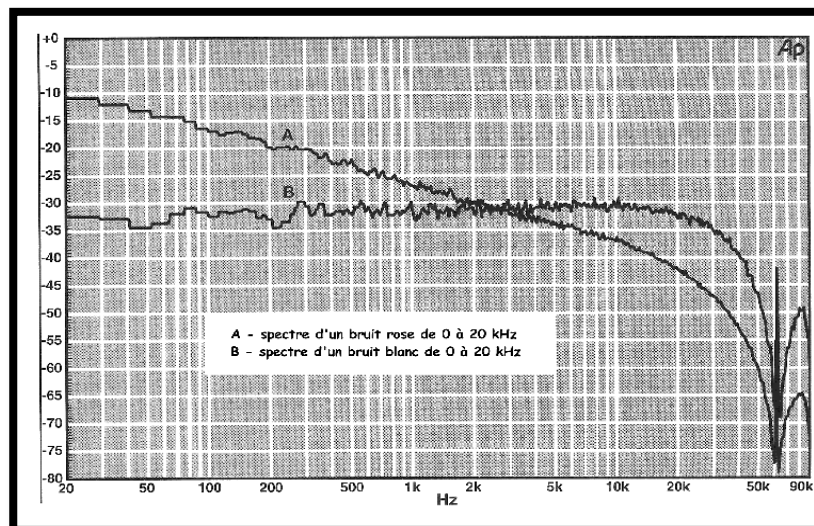


Figure II.10 : Spectre d'un bruit blanc et d'un bruit rose dans la bande audio [12].

II.6. Bruit temporel

C'est tout signal aléatoire dans le temps, indésirable qui vient s'ajouter au signal de sortie du capteur ; plusieurs sources peuvent en être à l'origine [13].

II.6.1. Bruit de grenaille

Le bruit de grenaille, ou bruit de Schottky ou bruit quantique, est un bruit électronique. Il se produit lorsque le nombre fini de particules transportant l'énergie (électrons dans un circuit électronique, ou photons dans un dispositif optique) est suffisamment faible pour donner lieu à des fluctuations statistiques perceptibles.

Considérons un barreau de matériau semi-conducteur muni à ses extrémités de deux contacts ohmiques.

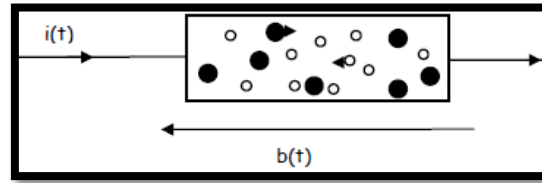


Figure II.11 : Les porteurs dans un semi-conducteur [12].

Le nombre $n(t)$ des porteurs (électrons et trous) présents dans le barreau n'est pas constant, mais fluctue autour d'une valeur moyenne et cette fluctuation est à l'origine d'une variation aléatoire de la tension $b(t)$.

- ✓ $b(t)$ fluctue au gré de la production et de la disparition de paires électron-trou : c'est le bruit de génération-recombinaison. Ce bruit existe même en l'absence de courant ($i(t) = 0$).
- ✓ à cause du mouvement brownien (agitation thermique), les porteurs de charge s'entrechoquent et leur vitesse varie en permanence. La tension $b(t)$ fluctue en fonction de ces variations de vitesse : c'est le bruit thermique. Ce bruit existe même en l'absence de courant ($i(t) = 0$).
- ✓ en présence de courant ($i(t) \neq 0$), $b(t)$ fluctue parce que le courant est constitué par une superposition de courants impulsionnels correspondant à la charge de l'électron : c'est le bruit de grenaille.

Le courant dans une jonction est lié à la circulation des porteurs (électrons et trous). Le courant électrique qui paraît continu à l'échelle macroscopique, est donc au niveau microscopique constitué par un grand nombre d'impulsions de courant.

De ce fait, le courant fluctue très légèrement autour de sa valeur moyenne : c'est le bruit de grenaille [12]. C'est un bruit qui dépend juste du courant qui traverse le composant, sa densité est donnée par l'équation (II.1).

$$S(f) = 2 \cdot q \cdot I \quad (\text{II.1})$$

Avec : "q" la charge de l'électron $1,60217653 \times 10^{-19}$ C ; "I" courant traversant le composant en [A] [13].

Ce bruit augmente avec le courant I et est blanc jusqu'à une fréquence supérieure à 1GHz. [13].

La valeur efficace de ce bruit en courant est donnée par la formule de Schottky (équation II.2).

$$I_{eff} = \sqrt{2qI\Delta f} \quad (\text{II.2})$$

Avec : $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C ; I : courant continu dans la jonction ; et Δf : bande de fréquence utile.

Par exemple ; pour une diode traversée par un courant de $I = 1\text{mA}$ et une bande $\Delta f = 1\text{MHz}$, la valeur efficace du bruit en courant vaut : $I_{eff} = 18 \text{ nA}$.

Ce bruit est prépondérant dans les diodes à vide ou à jonction [12].

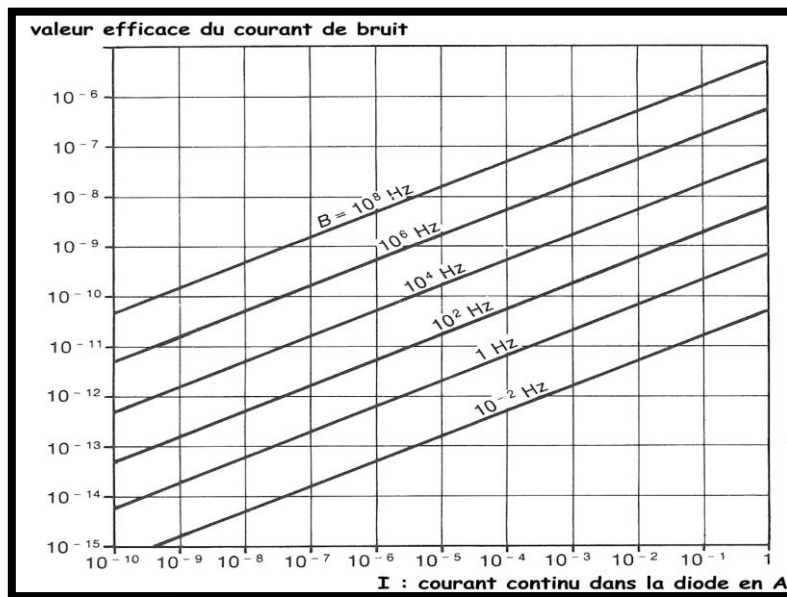


Figure II.12 : Valeur efficace du bruit de grenaille en fonction de I et Δf [12].

II.6.2. Bruit thermique

Le bruit thermique, ou bruit de Johnson-Nyquist, est dû à l'agitation naturelle des électrons qui augmente avec la température du capteur par exemple. Ce phénomène est appelé courant d'obscurité. Les fabricants de caméras le quantifient par le nombre d'électrons [3].

Le bruit thermique généré par les résistances ou composants actifs d'un circuit intégré constitue une source de bruit interne. Le facteur le plus important c'est la variation de température qui influence le mouvement aléatoire des charges (électrons), comme il est mentionné dans l'équation (II.3) de sa densité de puissance en courant [13].

$$S(f) = \frac{4KT}{R} \quad (\text{II.3})$$

Où :

"k" constante de Boltzmann avec $k = 1,3806503 \times 10^{-23}$ en $[\text{m}^2\text{kgs}^{-2}\text{K}^{-1}]$; "R" la partie résistive du composant en $[\Omega]$; "T" la température absolue du milieu en $[\text{K}]$.

Sur des appareils fixes de laboratoire ou de studios professionnels, ce bruit peut être réduit efficacement par refroidissement du capteur, en utilisant l'effet Peltier, ou bien par ventilation afin d'assurer le maintien à température ambiante. En astronomie, certains équipements sont même refroidis à -196°C grâce à l'azote liquide.

On démontre que la tension de bruit thermique apparaissant aux bornes d'une résistance R est donnée par l'équation (II.4).

$$B_{eff} = \sqrt{4KTR\Delta f} \quad (\text{II.4})$$

avec : k : constante de Boltzmann

T : température absolue en Kelvin

Δf : bande passante utile

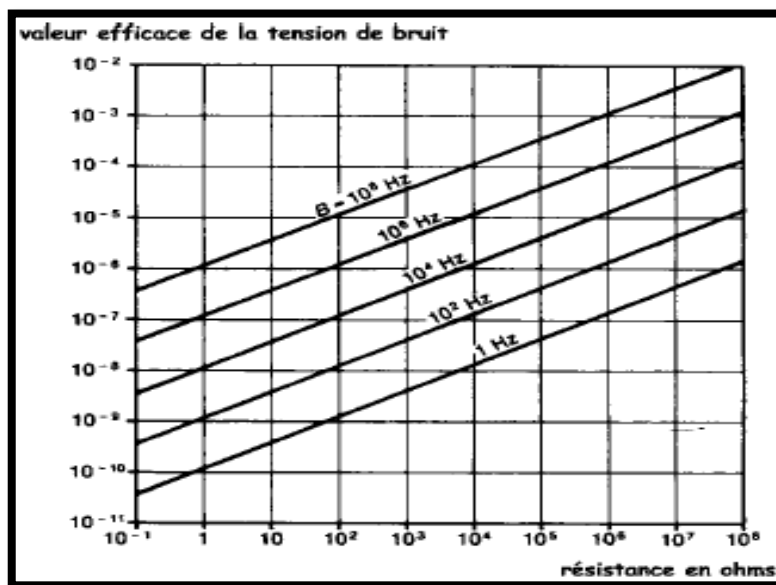


Figure II.13 : Valeur efficace du bruit thermique en fonction de R et Δf [12].

Ce bruit thermique est prépondérant dans les composants longs (« longueur » distance moyenne entre 2 chocs), dans lesquels les chocs sont très nombreux durant la transition des porteurs d'une électrode à l'autre : résistances, barreaux de semi-conducteurs ...

Il existe 2 autres types de bruits appelés bruits de génération-recombinaison et en $1/f$, qui apparaissent surtout aux basses fréquences :

- le bruit de génération-recombinaison, lié à la génération de paires électrons-trous, se manifeste à des fréquences inférieures à une limite pouvant varier entre 10 kHz et 1MHz.
- le bruit en $1/f$ décroît avec la fréquence et apparaît non seulement dans les semi-conducteurs, mais aussi dans les résistances au carbone. La bande de fréquence où il est supérieur au bruit thermique tend à se rétrécir au fur et à mesure des progrès technologiques et ne dépasse pas quelques dizaines de Hz pour les meilleures technologies actuelles.

L'existence de ces deux types de bruits se retrouve sur toutes les caractéristiques de bruits de composants actifs, qui présentent tous une remontée du niveau de bruit aux très basses fréquences [12].

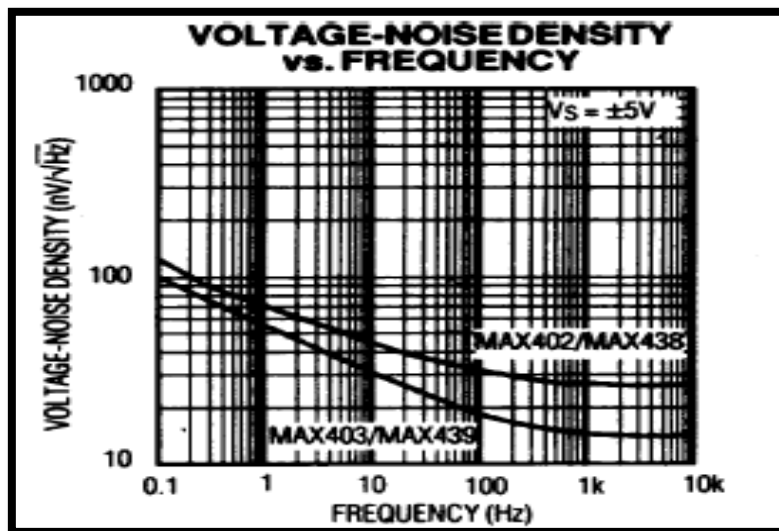


Figure II.14 : Le bruit aux basses fréquences dans un AOP [12].

II.6.3. Bruit Flicker

On l'appelle aussi le bruit $1/f$, bruit de scintillement, bruit de papillotement, bruit de basse fréquence. Il est toujours présent dans les composants actifs et dans certains composants passifs. Ses origines sont variées : il peut être dû, par exemple à des impuretés dans le matériau pour un transistor, qui libèrent aléatoirement des porteurs de charge, ou bien à des recombinaisons des électrons [13].

II.7. Bruit de fond

En traitement du signal, on appelle bruit de fond toute composante non désirée affectant la sortie d'un dispositif indépendamment du signal présent à son entrée. Le bruit de fond se décompose en bruit propre, généré par le dispositif lui-même, et en

perturbations originaires de l'extérieur et malencontreusement captées par lui. La figure 15 donne une image de l'écran d'un analyseur de spectre montrant le niveau du bruit de fond [3].

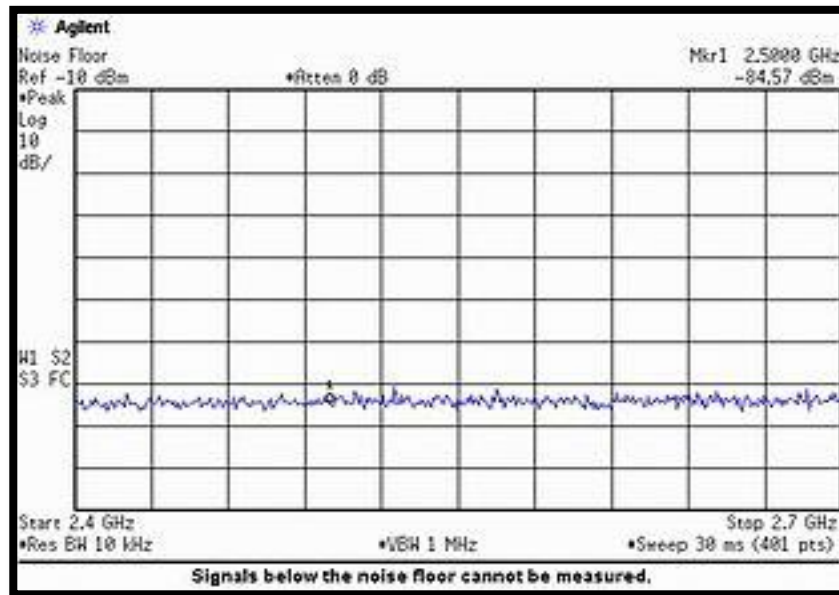


Figure II.15 : Bruit de fond [3].

Au fur et à mesure que le signal se rapproche, puis s'enfonce en dessous du niveau du bruit de fond, la quantité d'informations qu'il peut transporter décroît (Shannon 1948), il devient plus difficile à détecter, et il finit par se dissoudre dans une incertitude quantique [3].

Le bruit de fond (bdf) en métrologie indique le niveau de comptage induit par l'environnement, la composition des réactifs et l'électronique de l'appareil. Il convient de soustraire ce bruit de fond (utilisation d'un « blanc ») à la valeur de mesure brute pour déterminer l'activité nette contenue dans un échantillon. En terme environnemental, le bruit de fond représente un niveau d'activité mesurée à un point hors influence de toute source de radioactivité artificielle et dont on ne peut s'affranchir.

Le bruit de fond perturbe d'autant plus un signal qu'il occupe la même bande de fréquences [14].

II.8. Bruit des composants réels

Le bruit total d'une résistance R comprend le bruit thermique et le bruit en excès (bruit basse fréquence en $1/f$) dépendant du courant qui la traverse.

La densité spectrale de puissance présente donc une remontée vers les basses fréquences.

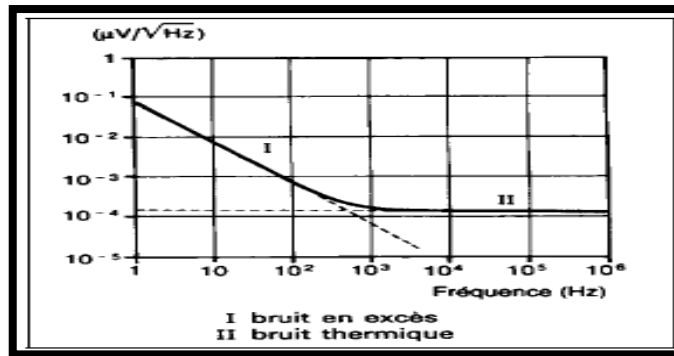


Figure II.16 : Densité spectrale du bruit d'une résistance de 10k. [12].

En général, les condensateurs ne posent pas de problème de bruit car la capacité idéale est non bruyante. Une capacité réelle possède une résistance série et une résistance de fuite parallèle. Les composantes de bruit thermique de celles-ci sont usuellement négligeables.

Dans le domaine des basses fréquences, où la capacité ne shunte pas effectivement la source interne de courant de bruit, le bruit en excès se manifeste.

Le bruit dans une diode ou jonction PN est essentiellement un bruit de grenaille dépendant donc du courant de polarisation I traversant la diode.

Le schéma équivalent au point de vue du bruit d'une diode sera donc constitué de deux éléments placés en parallèle :

- ✓ une diode parfaite sans bruit
- ✓ une source de bruit de grenaille

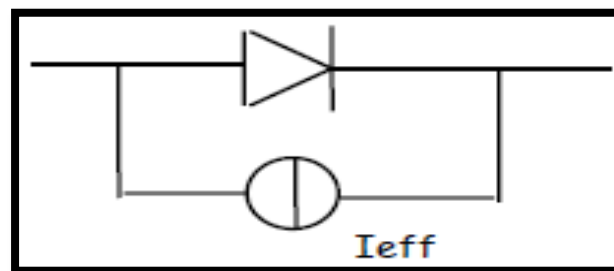


Figure II.17 : Modèle d'une diode bruyante [12].

II.9. Bruit dans une chaîne d'amplification

Soit une chaîne de trois amplificateurs A1, A2 et A3 en cascade dont la tension d'entrée est notée U.

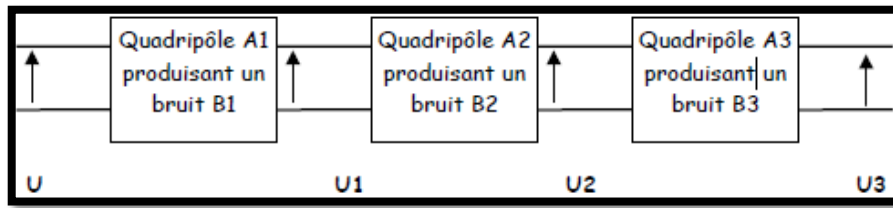


Figure II.18 : Bruit en sortie d'une chaîne de quadripôles [12].

Chaque amplificateur amplifie le signal appliqué à son entrée et rajoute son bruit propre B1, B2 ou B3.

Calculons la tension en sortie :

$$U_1 = A_1.U + B_1$$

$$U_2 = A_2.U_1 + B_2 = A_2.A_1.U + A_2.B_1 + B_2 \quad (\text{II.5})$$

$$U_3 = A_3.U_2 + B_3 = A_3.A_2.A_1.U + A_3.A_2.B_1 + A_3.B_2 + B_3$$

Le bruit en sortie s'exprime donc en fonction du bruit propre des trois étages :

$$B_s = B_1.A_2.A_3 + B_2.A_3 + B_3$$

Dans cette formule, le terme le plus gênant est le premier, puisque le bruit B1 est amplifié deux fois.

Dans une chaîne, c'est donc le premier étage qui est le plus important du point de vue bruit.

On s'efforcera donc dans tous les cas de minimiser le bruit propre du premier étage d'une chaîne de traitement du signal.

- ✓ dans un récepteur ; c'est l'amplificateur HF d'entrée qui reçoit les signaux de faible amplitude de l'antenne, qui doit être à faible bruit.
- ✓ dans un amplificateur basse fréquence, ce sont les préamplificateurs qui seront décisifs au point de vue bruit.

Nous avons vu qu'un amplificateur, comme tout quadripôle, rajoute au signal qu'il amplifie son bruit propre.

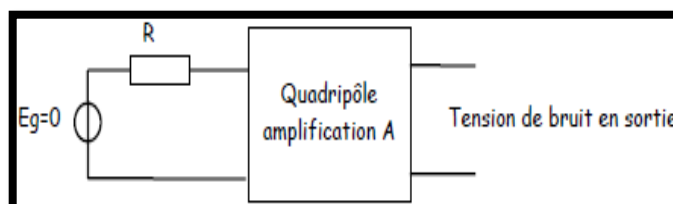


Figure II.19 : Le facteur de bruit d'un quadripôle [12].

On caractérise souvent l'amplificateur par son facteur de bruit F . Si on éteint la source ($e_g = 0$), on n'aura que du bruit en sortie. Ce bruit est constitué de 2 termes :

- ✓ le bruit de la résistance de la source R_g amplifié : $B_s = B_r.A$
- ✓ le bruit rajouté par l'ampli : B_a

Le facteur de bruit de l'ampli vaut alors :

$$F = \frac{B_s^2 + B_a^2}{B_s^2} = 1 + \frac{B_a^2}{B_s^2} \quad (\text{II.6})$$

- Le facteur de bruit est toujours supérieur à 1 (égal à 1 pour un ampli idéal sans bruit).
- Le facteur de bruit est donné en général en dB ($10\log F$).
- Un facteur de bruit de 3 dB caractérise un bon ampli.
- Un facteur de bruit 1 caractérise un très bon ampli.
- Un facteur de bruit à 5 caractérise un ampli moyen.

Pour une chaîne : $F = F_1 + \frac{(F_2-1)}{A_1} + \frac{(F_3-1)}{A_1A_2} + \dots \approx F_1$ Si $A_1 \gg 1$ (II.7)

II.10. Densité spectrale de bruit

On utilise très souvent, pour caractériser le bruit à une fréquence f_0 donnée, la notion de densité spectrale de bruit. Cette densité spectrale est simplement la tension de bruit qu'on aurait dans une bande de 1 Hz autour de f_0 .

Prenons comme exemple une résistance de valeur $R = 100 \text{ k}\Omega$ à température ambiante ; le bruit thermique à ses bornes vaut $B_{eff} = \sqrt{4kTR\Delta f} = 40\mu V$ dans une bande de 1MHz.

La densité spectrale de bruit vaut : $D = \frac{\sqrt{4kTR\Delta f}}{\sqrt{\Delta f}} = \sqrt{4kTR} = 40nV/\sqrt{Hz}$

Les caractéristiques constructrices des dispositifs (AOP par exemple) précisent toujours la valeur de la densité spectrale de bruit, et non la tension de bruit qui est liée à la bande passante du système, et donc des composants qui se trouvent dans le montage.

Le tableau ci-dessous donne les grandeurs caractéristiques de bruit (densité spectrale de la source de tension de bruit et de la source de courant de bruit) de quelques amplificateurs opérationnels à transistors bipolaires et à effet de champ, à faible bruit.

Générateurs de bruit		Amplificateur opérationnel à transistors bipolaires		Amplificateur opérationnel à transistors à effet de champ	
		OPA 37A	LT 1028	OPA 111BM	OPA 627BM
E_n (nV/√Hz)	10 Hz	3,1	1,0	30	30
	30 Hz	2,9	0,95	21	18
	1 kHz	2,7	0,85	7	5,2
I_n (fA/√Hz)	10 Hz	1 700	4 700	0,4	1,6
	30 Hz	1 000	2 900	0,4	1,6
	1 kHz	400	1 000	0,4	1,6
Tension de bruit crête-crête (nV) (0,1 Hz à 10 Hz)		80	35	1 200	1 200
Courant de bruit crête-crête (fA) (0,1 Hz à 10 Hz)				7,5	30
1 fA = 10 ⁻¹⁵ A. Les valeurs crête-crête ont, dans la littérature, l'indice pp (<i>peak-peak</i>).					

Tableau II.1 : Caractéristiques de quelques AOP à faible bruit. [12].

Les constructeurs donnent des valeurs des densités spectrales à 1 Hz, 30 Hz, 1 kHz en moyenne quadratique par unité de bande et une valeur de bruit crête-crête mesurée dans la bande standard 0,1 Hz - 10 Hz [12].

II.11. Mesure du bruit

Lorsqu'on mesure une valeur efficace de bruit à l'aide d'un appareil, il faut que la bande passante de l'appareil soit supérieure à la bande passante du bruit à mesurer si on veut éviter un filtrage du bruit et donc une diminution de sa valeur efficace mesurée. Sa sensibilité aussi doit être suffisante pour pouvoir mesurer des tensions faibles.

Une méthode consiste à relier la source de bruit à l'entrée de la voie verticale d'un oscilloscope à large bande. On observera dans ce cas l'oscillogramme de bruit qui correspond à la bande passante du système source - câble de raccordement - oscilloscope.

En présence d'un bruit blanc à distribution gaussienne, on observera une « bande » illuminée de brillance maximum au milieu, et dont la hauteur Y_{cc} se conserve en principe pour toutes les vitesses de balayage.

Cette hauteur Y_{cc} donne un ordre de grandeur de la valeur crête à crête B_{cc} de la tension de bruit visualisée et on peut calculer la valeur efficace par :

$$B_{eff} = Y_{cc}/6$$

Malheureusement, les crêtes de bruit étant réparties au hasard dans le temps, leur « visibilité » s'avère être fonction du réglage de brillance (intensité de la trace, de la vitesse de balayage, de la persistance de la trace, de l'éclairage ambiant, et dans une certaine mesure même de la durée d'observation.

La mesure de Y_{cc} , et donc de B_{cc} , risque donc d'être plus ou moins subjective et variable avec les conditions d'utilisation de l'oscilloscope et l'erreur de mesure peut atteindre 50%.

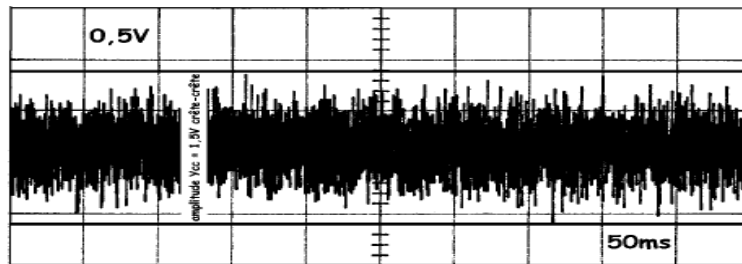


Figure II.20 : Mesure de la tension de bruit à l'oscilloscope [12].

