

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLICUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان
Université Aboubakr Belkaïd-Tlemcen
كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique et Electronique (GEE)
Filière : Electronique



MASTER INSTRUMENTATION
PROJET DE FIN D'ETUDES

Présenté par : MEKKI Welid & BACHIR Boumediene

Intitulé du Sujet

Réducteur dynamique de bruit audio

Soutenu en 2019, devant le jury composé de :

M ^r GHAF FOUR Kheireddine	Prof	Univ. Tlemcen	Président
M ^r HAMDOUNE Abd-el-Kader	Prof	Univ. Tlemcen	Encadreur
M ^{me} BOUAZZA-GUEN Ahlam	Prof	Univ. Tlemcen	Examineur 1
M ^r KERAI Salim	M.C. A	Univ. Tlemcen	Examineur 2

Année Universitaire 2018-2019



وقل رب زدني علما

Remerciements

Tous d'abord nous remercions notre **Bon Dieu** de nous avoir permis de réaliser ce travail.

Ce mémoire est le résultat d'un travail de recherche, nous adressons tous nos remerciements aux personnes avec lesquelles nous avons pu réaliser ce modeste travail.

Un grand merci pour notre cher encadreur monsieur « HAMDOUNE » pour son aide précieuse, sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire et pour le temps qu'il nous a consacré.

Nos remerciements également à tous nos professeurs pour leurs générosités et la grande patience dont ils ont fait preuve.

Nos profonds remerciements également à toutes les personnes qui nous ont aidés et soutenus de près ou de loin.



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- Mes très chers parents*
- Mes chers frères et mes chères sœurs*
- Mes professeurs*
- Mon binôme Boumediene*
- Mes amis et mes collègues*

Welid

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

La mémoire de mon père

Ma très chère mère

Mes frères et mes sœurs

Mon binôme Welid

Mes amis et mes collègues

Une spéciale dédicace pour monsieur : Hamdoune

Boumediene

Table des matières

Table des matières

Table des matières	I
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur le bruit	
I. Introduction.....	2
I.1. Notions sur le bruit.....	2
I.1.1. Point de vue générale	2
I.1.2. Point de vue électrique	3
I.1.3. Point de vue acoustique.....	4
I.2. Mesure	5
I.2.1. Définitions	5
I.2.2. Valeurs moyenne et efficace d'un bruit	8
I.3. Comparaison des sources de bruit	9
I.3.1. Loi de distribution en amplitude.....	10
I.3.2. Spectre d'un bruit	11
I.4. Bruit blanc et bruit coloré.....	13
I.5. Bruit temporel.....	14
I.5.1. Bruit de grenaille.....	15
I.5.2. Bruit thermique.....	16
I.5.3. Bruit Flicker.....	18
I.5.4. Bruit de fond.....	18
I.5.5. Bruit des composants réels.....	19
I.5.6. Bruit dans une chaîne d'amplification.....	20
I.6. Densité spectrale de bruit.....	22
I.7. Mesure du bruit.....	23
I.7.1 Première méthode de mesure.....	23
I.7.2. Mesure oscilloscopique tangentielle.....	23
I.8. Rapport signal sur bruit.....	25
Conclusion.....	25

Chapitre 2 : Synoptique et étude théorique des différents étages

2.1. Introduction.....	26
2.2. Différents systèmes pour réduire le bruit audio.....	26
2.3. Schéma synoptique du montage.....	27
2.4. Etude théorique des différents étages du montage.....	27
2.4.1. Régulateur.....	27
2.4.1.1. Régulateur linéaire série.....	27
2.4.1.1.1. Régulateurs fixes.....	27
2.4.1.1.2. Régulateurs variables.....	29
2.4.2. Transistor.....	29
2.4.2.1. Montage collecteur commun.....	29
2.4.2.2. Etudes statique et dynamique du montage collecteur commun.....	30
2.4.3. Condensateurs de liaison.....	31
2.4.4. Deuxième étage.....	32
2.4.4.1. Description.....	32
2.4.4.1.1. Exemple.....	33
2.4.4.2. Les signaux.....	34
2.4.4.3. Émetteur commun (sans condensateur).....	35
2.4.5. Redressement et filtrage.....	36
2.4.5.1. Redressement.....	36
2.4.5.1.2. Sortie des redresseurs simple alternance.....	38
2.4.5.1.3. Tensions d'un redresseur double alternance.....	39
2.4.5.2. Filtrage.....	38
2.4.6. Filtre capacitif.....	39
2.4.7. Autres types de filtres.....	41
2.4.8. Filtre RC passe-haut et passe-bas.....	42
2.4.8.1. Filtre passe-haut (CR).....	43
2.4.8.2. Filtre passe-bas (RC).....	43
2.4.8.3. Fréquence de coupure des filtres.....	44

Chapitre 3 : Réalisation pratique

3.1. Circuit électrique complet du montage.....	48
3. 2. Principe de fonctionnement.....	48
3.3. Réglages.....	49
3. 4. Réalisation du schéma électrique sous Proteus.....	50
3. 4.1 Sous ISIS.....	50
3.4.2 Sous Ares.....	51
3.4.3 : Réalisation d'une plaque imprimée sur ARES	52
3.4.4. Réalisation du circuit imprimé.....	54
3.5. Mesures pratiques.....	54
3.5.1. Première partie	54
3.5.2. Deuxième partie.....	64
Conclusion.....	65
Conclusion générale.....	66
Bibliographie.....	67
Annexes	

Introduction générale

Introduction générale

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.

Lorsqu'on écoute la musique ou une autre sortie audio par exemple, on effectue un travail demandant de la concentration et demande aussi le calme. Ce dernier est parfois gêné par le bruit audio délivré par les différents instruments audio par exemple les hauts parleurs.

Pour être plus à l'aise, on peut également ne pas entendre le bruit audio produit par ces instruments musicaux. Dans tous les cas le bruit audio pourrait être diminué ou supprimée.

Il existe deux types de réducteurs de bruit ; un réducteur de bruit passif et un bruit actif.

La réduction de bruit passive est obtenue par des caractéristiques physiques, et elle est la plus performante quand il s'agit de couper les sons irréguliers et de haute fréquence.

La réduction de bruit active utilise une technologie plus avancée pour roulement de tambour par exemple, elle supprime le bruit de manière active. Ce type de réduction de bruit est le plus performant quand il s'agit de contrer les sons réguliers et de basse fréquence.

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

Dans le premier chapitre ; nous avons donné des définitions sur le bruit audio, les types de bruit et les méthodes de leurs mesures.

Dans le deuxième chapitre ; nous avons donné le schéma synoptique du montage et son fonctionnement bloc. Puis nous avons fait l'étude des différents étages qui constituent le montage.

Dans le troisième chapitre ; nous avons présenté le circuit électrique du montage et sa réalisation sous Proteus, puis nous avons donné la méthode pour réaliser une plaque imprimée.

Finalement, nous avons terminé notre mémoire avec une conclusion générale.

Chapitre I :

Généralités sur le bruit

1. 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 signal sur bruit.

1.1 Notions sur le bruit [1, 2]

1.1.1 Point de vue général

Le bruit est un signal jugé indésirable. Du point de vue de l'environnement, le bruit est une pollution sonore on généralité, est son unité est le décibel.

En musique, les sons qui n'incluent pas de son sont des bruits, même si leur perception n'est pas désagréable [1].

Le bruit est l'expression de signaux indésirables ajoutés aux signaux, même si ce son est entendu ; nous devons séparer les signaux indésirables pour obtenir un son clair sans bruit [1].

Le bruit est défini par la gêne que ressentent ceux qui sont soumis à des émissions sonores indésirables : circulation, usine, activité commerciale. On parle de pollution sonore, par une métonymie avec des matières polluantes. En droit : le bruit excessif fait partie des troubles anormaux du voisinage. Il impose aux responsables, des mesures de limitation de la nuisance sonore. La nuit, il constitue une infraction de tapage nocturne.