II.12. Mesure oscillographique tangentielle

On peut faire une mesure plus précise à l'oscilloscope en utilisant la méthode oscillographique tangentielle. Cette méthode, à la fois simple et assez spectaculaire, est basée sur le fait que deux distributions gaussiennes identiques peuvent être combinées de manière à donner une courbe résultante à un seul maximum, sans creux, lorsque ces deux distributions sont exactement séparées par deux fois l'écart type σ .

Le mode opératoire est particulièrement facile : il suffit d'appliquer le signal de bruit aux deux canaux YA et YB d'un oscilloscope double trace à large bande fonctionnant dans le mode de balayage alterné.

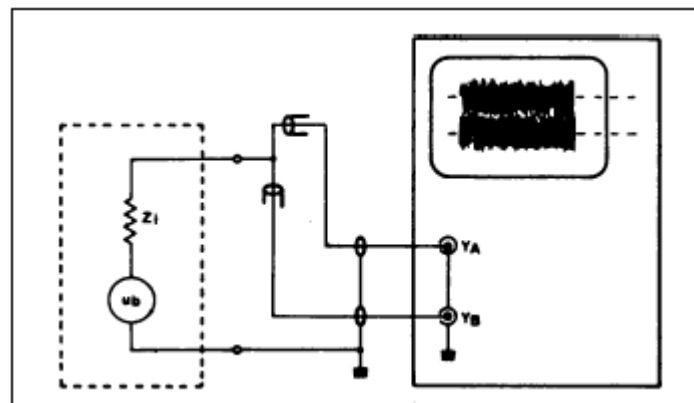


Figure II.21 : Mise en œuvre de la méthode oscillographique tangentielle [12].

Deux oscillogrammes de bruit apparaissent alors sur l'écran séparés par une « bande noire ».

Les sensibilités des deux canaux étant supposées identiques ; il suffit de réaliser le déplacement vertical des deux oscillogrammes jusqu'à leur recouvrement tel que la « bande noire » entre les deux disparaît tout juste.

On déconnecte ensuite le signal de bruit :

La distance A entre les deux traces est égale au double de la valeur efficace du signal de bruit :

$$B_{eff} = A/2$$

En utilisant cette méthode particulièrement simple, l'erreur de mesure ne dépasse pas 10%, et cette technique est indépendante du réglage de luminosité de l'oscilloscope [12].

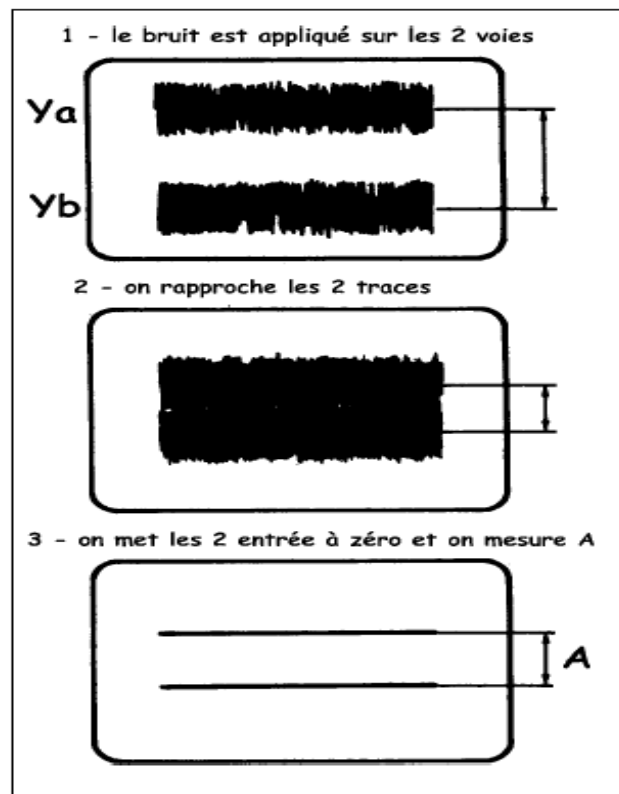


Figure II.22 : Résultats de la méthode oscilloscopique tangentielle [12].

II.13. Rapport signal sur bruit

Le rapport signal-bruit est un terme utilisé en ingénierie, en traitement du signal ou en théorie de l'information pour désigner le rapport entre la grandeur d'un signal (information utile, significative) et celle du bruit (information inutile, non significative). Comme de nombreux signaux ont une échelle dynamique élevée, les

rapports signal-bruit sont souvent exprimés en décibels. Le rapport signal sur bruit désigne la qualité d'une transmission d'information par rapport aux parasites. On définit ainsi la qualité d'un amplificateur, quel que soit son type et la catégorie de signaux qu'il traite. Plus le rapport est élevé, moins l'appareil dénature le signal d'origine [15].

Conclusion

En électronique, le bruit désigne les signaux aléatoires et non désirés, voire parasites, se superposant aux signaux utiles. Dans un amplificateur, ces signaux parasites peuvent venir de son environnement ou des composants le constituant. Il existe cinq types de bruit en électronique : le bruit thermique, le bruit grenaille, le bruit Flicker, le bruit en créneaux et le bruit d'avalanche. Il est possible de réduire le bruit dans un amplificateur en s'attaquant directement à ses origines, mais aussi en limitant le plus possible la bande passante de l'amplificateur, afin d'éliminer le bruit présent en dehors des fréquences de travail de l'amplificateur.

Introduction

Dans ce chapitre seront présentées quelques généralités sur les différents composants de base constituant notre circuit qui est un capteur de bruit, ce qui va servir par la suite à la bonne compréhension du principe de son fonctionnement de. Nous allons dans un premier temps donner le schéma synoptique du circuit, en définissant le rôle de chaque partie et en introduisant par la suite des notions sur les principaux circuits électroniques de base constituant chaque partie de notre système.

III.1 Schéma synoptique du circuit

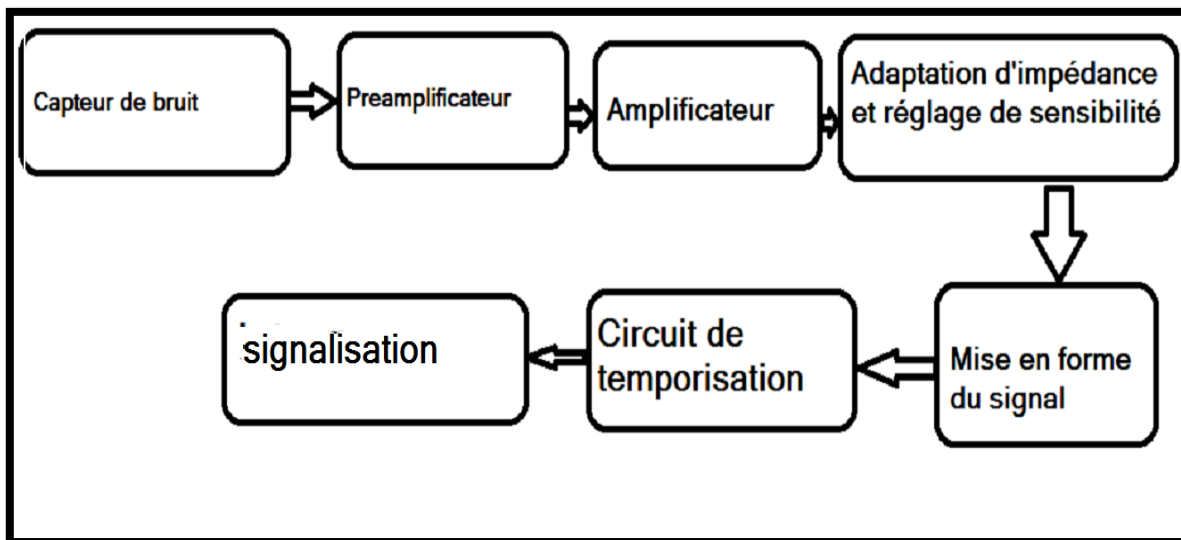


Figure.III.1 : Schéma synoptique du montage.

III.2. Fonctionnement du montage

Tous les capteurs de bruit fonctionnent sur le même principe : sous l'effet de la pression acoustique, la membrane du micro oscille, ce qui modifie le courant qui la traverse. Le micro associé à un préamplificateur convertit donc la pression acoustique en un signal électrique équivalent.

L'étage suivant est un préamplificateur, essentiellement constitué d'un amplificateur inverseur qui a pour but l'amplification du courant et de la tension du signal alternatif produit par le capteur pour qu'ils puissent être ensuite amplifiés une deuxième fois par un amplificateur composé par le circuit IC2 et quelques composants annexes.

L'ajustable P1 permet de régler le gain. L'étage suivant, construit autour du transistor T1, réalise un petit étage adaptateur d'impédance. L'ajustable P2 sert à régler le gain de cet étage, donc finalement la sensibilité du micro.

Le signal alternatif convenablement amplifié doit subir le traitement d'un étage Trigger de Schmitt, construit autour des portes NOR A et B.

Pour permettre de bien visualiser un niveau sonore, on utilise en étage final temporisateur, un classique monostable.

La sortie est matérialisée par la diode L1 s'allumant un bref instant à chaque fois qu'un bruit est capté et si la sensibilité est bien adaptée au niveau sonore.

III.3 Etude théorique des différents étages

III.3.1 Alimentation stabilisée

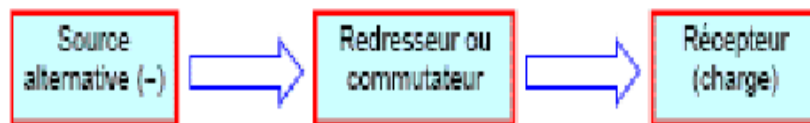
III.3.1 .1. Introduction aux alimentations stabilisées

La plupart des systèmes électroniques tels que les postes TV et les micro-ordinateurs ont besoin d'une source de courant continu qui peut être une pile ou une batterie pour fonctionner. Puisque la tension fournie par le réseau électrique est une tension alternative, la première chose qu'on doit faire est de transformer cette tension en tension continue. La partie du montage qui effectue cette opération s'appelle « alimentation stabilisée » ; cette dernière est constituée d'un redresseur qui permet au courant de circuler dans une seule direction, d'un filtre généralement RC, d'une diode Zener ou d'un régulateur de tension et d'un circuit transformant le courant alternatif du secteur (220V, 50Hz) en un courant plus faible [16]. Les circuits électroniques courants ont généralement besoin d'une tension de +5V quand il s'agit de circuits logiques TTL ; les transistors fonctionnent sous des tensions 9, 12 ou 24V. Quant aux amplificateurs opérationnels, ils nécessitent souvent une alimentation de +15 et -15V. Le rôle d'une alimentation continue est de fournir les tensions et courants nécessaires au fonctionnement des circuits électroniques avec le minimum d'ondulation résiduelle et la meilleure régulation possible. Elle doit, de plus, souvent limiter le courant fourni en cas de surcharge ainsi que la tension continue qu'elle délivre, ceci afin de protéger les composants fragiles. Il existe des moyens divers pour produire une tension continue stable à partir d'une tension alternative ; deux méthodes seulement sont fréquemment employées :

1. La stabilisation linéaire.
2. La stabilisation par découpage.

Toutes les deux ont leurs avantages et leurs inconvénients. L'alimentation à découpage est utilisée essentiellement dans le domaine des puissances de 100W et plus [17].

III.3.1.2. Alimentation stabilisée, constitution et fonctionnement



la chaîne de conversion alternatif/continu.

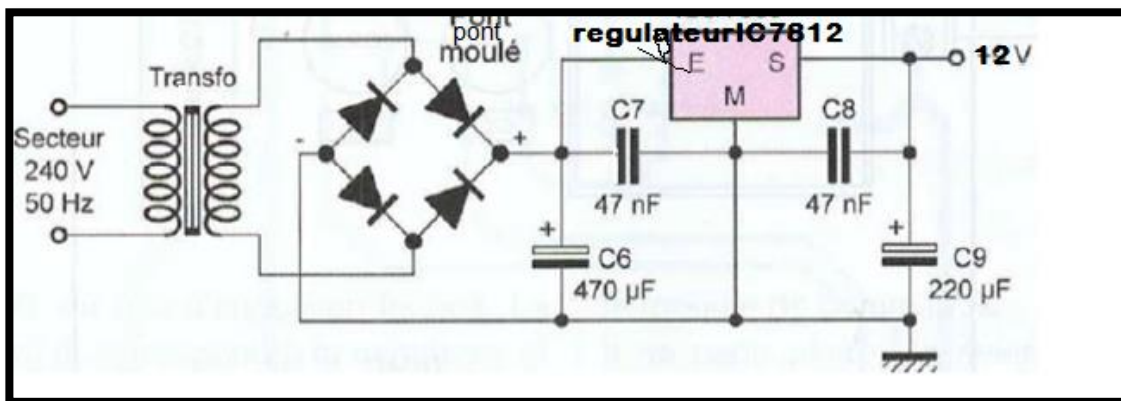


Figure III.2 : Circuit d'une alimentation stabilisée à l'aide de régulateur fixe positif IC 7812 [18].

III.3.1.2.1 Transformateur

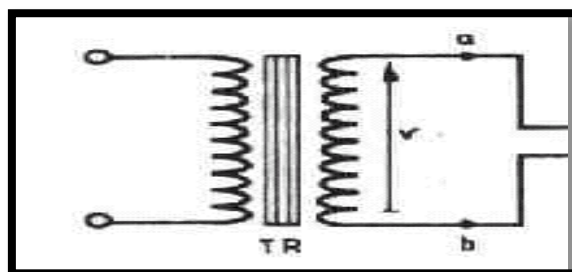


Figure III.3 : Schéma d'un transformateur [17].

Un transformateur est couramment utilisé dans l'alimentation pour amener la valeur de la tension du secteur à des niveaux plus bas supportables par les diodes, transistors et autres composants électroniques [19].

C'est un appareil statique à induction qui remplit deux fonctions :

- Isolement galvanique entre l'équipement et le secteur ;
- Transformation de la tension alternative du réseau, déterminée par le rapport entre le nombre de spires (tours) du secondaire et du primaire [17].

Points de déphasage :

Les côtés pointés ont la même phase instantanée. Quand une alternance positive arrive sur le primaire, une alternance positive sort du secondaire. Si le point de repérage était situé dans l'enroulement, la tension secondaire serait déphasée de 180° par rapport à la tension du primaire.

Pour l'alternance positive de la tension primaire, la demi sinusoïde positive du secondaire polarise la diode en direct. Pour l'alternance négative, la diode est polarisée en inverse ; et l'on obtient une tension simple alternance sur la charge.

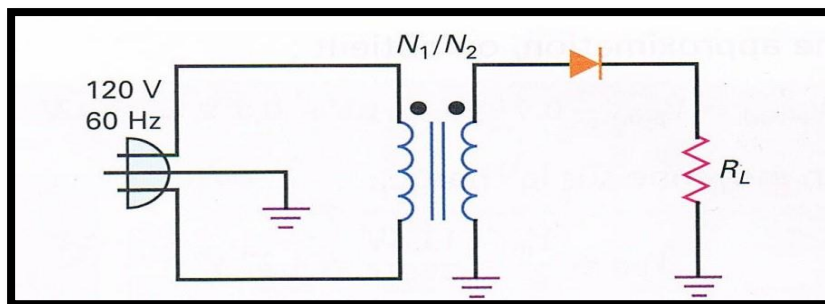


Figure III.4 : Redressement simple alternance avec transformateur [19].

Rapport de transformation :

La relation entre tension de sortie et tension d'entrée dans un transformateur est

$$\text{donnée par la formule : } V_2 = \frac{V_1}{N_1/N_2} \quad (\text{III.1})$$

Cela signifie que la tension au secondaire est égale à la tension au primaire divisée par le rapport de transformateur.

Les termes éleveur ou abaisseur parfois utilisés correspondent aux types des transformateurs, ils qualifient la relation entre la tension secondaire et la tension primaire. Un transformateur éleveur ($N_2 > N_1$) donne une tension secondaire

supérieure à la tension primaire et un transformateur abaisseur ($N_2 < N_1$) fait l'inverse [19].

III.3.1 .2.2 Le redresseur

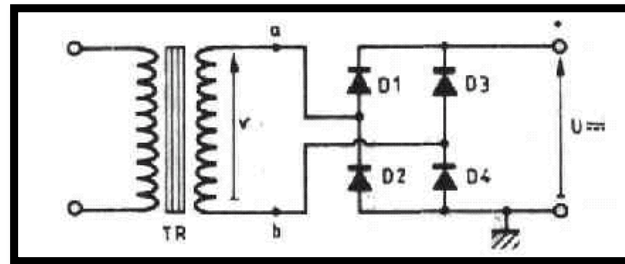


Figure III.5 : Schéma d'un redresseur [17].

Un redresseur convertit la tension alternative du secondaire du transformateur en impulsions unidirectionnelles de courant. Pour introduire cette notion de redressement, il faut tout d'abord introduire la notion de diode parce que tout simplement le redressement s'effectue à l'aide des diodes. La diode est une jonction PN à matériau semi-conducteur qui impose le sens du courant dans la branche où elle est installée ; on dit alors que la conduction de la diode est unidirectionnelle. Pour caractériser cette dernière il suffit de préciser son courant direct maximal (I_{dmax}) et sa tension inverse maximale (V_{invmax}).

III.3.1.2.2.1. Redressement double alternances

Le redressement double alternances est l'équivalent de deux redressements simple alternance. Du fait de la prise médiane, chaque redressement a une tension d'entrée égale à la moitié de la tension au secondaire ; la diode D_1 est en conduction pendant l'alternance positive et la diode D_2 pendant l'alternance négative. Par conséquent, le courant redressé dans la charge existe pendant les deux demi cycles.

La figure III.6b représente le circuit équivalent pour l'alternance positive, la diode D_1 conduit et donne une tension positive sur la charge. La figure III.6c illustre le cas de l'alternance négative pendant laquelle la diode D_2 conduit, la tension sur la charge

est de nouveau positive ; pendant les deux demi-périodes donc, le courant a la même direction et il est représenté par la figure III.6d.

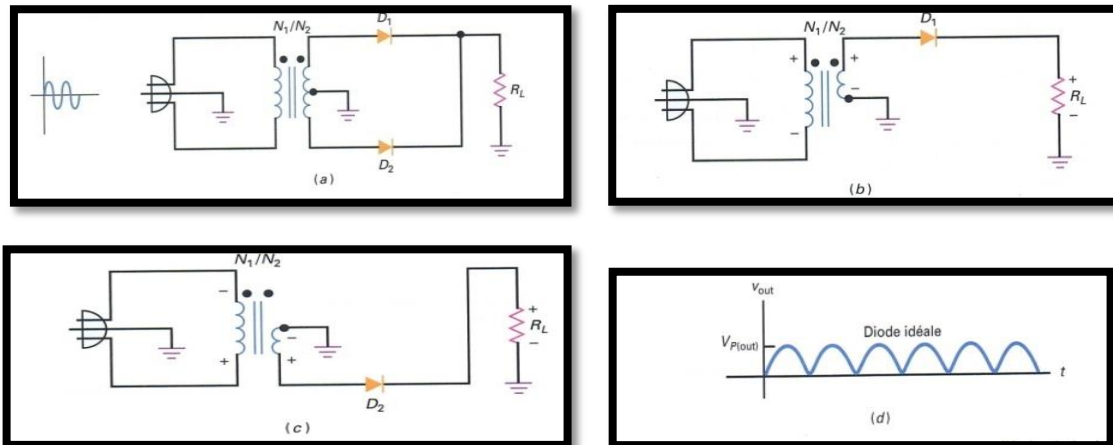


Figure III.6 : (a) Redressement double alternance ; (b) circuit équivalent pour alternance positive ; (c) circuit équivalent pour alternance négative ; (d) signal de sortie [19].

III.3.1.2.2.2 Valeur DC ou valeur moyenne

Le signal redressé double alternance, ayant deux fois plus de cycles positifs que le signal redressé simple alternance, a une valeur moyenne double.

$$\text{Signal double alternance : } V_{DC} = \frac{2V_P}{\pi} \quad (\text{III.2})$$

Comme $2/\pi = 0.636$ la relation (2.2) peut s'écrire : $V_{DC} \approx 0.636V_P$

Mise sous cette forme, il apparaît que la tension moyenne vaut 63.6% de la valeur crête : par exemple une tension entrée de 100V crête donnera une tension moyenne de 63.6 V.

III.3.1.2.2.3. Fréquence de sortie

Dans le redressement simple alternance, la fréquence de sortie est égale à la fréquence d'entrée. Dans le redressement double alternance, la période du signal redressé est égale à la moitié de la période du signal d'entrée ; la fréquence du signal de sortie est le double de la fréquence du signal d'entrée.

III.3.1.2.2.4. Redresseur en pont de Greatz

La figure III.7 a représente un redresseur en pont de Greatz. Les diodes D1 et D2 conduisent pendant la demi-période positive, et D3 et D4 conduisent pendant la demi-période négative. Par conséquent, le courant redressé existe pendant les deux demi cycles.

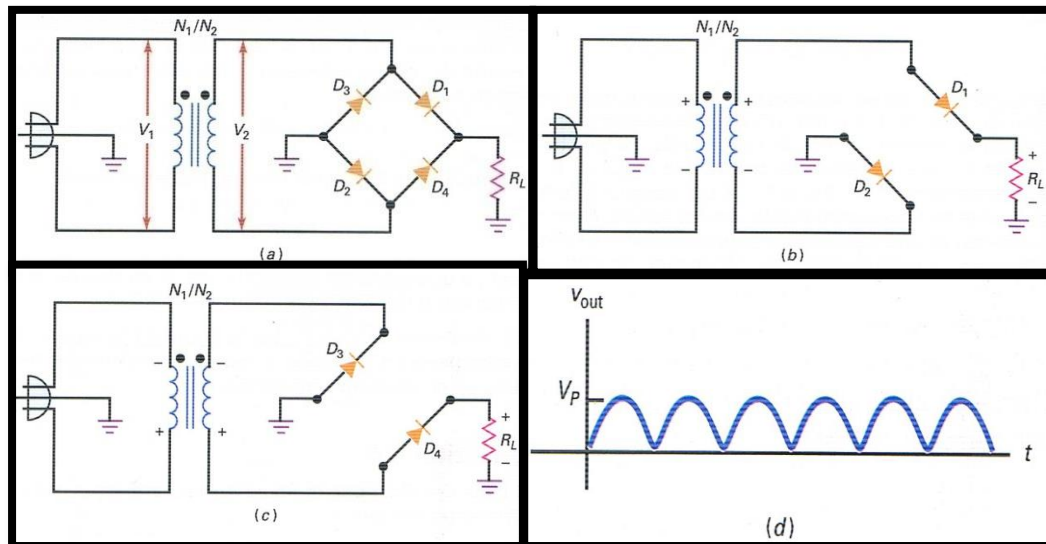


Figure III.7 : (a)- Redresseur en pont (b)- Circuit équivalent pour alternance positive (c)- Circuit équivalent pour alternance négative (d)- Signal de sortie [19].

La figure III.7 b montre le circuit équivalent pour la demi-période positive où D1 et D2 conduisent et fournissent une tension positive sur la charge repérée par les + et - de polarité de la résistance.

La figure III.7 c montre le circuit équivalent pendant la demi période négative où D3 et D4 sont polarisées en direct et fournissent une tension positive sur la charge.

Durant le cycle complet, la tension sur la charge présente la même polarité et le courant de sortie le même sens ; le circuit transforme la tension AC d'entrée en une tension de sortie ondulée comme le montre la figure III.7d. L'avantage de ce type de redressement par rapport au redressement double alternance précédent est qu'il n'y a pas de prise médiane, la totalité de la tension secondaire est utilisée [19].

Dans la figure ci-dessous, on montre la variation de tension dans les bornes d'enroulement secondaire du transformateur, ainsi qu'à la sortie du pont-diodes [17].

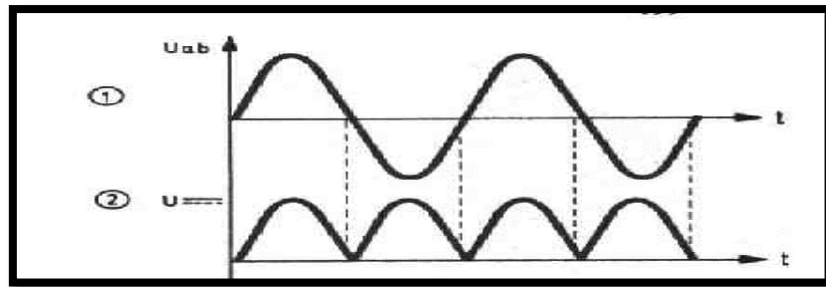


Figure III.8 : Tension avant et après le pont [17].

III.3.1.2.2.5. Valeur moyenne et fréquence de sortie

Le redressement en pont donne la même forme d'onde que le redressement double alternance ; donc les expressions de la tension moyenne et la fréquence de sortie sont :

$$V_{DC} = \frac{2V_P}{\pi} \quad \text{et} \quad f_{out} = 2f_{in} \quad (\text{III.3})$$

La valeur moyenne est 63.6% de la valeur crête et la fréquence de sortie est le double de la fréquence du réseau.

L'avantage du redressement en pont est que toute la tension secondaire se retrouve à l'entrée du redresseur. Avec le même transformateur, on obtient deux fois plus de tension crête et de tension moyenne ; le redresseur en pont est beaucoup plus utilisé que la redresseuse double alternance [19].

III.3.1.2.3 Filtre

Un filtre sert à lisser le courant redressé brut fourni par le redresseur sous forme de tension pulsée. Sur nos matériels de faible puissance, on utilise des filtres à capacité d'entrée (condensateur), celle-ci servant de stockage pour les impulsions débitées par le redresseur. Le filtrage s'effectue à l'aide des capacités de filtrage [17].

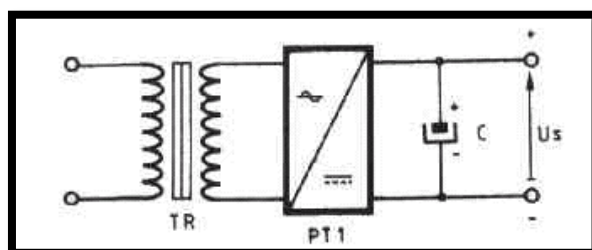


Figure III.9 : Schéma d'un filtre [17].

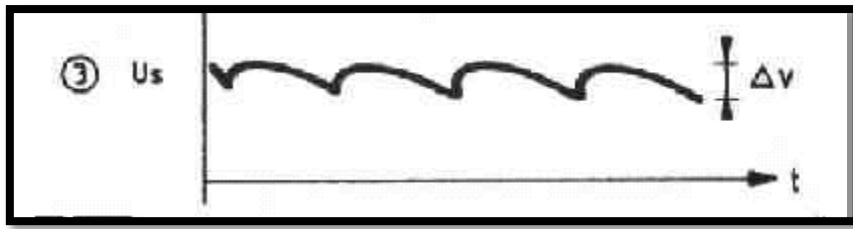


Figure III.10 : Tension après filtrage [17].

III.3.1.2.4. Régulateur

La fonction d'un régulateur de tension est de convertir une tension ayant une certaine ondulation en une tension particulièrement stable. Il doit maintenir ces conditions de stabilité dans une large gamme de variation du courant de charge mais également des fluctuations de la tension d'entrée. Le schéma fonctionnel d'un régulateur se caractérise par une boucle de contre réaction : Le fonctionnement est celui des systèmes asservis ou systèmes bouclés.

On distingue deux grands principes de régulation : La régulation linéaire et la régulation à découpage. Tous les régulateurs linéaires comprennent les éléments suivants :

- a) un circuit de régulation ;
- b) un élément de référence (diode Zener usuellement) ;
- c) un circuit d'erreur, rebouclé sur la régulation.

III.3.1.2.4.1. Régulation linéaire série

L'élément de régulation est placé en série avec la charge. La tension de sortie est régulée par cet élément qui est en général un transistor dont la conduction (V_{CE} , I_c) varie constamment de façon à maintenir V_S constante.

III.3.1.2.4.2. Régulateurs fixes

La diode D protège le régulateur des courants induits par une charge fortement capacitive lors de la coupure de l'alimentation. Les condensateurs améliorent la stabilité du montage.

Exemple de régulateurs fixes positifs : la série 78xx

7805 : +5V

7812 : +12V

Exemple de régulateurs fixes négatifs : la série 79xx.

7905 : -5V

7912 : -12V

Nous présentons dans la figure ci-dessous un exemple typique de montage utilisant les régulateurs fixes (famille 78xx et 79xx).

La diode branchée en parallèle inverse sur les régulateurs permet la décharge des condensateurs à l'arrêt, sans passer par les circuits internes des CI qui pourraient être endommagés sans cela.

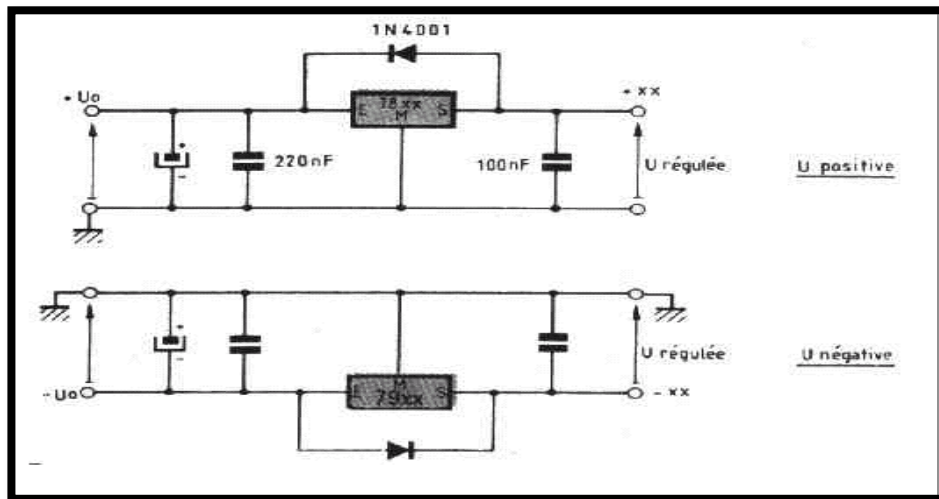


Figure III.11 : Montages utilisant les régulateurs fixes (famille 78xx et 79xx) [17].

Les schémas des brochages des régulateurs 78xx et 79xx sont donnés ci-dessous :

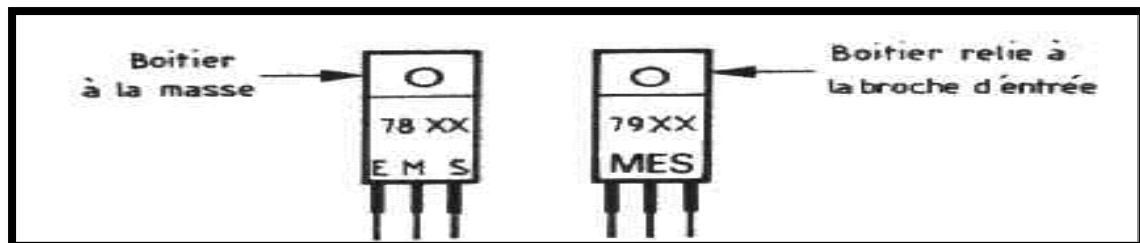


Figure III.12 : Brochages des régulateurs 78xx et 79xx [17].

III.3.1.2.4.3. Régulateurs variables

Exemple de régulateurs variables : LM117, LM317, LT1086...

Le montage ci-dessous se base sur le régulateur variable LM317 qui est un circuit intégré régulateur de tension positif ajustable de 1,2 V à 37 V avec un courant maximum de 1,5 A. Il est extrêmement simple à utiliser et dispose aussi de sécurités internes le rendant sûr :

Limitation de courant,

Limitation interne en fonction de la température,

Il faudra simplement respecter la tension différentielle (entre l'entrée et la sortie) qui devra être comprise entre 3 V mini et 40 V maxi.

La tension de sortie sera donnée par la relation :

$$V_S = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (\text{III.4})$$

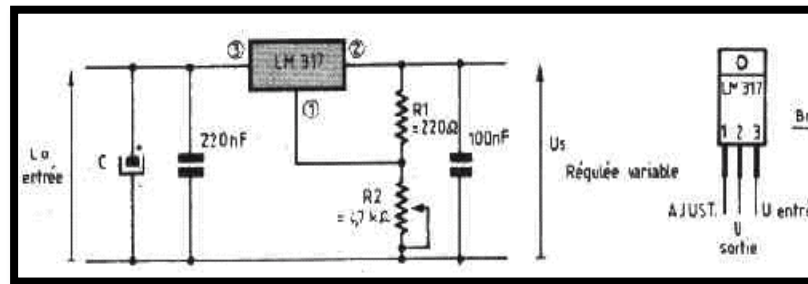


Figure III.13 : Montage base sur le régulateur variable et brochage du LM317 [17].

Les éléments de protection et de stabilité (diodes et condensateurs) peuvent être nécessaires pour ce montage également. Le condensateur C assure un filtrage supplémentaire de V. La tension de référence, donc V_S , est ajustée par les résistances R_1 , R_2 dont l'une peut être une résistance ajustable.

III.3.1.2.4.4. Régulation à découpage

La régulation de la tension de sortie n'est plus permanente mais ponctuelle. Elle s'effectue à une fréquence élevée à l'aide d'une modulation par largeur d'impulsion (MLI). La boucle de contre réaction est toujours présente (pont diviseur). Un filtre additionnel passe-bas complète ce dispositif. Il fournit la valeur moyenne du signal présent en sortie du hacheur.

Les alimentations à découpage se distinguent des variateurs non seulement par leurs conditions de fonctionnement (tension de sortie constante au lieu de tension de sortie

variable), mais surtout par le fait qu'elles incorporent d'ordinaire un transformateur qui assure une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie, et qui souvent, intervient dans le principe même de fonctionnement des alimentations à découpage.

Le principe de fonctionnement des alimentations à découpage diffère totalement de celui des alimentations à régulateur continu série. En effet dans une alimentation à découpage, le transistor de régulation fonctionne en interrupteur contrôlé (régime de commutation) alors que pour une alimentation continue série, le transistor de régulation fonctionne en régime linéaire.

Les avantages liés à la commutation sont :

Un rendement élevé, quel que soit l'écart de tension entrée-sortie,

Fonctionnement en abaisseur, élévateur ou inverseur de tension,

Encombrement réduit.

Par contre les inconvénients sont :

Circuit d'asservissement plus complexe,

Ondulation résiduelle plus élevée,

Génération de parasites en H.F. (RFI), Bruit résiduel,

Réponse transitoire lente,

Nécessite obligatoirement une inductance ou un transformateur H.F.

Ces alimentations à découpage à inductance simple sont les plus courantes. Elles sont simples à concevoir et peuvent débiter des puissances élevées. La régulation de tension s'effectue en modulant le rapport cyclique des signaux de commutation. Elle fait souvent appel à un circuit intégré spécifique [17].

III.3.1.3. Alimentation stabilisée en tension réalisée à l'aide d'une Zener seule

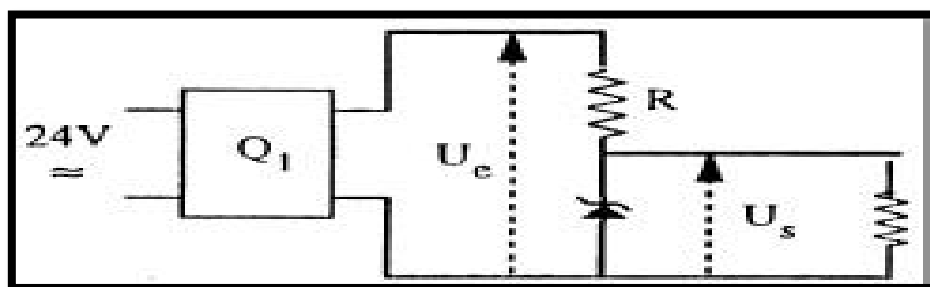


Figure III.14 : Alimentation stabilisée par une Zener seule [20].

On suppose tout d'abord qu'il n'y a pas dans ce circuit de diode Zener (Sur le schéma : interrupteur ouvert)

La tension aux bornes de la résistance R_c est

$$U(R_c) = U_e \frac{R_c}{R+R_c} \quad (\text{III.5})$$

Si l'on ferme l'interrupteur, trois situations peuvent se présenter :

- Soit $U(R_c) < U_z$: La tension Zener n'est pas atteinte ; aucun courant ne traverse la diode.

La diode ne peut pas jouer un rôle de régulateur. La tension de sortie est égale à $U(R_c)$.

- Soit $U(R_c) > U_z$: La Zener maintient la tension à la valeur U_z ; la tension de sortie est égale à U_z .

- Soit $U(R_c) = U_z$: On peut calculer La valeur R_{co} de la résistance R_c telle que cette condition soit satisfaite.

$$U_z = U_e \frac{R_c}{R+R_c} \quad \text{Soit} \quad R_{co} = R \frac{U_z}{U_e - U_z} \quad (\text{III.6})$$

III.3.1.3.1. Puissance maximale

Lorsqu'elle est stabilisée, cette alimentation délivre une tension constante et une puissance qui sera d'autant plus importante que la charge sera plus faible.

$$P_{max} = \frac{U_z^2}{R_{co}} \quad \text{Soit} \quad P_{max} = \frac{U_z (U_e - U_z)}{R_{co}} \quad (\text{III.7})$$

III.3.1.3.2. Ondulation et taux de stabilisation

La charge et la décharge du condensateur engendre une ondulation de la tension d'entrée et donc une ondulation de la tension aux bornes de la diode Zener. Le courant de décharge est presque constant et il est le même quelque soit la valeur de la résistance de charge.

$$I_c = \frac{(U_e - U_z)}{R} \quad (\text{III.8})$$

Ce qui entraîne une variation de la tension aux bornes du condensateur :

$$\Delta U_e = \frac{(U_e - U_z)}{CR} \Delta t_p \quad (\text{III.9})$$

Et une variation du courant qui traverse la résistance R.

Dans le cas où la résistance R_c est grande, la quasi-totalité du courant traverse la diode Zener. En modélisant la caractéristique de cette diode par une portion de droite de résistance dynamique ρ , on peut écrire alors :

$$\Delta U_Z = \frac{\rho}{\rho+R} \Delta U_e \quad (\text{III.10})$$

Le rapport a, des variations des tensions U_z et U_e , caractérise la stabilisation de la tension liée à l'utilisation conjointe de la diode Zener et de sa résistance de protection dans ce circuit :

$$a = \frac{\rho}{\rho+R} \quad (\text{III.11})$$

III.3.1.4. Alimentation stabilisée en tension réalisée à l'aide d'une diode Zener et d'un transistor

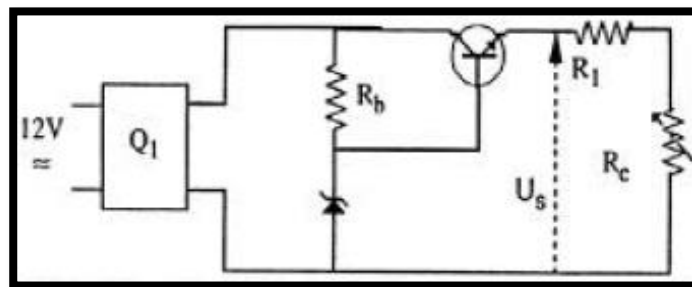


Figure III.15 : Alimentation stabilisée par une diode Zener et un transistor [20].

III.3.1.4.1. Tension délivrée

On s'intéresse à la portion de circuit contenant des composants aux bornes desquels la tension reste constante et indépendante de l'intensité des courants qui les traversent. On s'intéresse à la portion de circuit contenant la diode Zener, la résistance de charge, la base et l'émetteur du transistor ce qui permet d'écrire l'égalité :

$$U_s = U_z - U_{CE} \quad (\text{III.12})$$

III.3.1.4.2. Domaine de stabilisation

Lorsqu'une résistance est branchée aux bornes de cette alimentation stabilisée, le courant qui traverse le transistor est constant même si la tension à ses bornes varie du fait de la charge et de la décharge du condensateur. Lorsque la tension aux bornes

du transistor devient nulle, le transistor ne peut plus assurer la stabilisation de la tension, ce qui se traduit par la condition :

$$U_{CE} > 0$$

Ce qui entraîne :

$$U_e - U_s = U_e - U_z + 0.7 = U_{CE} > 0 \quad (\text{III.13})$$

Et cette condition doit être satisfaite à tout moment.

Les variations de la tension d'entrée sont liées à la décharge du condensateur dans la résistance de charge principalement. On peut déterminer l'incidence de ce courant sur les variations de tensions aux bornes du condensateur compte tenu de sa capacité.

$$\Delta U_e = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I \Delta t}{C} = \frac{(U_z - U_{seuil})}{CR_C} \Delta t > (U_e - U) \quad (\text{III.14})$$

On en déduit la valeur minimale de la résistance pour laquelle cette relation est satisfaite.

$$R'_{c0} = \frac{U_z - U_{seuil}}{C(U_e - U_z + 0.7)} \Delta t \quad (\text{III.15})$$

On peut rendre cette résistance beaucoup plus petite que la résistance R_{c0} calculée précédemment en utilisant un condensateur de grande capacité [20].

III.3.2. Microphone

Le microphone est un capteur qui convertit l'énergie du son (sous forme de pression) en énergie électrique, tandis qu'un haut-parleur est un actionneur qui convertit l'énergie électrique en énergie acoustique [21].

Le premier microphone a été inventé le 4 mars 1877 par Emile Berline, mais c'est Alexandre Graham Bell qui inventa le premier microphone réellement utilisable.

Lors d'un enregistrement sonore, les capteurs les plus souvent utilisés sont les microphones ou les accéléromètres (appelés aussi microphones de contact ou microphones piézoélectriques) [22].

Il existe plusieurs types de microphones : Microphone à contact (accéléromètre piézoélectrique), microphone dynamique à bobine mobile, microphone électrostatique à condensateur, microphone électrostatique magnétique et microphone Electret (ECM).

Dans notre circuit, nous utilisons le dernier type ; au lieu d'utiliser une source de tension externe pour charger le diaphragme, il utilise un élément en plastique chargé de manière permanente (électret) placé en parallèle avec une plaque de métal conducteur [21]. En général, ce type de micro fournit sa propre alimentation par le biais d'une pile "embarquée". Il est également possible dans la grande majorité des cas de l'alimenter via une alimentation extérieure.

La plupart des microphones électret ont un amplificateur FET intégré dans leur petit amplificateur. Cela nécessite une alimentation externe pour fonctionner, généralement une tension DC comprise entre +4 et +10 V. Cette tension alimente le microphone à travers une résistance (1-10 k Ω) (voir figure III.16). Le microphone électret répond bien aux fréquences moyennes, cependant il a une mauvaise réponse aux basses fréquences. Pour cette raison, son utilisation se limite aux communications vocales. [21].

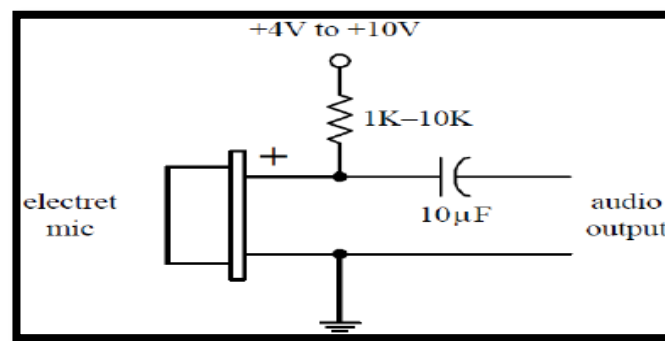


Figure III.16 : Le microphone à électret [21].

III.3.2.1. Avantages d'un Microphone à électret (ECM)

Micro très peu coûteux

Très robuste (pas de risque d'arcs électriques entre la membrane et la grille vu la faible tension mise en jeu)

Possibilité de miniaturisation extrême

Sensibilité honorable selon la qualité des modèles.

III.3.2.2. Inconvénients d'un Microphone à électret (ECM)

Bande passante assez limitée même dans les produits haut de gamme, sauf rares exceptions (pertes de graves en champ libre)

Courbe de réponse souvent incontrôlée

Performances très variables en fonction des modèles

Relativement faible durée de vie en raison des capacités qui gèrent l'alimentation interne : il subsiste au bout d'un certain temps des charges qui amoindrissent la sensibilité, voire colorent le signal. En plus de cela, le polymère remplaçant l'air entre les grilles perd de ses propriétés physiques relativement rapidement (quelques années).

Selon la qualité, le bruit équivalent peut être correct ou rédhibitoire.

III.3.2.3. Utilisations

Selon la sensibilité, il peut être utilisé en proximité ou à distance.

Souvent utilisé pour les micros-cravates en raison de la miniaturisation possible.

Utile pour des conditions de prise de son difficiles (humidité, froid...) qui empêchent l'utilisation d'un électrostatique.

Peut être utilisé en micro-main (faible sensibilité aux bruits de manipulation) [23].

III.3.3. Amplificateur

III.3.3.1. Introduction

Un amplificateur électronique est un système électronique augmentant la tension et/ou l'intensité d'un signal électrique. L'énergie nécessaire à l'amplification est tirée de l'alimentation du système. Un amplificateur parfait ne déforme pas le signal d'entrée : sa sortie est une réplique exacte de l'entrée mais d'amplitude majorée. Les amplificateurs électroniques sont utilisés dans quasiment tous les circuits électroniques : ils permettent d'élever un signal électrique, comme la sortie d'un capteur vers un niveau de tension exploitable par le reste du système. Ils permettent aussi d'augmenter la puissance maximale disponible que peut fournir un système afin d'alimenter une charge comme une antenne ou une enceinte.

Le premier amplificateur électronique fut réalisé en 1906 par l'inventeur américain Lee De Forest. En 1908, il perfectionna son invention en lui rajoutant une électrode, donnant ainsi naissance à la première triode. Elle fut vite perfectionnée par l'ajout de deux grilles supplémentaires, palliant certains effets indésirables. Ce tube pentode sera rapidement adopté pour la plupart des amplificateurs à tubes, pour son meilleur

rendement. Les amplificateurs à tubes sont aussi connus sous le nom d'amplificateurs à « lampes », en raison de la forme des tubes et de la lumière qu'ils émettent lorsqu'ils fonctionnent. Depuis le début des années 1960, grâce à l'apparition des premiers transistors de puissance vraiment sûrs et au coût réduit, la majorité des amplificateurs utilise des transistors. On préfère les transistors aux tubes dans la majorité des cas car ils sont plus robustes, fonctionnent à des tensions plus faibles et sont immédiatement opérationnels une fois mis sous tension (contrairement aux tubes électroniques qui nécessitent une dizaine de secondes de chauffage).

Les tubes sont toujours utilisés dans des applications spécifiques comme les amplificateurs audio, surtout ceux destinés aux guitares électriques, et les applications de « très » forte puissance ou à haute fréquence comme pour les fours à micro-ondes, le chauffage par radiofréquence industriel, et l'amplification de puissance pour les émetteurs de radio et de télévision [24].

III.3.3.2. Principe de fonctionnement

III.3.3.2.1. Principes généraux

Un amplificateur électronique utilise un ou plusieurs composants actifs (transistor ou tube électronique) afin d'augmenter la puissance électrique du signal présent en entrée. Les composants actifs utilisés dans les amplificateurs électroniques permettent de contrôler leur courant de sortie en fonction d'une grandeur électrique (courant ou tension), image du signal à amplifier.

Le courant de sortie des composants actifs est directement tiré de l'alimentation de l'amplificateur. Suivant la façon dont ils sont implémentés dans l'amplificateur, les composants actifs permettent ainsi d'augmenter la tension et/ou le courant du signal électrique d'entrée.

Les amplificateurs peuvent être conçus pour augmenter la tension (amplificateur de tension), le courant (amplificateur tampon ou suiveur) ou les deux (amplificateur de puissance) d'un signal. Les amplificateurs électroniques peuvent être alimentés par une tension simple (une alimentation positive ou négative, et la masse) ou une tension symétrique (une alimentation positive, une négative et la masse). L'alimentation peut aussi porter le nom de « bus » ou « rail ». On parle alors de bus positif ou négatif et de rail de tension positive ou négative.

Les amplificateurs sont souvent composés de plusieurs étages disposés en série afin d'augmenter le gain global. Chaque étage d'amplification est généralement différent des autres afin qu'il corresponde aux besoins spécifiques de l'étage considéré. On peut ainsi tirer avantage des points forts de chaque montage tout en minimisant leurs faiblesses.

III.3.3.2.1.1. Bande Passante

La « bande passante à -3 dB » d'un amplificateur est la gamme de fréquences où le gain en tension de l'amplificateur est supérieur au gain maximum moins trois décibels. La bande passante est habituellement notée B ou BP. Occasionnellement on rencontre des bandes passantes plus larges, par exemple la bande passante à -6 dB, gamme de fréquences où le gain en tension est supérieur à la moitié du gain maximum [24].

III.3.3.2.1.2. Linéarité

La linéarité d'un amplificateur correspond à sa capacité à garder son gain constant quelque soit l'entrée. La plus grande limitation de linéarité vient de l'alimentation de l'amplificateur : la tension d'entrée ainsi que celle de sortie ne peuvent dépasser la tension d'alimentation de l'amplificateur. Lorsque cela arrive, on parle de saturation de l'amplificateur. La linéarité d'un amplificateur est aussi limitée par sa vitesse de balayage (ou Slew rate) qui représente la vitesse de variation maximale qu'il peut reproduire. Lorsque la variation du signal d'entrée d'un amplificateur est supérieure à sa vitesse de balayage, sa sortie est une droite de pente SR (La vitesse de balayage est exprimée en V/ μ s) [24].

III.3.3.3. Amplificateur Opérationnel (AOP)

Dès 1965, l'intégration des éléments électroniques (diodes, transistors, etc.) a permis la réalisation d'un circuit électronique complexe réalisant la fonction d'un amplificateur petits signaux.

Cet amplificateur est désigné dans la pratique de l'électronique comme un élément intégré appelé "Amplificateur opérationnel" ou "ampli OP".

III.3.3.3.1. Présentation

L'amplificateur opérationnel (ou amplificateur linéaire intégré : **ALI**) est un composant en technologie intégrée qui est prêt à être opérationnel, ce composant comporte :

- 2 broches d'alimentations $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$
- 2 entrées dites différentielles : E^+ entrée non inverseuse et E^- entrée inverseuse,
- Une sortie S.

Le fonctionnement de l'amplificateur opérationnel impose une seule alimentation ou une alimentation symétrique (deux sources de tension $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$, qu'on ne représente pas sur les schémas). On appelle tension différentielle (qu'on note ε), la ddp entre les entrées v^+ et v^- .

1) $\varepsilon = v^+ - v^-$

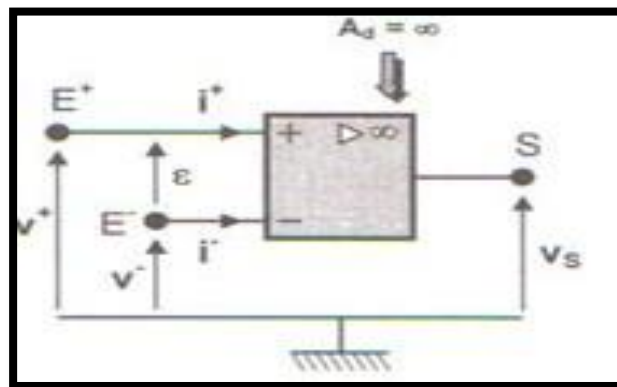


Figure III.21 : Amplificateur opérationnel [25].

L'AOP a deux modes de fonctionnement :

-Mode (ou régime) linéaire : on a forcément une contre-réaction négative (liaison par composant ou un simple fil entre la sortie S et l'entrée e^- de l'AOP), dans ce cas la tension ε sera négligée.

-Mode (ou régime) non linéaire : il n'y a pas de contre réaction négative, dans ce cas l'AOP fonctionne en saturation.

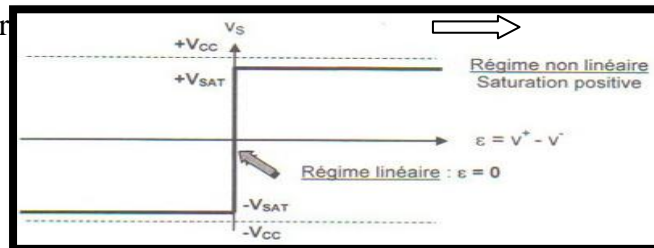
La sortie ne peut prendre que deux valeurs : $+V_{sat}$ ou $-V_{sat}$, la tension ε ne peut être négligée.