Le bruit est l'expression des ondes émises après une certaine heure de calme et ressenties par les personnes qui l'entourent [1].

L'utilisation du mot bruit du point de vue médical correspond aux sons émis par le bébé dans le ventre de sa mère. Le bruit de « GALOP » est une anomalie dans le son, ce qui signifie que le médecin peut détecter les crises cardiaques du bébé dans le ventre de sa mère [1].

On appelle souvent bruit, des sons qui ne sont pas nécessairement indésirables dès lors qu'ils ne peuvent s'interpréter ni comme paroles, ni comme notes de musique : le bruit des vagues, de la pluie [1].

En traitement du signal, dans les médias électroniques, le bruit est la partie du signal transmis de laquelle on ne peut pas tirer d'information ; exemple de téléphone [1].

En téléphonie on recherche la transmission de la parole ; les chuintements, sifflements, gazouillements, etc., qui ne sont pas compréhensibles par les deux correspondants sont définis comme du bruit [1].

Les bruits sont issus de l'appareillage ; c'est pour cela nous essayons de les réduire au niveau optimal avec des indicateurs de qualité très basse et le rapport entre eux est le signal sur le bruit. Certains signaux indésirables peuvent contenir une information [1].

Des fragments de mots de conversations par des tiers sont gênants et indésirables sur une ligne même à faible niveau, justement parce qu'ils contiennent de l'information ; ils contribuent au bruit [1].

On crée des signaux aléatoires, notamment du bruit blanc, du bruit rose et d'autres bruits «colorés», pour éprouver les performances des systèmes. Ces réalisations pratiques correspondent à une approche théorique du signal. Au sens de la théorie de l'information, un signal prévisible ne contient pas d'information. Une information étant par définition imprévisible, un signal aléatoire défini uniquement statistiquement est un modèle mathématique d'une transmission d'informations quelconque [1].

1.1.2 Point de vue électrique [2]

Le signal est personnalisé par de petites alternances ou moins important. Ses alternances sont plusieurs, et sont appelées : bruit électrique ou bruit de fond ou simple bruit.

Exemple :

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. Si ces signaux sont trop faibles, ils deviennent invisibles sur l'oscilloscope.

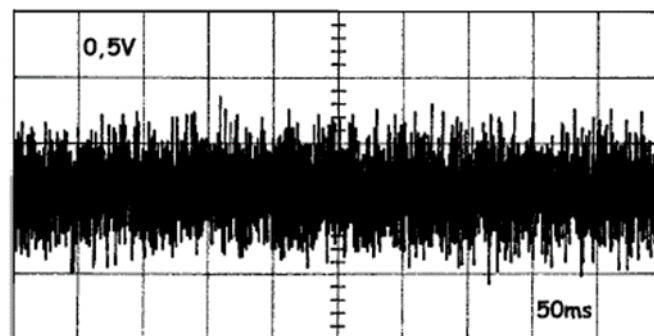


Figure 1.1 : Tension fournie par une source de bruit [2].

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

1. Première cause : 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.

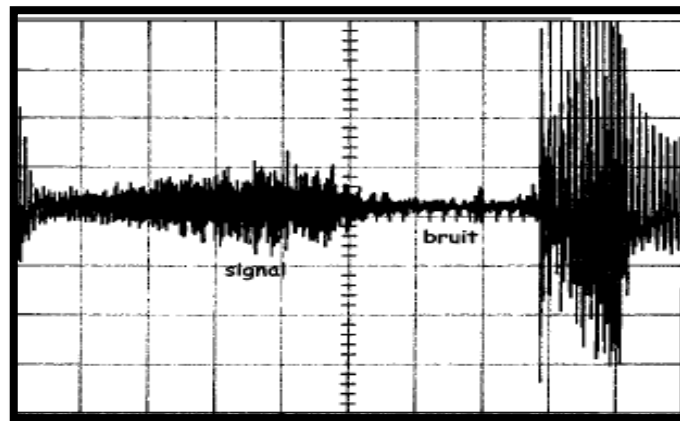


Figure 1.2 : Bruit en sortie d'un récepteur FM [2].

2. Deuxième cause : Une cause intérieure due à l'agitation thermique ; des électrons provoquent 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.

1.1.3 Point de vue acoustique

Le son est la vibration de l'air et cette vibration est reçue par des capteurs de vibration des humains et des animaux, un moyen de connaissance de l'environnement qui ouvre la possibilité de la communication à distance, de la parole et de la musique. Sauf dans des situations rares comme les expériences de privation sensorielle, les gens considèrent comme indésirables les sons qui perturbent l'écoute de l'environnement ou la communication, et les appellent « bruit ».

Par métonymie, on décrit un son comme un bruit chaque fois qu'on le ressent comme désagréable, même s'il remplit une fonction de communication.

Pour une personne écoute de la musique, les cris d'un bébé dans la pièce voisine sont considérés comme un bruit. Elle augmente alors le niveau de la musique pour masquer ce bruit.

Les parents de l'enfant sont dans la cuisine : la musique du voisin est un bruit qui les empêche d'entendre la voix de l'enfant dans l'autre pièce et de savoir s'il s'amuse ou s'il pleure.

L'acoustique architecturale, particulièrement l'isolation phonique traite ce genre de problème.

Les sirènes d'alerte, les avertisseurs de voiture, les signaux sonores en tous genres sont décrits par les gens qui ne sont pas concernés, c'est-à-dire tous ceux qui ont déjà compris le sens de l'avertissement, comme des bruits. Pour l'efficacité de l'alarme, il faut qu'ils le soient.

La musique jouée ou reproduite à un niveau suffisamment élevé pour pouvoir engendrer une surdité est, du point de vue de la santé publique, un bruit quelles que soient ses qualités artistiques.

1.2 Mesure [1]

1.2.1 Définitions

L'intensité des sons est exprimée en décibels dans une échelle allant de 0 dB(A), seuil de l'audition humaine, à environ 120 dB(A), limite supérieure des bruits usuels de notre environnement [7].

Le seuil de référence est 0 dB (A) ; Il correspond au niveau de pression acoustique minimal pour qu'un son puisse être perçu de nos oreilles. A ces faibles niveaux, nous captions les sons provenant de notre propre corps (articulations, battements de cœur, circulation sanguine, etc.) ce qui peut être déstabilisant.

Les niveaux d'apparition des effets extra-auditifs du bruit : 40-50 dB(A).

Pour des niveaux d'exposition à des niveaux supérieurs à 40 dB(A) la nuit, et à 50-55 dB(A) en journée, l'OMS (Organisation Mondiale de Santé) considère que des effets extra-auditifs du bruit peuvent se manifester : troubles du sommeil, gêne, risques cardiovasculaires accrus, difficultés de concentration et retards dans les apprentissages.

Le seuil de risque pour l'audition : 80 dB(A) ; il s'agit d'une valeur importante qui sert de base à la réglementation « bruit au travail ». A partir de ce seuil, l'employeur se doit d'apporter une information sur les risques auditifs encourus, de proposer un contrôle de l'audition (facultatif) et de mettre à disposition de ses salariés des protections auditives adaptées. A partir de 80 dB(A), la durée d'exposition à la source de bruit est un facteur important de risque.

Toujours selon la réglementation « bruit au travail », lorsque le salarié est exposé à un niveau de 85 dB(A) sur une période de 8h, le port de protections auditives est obligatoire.

Le seuil de douleur : 120 dB(A) ; il marque le début de la douleur. Nos oreilles nous font mal.

En effet, les seuils de danger pour l'audition et de détection de la douleur sont séparés de 40 dB(A) environ. Le son est mesuré par un appareil qui s'appelle sonomètre ; il sert à mesurer la pression acoustique [8].

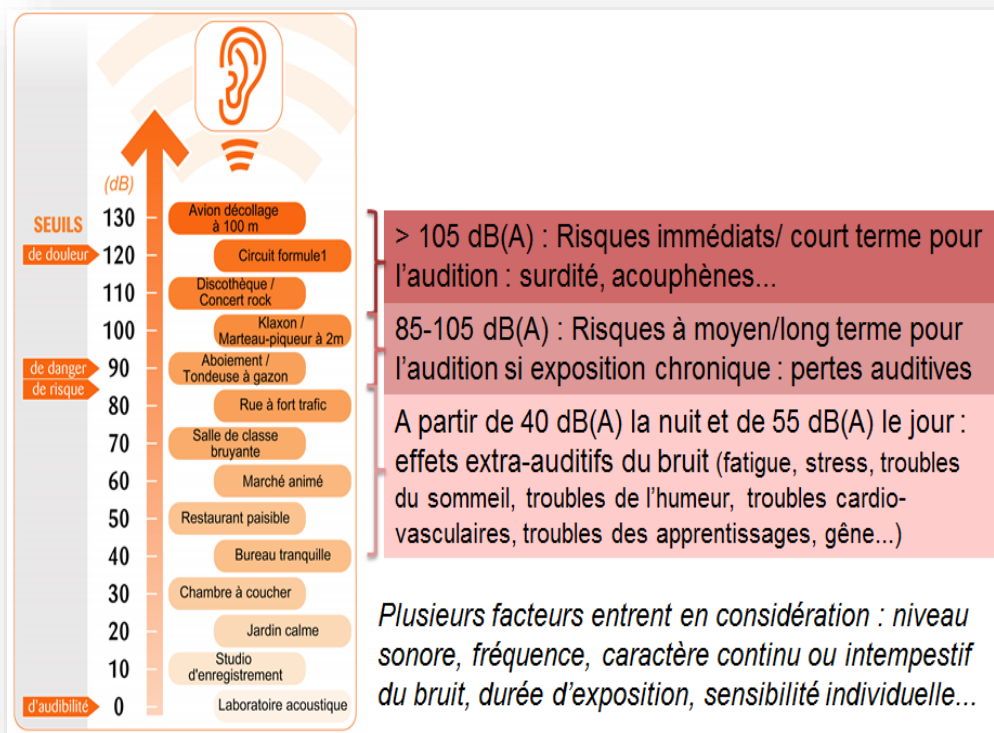


Figure 1.3 :  chelle des niveaux sonores [8].



Figure 1.4 : Sonomètre numérique FI 70 -conforme IEC 61672 type 2 [1].

La sensation de volume sonore s'appelle la sonie. Sa relation à la pression acoustique est complexe ; si à faibles niveaux, les humains sont moins sensibles aux sons graves, cette différence s'atténue aux niveaux plus élevés ; le seuil de la douleur est atteint plus rapidement pour ces fréquences. La sonie dépend aussi de la durée des sons, et de leur composition ; on ne ressent pas également les sons composés d'une seule note et ceux composés de plusieurs ou sans note définie. Il en est résulté un assez grand nombre de systèmes de traitement de la pression acoustique pour aboutir à une évaluation de la sonie. Il en résulte que :

1. Tous les systèmes donnent un niveau numérique (souvent en décibels, abréviation dB, suivi d'un suffixe) ;
2. Le niveau zéro correspond à inaudible ;
3. Le niveau augmente avec la sonie ;
4. Pour permettre de régler les litiges sur une base commune, les lois et règlements, dans de nombreux pays, prévoient la mesure des niveaux sonores par des experts agréés, avec des instruments agréés, et exprimés en décibels pondération A (abrégé dB A).

Lorsqu'on mesure le bruit émis par un objet, quel qu'il soit, le niveau sonore obtenu dépend avant tout de la distance. C'est ainsi qu'en rapprochant son oreille d'une montre mécanique, on entend son tic-tac, qui serait complètement imperceptible autrement. Il faut donc, dès qu'il s'agit d'un objet en particulier, préciser à quelle distance s'effectue la mesure. De même, le niveau sonore n'est pas en général égal dans toutes les parties d'un lieu particulier. Plusieurs mesures à des points bien précisés sont nécessaires pour caractériser un lieu.

Dans le domaine exclusif de l'acoustique sous-marine, l'échelle de Knudsen-Wenz a son niveau de référence au bruit de mer zéro. Ce niveau correspond à la pression acoustique dans une zone calme à très grande profondeur dans l'océan. Il ne résulte que des bruits que génère la planète, craquements d'origines sismiques notamment, où les très basses fréquences prédominent très fortement. Les hydrophones les plus sensibles parviennent à le détecter, parfois au moyen d'un capteur à fibre optique. Ce transducteur se base sur un laser et une fibre optique microstructure (plutôt que les traditionnels hydrophones piézo-électriques).

1.2.2 Valeurs moyenne et efficace d'un bruit

Le bruit thermique est dû à l'agitation des électrons. Si on observe 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 1.5.

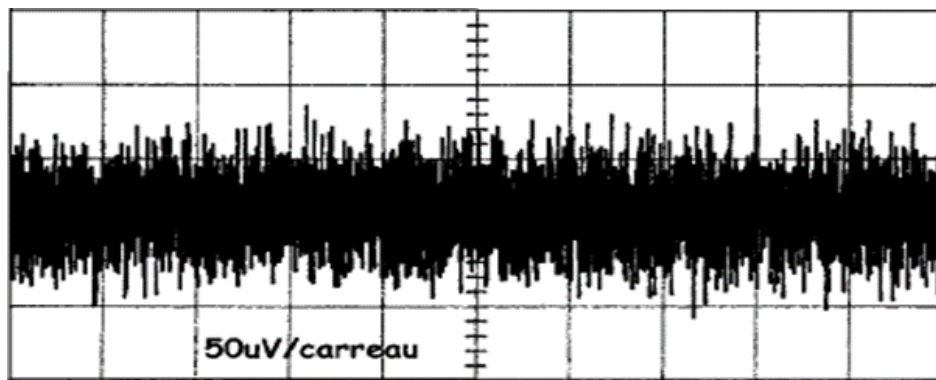


Figure 1.5 : Bruit thermique produit par l'agitation thermique des électrons [2].

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 de la puissance de bruit n'est pas nulle $B_{\text{eff}} = \sqrt{\overline{b(t)^2}} \neq 0$

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

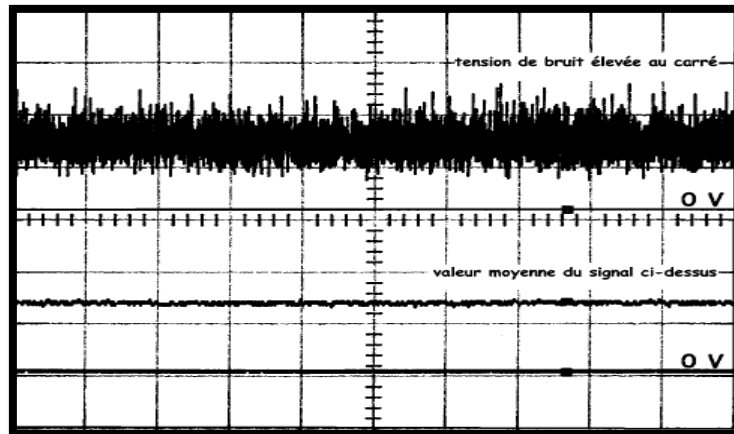


Figure 1.6 : Valeur efficace d'une tension de bruit [2].

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.

1.3 Comparaison des sources de bruit

Les estimations numériques du niveau de bruit servent en cas de litige. L'inconfort que cause un bruit n'a pas de rapport nécessaire avec le niveau. Une goutte d'eau à intervalles irréguliers, mais fréquents, dans le silence, peut produire un inconfort sans rapport avec un niveau sonore infime.

Comme le volume sonore diminue en s'éloignant des sources, on dispose de deux méthodes pour comparer leurs effets. Nous pouvons connaître les sources de son grâce à sa puissance acoustique et voir que le bruit dans un endroit donné, ne peut être atteint que si vous êtes à l'intérieure du champ acoustique ; il est souvent affecté d'une pondération en fréquence, comme dans les dB ou en durée.