2) Amplificateur opérationnel parfait (ou idéal)

Ce modèle permet de prévoir le comportement de l'amplificateur :

Le modèle de l'AOP idéal comporte :

- Une résistance d'entrée différentielle infinie, ce qui implique $i^+ = i^- = 0$.
- Une amplification différentielle (en boucle ouverte) A infinie, quelle que soit la fréquence.
- On suppose



[25]

Figure III.22: les modes de fonctionnement du l'AOP [25].

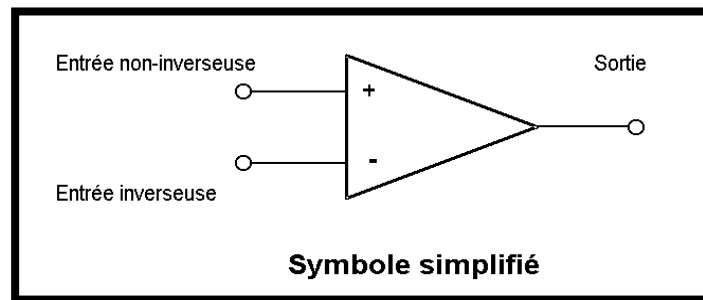


Figure III.23 : Symbole simplifié de l'ampli OP [26].

Pour que l'ampli OP réalise sa fonction, il doit nécessairement être alimenté en courants continus, il lui faut une alimentation continue, généralement réalisée par une alimentation fractionnée ($V+$ et $V-$).

Les amplis OP ont des caractéristiques quasi idéales par rapport aux montages à transistors bipolaires ou à effet de champ [26].

III.3.3.3.2. Montage suiveur

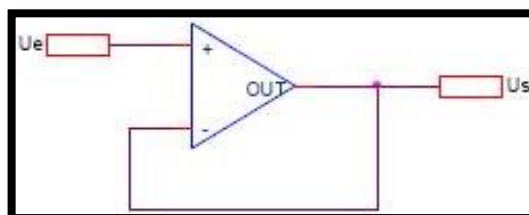


Figure III.24 : Montage suiveur [27].

Les caractéristiques pratiquement idéales d'un ampli OP permettent un usage multiple de ce composant intégré. Afin de déterminer s'il est utilisé en amplificateur petits signaux, il suffit de repérer s'il existe une connexion entre la sortie et l'entrée inverseuse de l'ampli. L'exemple le plus caractéristique est l'amplificateur suiveur car la connexion est directement réalisée par un fil.

Le gain en tension de ce montage est égal à l'unité $AU = 1$; ce qui signifie que l'amplitude du signal est la même à la sortie qu'à l'entrée $u_S = u_E$. De prime abord ce montage est inutile puisque nous avons le même signal, mais c'est oublier le rôle des impédances.

Les impédances d'entrée et de sortie sont celles de l'ampli OP seul, à savoir l'ordre du Mégohm pour Z_E et de 75Ω pour Z_S . Ceci permet de disposer d'une puissance de signal beaucoup plus grande à la sortie qu'à l'entrée.

Ce type de montage est très souvent utilisé lorsque le signal d'entrée est issu d'un capteur ou lorsqu'il ne faut pas trop "charger" l'étage précédent [26].

La tension U_S de sortie est donnée par :

$$U_S = U_E$$

Possédant une faible impédance de sortie, l'amplificateur opérationnel se comporte comme une source de tension. Cela est utile lorsque qu'en entrée, on applique une tension ayant un faible pouvoir de support de la charge. On parlera ainsi d'étage "tampon" ou "buffer".

Bien sûr cela ne va pas sans modification du signal d'entrée : il faut donc être prudent à l'offset introduit par l'AOP, la distorsion qu'il va insérer sur le signal d'entrée, son produit gain bande et ainsi son pouvoir à laisser passer correctement des signaux à fréquence élevées, sa dynamique d'entrée et de sortie afin de ne pas saturer sa sortie, le bruit qu'il insère etc...[27].

III.3.3.3. Montage amplificateur inverseur

Un amplificateur inverseur se définit par un dispositif dont le potentiel de sortie V_S est proportionnel au potentiel d'entrée V_I mais inversé de 180° . Le coefficient de proportionnalité A_u , appelé amplification en tension en boucle fermée, est négatif.

$$U_S = A_{UBF} \times U_E \quad \text{pour } -V_{SAT} < V_S < +V_{SAT}$$

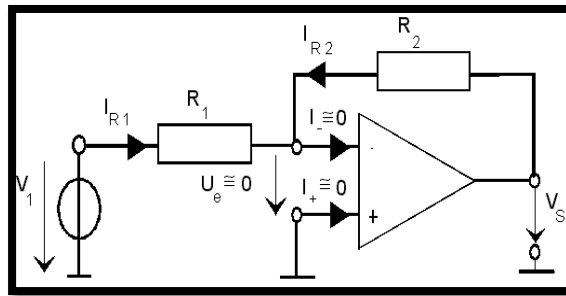


Figure III.25 : Montage amplificateur inverseur [26].

On obtient un amplificateur inverseur en réinjectant sur l'entrée négative de l'Ampli OP une partie de la tension de sortie V_s à travers la résistance R_2 .

Le signal V_1 est injecté dans le montage à travers la résistance R_1 . L'entrée positive de l'Ampli OP est reliée directement à la masse, l'entrée positive de l'Ampli OP est parfois reliée à la masse à travers une résistance dont la valeur vaut $R_2 // R_1$ afin de réduire la tension de décalage :

$$V_s = -V_1 \cdot \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (\text{III.16})$$

L'expression de la fonction de transfert $V_s = f(V_1)$ s'obtient en exprimant l'égalité de la valeur des courants dans les résistances R_1 et R_2 mais sans oublier que ces courants sont de signes opposés. La tension d'entrée V_1 se retrouve aux bornes de la résistance R_1 et la tension de sortie V_s aux bornes de la résistance R_2 [26].

III.3.3.3.1. Fonction de transfert

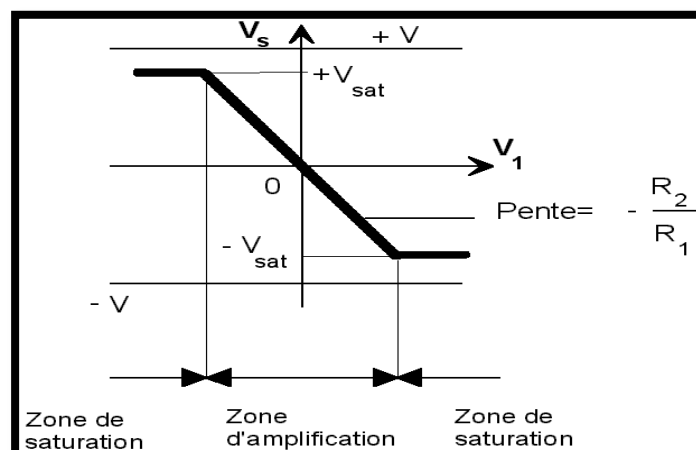


Figure III.26 : Fonction de transfert [26].

III.3.3.3.2. Propriétés du montage

La résistance d'entrée du montage est égale à la résistance R_1 par le fait que le potentiel à l'entrée inverseuse ne varie pas. Nous parlons d'une mise à terre virtuelle (ou masse virtuelle) de l'entrée négative de l'Ampli OP.

La résistance de sortie du montage est grande, plus grande que celle de l'ampli OP seul, par la contre-réaction de tension appliquée à l'Ampli OP.

L'amplification en tension A_u est constante (elle ne varie pas) dans la zone d'amplification et dans une plage de fréquence donnée.

Le gain en tension du montage $A_u = R_2 / R_1$

Le montage se comporte comme un adaptateur d'impédance facile à réaliser [26].

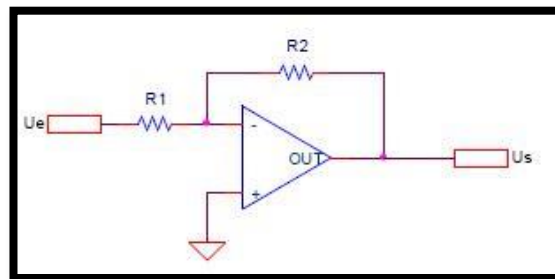


Figure III.27 : Montage amplificateur inverseur [27].

$$U_s = -\frac{R_2}{R_1} U_e \quad (\text{III.17})$$

On remarque que la tension de sortie est inversée par rapport à l'entrée (elle est multipliée par -1) et que grâce au choix de R_1 et R_2 , on peut insérer un gain. On remarque aussi sur ce schéma que l'entrée non inverseuse est reliée à la masse. L'alimentation de ce schéma se fait de manière symétrique ($+V_{cc}$, $-V_{cc}$). Nous n'avons donc pas inséré de composante continue à notre signal de sortie. Si l'amplificateur opérationnel est alimenté de manière non symétrique ($+V_{cc}$, GND),

nous insérons un pont diviseur résistif, découplé en son point de sortie, sur l'entrée + de l'AOP.

D'après le principe de fonctionnement de l'AOP, si l'entrée + est reliée à la masse, l'entrée - (inverseuse) y est aussi. D'où en entrée d'après la loi d'Ohm :

$$U_e = R_1 I_e \quad \text{et} \quad U_s = R_2 I_s \quad (\text{III.18})$$

U_e : tension d'entrée ; I_e : courant d'entrée.

Le courant d'entrée de l'entrée inverseuse étant très faible, on peut dire que $I_e = - I_s$. (III.19)

III.3.3.4. Montage amplificateur non inverseur

Un amplificateur non-inverseur se définit par un dispositif dont le potentiel de sortie V_s est proportionnel au potentiel d'entrée V_1 . Le coefficient de proportionnalité A_u , appelé amplification en tension en boucle fermée, est positif [20].

$V_s = A_u \cdot V_1$ pour $-V_{SAT} < V_s < +V_{SAT}$

$$V_s = V_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad \text{et} \quad V'_s = V_1 \quad (\text{III.20})$$

Nous obtenons un amplificateur non-inverseur en réinjectant sur l'entrée négative de l'AOP une partie V'_s de la tension de sortie V_s avec un diviseur de tension formé des résistances R_1 et R_2 .

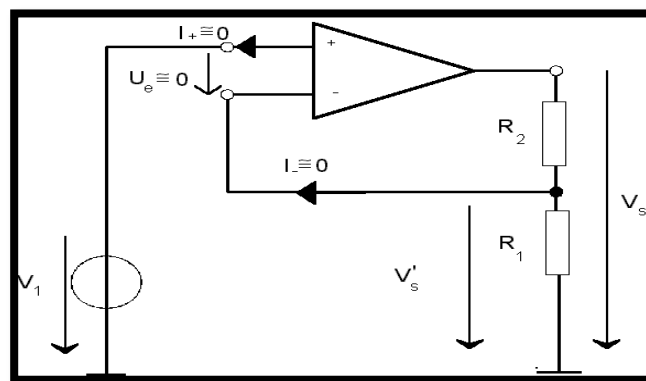
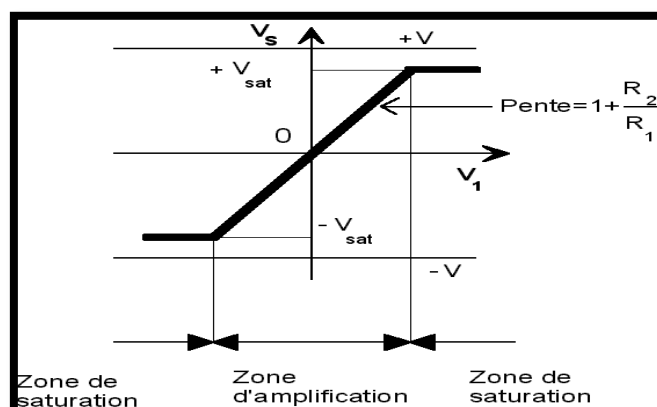


Figure III.28 : Montage amplificateur non inverseur [26].

III.3.3.4.1. Fonction de transfert



Fonction de

Figure III.29: Fonction de transfert [26].

III.3.3.3.4.2. Propriétés du montage

La résistance d'entrée du montage est quasi infinie et par conséquent ce montage ne charge pas la sortie de l'étage qui le précède.

La résistance de sortie du montage est très petite, plus faible que l'impédance de sortie de l'ampli OP seul, grâce à la contre-réaction de tension appliquée à l'Ampli OP.

L'amplification en tension A_u est constante (elle ne varie pas) dans la zone d'amplification et dans une plage de fréquence donnée.

Le gain en tension vaut $A_u = 1 + R_2 / R_1$. Ce montage se comporte comme un amplificateur de tension idéal dont le gain A_u est choisi par les valeurs des résistances R_1 et R_2 uniquement [26].

La tension de sortie est donnée par :

$$U_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)U_e \quad (\text{III.21})$$

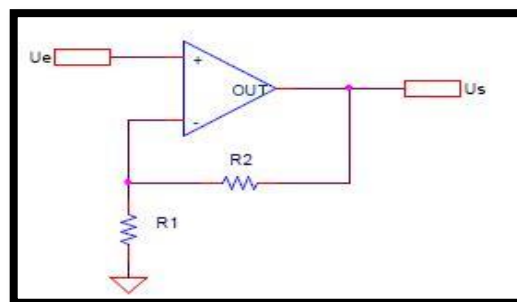


Figure III.30 : Montage amplificateur non inverseur [27].

III.3.3.3.5. Montage comparateur

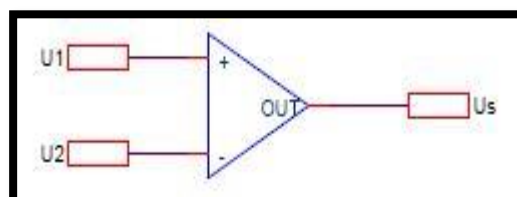
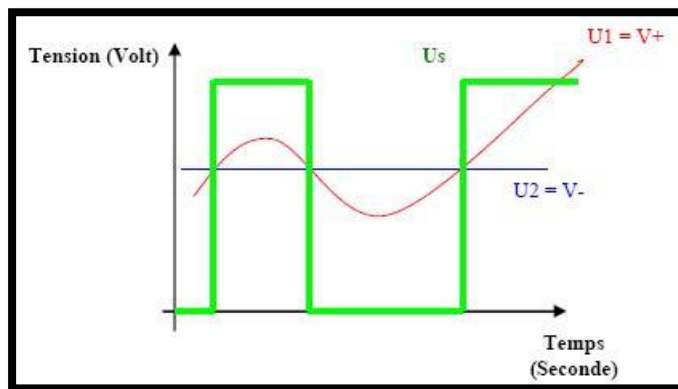


Figure III.31 : Montage comparateur [27].

Dans ce montage à base d'amplificateur opérationnel monté en comparateur, nous appliquons 2 tensions U_1 et U_2 directement aux bornes des entrées inverseuse et non inverseuse. Lorsque la tension U_1 est supérieure à U_2 la tension en sortie de l'amplificateur opérationnel, la tension de sortie U_s est alors à son maximum. Au contraire, lorsque U_1 est inférieure à U_2 , la tension de sortie de l'AOP est à son minimum [27].



III.3.3.3.6. Amplificateur opérationnel $\mu A741$

En 1965 Fairchild Semi-conducteur a sorti les $\mu A709$, les premiers amplis op. Monolithiques. Largement utilisés et malgré leur succès, cette première génération présentait de nombreux défauts ; ils ont été suivis par le $\mu 741$ mieux réussi : son prix modique et sa facilité d'utilisation ont fait son énorme succès. D'autres constructeurs ont fabriqué des 741 : Motorola le MC1741, National Semi-conducteur le LM741 et $\mu A741$ car leurs fiches techniques donnent les mêmes spécifications ; pour simplifier, on laisse tomber le préfixe et on parle plus simplement du 741.

III.3.3.3.6.1. Norme industrielle

Le 741 existe en plusieurs modèles identifiés par : 741, 741A, 741C, 741E et 741N. Ils diffèrent par leur gain en tension, leur gamme de température, leur niveau de bruit et d'autres caractéristiques. Le 741C (C pour commercial grade : « qualité grand public ») est le moins cher et le plus répandu. Il possède un gain en tension

boucle ouverte 100000, une impédance d'entrée $2M\Omega$ et une impédance de sortie 75Ω .

III.3.3.3.6.2. Principe de base du 741

L'étage d'entrée est un ampli différentiel (Q_1 et Q_2). La résistance de queue R_2 est remplacée par un transistor bipolaire (Q_{14}) fonctionnant en source de courant. Les transistors Q_{13} et Q_{14} constituent le miroir de courant produisant le courant de queue de Q_1 et Q_2 plutôt que d'utiliser une résistance ordinaire dans le collecteur. Le 741 emploie une charge active (Q_4) qui se comporte comme une source de courant d'impédance extrêmement élevée. Par conséquent, le gain en tension de l'ampli différentiel est beaucoup plus important qu'avec une résistance de charge passive. La base de transistor Q_5 reçoit le signal issu de l'ampli différentiel ; monté en émetteur suiveur, cet étage augmente l'impédance pour ne pas affaiblir la charge de l'ampli différentiel. Le signal de sortie de Q_5 arrive sur le transistor Q_6 . Les diodes Q_7 et Q_8 appartiennent à la polarisation du dernier étage. Q_{11} est la charge active de Q_6 . Les transistors Q_6 et Q_{11} sont montés en étage préamplificateur de grand gain en tension.

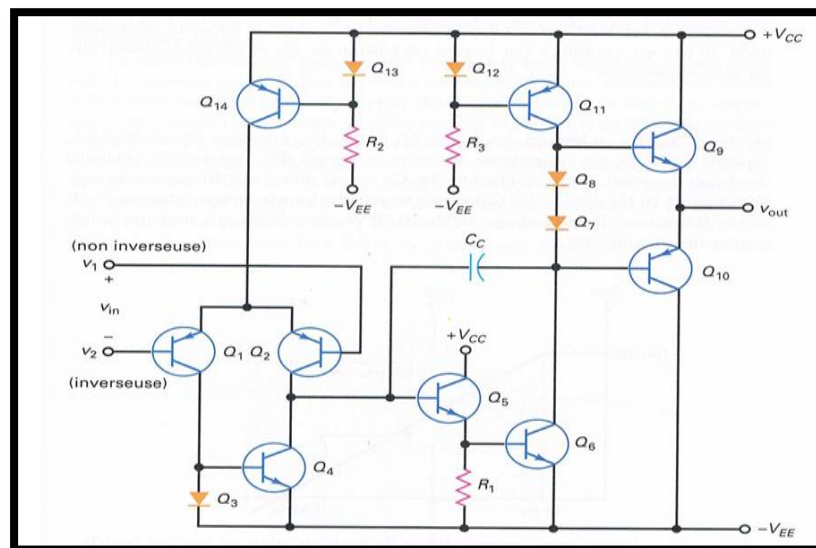


Figure III.32 : Schéma simplifié du 741 [19].

III.3.3.3.6.3. L'étage final

L'étage final est un push-pull classe B à émetteurs suiveurs (Q_9 et Q_{10}). Il reçoit le signal du préampli (Q_6) à cause de la présence de deux alimentations en tension symétriques (l'une positive V_{CC} , l'autre négative V_{EE}). La tension de sortie au repos est théoriquement zéro. Lorsque la tension d'entrée est nulle, toute déviation par rapport à zéro est appelée tension d'erreur de sortie.

Si V_1 est supérieure à V_2 , la tension d'entrée V_{in} donne une tension de sortie V_{out} positive. Si V_2 est supérieure à V_1 , dans ce cas la tension d'entrée V_{in} donne une tension de sortie V_{out} négative théoriquement ; V_{out} peut monter à $+V_{CC}$ et descendre à $-V_{EE}$ avant l'apparition de l'écrêtage. En pratique l'amplitude maximale de la variation de la tension de sortie est inférieure de 1 ou 2V aux tensions des alimentations à cause des chutes de tension à l'intérieur du 741.

III.3.3.3.6.4. La charge active

Sur la figure III.32, nous avons deux exemples de charge active (transistors au lieu de résistances) ; le premier est le transistor Q_4 dans l'ampli diff. Le second est le transistor Q_{11} situé dans le préampli émetteur commun. Les sources de courant ayant des impédances internes très importantes, les gains en tension obtenus sont plus élevés qu'avec les résistances.

Le 741C possède un gain en tension de 100000 grâce à l'action de charges, ces dernières sont très présentes dans les CI ; en effet il est plus facile et moins cher de faire un transistor sur une puce qu'une résistance.

III.3.3.3.6.5. Compensation de fréquence

Le condensateur C_c représenté par la figure III.32 est un condensateur de compensation, sa petite capacité (classiquement 30 pF) est multipliée par le gain en tension de Q_5 et Q_6 pour donner une capacité équivalente : $C_{in} = (A_v + 1) \cdot C_c$. Où A_v est le gain de tension des étages Q_5 et Q_6 , la résistance faisant face à la capacité de Miller est l'impédance de sortie de l'ampli diff. Ce circuit donne une fréquence de coupure égale à 10 Hz dans le 741C, le gain en tension en boucle ouverte chute de 3 dB à cette fréquence, il descend ensuite de 20 dB par décade jusqu'à atteindre la fréquence du gain unitaire.

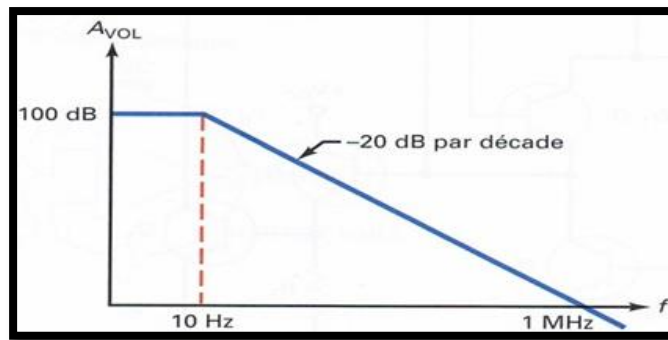


Figure III.33 : Diagramme asymptotique de Bode du gain en tension boucle ouverte du 741C [19].

La figure III.33 représente le diagramme asymptotique de Bode du gain en tension boucle ouverte en bande médiane ; celui du 741C est égal à 100000 soit 100dB après la cassure à la fréquence de coupure 10Hz, la diminution est de 20 dB par décade jusqu'à atteindre 0 dB à 1 MHz.

III.3.3.3.6.6. Polarisation et décalages

L'ampli diff présente une polarisation d'entrée et des décalages qui donnent une tension d'erreur à la sortie sans signal à l'entrée. Dans beaucoup de cas cette tension est faible qu'elle peut être négligée. Quand elle ne peut pas l'être, on la fait diminuer en utilisant des résistances de base identique ; cela élimine le problème de la polarisation mais pas celui du courant et de la tension de décalage.

La meilleure méthode pour éliminer l'erreur à la sortie consiste à utiliser le circuit d'annulation proposé dans les fiches techniques, ceci tient compte du circuit interne pour éliminer l'erreur, mais aussi pour diminuer la dérive thermique : une lente variation de la tension de sortie provoquée par l'effet de la température sur les paramètres de l'ampli op. Parfois la fiche technique ne donne pas de circuit d'annulation de la tension d'erreur ; dans ce cas il faut appliquer une petite tension d'entrée pour annuler l'erreur à la sortie. La figure (III.34) montre la méthode d'annulation proposée par la fiche technique du 741C, la source AC reliée à l'entrée inverseuse possède une résistance de Thévenin R_B pour neutraliser l'effet du courant de polarisation d'entrée (80nA) traversant cette résistance ; nous voyons qu'il y a une résistance discrète de même valeur sur l'entrée non inverseuse. Pour éliminer les effets du courant de décalage d'entrée 20nA et de la tension de décalage d'entrée 2mV, la fiche technique recommande d'introduire un

potentiomètre de $10\text{K}\Omega$ entre les broches 1 et 5 ; on obtient alors une tension de sortie nulle en l'absence de signal d'entrée par ajustage de ce potentiomètre.

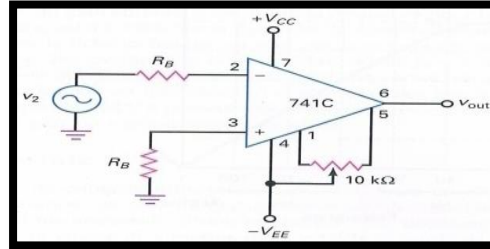


Figure III.34 : Compensation et circuit annuleur utilisés avec le 741C [19].

III.3.3.3.6.7. Taux de réjection en mode commun

Pour le 741C, le taux de réjection mode commun (CMRR) est 90 dB aux basses fréquences. Pour deux signaux de même amplitude l'un utile et l'autre de mode commun ; à la sortie le signal utile sera supérieur de 90 dB au signal parasite en valeurs standard, cela veut dire que le signal utile de sortie sera 300000 fois plus grand que le signal mode commun aux fréquences plus hautes, les effets réactifs diminuent le CMRR (voir figure III.35 a) il faut environ 75 dB à 1 KHz et 56 dB à 10 KHz etc.

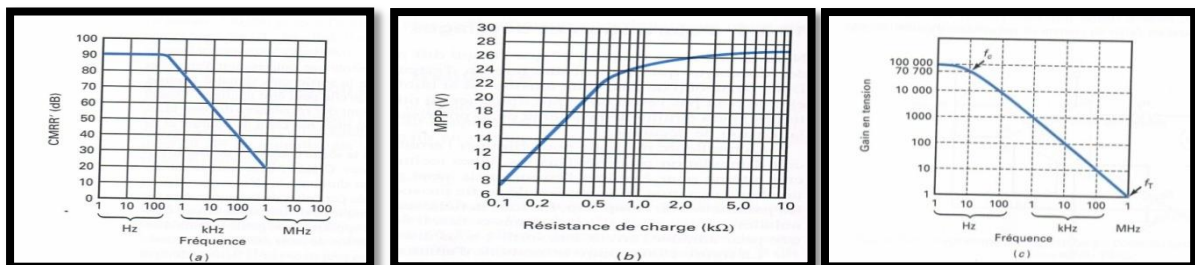


Figure III.35 : (a) Taux de réjection en mode commun ; (b) L'amplitude crête à crête maximale (MPP) ; (c) le gain en tension [19].

III.3.3.3.6.8. La valeur crête à crête maximale de sortie

L'amplitude crête à crête maximale (MPP) d'un ampli est la valeur maximale crête à crête que peut avoir la tension de sortie avant l'écrêtage (dynamique maximale). Or la tension de sortie au repos d'un ampli op est théoriquement nulle, la tension alternative de sortie peut balayer toutes les valeurs positives et les valeurs négatives pour des résistances de charge suffisantes, nettement plus grandes que la résistance R_{out} . La dynamique de sortie est presque égale à la tension d'alimentation

par exemple si $V_{CC} = +15V$ et $V_{EE} = -15V$; sur la résistance $10K\Omega$, la valeur maximale de la dynamique est $30V$.

Avec un ampli op non idéal, la tension de sortie ne peut pas balayer toutes les valeurs des tensions d'alimentation car il y a une chute de tension dans l'étage final. En plus si la résistance de charge n'est plus très grande devant la résistance R_{out} une partie de la tension amplifiée est perdue sur R_{out} et la tension de sortie est plus petite. La figure 2.34 b montre la MPP en fonction de la résistance de charge pour le 741C alimenté en $+15V$ et $-15V$; la dynamique d'environ $27V$ pour une charge R_L égale à $10k\Omega$, la sortie sature en positif à $+13.5V$ et en négatif à $-13.5V$. Plus la résistance de charge diminue plus la dynamique de sortie est faible ; par exemple pour R_L valant 275Ω , la dynamique est $16V$ c'est-à-dire que la saturation survient à $+8V$ et $-8V$.

III.3.3.3.6.9. Courant à sortie court-circuitée

Dans certaines applications, l'ampli op peut avoir une résistance de charge presque nulle ; dans ce cas, il faut connaître la valeur de courant de sortie court-circuitée. La fiche technique du 741C donne $25mA$ pour cette grandeur. Elle représente le courant maximal que l'ampli op peut fournir si on utilise de faibles résistances de charge (inférieures à 75Ω). La tension de sortie ne peut être supérieure au courant $25 mA$ multiplié par la résistance de charge.

III.3.3.3.6.10. Réponse en fréquence

La figure 2.34c montre la réponse en fréquence petits signaux d'un 741C dans la bande médiane, le gain en tension est 100000 ; la fréquence de coupure se trouve à $10Hz$, fréquence où le gain vaut 70700 (chute de $3 dB$). Au dessus de cette fréquence, le gain en tension diminue à raison de $20 dB$ par décade (réponse du premier ordre).

La fréquence du gain unitaire, c'est-à-dire la fréquence pour laquelle le gain en tension est unitaire, est à $1MHz$ sur la figure III.35 c. Généralement cette fréquence f_T est donnée dans la fiche technique car elle constitue la limite supérieure du gain utile de l'ampli op. Par exemple la fiche du 741C donne $f_T = 1MHz$; au-delà, le gain en tension est inférieur à 1 et le 741C perd son utilité. Si une fréquence du gain unitaire plus grande est nécessaire, il faut trouver des amplis op plus performants. Par exemple

le LM 318 possède une fréquence f_T de 15MHz : il est capable de donner du gain en tension jusqu'à 15MHz.

III.3.3.3.6.11. Slew rate

Le condensateur de compensation interne du 741C joue un rôle important : il empêche les oscillations de survenir et d'interférer avec le signal utile. Mais sa présence entraîne un inconvénient : il doit se charger et se décharger. Cela implique une limitation

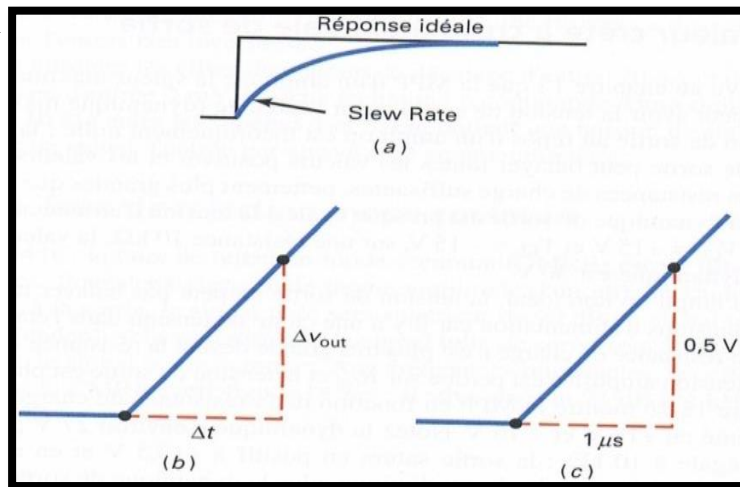


Figure III.36 : (a) Réponses idéale et réelle à un échelon de tension ; (b) illustration de la définition du slew rate ; (c) slew rate 0.5 V/ μs [19].

III.3.4. Amplificateurs petits signaux

III.3.4.1. Généralités

Dans les circuits électroniques, les étages appelés amplificateurs sont présents pratiquement à tous les endroits de n'importe quel système, à savoir :

- ✓ Dans les étages d'entrées afin d'amener très vite le signal utile à des valeurs exploitables pour le traitement que doit subir le dit signal.
- ✓ Dans les étages intermédiaires pour précisément traiter le signal tout en conservant une amplitude de signal utile exploitable.
- ✓ Dans les étages de sortie pour délivrer aux connexions une amplitude répondant généralement à une norme, et juste avant les étages de puissance.

L'analyse des différents montages amplificateurs proposés ici fait appel en premier lieu à une considération générale par un schéma de principe, puis à une analyse un

peu plus détaillée par des exemples de montages à transistors ou à amplificateurs linéaires intégrés (amplificateurs opérationnels ou AOP).

Un montage amplificateur a besoin d'une alimentation continue la plus stable possible et surtout totalement indépendante du signal qui transite.

Un montage amplificateur possède toujours deux bornes d'entrées et deux bornes de sortie et possède trois caractéristiques principales représentées par le schéma général :

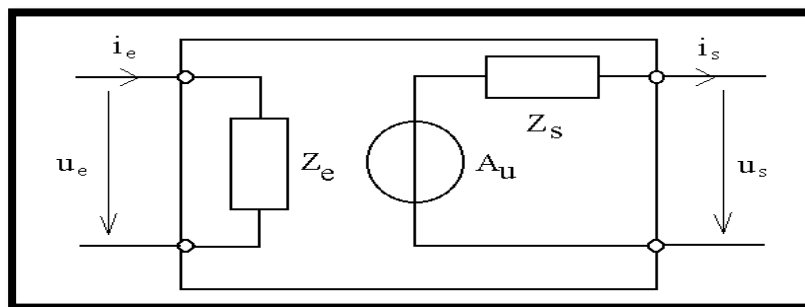


Figure III.37 : Les caractéristiques principales des amplificateurs [26].

L'impédance d'entrée Z_e : Elle permet de savoir quelle sera la puissance du signal d'entrée nécessaire au bon fonctionnement du montage amplificateur.

L'impédance de sortie Z_s : Elle permet de savoir quelle sera l'adaptation nécessaire pour les étages suivants.

Le gain en tension A_u : Il permet de savoir quelle sera la différence d'amplitude apportée au signal entre l'entrée et la sortie.

Toute analyse d'un montage amplificateur servira à connaître ces trois caractéristiques pour déterminer le suivi d'un signal et un éventuel dysfonctionnement [26].

III.3.4.2. Structure générale d'un circuit d'amplification

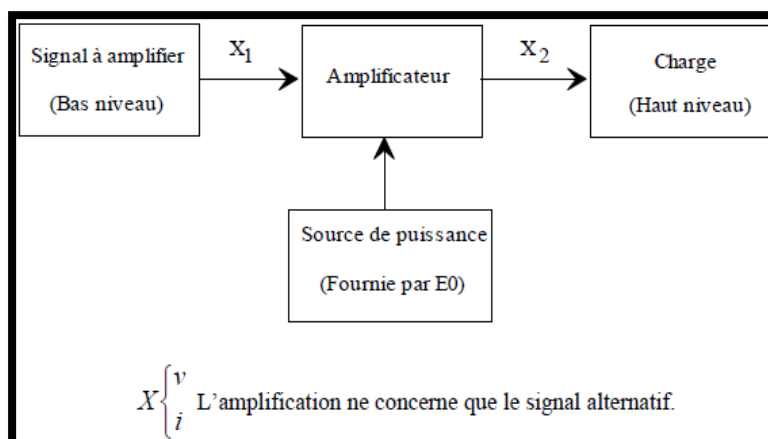


Figure III.38 : Structure générale d'un circuit d'amplification [28].

L'amplification est linéaire si A , le gain de l'amplificateur se met sous la forme :

$$A = \frac{X_2}{X_1}$$

On parle de saturation si X_1 augmente mais X_2 reste constante, dans ce cas :

$$A \neq \frac{X_2}{X_1}$$

III.3.4 3. Impédances et gain d'un étage amplificateur

Dans un appareil électronique, le signal traverse successivement différents étages qui ont chacun une fonction différente. En complétant le schéma précédent :

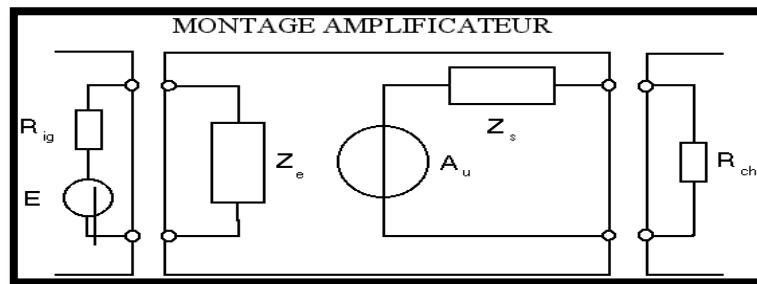


Figure III.39 : Montage amplificateur [26].

Le passage d'un étage à l'autre met en évidence le rôle des impédances Z_e pour la résistance interne R_{ig} du montage précédent, et Z_s pour la résistance de charge R_{ch} du montage qui suit.

La modification de la valeur de ces trois caractéristiques peut varier en fonction de la fréquence du signal, dans le cas de filtres passe-haut, passe-bas, ... Ou alors, cette modification permet au montage d'avoir une fonction d'adaptateur d'impédances, de régulateur d'amplitude, d'amplificateur de courant, etc.

En pratique, on rencontre très souvent une borne commune à l'entrée et à la sortie. Cette borne commune est un point de référence pour le signal. De ce fait, le schéma équivalent du montage devient :

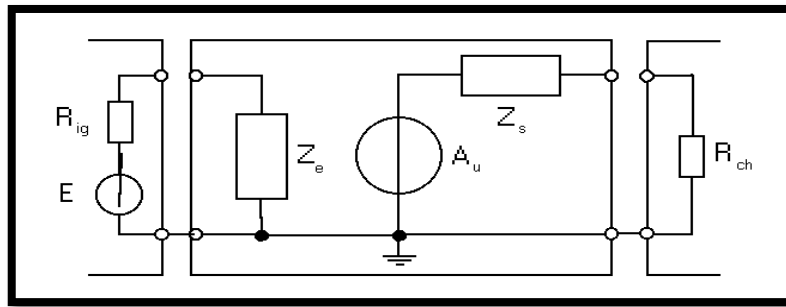


Figure III.40 : le schéma équivalent du montage amplificateur [26].

Si $R_i \ll R_{ch} \Rightarrow$ Générateur de tension

Si $R_i = R_{ch} \Rightarrow$ Générateur de puissance

Si $R_i \gg R_{ch} \Rightarrow$ Générateur de courant

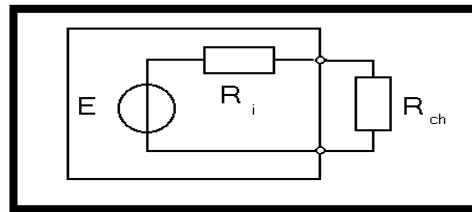


Figure III.41 : Un schéma de générateur [26].

Le générateur de puissance est également appelé générateur adapté. Il permet le transfert du maximum de puissance du signal. C'est notamment nécessaire lorsque le signal disponible est particulièrement faible comme dans les étages d'entrées ou de réception haute fréquences.

III.3.4.4. Importance de la commande

Il est toujours question du type de sa commande lorsqu'on parle d'un étage amplificateur. On parle de commande en tension ou en courant, ce qu'évoque le rappel ci-dessus. La commande est importante à double titre. D'une part, le rapport R_i / R_{ch} est important pour le fonctionnement de l'étage amplificateur. Si la R_{ch} représente en fait une impédance d'entrée d'un amplificateur, on peut parler d'une commande en tension si $R_i \ll R_{ch}$ et d'une commande en courant si $R_i \gg R_{ch}$. On peut le représenter par les schémas équivalents suivants :

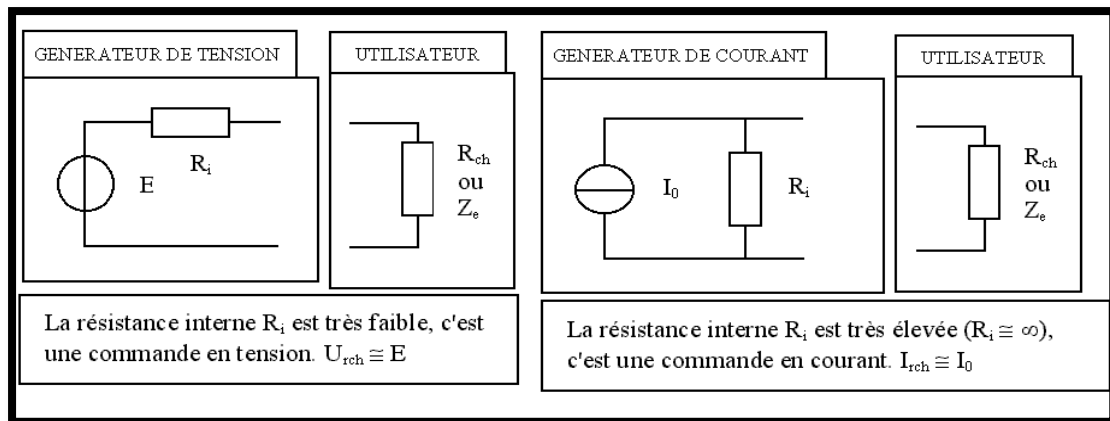


Figure III.42 : les schémas équivalents de la commande en courant et en tension. [26]

D'autre part, le choix de la commande en courant ou en tension est dépendant de la nature de l'étage qui suit. Pour alimenter un circuit de puissance inductif comme des haut-parleurs, il faut des amplificateurs de courants comme le sont les transistors par exemple.

Pour l'amplification de petits signaux, la succession d'étages amplificateurs et atténuateurs (filtres, volumes, etc.) est généralement nécessaire. Pour garder un maximum de fidélité, notamment dans les graves et les variations brusques, l'important réside au niveau des porteurs de charges commandés dans les étages d'entrées.

Les transistors bipolaires, avec eux tous les amplificateurs opérationnels et tous les IC linéaires + TTL, nécessitent la mise en route des électrons de diffusion (P ou N). Il faut commander un courant, soit le courant de base I_B . Même s'il est souvent négligeable, le retard qu'il entraîne en fait le point faible, avec la puissance de commande $U_e \times I_e$, de ces montages. Leurs grandes qualités sont leur souplesse d'emploi et leur robustesse.

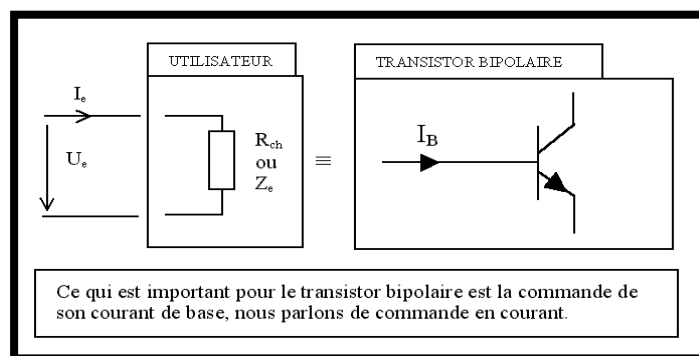


Figure III.43 : Transistor bipolaire [26].

III.3.4.5. Les trois montages fondamentaux à transistors

Pour un montage amplificateur à transistors, l'électrode reliée à la borne commune donne le nom au montage. Nous parlons d'un montage émetteur commun EC, base commune BC ou collecteur commun CC. Chacun de ces montages à ses caractéristiques propres.

Pour reconnaître le nom du montage dans un schéma, il faut repérer de quelle manière le signal est appliqué et quelle est l'électrode reliée, directement ou par découplage, à la masse. Le schéma équivalent AC confirme à l'évidence le type de montage utilisé.

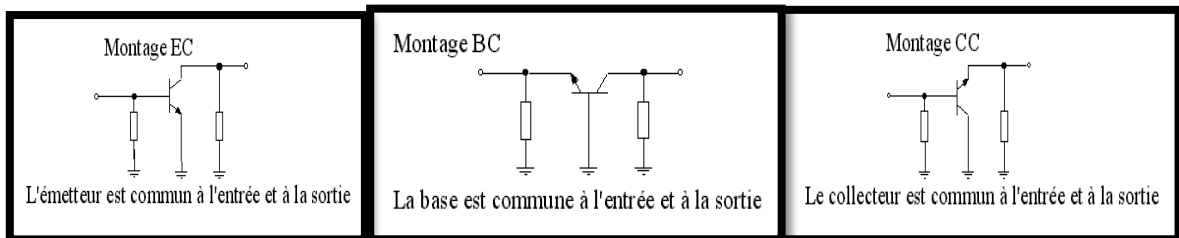


Figure III.44 : Les trois montages fondamentaux à transistors [26].

Le procédé pour l'obtention du schéma équivalent AC est décrit sur les pages du site d'introduction à l'électronique "A3 Modélisation - schémas équivalents". Ci-dessous un exemple de trois circuits possédant une même alimentation en courant continu DC (= même polarisation) [26].

III.3.4.5.1. Montage émetteur commun (EC)

C'est le montage le plus universel car il permet un bon gain en tension et en courant avec des impédances d'entrée et de sortie moyennes.

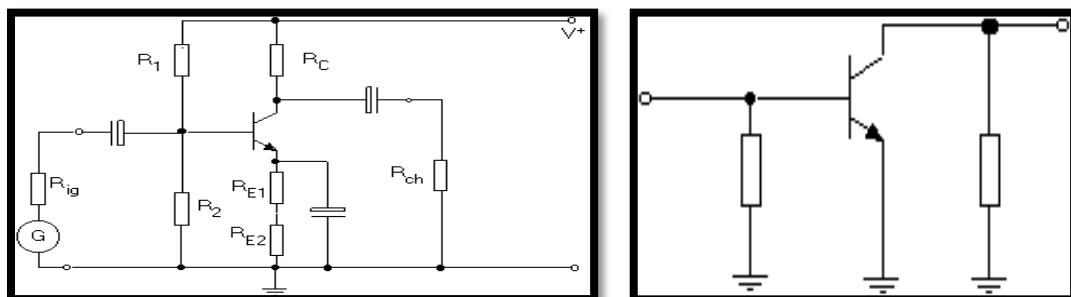


Figure III.45 : Montage émetteur commun [26].

III.3.4.5.1.1. Emetteur découplé

La résistance d'émetteur R_E introduit une contre-réaction en courant continu pour la stabilisation thermique du transistor. Un condensateur de découplage C_D est placé en parallèle sur la résistance d'émetteur R_E et permet de rendre l'influence de celle-ci négligeable pour les signaux variables.

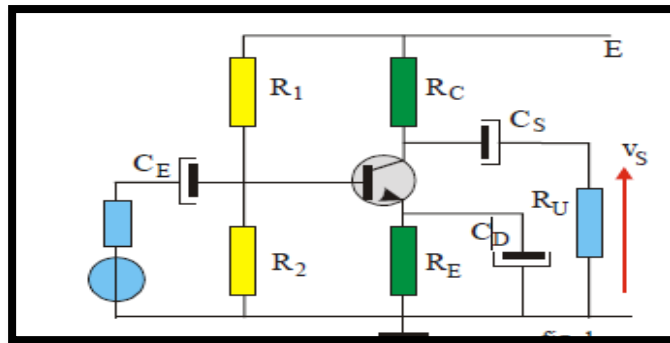


Figure III.46 : Schéma de principe de l'émetteur découplé [32].

III.3.4.5.1.1.1. Schéma équivalent du montage

Pour obtenir le schéma équivalent en régime de petits signaux variables, on remplace les générateurs continus par leurs résistances internes et les condensateurs de forte valeur par un court-circuit. On peut ensuite redessiner le circuit pour mieux faire apparaître les éléments d'entrée et de sortie et faciliter le calcul des paramètres de l'amplificateur ; dans ce montage, l'émetteur est à la masse pour les signaux variables.

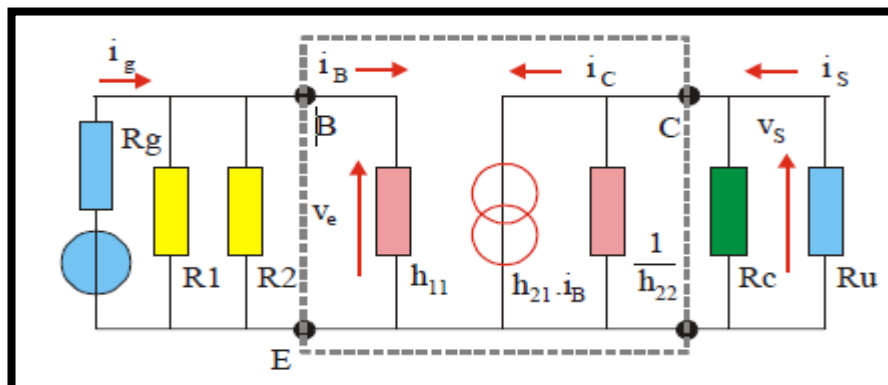


Figure III.47 : Schéma équivalent de l'émetteur découplé [32].

III.3.4.5.1.2-Paramètres de l'amplificateur

Impédance d'entrée

Comme $v_E = h_{11} \cdot i_B$, la résistance du transistor seul est : $Z_E = h_{11}$. L'examen du schéma équivalent montre que celle du montage est $Z_E = (R_1 // R_2 // h_{11})$, elle est inférieure à h_{11} .

Impédance de sortie

La tension de sortie est : $v_S = -R_U \cdot i_S = -Z_S \cdot i_C = -Z_S \cdot h_{21} \cdot i_B$.

La résistance du transistor seul est $Z_S = h_{22}^{-1}$ et celle du montage $Z_S = v_S / i_S$

$$Z_S = (R_U // R_C // h_{22}^{-1})$$

Gain en tension

$$\text{Le gain en tension est égal à : } A_V = \frac{v_S}{v_E} = -\frac{h_{21} \cdot Z_S}{h_{11}} = -s \cdot Z_S \quad (\text{III.22})$$

Pour les transistors bipolaires et pour un courant collecteur de l'ordre de 10mA, h_{11} est de l'ordre de 1 k Ω ainsi que Z_S . Le gain en tension est donc du même ordre de grandeur que le gain en courant du transistor h_{21} . A_V est négatif : la tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée. L'impédance d'entrée est inférieure à h_{11} . Le produit $I_C \cdot h_{11}$ étant sensiblement constant, l'impédance d'entrée du montage émetteur commun découplé sera toujours inférieure à 1k Ω .

Le gain est important mais la résistance d'entrée est moyenne ou faible.

III.3.4.5.1.2. Emetteur non découplé

III.3.4.5.1.2.1. Montage

Ce montage diffère du précédent par la suppression du condensateur de découplage de la résistance d'émetteur. Pour les signaux variables, il n'est plus possible de considérer que l'émetteur est au potentiel de la masse. La résistance d'émetteur, parcourue par le courant $i_C + i_B$, introduit dans le circuit une contre-réaction en tension qui modifie complètement les performances de l'étage.

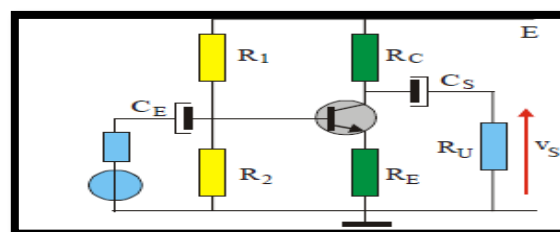


Figure III.48 : Schéma de l'émetteur non découplé [32].

III.3.4.5.1.2.2 Circuit équivalent

La modélisation du transistor conduit au schéma équivalent suivant. Il permet, en étudiant le circuit d'entrée puis celui de sortie, le calcul direct des paramètres de l'amplificateur. La tension d'entrée est cette fois :

$$V_E = V_{BE} + V_{CR}$$

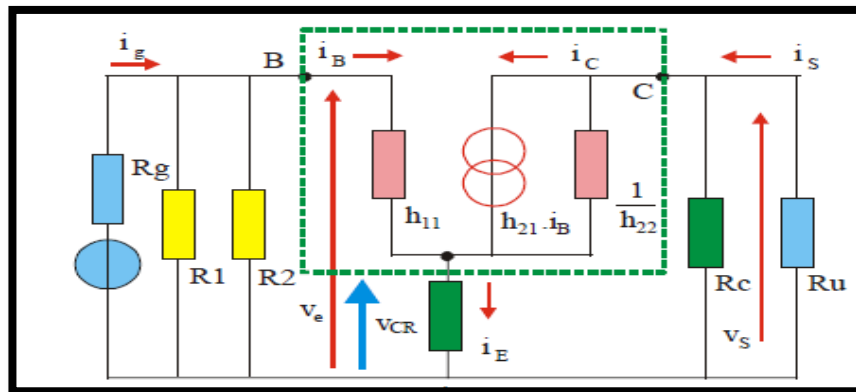


Figure III.49 : Schéma équivalent de l'émetteur non découplé [32].

III.3.4.5.1.2.3. Paramètres de l'amplificateur

$$v_E = h_{11} \cdot i_B + R_E \cdot (i_B + i_C) = h_{11} \cdot i_B + R_E \cdot (h_{21} + 1) \cdot i_B \quad (\text{III.23})$$

Impédance d'entrée :

$$\text{– Transistor seul : } Z_E^T = v_E / i_E = h_{11} + R_E \cdot (h_{21} + 1) \text{ dou } Z_E^T \gg h_{11} \quad (\text{III.24})$$

$$\text{– Montage : } Z_E^M = Z_E^T // (R1 // R2)$$

La résistance d'entrée est inférieure à la plus petite de ces 3 résistances.