Les résultats sont généralement exprimés en décibels, mais ils ne peuvent se comparer que quand ils se rapportent à la même grandeur. On ne peut pas prendre le décibel comme unité de mesure de bruit, mais une expression de la relation entre deux phénomènes puissants ; la comparaison des sources de bruit peut se faire avec plusieurs grandeurs différentes.

1.3.1 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 :

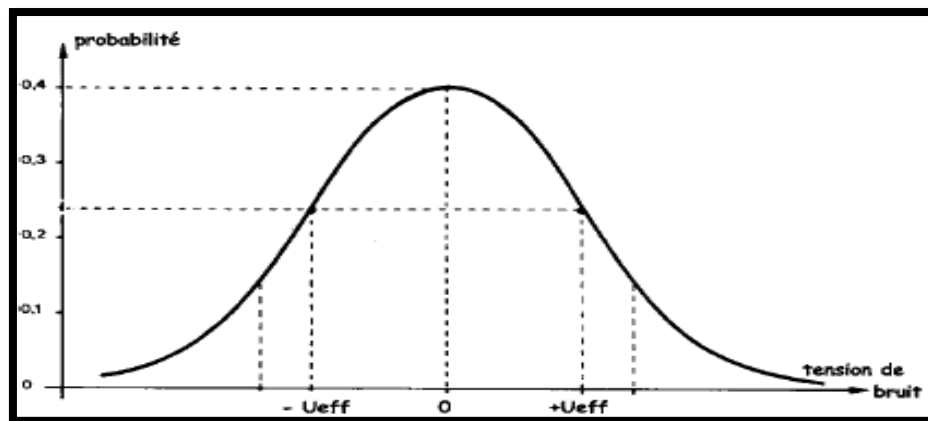


Figure 1.7 : Répartition des amplitudes d'une tension de bruit [2].

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.

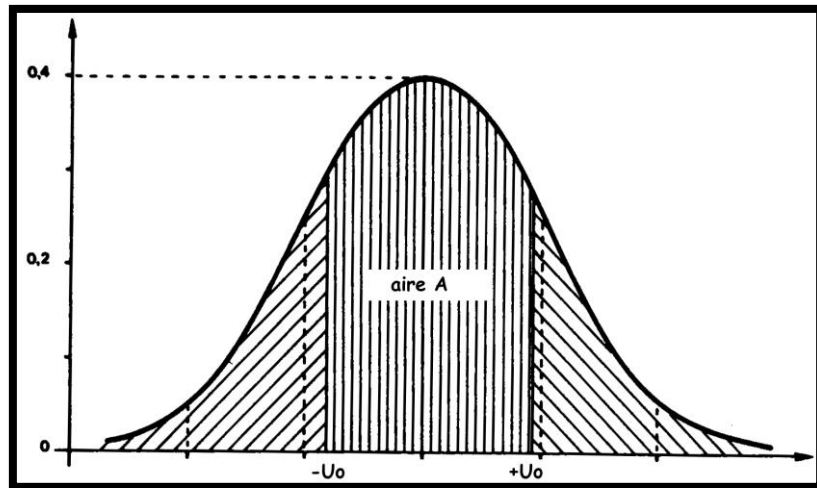


Figure 1.8 : Probabilité pour que l'amplitude soit dans la bande $-U_0, +U_0$ [2].

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 %.

1.3.2 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 1.9.

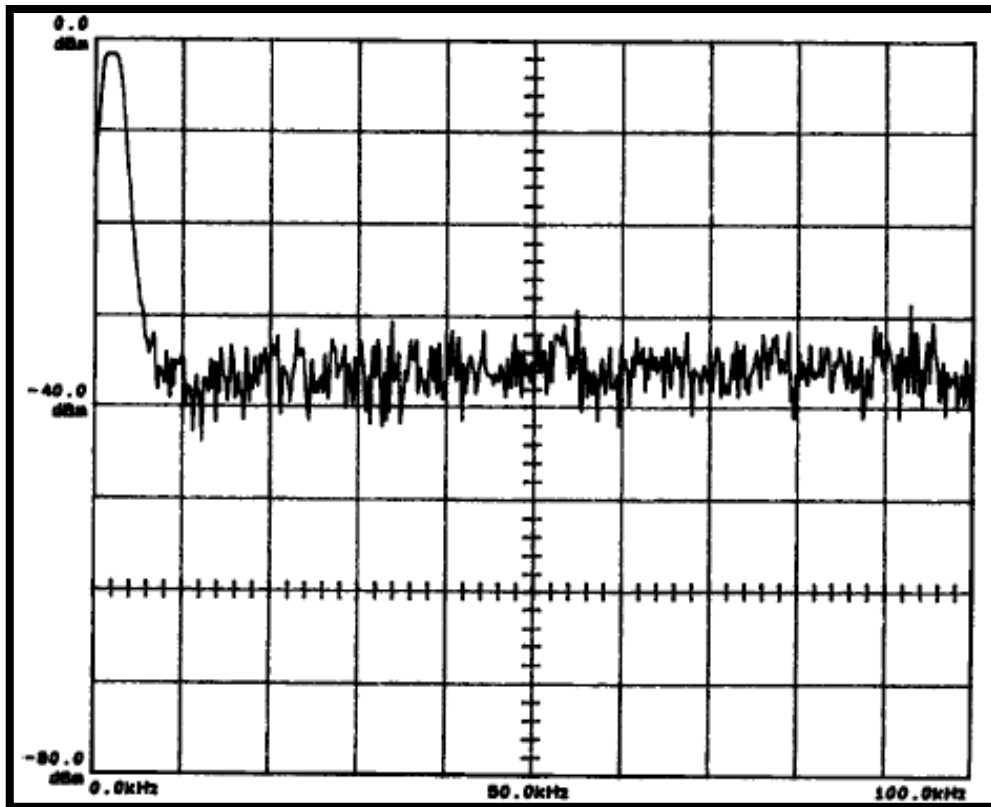


Figure 1.9 : Spectre uniforme caractéristique d'un bruit blanc [2].

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.

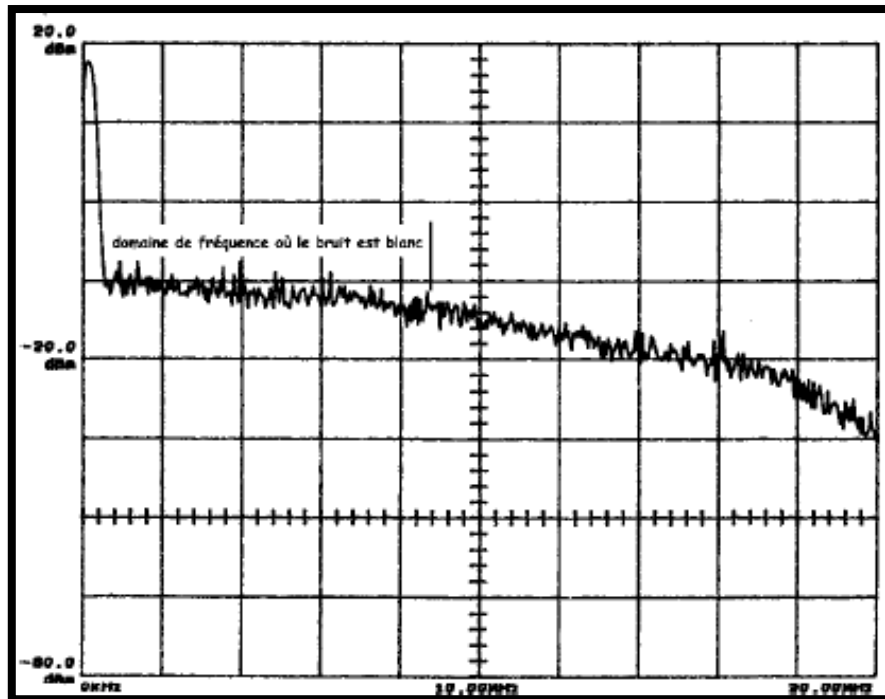


Figure 1.10 : Spectre d'un bruit blanc dans la bande 0 - 8 MHz [2].