Impédance de sortie :

$$\text{– Pour le montage, on a : } Z_S = v_S / i_S ; Z_S = \{R_U // R_C // (R_E + h_{22}^{-1})\} \quad (\text{III.25})$$

Gain en tension :

$$A_V = v_S / v_E$$

$$v_S = -R_U \cdot i_S = -Z_S \cdot i_C = -Z_S \cdot h_{21} \cdot i_B$$

$$A_V = -\frac{Z_S \cdot h_{21}}{h_{11} + R_E \cdot (h_{21} + 1)} \approx -\frac{Z_S}{R_E} \quad (\text{III.26})$$

La tension de contre-réaction $v_{CR} = R_E.(h_{21} + 1).i_B$ est proportionnelle à la tension de sortie ($v_{CR}/V_S \approx -R_E/Z_S$).

$R_E.h_{21}$ est beaucoup plus grand que h_{11} . Donc : $A_V \approx -Z_S/R_E$.

Pour un amplificateur non chargé $Z_S = R_C$ et $A_V \approx -R_C/R_E$. Le gain du montage ne dépend plus du gain du transistor mais seulement des composants périphériques.

- L'impédance d'entrée est très supérieure à h_{11} .

- Pour obtenir une stabilisation thermique satisfaisante, R_E sera au minimum égale à $R_C/10$. Le gain de l'étage sera donc de l'ordre de la dizaine.

On retrouve les résultats généraux établis pour la contre-réaction tension-série. La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus pour le montage émetteur commun non découplé montre bien l'influence du condensateur de découplage et de la contre-réaction qui permet de réaliser un montage dont les performances deviennent indépendantes des composants actifs utilisés [32].

III.3.4.5.2. Montage base commune (BC)

Ce montage possède une faible impédance d'entrée et peut travailler assez haut en fréquences. Nous le rencontrons souvent en premier étage amplificateur des récepteurs radios FM.

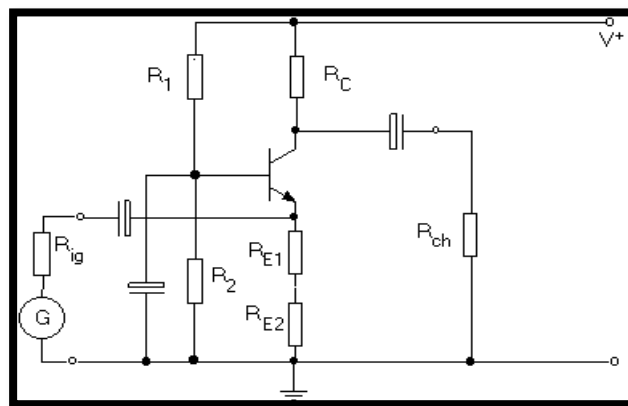


Figure III.50 : Montage base commune (BC) [26].

III.3.4.5.3. Montage collecteur commun (CC)

Ce montage est également appelé émetteur suiveur car son gain en tension est voisin de 1 ($u_S \cong u_E$). Par contre, il est utilisé comme abaisseur d'impédance ou comme amplificateur de courant.

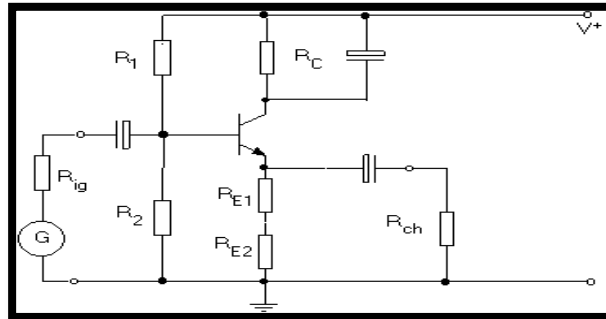


Figure III.51 : Montage collecteur commune (BC) [26].

L'analyse en courants continus de ces trois montages permet de mettre en évidence qu'il s'agit de la même polarisation appelée polarisation classique ou par diviseur de tension de base. L'analyse en courants alternatifs met en évidence le rôle des condensateurs de liaisons et de découplage représentés ci-dessus par des condensateurs polarisés.

Il est possible de rencontrer, dans certaines documentations, des caractéristiques de transistors exprimés en paramètres h , utilisés anciennement. Relevons encore que les paramètres h varient en fonction de la température, des courants de repos et des signaux qui transitent dans le montage [26].

III.3.5. Circuit intégré CD 4001

Le C/MOS 4001 est un circuit intégré ayant 14 pins en DIL (Dual In Line Package), composé de 4 portes logiques NOR.

III.3.5.1. Brochage du C/MOS 4001

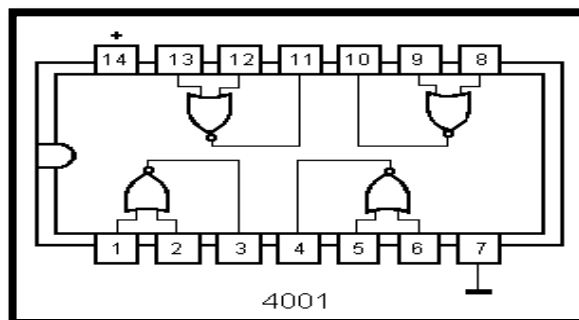


Figure III.52 : Brochage du C/MOS 4001 [18].

III.3.5.2. Description des pins du C/MOS 4001

Numéro de pins	Fonction
1, 2, 5, 6, 8, 9, 12, 13	Entrées données
3, 4, 10, 11	Sorties données
7	Reliée à la masse
14	Reliée à +Vcc

Tableau III.2 : Description des pins du C/MOS 4001 [18].

III.3.5.3. Conditions de fonctionnement recommandées par le constructeur du C/MOS 4001

Symboles	Paramètre	Valeur	Unité
VDD	Tension d'alimentation	3-20	V
VI	Tension d'entrée	0-VDD	V
TOP	Température de fonctionnement	(-40) +85	°C

Tableau III.3 : Conditions de fonctionnement recommandées du C/MOS 4001 [18].

III.3.5.4. Porte NOR

Ici la sortie S obtenue sera le résultat inverse d'un OU logique entre les deux entrées :

$$f(a, b) = \overline{a + b}$$

Son symbole est donné par la figure :

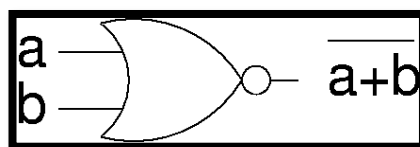


Figure III.53 : Symbole graphique [29].

Sa table de vérité est donnée par la table 2.2.

X	Y	OR	NOR
---	---	----	-----

0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	0

Tableau III.4 : Table de vérité de la fonction NOR [29].

III.3.5.5. Trigger de Schmitt

Une bascule de Schmitt, aussi appelée Trigger de Schmitt ou bascule à seuil, est un circuit logique inventé en 1934 par Otto Schmitt, ingénieur américain [3].

III.3.5.5.1. Descriptions

Le Trigger de Schmitt est un montage appelé aussi bascule à seuil. En effet deux seuils sont créés entre le niveau logique 0 et 1, ainsi quand le signal atteint le seuil haut la sortie du circuit bascule à 1 et quand le signal dépasse le seuil bas la sortie passe à 0 [30]

Symboles :

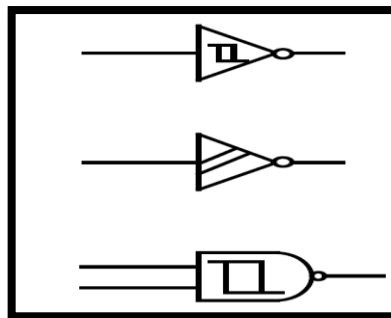


Figure III.54 : Représentation des portes trigger de Schmitt [30].

III.3.5.5.2. Principe

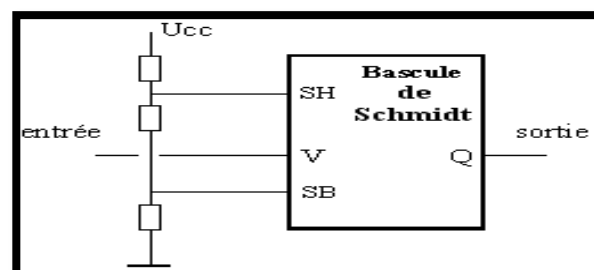


Figure III.55 : Représentation de la bascule du Schmitt [30].

C'est une bascule à trois entrées V, SB et SH et une sortie Q. Contrairement aux autres bascules, qui sont commandées en appliquant des signaux logiques à leurs entrées, la bascule de Schmitt est conçue pour être pilotée par une tension analogique, c'est-à-dire qui peut prendre n'importe quelle valeur (dans l'intervalle 0 - V_{cc} afin de ne pas dégrader le circuit).

Les entrées SB et SH (seuil bas, seuil haut, ce dernier étant à un potentiel supérieur à SB) sont maintenues à des potentiels fixes ; ceci peut se faire par exemple grâce à un diviseur de tension composé de 3 résistances placées en série entre V_{cc} et la masse ; SH et SB sont reliés aux points intermédiaires du diviseur.

III.3.5.5.3. Fonctionnement

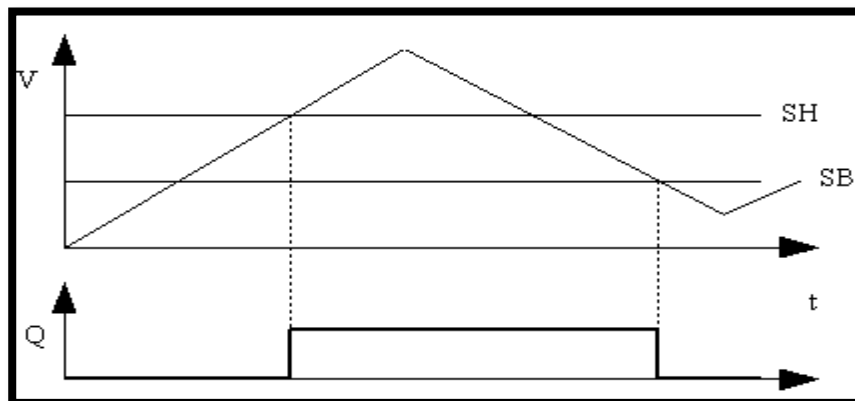


Figure III.56 : Chronogramme de la bascule de Schmitt [30].

Le fonctionnement est le suivant :

- Supposons qu'au départ, V soit à 0 ;
- Q est alors à 0 ;
- Quand V augmente, Q reste à 0 jusqu'à ce que V dépasse SH ;
- A ce moment, Q passe à 1 ;
- Q reste à 1 jusqu'au moment où V devient inférieur à SB ;
- A ce moment, Q passe à 0 ;
- Q reste à 0 jusqu'à ce que V repasse au-dessus de SH [3].

Le rôle du trigger est de basculer de manière franche la sortie S alors que la tension des entrées E varie. La différence entre le niveau haut et bas pour les seuils de déclenchement s'appelle l'hystérésis [24].

III.3.5.5.4. Trigger de Schmitt à Amplificateur à Circuit Linéaire Intégré

Le comparateur régénérateur, appelé aussi Trigger de Schmitt, reconstitue un cycle d'hystérésis. La borne + sert de référence, mais celle-ci varie en fonction de la sortie à laquelle il est connecté par le biais d'un diviseur de tension. Comme la référence varie, on évite un fonctionnement intermittent, la sortie bascule d'un état à l'autre de façon moins rapproché.

Deux montages sont utilisés :

- le comparateur négatif où le signal d'entrée est appliqué sur l'entrée (-),
- le comparateur positif où le signal d'entrée est appliqué sur l'entrée (+) [31].

III.3.5.5.4.1. Comparateur négatif

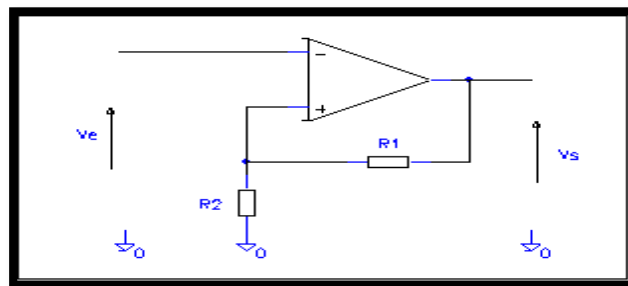


Figure III.57 : Comparateur négatif [31].

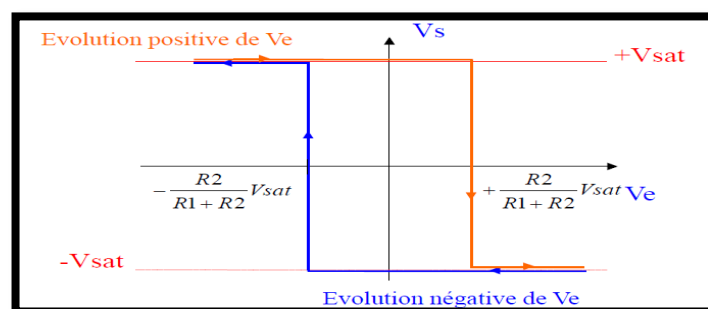
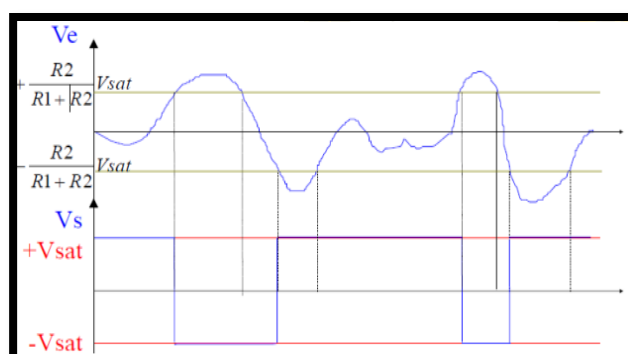


Figure III.58 : V_s en fonction de V_e [31].

Exemple avec un signal d'entrée quelconque :



III.3.5.5.4.2. Comparateur positif

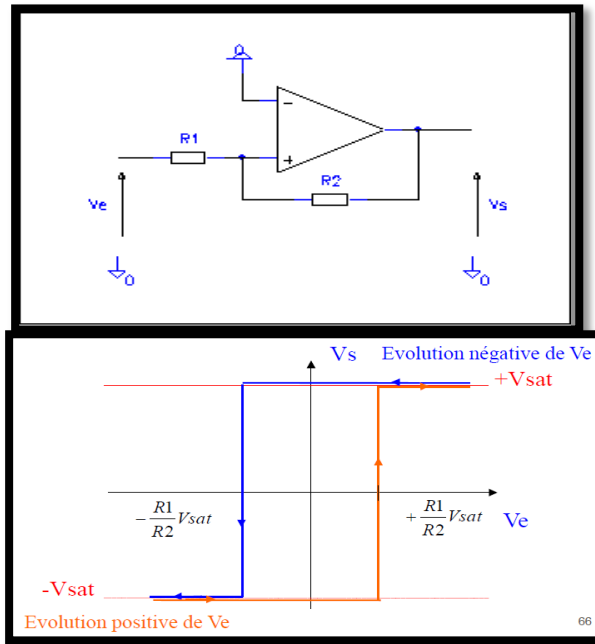
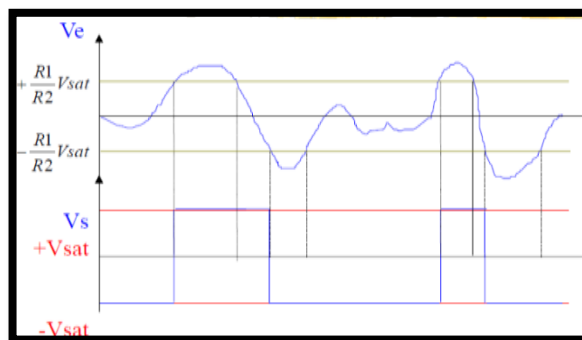


Figure III.60 : V_s en fonction de V_e [31].

Exemple avec un signal d'entrée quelconque :



III.3.5.5.5. Trigger de Schmitt inverseur

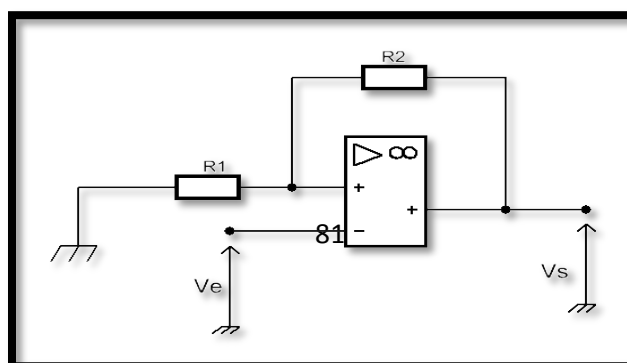


Figure III.61 : Trigger de Schmitt inverseur [25].

Le trigger de schmitt fait appel à une boucle de réaction sur l'entrée non-inverseuse, il fonctionne donc en mode saturé, et non en mode linéaire. La tension de sortie V_S ne peut qu'être égale à $+V_{sat}$ ou $-V_{sat}$.

Observons la séquence de fonctionnement :

$$V_+ = V_S \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \alpha V_S \quad \text{avec} \quad \alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Hypothèse : $V_S = +V_{SAT}$ à $t = 0$: $V_+ = \alpha V_S$

Si $V_e = V_- > V_+ \implies V_S = -V_{SAT}$ et $V_+ = -\alpha V_S$

Si $V_e = V_- < V_+ \implies V_S = V_{SAT}$ et $V_+ = \alpha V_S$

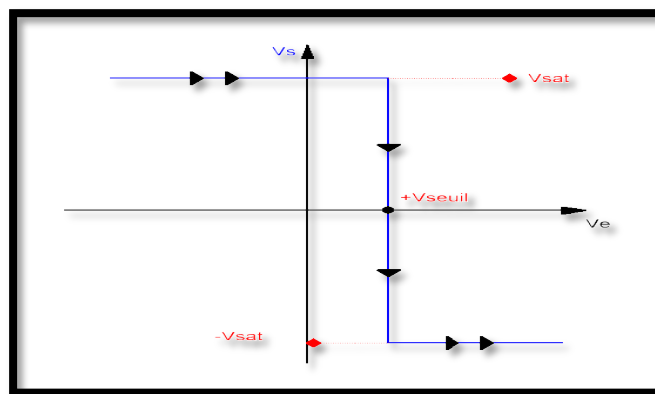
Explications :

Pour que l'AOP bascule, il faut, soit que V_- soit supérieur à V_+ et alors $V_S = -V_{sat}$, soit inférieur et alors $V_S = +V_{sat}$. V_+ constitue donc le seuil de notre comparateur, mais du fait que ce dernier est dû à la boucle de réaction, il varie en fonction de V_S .

Si $V_S = +V_{sat}$ alors $V_{seuil} = V_S \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$

Si $V_S = -V_{sat}$ alors $V_{seuil} = -V_S \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$

Résumons cela par des graphiques $V_S = f(V_e)$. Première évolution croissante de V_e avec seuil positif :

Figure III.62 : Evolution croissante de V_e avec seuil positif [25].

Décroissance de V_e , le seuil étant maintenant $-V_{seuil}$:

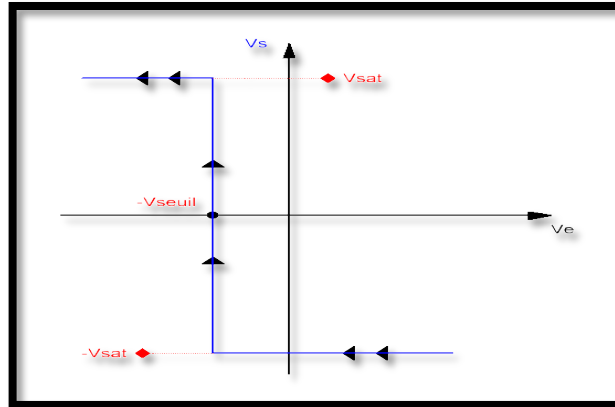


Figure III.63: Evolution croissante de V_e avec seuil négatif [25].

Si l'on assemble ces deux courbes, on obtient un phénomène dit d'hystérésis qui caractérise le principe fondamental de ce montage. Les points de basculement diffèrent selon le sens d'évolution de V_e :

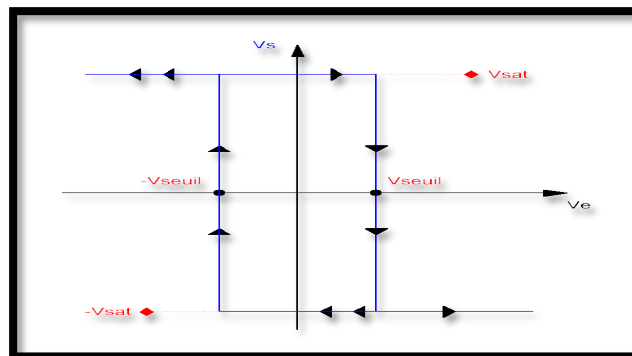


Figure III.64 : Représentation d'hystérésis [25].

Ce trigger est dit inverseur car le signal d'entrée est appliqué à l'entrée inverseuse de l'AOP, ce qui fait basculer ce dernier à $-V_{sat}$ lorsque l'on dépasse le seuil positif, et à $+V_{sat}$ lorsque l'on passe en dessous du seuil négatif.

Le principal intérêt de ce montage réside dans la disparition du phénomène de multi-basculement du comparateur simple autour du seuil. Si le signal d'entrée franchit un seuil, ce dernier bascule directement à son opposé, et de fait, même si l'entrée est bruitée, elle ne fait plus basculer l'AOP. [25].

III.3.5. 5.6. Applications

La principale application de la bascule de Schmitt est la mise en forme de signaux analogiques pour les appliquer à des circuits logiques (par exemple une entrée de compteur). La bascule de Schmitt peut aussi être utilisée pour :

- Débarrasser un signal du bruit ; il suffit que l'écart entre SH et SB soit supérieur à l'amplitude crête-à-crête du signal ;
- Réaliser des circuits de contrôle avec hystérésis : thermostats, interrupteurs crépusculaires, maintien du niveau dans une cuve...

le trigger de Schmitt est l'ancêtre des générateurs de musique, miniaturisé dans les sonneries des montres électroniques, les sonneries des téléphones portables, les Game-Boy et autres jeux électroniques, les alarmes électroniques, les cartes de vœux parlantes, les boîtes à musique et horloges électroniques, etc. Le fameux bip des premiers ordinateurs dans les années 1980 était un signal rectangulaire [3].

III.3.5.6. Monostables

III.3.5.6.1. Définition

Un monostable est un circuit possédant deux états en sortie : un état stable (durée indéfinie) et un état instable de durée T_0 fixe. T_0 est appelé durée propre du monostable. Le passage à l'état instable se produit sous l'effet d'une impulsion de commande.

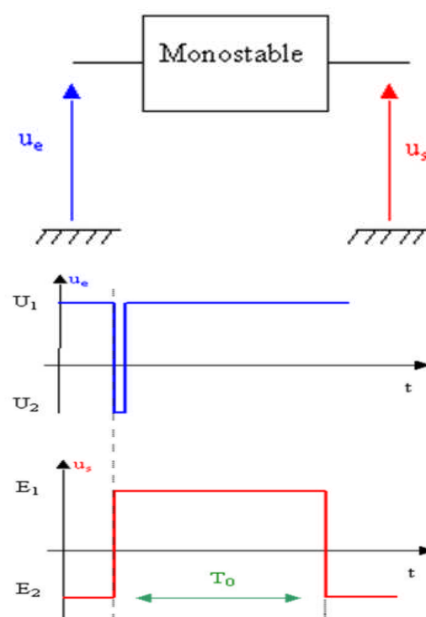




Figure III.65 : Chronogramme d'un monostable [18].

III.3.5.6.2. Caractéristiques

Un monostable possède quatre caractéristiques :

- ✓ Etat stable
- ✓ Front de déclenchement (front montant ou descendant)
- ✓ Durée de l'état stable t_w (time width)
- ✓ Redéclenchable ou non

Il existe deux types de monostable :

Monostable non redéclenchable : une nouvelle impulsion pendant l'état instable ne modifie pas la durée de cet état.

Monostable redéclenchable : une nouvelle impulsion pendant l'état instable "relance"

Le monostable pour une durée T_0 .

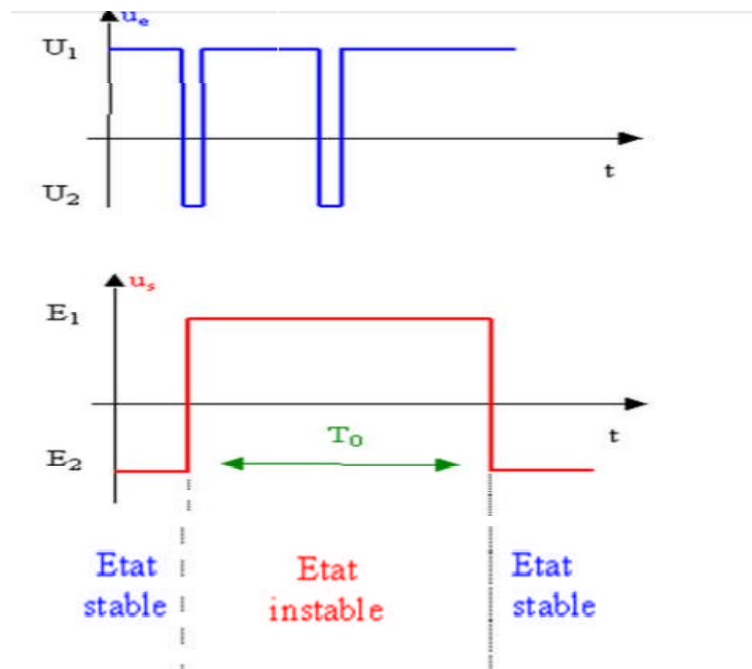


Figure III.66 : Chronogramme d'un monostable de type non redéclenchable [18].

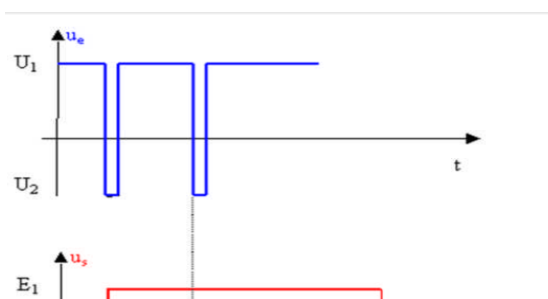


Figure III.67 : Chronogramme d'un monostable de type redéclenchable [18].

III.3.5.6.3. Monostable à portes CMOS (NOR)

III.3.5.6.3.1. Circuit électrique du monostable à portes CMOS (NOR)

L'alimentation se fait entre 0 (la masse) et V_{DD} .

R' est une résistance de protection car par moment $V_B < 0$ ou $V_B > V_{DD}$

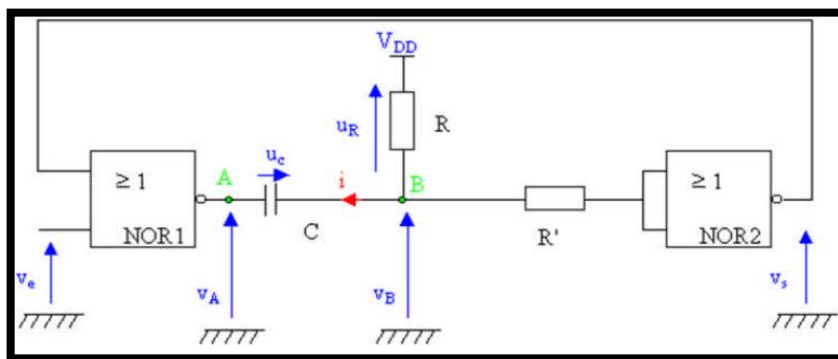


Figure III.68 : Monostable à portes CMOS [18].

III.3.5.6.3.2. Principe de fonctionnement

Etat stable

Dans cet état les tensions n'évoluent pas, donc $U_C = Cte$ et $i = 0$

Si $i = 0$ alors $U_R = 0$ et $V_B = V_{DD}$

Si $V_B = V_{DD}$ alors $V_S = 0$

Si $V_S = 0$ et $V_E = 0$ alors $V_A = V_{DD}$

Si $V_A = V_{DD} = V_B$ alors $U_C = V_B - V_A = 0$

Résumé : pendant l'état stable ; $V_A = V_{DD}$, $V_B = V_{DD}$, $V_S = 0$, $U_C = 0$

Après l'impulsion : Si $V_s = V_{DD}$ et $V_e = 0$ alors $V_A = 0$ (en fait V_A reste "bloqué" à 0).

Juste après l'impulsion : $V_A = 0$, $V_B = 0$, $V_s = V_{DD}$, $U_C = 0$

Le condensateur se charge à travers R :

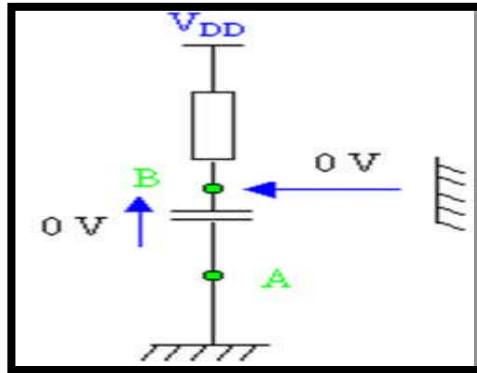


Figure III.69 : Dipôle déterminant la durée de l'impulsion [18].

Cet état dure tant que $U_c = V_B$ n'a pas atteint $V_{DD}/2$.

Si $U_c = V_B = V_{DD}/2$ alors la porte NOR 2 bascule et $V_s = 0$ (retour à l'état stable).

Donc après l'impulsion, le condensateur se charge de 0 à $V_{DD}/2$:

$$T_0 = \tau \times \ln \frac{V_{DD} - 0}{V_{DD} - \frac{V_{DD}}{2}} = \tau \times \ln 2 = 0.7 \times \tau$$

Avec $\tau = R \times C$

Résumé général :

Avant impulsion : état stable : $U_C = \text{cte} = 0$, $V_A = V_B = V_{DD}$.

Juste après l'impulsion : état instable : U_C augmente, V_B augmente jusqu'à ce que $V_B = V_{DD}/2$.

III.3.5.6.3.3. Temps de récupération TR

Au retour à l'état stable $V_B = U_C = V_{DD}/2$, $V_s = 0$ donc $V_A = V_{DD}$

Le condensateur se décharge à travers R.

Si on considère que le condensateur est déchargé lorsque $U_c = 0,05 V_{DD}/2$, il faut attendre une durée de $TR = 3 \times \tau$.

C'est le temps nécessaire pour que le monostable revienne à son état stable initial. [18]

Graphiques :

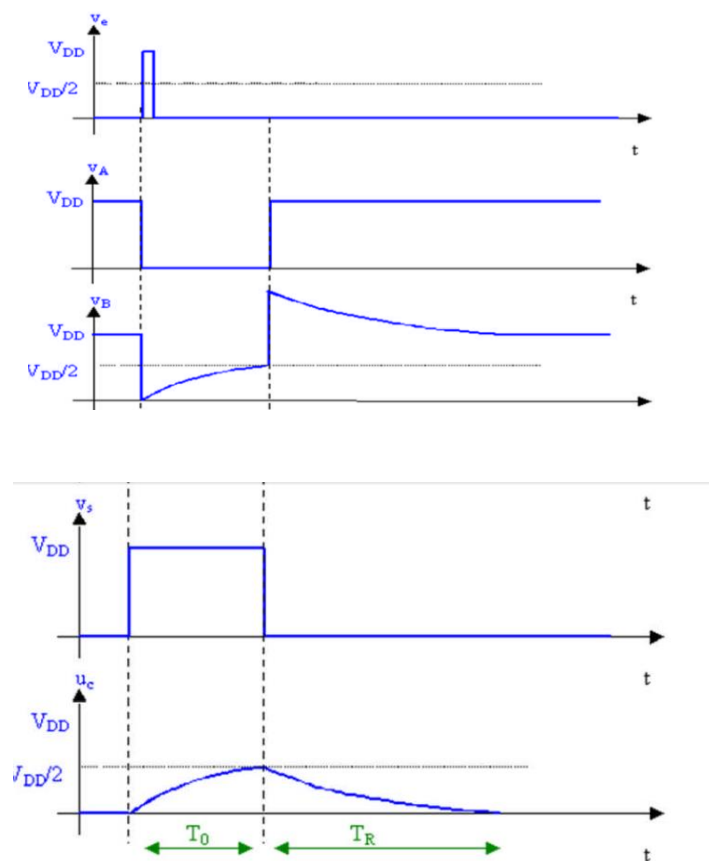


Figure III.70 : Oscillogramme du signal de sortie du monostable [18].

Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre les différents composants de base pouvant être introduit pour la réalisation de notre système, nous avons pu voir aussi que dans certaines parties constituant notre circuit, un choix important doit être fait quant au type de circuit à choisir pour notre application, maintenant il nous reste à bien faire ce choix et proposer un circuit simple, pratique et autonome pouvant capter le bruit.

Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les étapes de réalisation et fonctionnement du capteur de bruit.

IV.1. Circuit électrique complet du montage

Le schéma de la figure IV.1 représente le circuit électrique complet d'un montage utilisé pour capter le bruit.

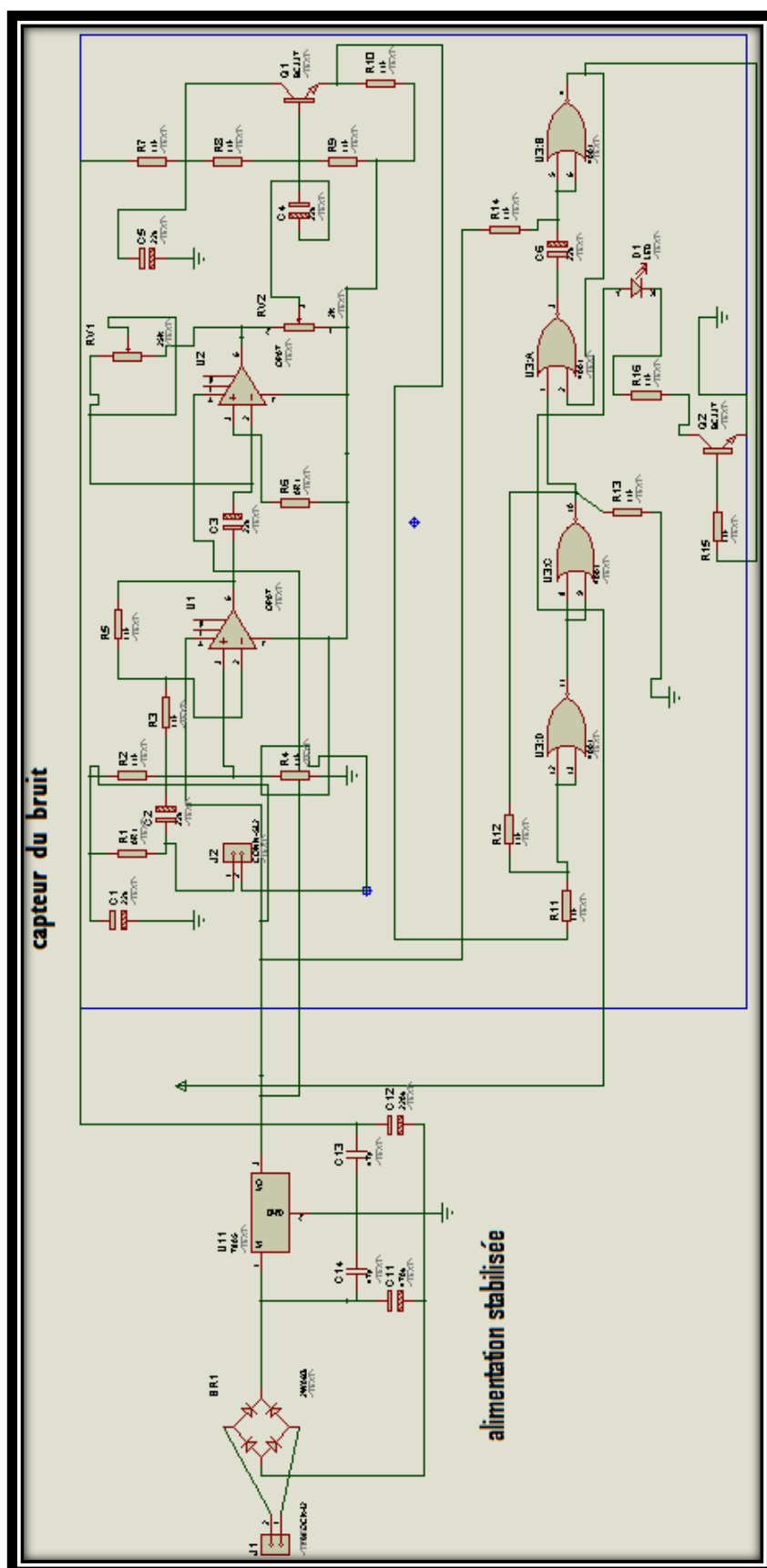


Figure IV.1 : Circuit électrique complet du montage.

IV.2. Principe de fonctionnement

Dans ce circuit nous avons utilisé un microphone à électret qui convertit l'énergie du son ou le bruit en énergie électrique.

Le microphone à électret répond bien aux fréquences moyennes, cependant il a une mauvaise réponse aux basses fréquences. Pour cette raison, nous avons utilisé un poste radio comme une source de bruit.

Il faut alimenter ce composant à travers la résistance R1 en respectant ses polarités.

En présence d'un bruit, le micro génère une très faible tension variable qui, à travers la résistance R3 et le condensateur C2, est injectée à l'entrée inverseuse d'un AOP (U1) appartenant au circuit intégré IC1 ; l'entrée non inverseuse (borne 3) est portée à mi-tension de la source grâce au point diviseur formé par R2 et R4 de valeur identique égale 10 k Ω .

Le rôle de ce diviseur de tension est le réglage de la tension vers l'amplificateur.

Le gain de cet étage est fonction du rapport R5/R3, soit environ 66 dans notre cas.

Cet étage permet d'amplifier et inverser le signal d'entrée. La tension de sortie disponible à la borne 6 du IC1 traverse le condensateur C3 pour être appliquée au second étage amplificateur inverseur à gain variable (U2). L'ajustable P1 permet de régler le gain de l'ensemble.

L'étage suivant construit autour du transistor T1, réalise un étage adaptateur d'impédance, également appelé émetteur suiveur car son gain en tension est voisin de 1. Il est utilisé comme abaisseur d'impédance, il assure une entrée à très haute impédance et une sortie à très faible impédance. Il est particulièrement apprécié quand il s'agit de prélever un signal sur une source dont l'impédance de sortie est très élevée.

L'ajustable P2 sert à régler le gain de cet étage et donc finalement la sensibilité du micro. Le signal alternatif convenablement amplifié doit subir le traitement d'un étage Trigger de Schmitt, construit autour des portes NOR A et B. Il est surtout utilisé pour la mise en forme des signaux. On peut l'assimiler plus à un détecteur de niveau ou un comparateur de signaux, il s'appelle aussi bascule à seuil ; en effet deux seuils sont créés entre le niveau logique 0 et le niveau logique 1. Ainsi quand le signal atteint le seuil haut la sortie du circuit bascule à 1, et quand le signal dépasse le seuil bas la sortie passe à 0.

La principale application de la bascule de Schmitt est la mise en forme de signaux analogiques pour les appliquer à des circuits logiques.

Pour permettre de bien visualiser un niveau sonore ; on utilise en étage final comme temporisateur : un classique monostable. Il est réalisé à l'aide de deux portes Non–ou (NOR), une résistance R14 et un condensateur C6. Le signal de sortie du Trigger de Schmitt est appliqué sur l'entrée E1 ; on obtient un 0 logique sur S1, simultanément les entrées E5 et E6 passent à 0 et la sortie S2 bascule à 1.

Des cet instant, le condensateur C6 commence à se charger à travers la résistance R14, ce qui n'est pas un processus instantané, mais lié à une durée (la constante de temps qui est le produit de R et C).

Par ailleurs, le niveau logique 1 présent sur la sortie S2 est aussitôt renvoyé sur E2 d'où la sortie S1 passe forcément à 0, quelque soit l'état de E1 ; pendant ce temps, le condensateur continue de se charger. Lorsque la tension aux bornes de C6 dépasse une certaine valeur, environ la moitié de V_{cc} , on a de nouveau des 1 sur E5 et E6, donc la sortie S2 rebascule à l'état bas ; de plus, le niveau logique 0 présent sur S2 est transféré sur E2, on retrouve la situation initiale stable.

Finalement, la sortie est matérialisée par la diode L1 qui s'allume un bref instant à chaque fois qu'un bruit est capté et si la sensibilité est bien adaptée au niveau sonore.

IV.3. Mesures pratiques

IV.3.1. Micro à électret

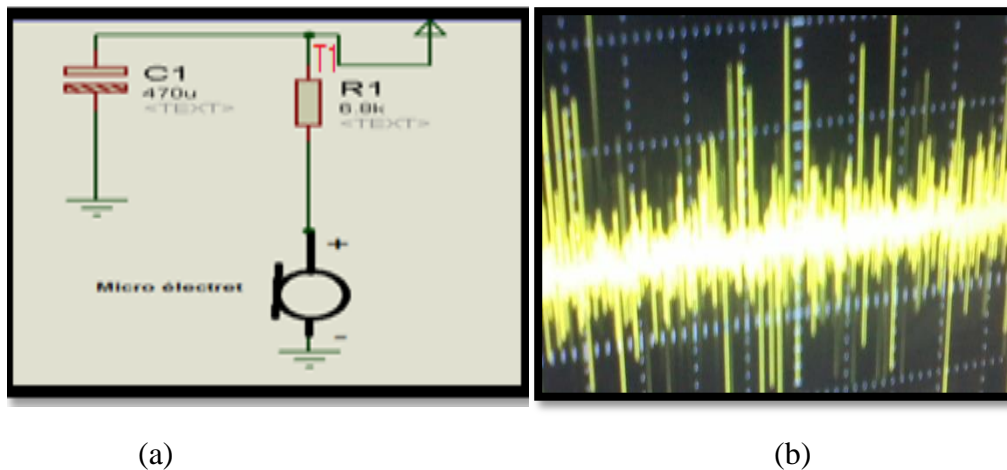


Figure IV.2 : (a)-Micro à électret ; b)-Signal de sortie.

Le micro à électret à été utilisé pour la détection du bruit, il est illustré par la figure IV.3.1. (a).

Le signal de sortie du micro à électret est représenté dans la figure IV.3.1. (b), il est relevé au point (T1).

IV.3.2. Amplificateur inverseur

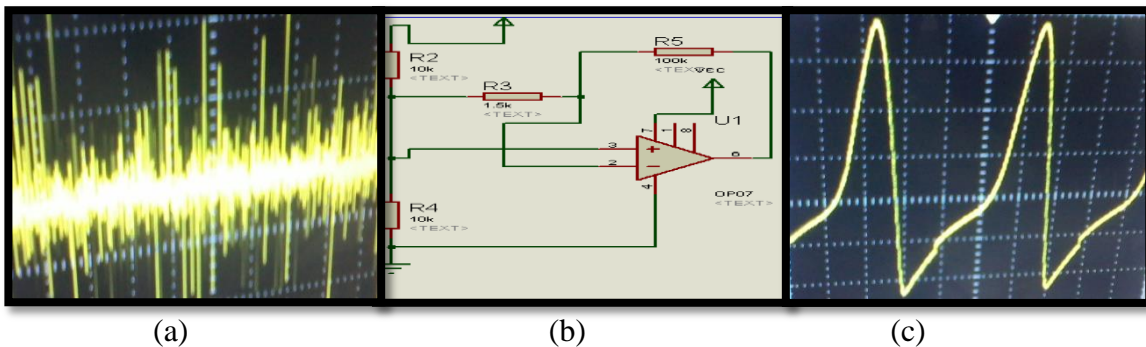


Figure IV.3 : (a) Signal d'entrée ; (b) l'amplificateur inverseur ; (c) Signal de sortie.

Le signal délivré par le micro à électret étant très faible, il est nécessaire de monter un étage amplificateur pour pouvoir obtenir une tension suffisante.

L'amplificateur inverseur est schématisé par le circuit de la figure IV.3.2. (b).

L'attaque en tension est effectuée sur l'entrée inverseuse (-) de l'amplificateur opérationnel $\mu A741$.

Le gain ne dépend que du rapport des résistances externes R3 et R5.

Nous obtenons un signal quasi-sinusoidal qui est représenté par la figure IV.3.2. (c) et qui caractérise par une amplitude $V=5\text{ V}$.

IV.3.3. Amplificateur inverseur à gain variable

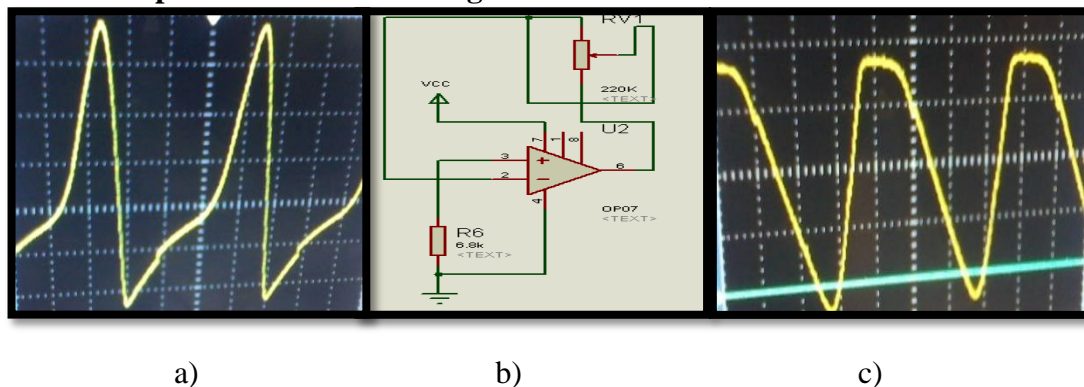


Figure IV.4 : (a) le signal d'entrée ; (b) l'amplificateur inverseur ; (c) le signal de sortie.

Le signal de sortie du premier amplificateur est appliqué sur le second étage amplificateur inverseur à gain variable, il est schématisé par la figure IV.3.3. (b) ; l'ajustable P1 permet de régler le gain.

Nous obtenons un signal de sortie écrêté qui est représenté par la figure IV.3.3. (c) et qui est caractérisé par une amplitude $V = 0.4V$.

IV.3.4. Adaptateur d'impédance

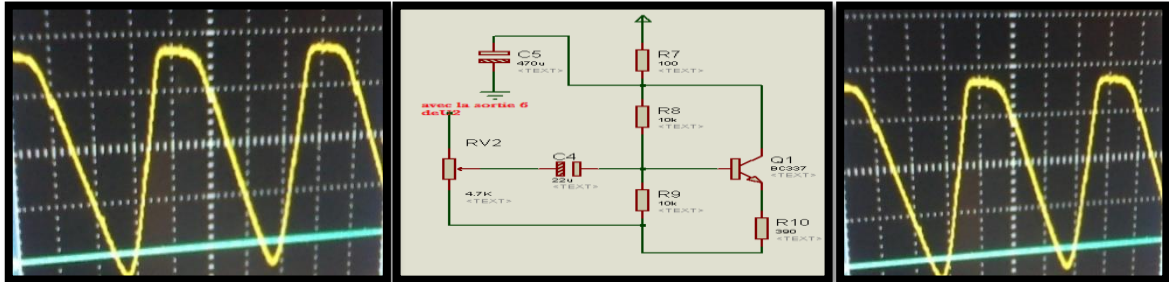


Figure IV.5 : (a) le signal d'entrée ; (b) adaptateur d'impédance ; (c) le signal de sortie.

Le schéma de la figure IV.5 (b) représente un montage filtre passe-bas et adaptateur d'impédance.

Un filtre passe –bas transmet les basse fréquences et atténue les fréquences élevées.

La fréquence de coupure est donc égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Application numérique :

$$f_c = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 10 \times 10^3 \times 22 \times 10^{-6}}$$

$$f_c = 0.723Hz.$$

L'adaptateur d'impédance est également appelé émetteur suiveur car son gain en tension est voisin de 1. L'ajustable P2 sert à régler le gain de cet étage.

Le signal de sortie est représenté par la figure IV.3.4. (c) ; il est caractérisé par une amplitude $V = 0.5V$

IV.3.5. Trigger de Schmitt

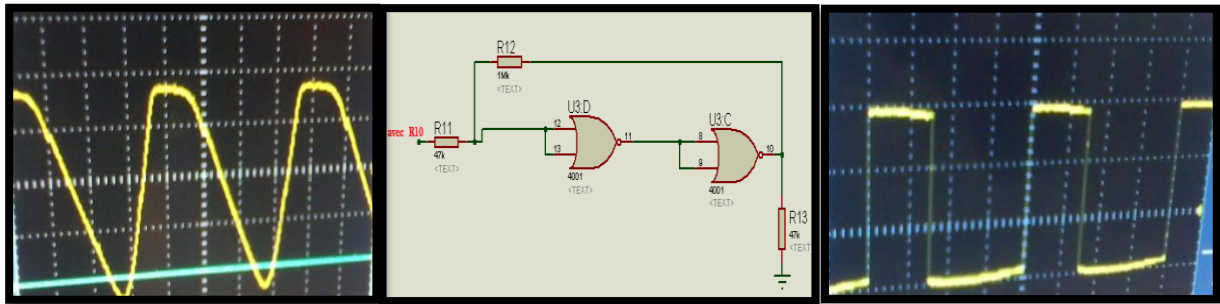


Figure IV.6 : (a) le signal d'entrée ; (b) trigger de schmitt ; (c) le signal de sortie.

Le trigger de Schmitt est un circuit surtout utilisé pour la mise en forme de signaux et en régulation tout ou rien pour éviter des basculements intempestifs de la sortie d'un système.

Le rôle du trigger est de basculer de manière franche la sortie S alors que la tension des entrées E varie. La différence entre les niveaux haut et bas pour les seuils de déclenchement s'appelle hystérésis.

Le signal qui est mis en jeu dans le fonctionnement de ce circuit trigger de schmitt est représenté par la figure IV.3.5. (c) et caractérisé par une amplitude $V = 0.2 \text{ V}$.

IV.3.6. Monostable

Il est réalisé à l'aide de deux portes NOR, une résistance R14 et un condensateur C6, comme représenté dans la figure IV.7 (b).

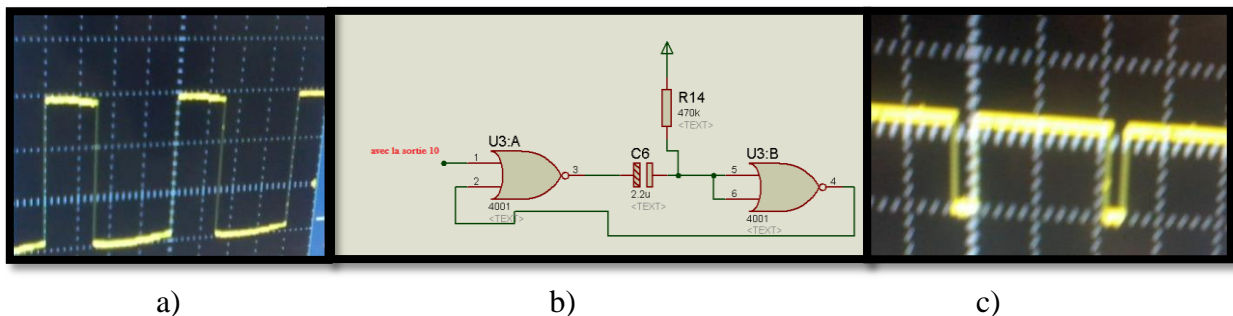
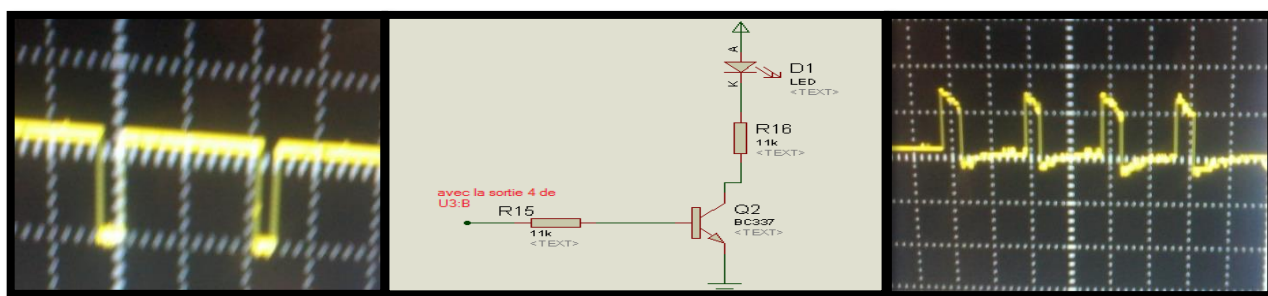


Figure IV.7 : (a) le signal d'entrée ; (b) monostable ; (c) le signal de sortie.