1.4 Bruit blanc et bruit 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 bleue si elle contient des radiations de longueurs d'onde basses (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.

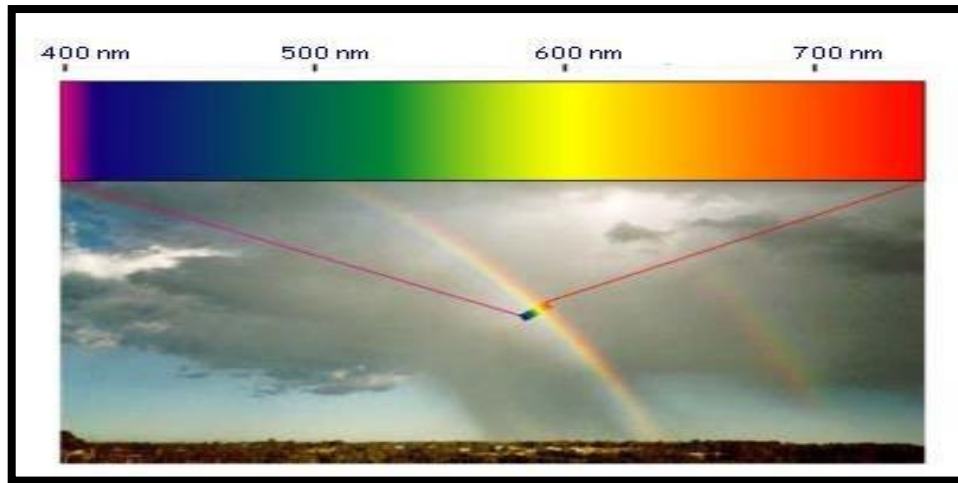


Figure 1.11 : Bruit coloré [2].

On utilise le bruit rose dans les tests audio (amplis, enceintes), car ils contiennent une puissance par octave ou par tiers d'octave constante.

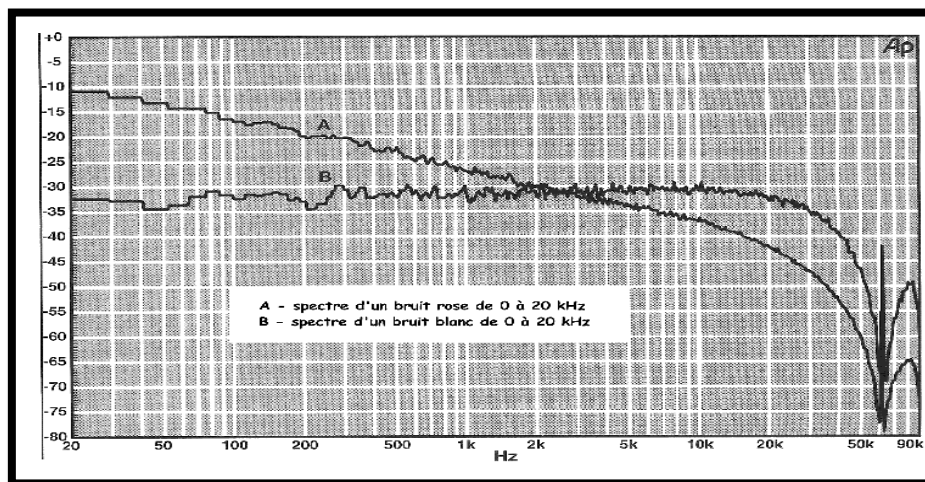


Figure 1.12 : Spectre d'un bruit blanc et d'un bruit rose dans la bande audio [2].

1.5 Bruit temporel

C'est une expression de signaux aléatoires inattendus et a un moment indésirable, ces signaux ont été ajoutées à la sortie du capteur. À l'origine ces signaux ont plusieurs sources [2].

1.5.1 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.

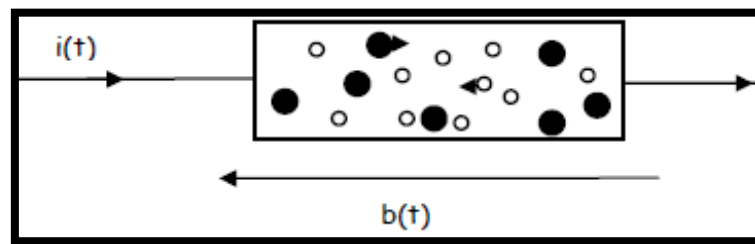


Figure 1.13 : Les porteurs dans un semi-conducteur [2].

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 [1]. C'est un bruit qui dépend juste du courant qui traverse le composant, sa densité est donnée par l'équation :

$$S(f) = 2 \cdot q \cdot I$$

Avec : "q" la charge de l'électron $1,60217653 \times 10^{-19}$ C ; "I" courant traversant le composant en [A] [3].

Ce bruit augmente avec le courant I et est blanc jusqu'à une fréquence supérieure à 1GHz [3].

La valeur efficace de ce bruit en courant est donnée par la formule de Schottky :

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{2qI\Delta f}$$

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 = 1mA et une bande $\Delta f = 1$ MHz, la valeur efficace du bruit en courant vaut : $I_{\text{eff}} = 18$ nA.

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

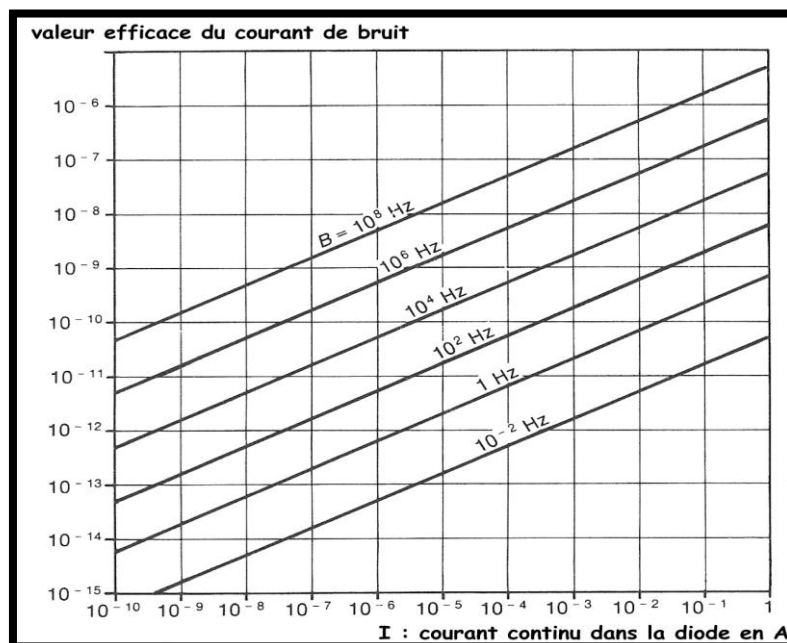


Figure 1.14 : Valeur efficace du bruit de grenaille en fonction de I et Δf [2].

1.5.2 Bruit thermique

Le bruit thermique, ou bruit de Johnson-Nyquist, il 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].

Il est généré par les résistances ou composants actifs d'un circuit intégré constitue une source de bruit interne. La variation de température qui influence le mouvement aléatoire des charges (électrons) est le facteur le plus important, comme il est mentionné dans l'équation suivante de sa densité de puissance en courant [2].

$$S(f) = \frac{4KT}{R}$$

Où :

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

$$B_{eff} = \sqrt{4KTR\Delta f}$$

Avec : k : constante de Boltzmann

T : température absolue en Kelvin

Δf : bande passante utile

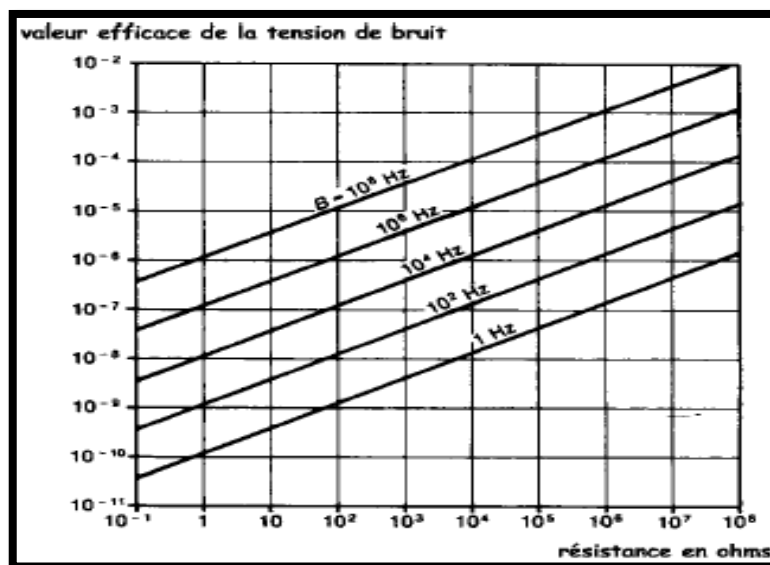


Figure 1.15 : Valeur efficace du bruit thermique en fonction de R et Δf [2].

Ce bruit thermique est excellent dans les composants longs (« longueur » distance moyenne entre deux 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 deux autres types de bruits :

1- le bruit de génération-recombinaison : il manifeste à des fréquences inférieures à une limite pouvant varier entre 10 kHz et 1MHz, il est lié à la génération de paires électron-trou.

2- 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 fréquences 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.

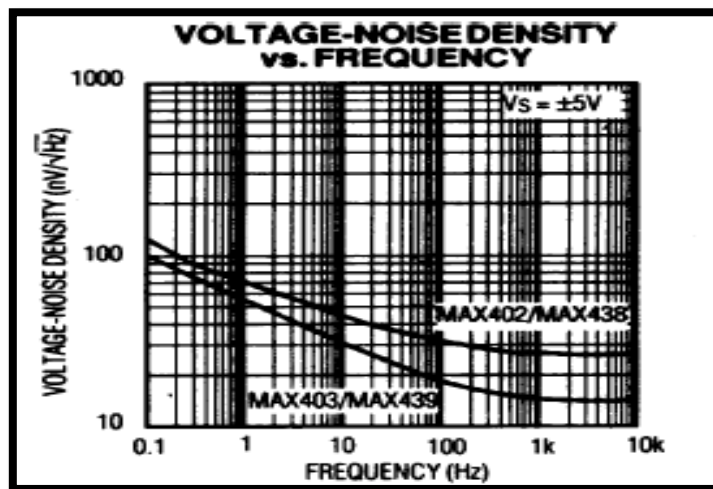


Figure 1.16 : Le bruit aux basses fréquences dans un AOP [2].

1.5.3 Bruit Flicker

Il est aussi appelé le bruit $1/f$, bruit de scintillement, bruit de papillotement, bruit de basse fréquence. Il se trouve 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 [6].

1.5.4 Bruit de fond

On appelle un bruit de fond toute composante non désirée affectant la sortie d'un dispositif indépendamment du signal présent à son entrée. Il se décompose en bruit propre, généré par le dispositif lui-même, et en perturbations originaires de l'extérieur captées par lui.

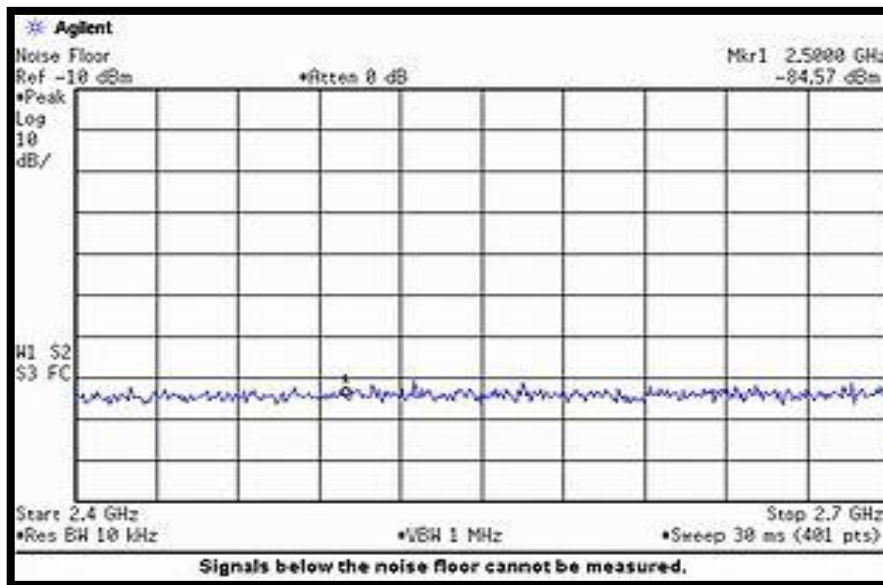


Figure 1.17 : Bruit de fond [1].

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 [2].

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 [4].

1.5.5 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.

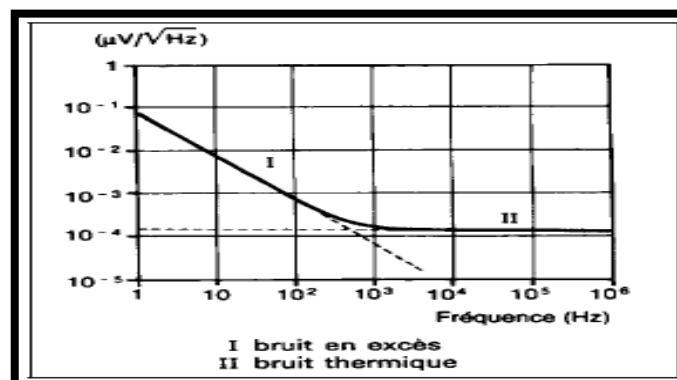


Figure 1.18 : Densité spectrale du bruit d'une résistance de 10k [2].

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

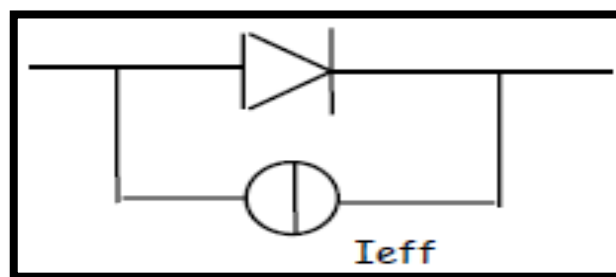


Figure 1.19 : Modèle d'une diode bruyante [2].

1.5.6 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 .

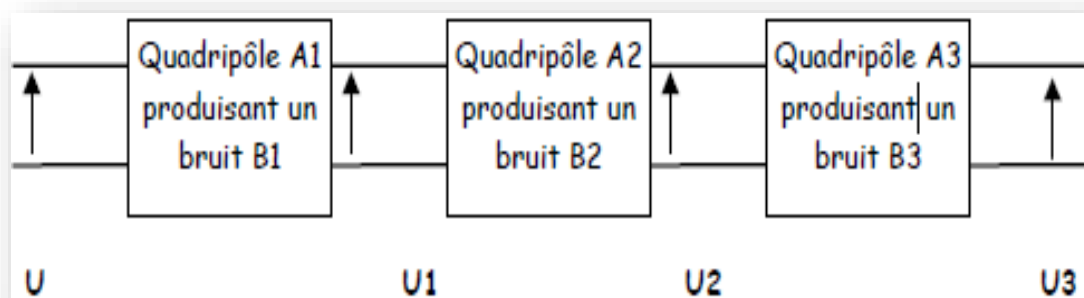


Figure 1.20 : Bruit en sortie d'une chaîne de quadripôles [10].