Le signal de sortie du monostable est un signal en créneaux négatifs d'amplitude $V = 0.07 \text{ V}$ et de durée égale à 0.04 ms et de période égale à 0.24 ms .

IV.3.7. Emetteur commun



a)

b)

c)

Figure IV.8 : (a) le signal d'entrée ; (b) émetteur commun; (c) le signal de sortie.

La sortie est matérialisée par la diode L1 qui s'allume un bref instant à chaque fois qu'un bruit est capté et si la sensibilité est bien adaptée au niveau sonore.

IV.4. Circuit imprimé et câblage

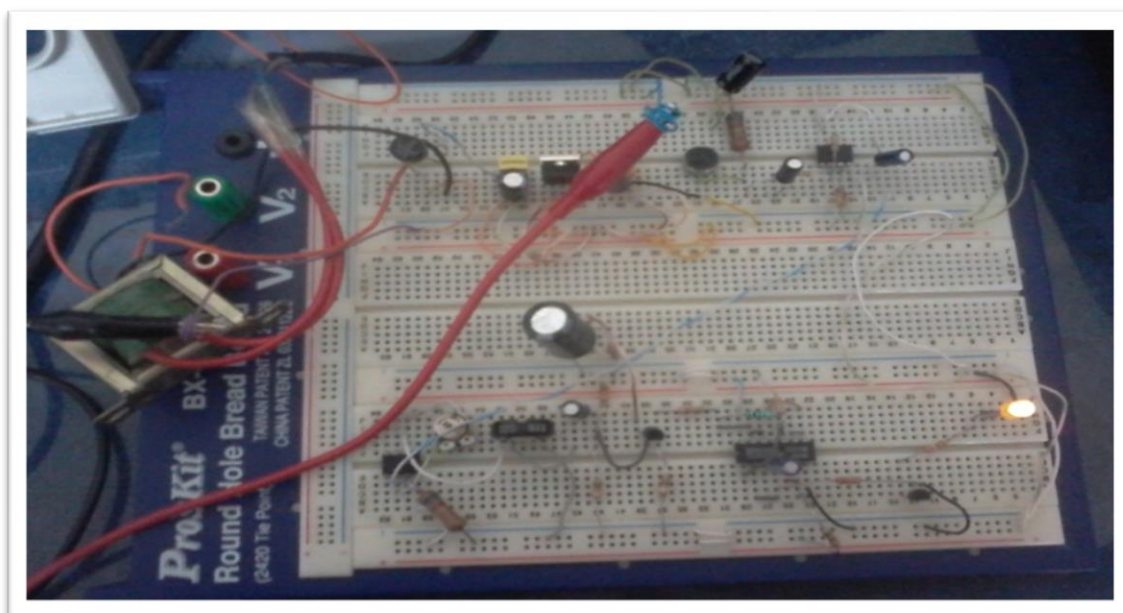


Figure IV.9 : Circuit électrique du capteur de bruit (réalisé sur plaque d'essai).

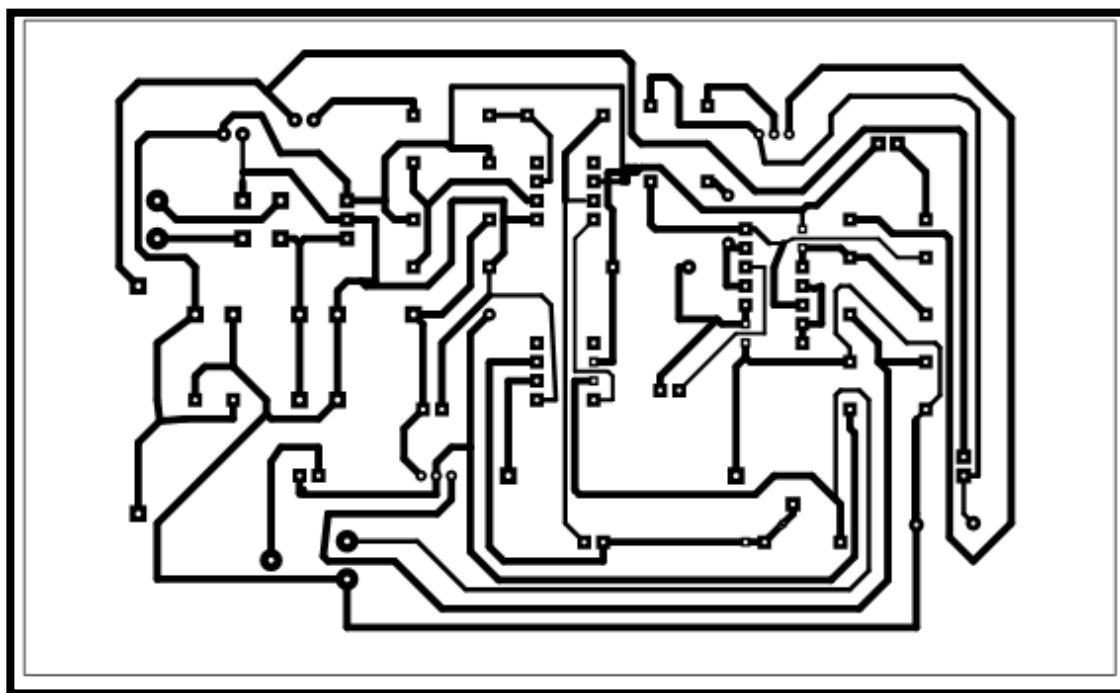


Figure IV.10 : Circuit imprimé du capteur de bruit (Sans composants).

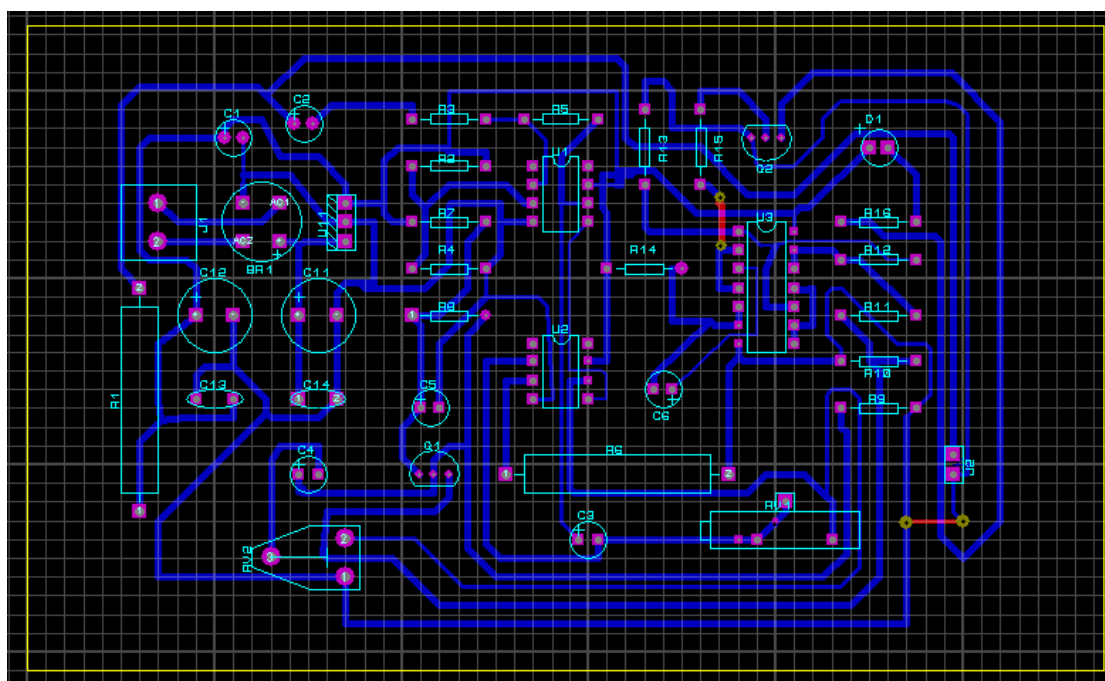


Figure IV.11 : Circuit imprimé du capteur de bruit (ARES).

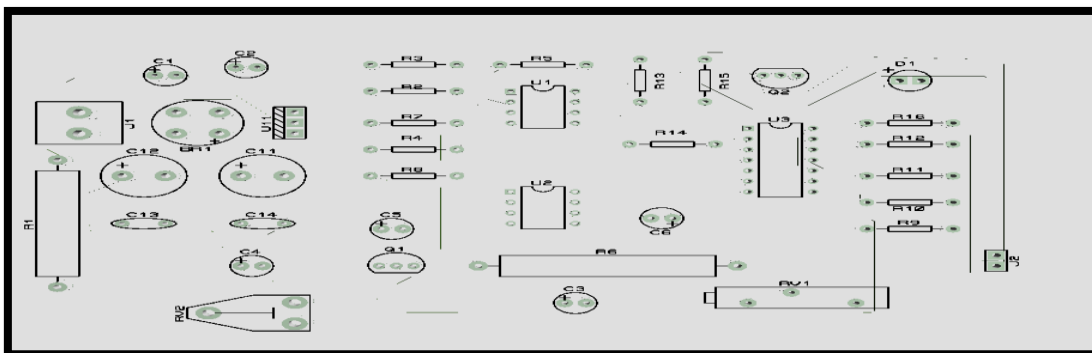


Figure IV.12 : Circuit imprimé du capteur de bruit (avec composants).

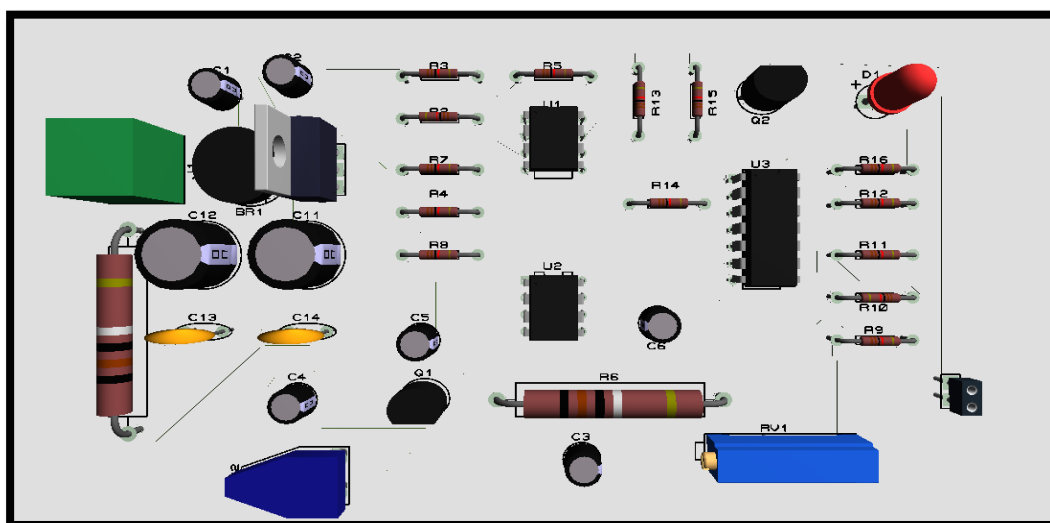


Figure IV.13 : Circuit électrique du capteur de bruit en 3D.



Figure IV.14 : Capteur de bruit réalisé

Les capteurs jouent des rôles de plus en plus importants car ce sont eux qui permettent de mesurer les effets des phénomènes de toutes natures qui agissent sur l'environnement de l'homme, avec l'évolution de la technologie, l'électronique en particulier. Leur importance s'accroît car ils permettent d'assurer la liaison homme – machine – environnement.

Le principal objectif de ce mémoire était de faire l'étude et la réalisation d'un capteur de bruit.

L'étude d'un tel sujet a nécessité la présentation dans un premier temps de quelques généralités sur les capteurs, nous avons voulu essayer de faciliter le choix des capteurs en rappelant tout d'abord les principes de base qu'ils utilisent et leurs principales caractéristiques.

Par la suite nous avons présenté des généralités sur le bruit ; puis nous avons donné le schéma synoptique du montage et son fonctionnement bloc ; Après nous avons étudié tous les étages qui constituent le montage. Par la suite ; nous avons présenté le circuit électrique du montage, nous avons expliqué en détail son fonctionnement, puis nous en avons fait la réalisation pratique et des mesures.

Notre projet nous a permis d'approfondir nos connaissances théoriques en Instrumentation par la découverte de nouvelles fonctions d'électronique et d'acquérir une bonne expérience au niveau de la réalisation pratique.

Comme perspectives, nous proposons aux intéressés de compléter ce dispositif, un interrupteur sonore pourra être confectionné à l'aide de ce circuit, et il ne devrait même pas être difficile de lui greffer un code à l'aide d'un module logique ou d'un compteur décimal 4017.

Signalons enfin qu'un petit haut-parleur de 8 à 25 Ω aurait tout aussi bien pu être utilisé en capteur de bruit : il aurait simplement fallu construire l'étage préamplificateur BF déjà inclus au micro à électret.

Sans aucun doute, notre montage est loin d'être parfait ; des améliorations seraient donc possibles pour réaliser un circuit plus performant.

Nomenclature des composants

Semi-conducteurs :

IC1, IC2: ampli-op μ A741DIL.8

IC3: quadruple NOR C/MOS 4001

T1, T2: transistors NPN BC 337

L1 : diode électroluminescente.

Pont moulé cylindrique

IC4 : régulateur 7812 :+12V

Résistances 1/4w :

R₁, R₆ : 6.8 k Ω

R₂, R₄, R₈, R₉ : 10 k Ω

R₃ : 1.5 k Ω

R₅ : 100 k Ω

R₇ : 100 Ω

R₁₀, R₁₆ : 390 Ω

R₁₁, R₁₃ : 47 k Ω

R₁₂ : 1M Ω

R₁₄ : 470 k Ω

R₁₅ : 27 k Ω

P1 : Ajustable horizontal 220 k Ω

P2 : Ajustable horizontal 4.7 k Ω

Condensateurs :

C1, C5 : chimique vertical 470 μ F/25V

C2, C6 : chimique vertical 2.2 μ F/25V

C3 : chimique vertical 1 μ F/25V

C4 : chimique vertical 22 μ F/25V

C11 : 220 μ F/25V

C13 ; C14 : 47 nF/25V

C12 : 470 μ F/25V

Divers

2 supports à souder 8 broches

1 support à souder 14 broches

Micro à électret miniature et Transformateur.

Monsieur le président, messieurs les membres du jury, honorable assistance ; bonjour.

Dans le cadre du projet de fin d'études de master en (filiale), option... ; nous avons l'honneur de vous présenter le travail de notre mémoire intitulé.....(le titre du mémoire)

Notre mémoire est structuré selon ce sommaire (le sommaire est affiché), dans lequel nous.....(dire le contenu de chaque chapitre)

Résumé :

Les capteurs acoustiques sont des capteurs qui convertissent le signal des ondes sonores en signal électrique. Ils jouent des rôles importants car ils permettent de mesurer les effets des phénomènes de toutes natures qui agissent sur l'environnement de l'homme, avec l'évolution de la technologie, l'électronique en particulier. Leur importance s'accroît car ils permettent d'assurer la liaison homme – machine – environnement.

Notre objectif dans ce mémoire est d'étudier théoriquement, puis réaliser un capteur de bruit.

Mots clés : acoustique, capteur, bruit

Abstract :

The acoustic sensors are sensors which convert the signal of the sound waves into electrical signal. They play of the significant roles because they make it possible to measure the effects of the phenomena of all natures which act on the environment of the man, with the evolution of technology, electronics in particular. Their importance increases because they make it possible to ensure the man-machine connection – environment. Our objective in this memory is to study theoretically, then to produce a sensor of noise.

Keywords: acoustics, sensor, rustled

ملخص:

ملتقط السمعيات هو ملتقط يقوم بتحويل إشارات الأمواج الصوتية إلى إشارات كهربائية. وهو يلعب دورا هام لأنه يسمح بقياس تأثير ظواهر الطبيعية المحيطة بالإنسان ومع تطور التكنولوجيا و الإلكترونيك بصفة خاصة تمكنا من تامين علاقة بين الإنسان و الآلة و الطبيعة.

هدفنا من هذا البحث هو دراسة و انجاز ملتقط ضوضاء.

كلمات البحث: سمعيات- ملتقط - ضوضاء.

1 : Amplificateur opérationnel LM741



August 2000

LM741 Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

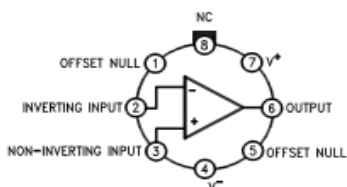
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Features

Connection Diagrams

Metal Can Package

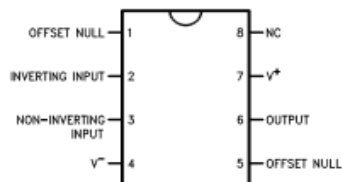


00934102

Note 1: LM741H is available per JM38510/10101

Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1),
LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C

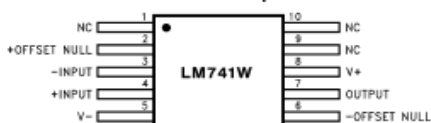
Dual-In-Line or S.O. Package



00934103

Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Ceramic Flatpak

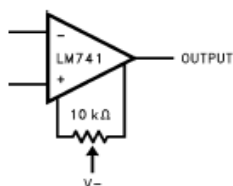


00934106

Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

Typical Application

Offset Nulling Circuit




00934107

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)											
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV V/mV
	$V_S = \pm 5\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$	10									V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 16 ± 15									V V
	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		25			25		mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95		70	90		70	90		dB dB
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$ to $V_S = \pm 5\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response Rise Time Overshoot	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain		0.25 6.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5		μs %
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		80	150		50	85		50	85	mW mW
	LM741A $V_S = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW
LM741	$V_S = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

Note 2: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

2 : Circuit intégrée CD4001 et CD4011



FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

October 1987
Revised March 2002

CD4001BC/CD4011BC

Quad 2-Input NOR Buffered B Series Gate • Quad 2-Input NAND Buffered B Series Gate

General Description

The CD4001BC and CD4011BC quad gates are monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuits constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors. They have equal source and sink current capabilities and conform to standard B series output drive. The devices also have buffered outputs which improve transfer characteristics by providing very high gain. All inputs are protected against static discharge with diodes to V_{DD} and V_{SS} .

Features

- Low power TTL:
- Fan out of 2 driving 74L compatibility: or 1 driving 74LS
- 5V–10V–15V parametric ratings
- Symmetrical output characteristics
- Maximum input leakage 1 μ A at 15V over full temperature range

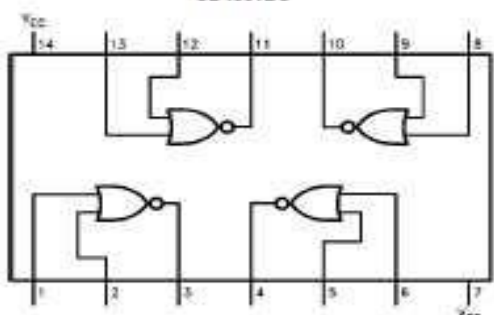
Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
CD4001BCM	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4001BCSJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
CD4001BCN	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide
CD4011BCM	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4011BCN	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

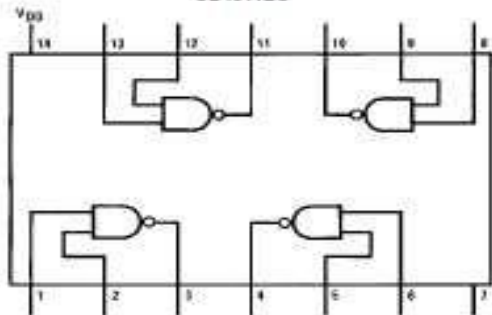
Connection Diagrams

Pin Assignments for DIP, SOIC and SOP
CD4001BC



Top View

Pin Assignments for DIP and SOIC
CD4011BC



Top View

© 2002 Fairchild Semiconductor Corporation

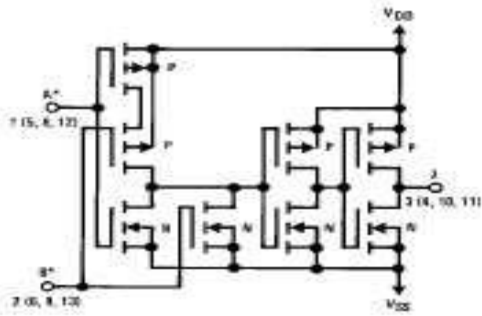
DS005939

www.fairchildsemi.com

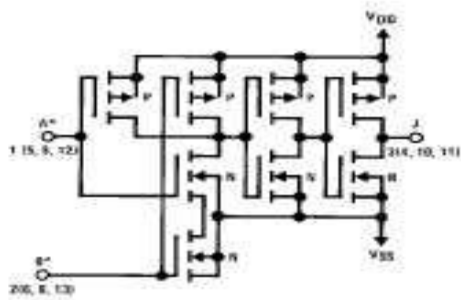
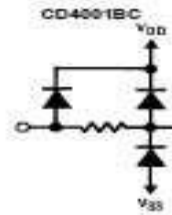
CD4001BC/CD4011BC Quad 2-Input NOR Buffered B Series Gate • Quad 2-Input NAND Buffered B Series Gate

CD4001BC/C/D4011BC

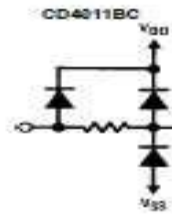
Schematic Diagrams



V_{i1} of device shown:
 $J = \overline{A \cdot B}$
 Logical "1" = HIGH
 Logical "0" = LOW
 All inputs protected by standard
 CMOS protection circuit.



V_{i1} of device shown:
 $J = \overline{A \cdot B}$
 Logical "1" = HIGH
 Logical "0" = LOW
 All inputs protected by standard
 CMOS protection circuit.



- [1] N.I CHINOSE, T. KOBAYASHI « guide pratique des capteurs » Masson ; Paris, Milan, Barcelone, Mexico ; 1990.
- [2] BEN MOUSSA Nasr Eddine « Capteur et actionneurs » Cours 2^{ème} Année Master Instrumentation Electronique, 2015.
- [3] <http://fr.wikipedia.org>
- [4] S. POUJOULY « Module2-Capteurs : Capteurs – présentation », IUT CACHAN.
- [5] S. HELALI « Conception et réalisation de matériaux biofonctionels pour des dispositifs capteurs impedimetriques » Thèse de doctorat de L'école Centrale de Lyon, N° d'ordre : 2005 – 49.
- [6] P. Bonnet « Capteurs Chaînes de Mesures » cours de Master GSI - Université Lille1 sciences et technologies.
- [7] <http://www.sliec.ac.aixmasielle.fr/cours/>
- [8] Adnane Amine BOUSSETTINE, Youcef BELHADJI « Etude du bruit dans un dispositif à technologie MOS : application à un préamplificateur basse tension » Mémoire pour obtention du diplôme ingénieur d'état en électronique, 2005/2006.
- [9] Patrick. POULICHE « l'électronique de conditionnement du capteur » cours Groupe ESIEE PARIS, Novembre 2006.
- [10] G. ASCH et collaborateurs « Les capteurs en instrumentation industrielle » livre ,Edition Dunod, 1991.
- [11] F. BOUDOIN, M. LAVABRE « Capteur principes et utilisation » livre, édition CASTEILLA, 2008.
- [12] Jean-Philippe Muller « Le bruit dans les systèmes électroniques » livre ; Version juillet 2002.
- [13] Hakim ZIMOUCHE « Capteur d'images CMOS à réponse insensible aux variations de température » thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2011.
- [14] www.mesure-radioactive.fr
- [15] www.elektronique.fr
- [16] Polycopié du TP d'électronique, Licence d'électronique générale. 2013
- [17] TP Atelier Electronique Pratique n°1 : Etude & réalisation d'une Alimentation Stabilisée ; Institut Supérieur des Systèmes Industriels de Gabès (ISSIG).
- [18] A. BELAID, A. ZIANE « Etude et réalisation d'une centrale d'éclairage » Master : Instrumentation électronique ; 2013/2014, université de Tlemcen.

- [19] Malvino Albert Paul David J. BATES « principes d'électronique »-livre ,7^e édition 2008.
- [20] Alimentation stabilisée en tension -Plate-forme 3E (Électricité, Electronique, Electrotechnique) C.E.S.I.R.E. – Université J. Fourier Grenoble.
- [21] M. Hamza, S. ZIANI CHERIF « Etude et réalisation d'un stéthoscope électronique » mémoire de master en génie biomédical 2013-2014 université de Tlemcen.
- [22] J.D. châtelain, R. DESSOULAVY « Traité d'électricité » livre, Presses polytechniques romandes, 1985.
- [23] <http://www.diapovision.com/articles.htm>
- [24] <http://www.electronique.fr/cour>.
- [25] <http://electronique.aop.free.fr>.
- [26] <http://www.episic.ch/brancher/électronique/techn99/elnthcircuit/ciatstxt.htm.#ancr337551>.
- [27] <http://www.électronique-radioamateur.fr>.
- [28] L. LUBRANO ; IUFM Préparation CAPET Génie Electrique, 2000.
- [29] E. CARIOU « Circuits logiques » cours, Université de Pau et des Pays de l'Adour Département Informatique - Eric.Cariou@univ-pau.fr.
- [30] www.isep.fr
- [31] L. MURA « Introduction aux Systèmes asservis » Cours ; IUT de Colmar - Département R&T -1^{ère} année.
- [32] P. ROUX « Les montages amplificateurs fondamentaux à transistors bipolaires » 2005.