Chaque amplificateur amplifie le signal appliqué à son entrée et rajoute son bruit propre B_1 , B_2 ou B_3 .

Calculons la tension en sortie :

$$U_1 = A_1 \cdot U + B_1$$

$$U_2 = A_2 \cdot U_1 + B_2 = A_2 \cdot A_1 \cdot U + A_2 \cdot B_1 + B_2$$

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

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

$$B_s = B_1 \cdot A_2 \cdot A_3 + B_2 \cdot A_3 + B_3$$

Dans cette formule, le terme le plus gênant est le premier, puisque le bruit B_1 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.

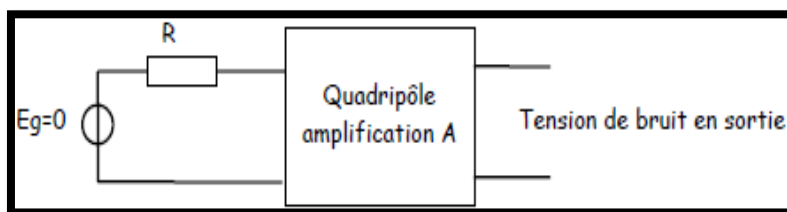


Figure 1.21 : Le facteur de bruit d'un quadripôle [10].

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 : $B_s = B_r \cdot A$

✓ Le bruit rajouté par l'ampli : B_a

Le facteur de bruit de l'ampli vaut alors :

$$F = \frac{B_s^2 + B_a^2}{B_s^2} = 1 + \frac{B_a^2}{B_s^2}$$

- 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 : $F = F1 + \frac{(F2-1)}{A1} + \frac{(F3-1)}{A1A2} + \dots \approx F1$ Si $A1 \gg 1$

1.6 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 $B_{\text{eff}} = \sqrt{4KTR\Delta f} = 40\mu\text{V}$ dans une bande de 1MHz.

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

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/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	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/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	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 1.1 : Caractéristiques de quelques AOP à faible bruit [2].

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 [2].

1.7 Mesure du bruit

Pour la mesure d'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.

1.7.1 Première méthode de mesure

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 :

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

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%.

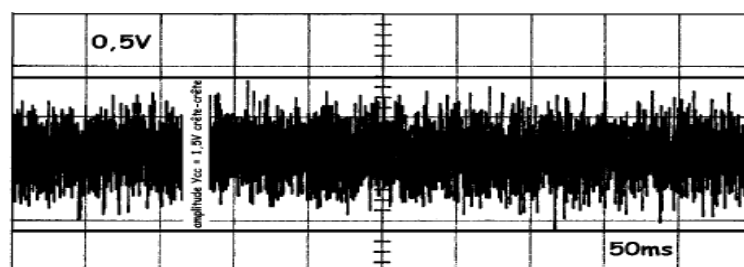


Figure 1.22 : Mesure de la tension de bruit à l'oscilloscope [2].

1.7.2 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.

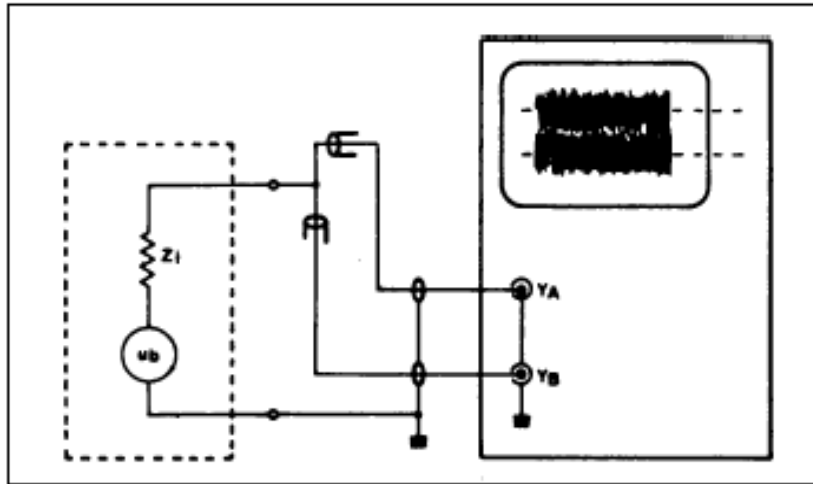


Figure 1.23 : Mise en œuvre de la méthode oscillographique tangentielle [10].

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 :

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

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.

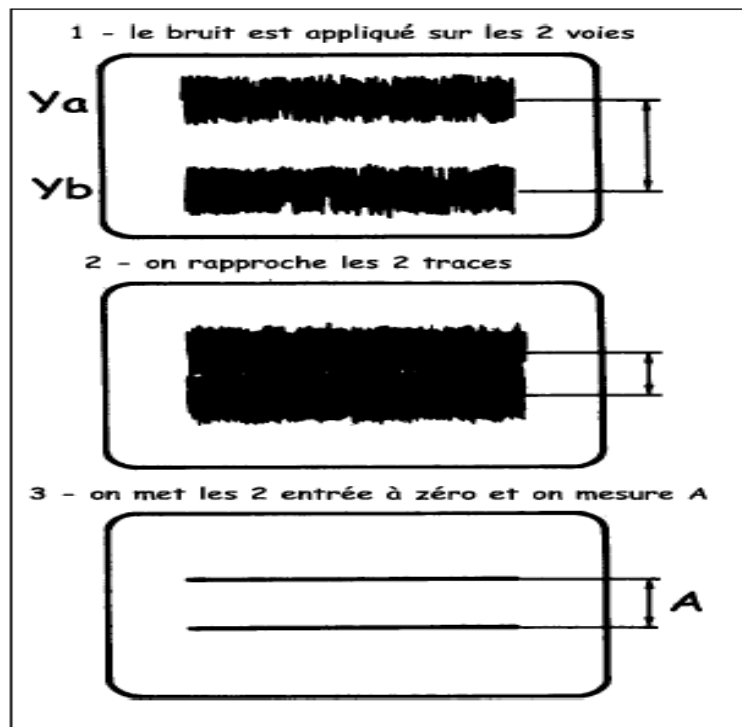


Figure 1.24 : Résultats de la méthode oscilloscopique tangentielle [2].

1.8 Rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit désigne la qualité d'une transmission d'information par rapport aux parasites. Comme de nombreux signaux ont une échelle dynamique élevée, les rapports signal-bruit sont souvent exprimés en décibels. 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 [5].

Conclusion

Le bruit désigne les signaux aléatoires 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.

Chapitre II :
Synoptique et étude théorique
des différents étages

Chapitre 2 : Synoptique et étude théorique des différents étages

2.1 Introduction

Avant la venue sur le marché du CD numérique, les supports pour la musique étaient soit le disque vinyle, soit le magnétophone à bandes ou à cassettes. Le magnétophone à cassettes n'engendre pas mal de bruit de fond. Cela est dû principalement à la vitesse de défilement de la bande

Le bruit de fond (le souffle), lors d'une reproduction sonore est produit en majorité par le support sur lequel la musique est enregistrée ; en particulier sur les disques vinyle et les magnétophones à cassettes. Ce bruit se fait entendre lors de silences musicaux ou quand l'enregistrement est de bas niveau sonore (pianissimo).

2.2 Différents systèmes pour réduire le bruit audio

- 1- Le système DOLBY et le système DBX : leur principe c'est le codage à l'enregistrement sur le support, et décodage à la lecture de la musique.
- 2- Le système DNL de PHILIPS : facilement reproductible.
- 3- Le DNR de National Semi-conducteur.
- 4- Le filtre électronique R-C "passe bas" passif ou actif : Ils sont les plus utilisés à cause de leur principe d'atténuer également la musique en même temps que le bruit de fond.

Le DNR et le DNL (Dynamique Noise Lower) agissent à la lecture, et peuvent donc être connectés à n'importe quelle source sonore. Le Dolby et le DBX eux agissent à l'enregistrement et à la lecture, leur utilité était pour les magnétophones. Ces deux derniers n'étaient pas réalisables par l'amateur (ils étaient sous un brevet), le DNL de Philips est lui facilement réalisable, de plus Philips n'a pas déposé de brevet.

2.3 Schéma synoptique du montage

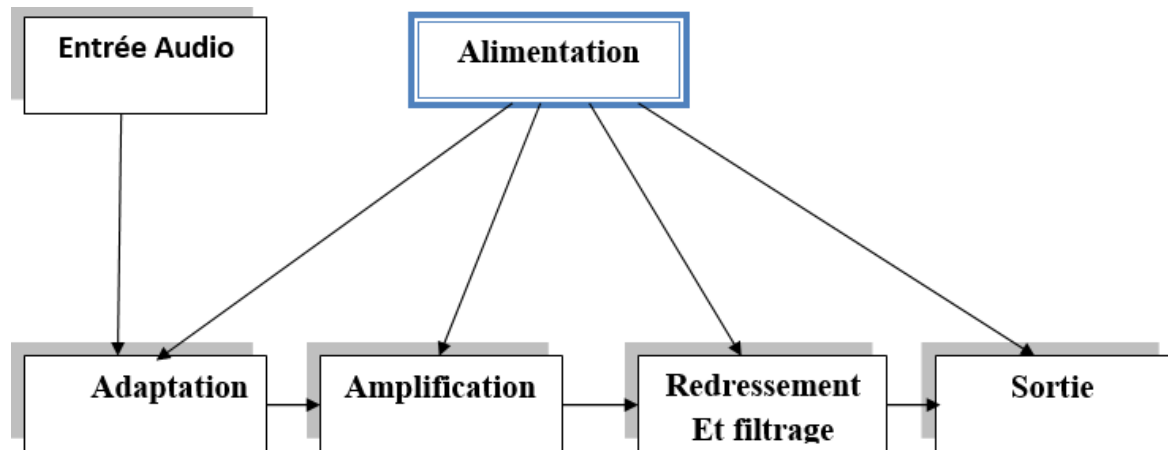


Figure 2.1 : Schéma synoptique du montage.

2.4 Etude théorique des différents étages du montage

2.4.1 Régulateur

Un régulateur de tension sert à convertir une tension en une autre 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.

On distingue deux grands principes de régulation :

- a- La régulation linéaire.
- b- 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.

2.4.1.1 : Régulateur 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.

2.4.1.1.1 : Régulateurs fixes

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.

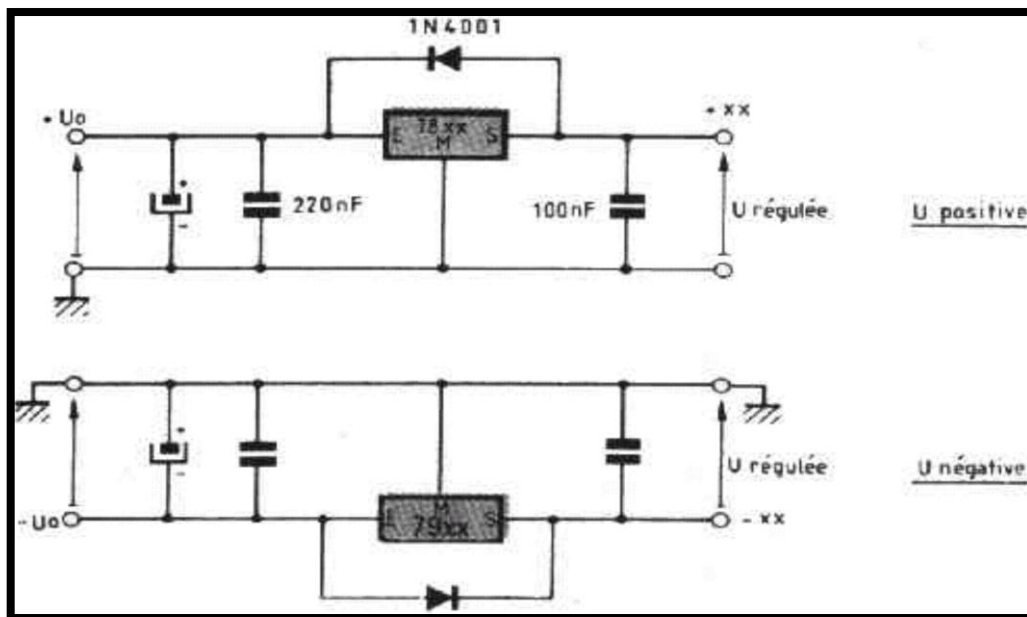


Figure 2.2 : Montages utilisant les régulateurs fixes (famille 78xx et 79xx).

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

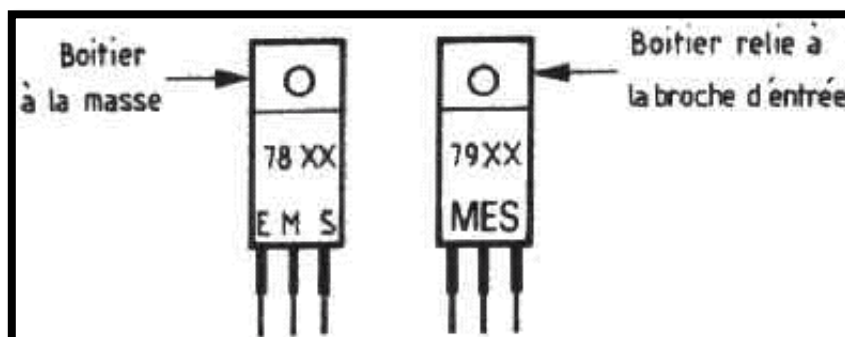


Figure 2.3 : Brochages des régulateurs 78xx et 79xx.

2.4.1.1.2 : 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 :

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

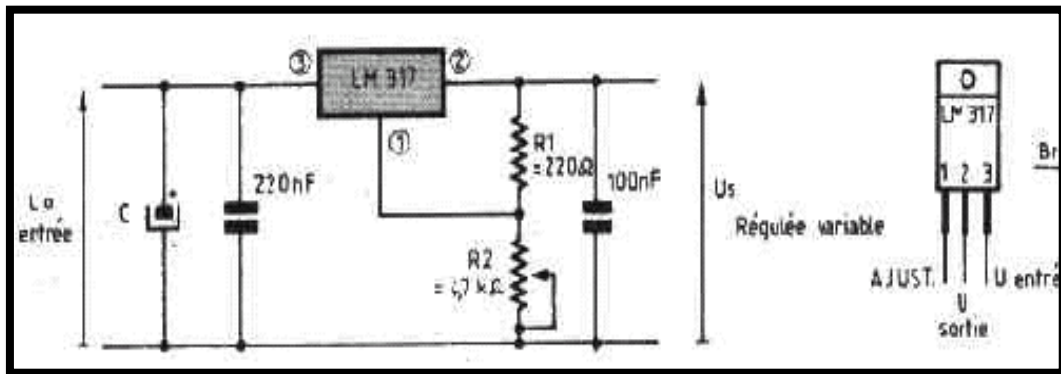


Figure 2.4 : Montage de base et brochage du régulateur variable LM317.

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.

2.4.2 Transistor

2.4.2.1 Montage collecteur commun

L'amplificateur à collecteur commun est habituellement appelé amplificateur à émetteur-suiveur. L'entrée est appliquée à la base à travers un condensateur de couplage et la sortie est recueillie au niveau de l'émetteur. Le gain en tension d'un amplificateur à collecteur commun est approximativement égal à 1. Ses principaux avantages sont une résistance d'entrée élevée et son gain en courant élevé. Un circuit à émetteur-suiveur polarisé par

diviseur de tension. L'entrée est couplée par condensateur à la base, la sortie est couplée par condensateur à l'émetteur et le collecteur est relié à la masse au point de vue CA.

2.4.2.2 Etudes statique et dynamique du montage collecteur commun

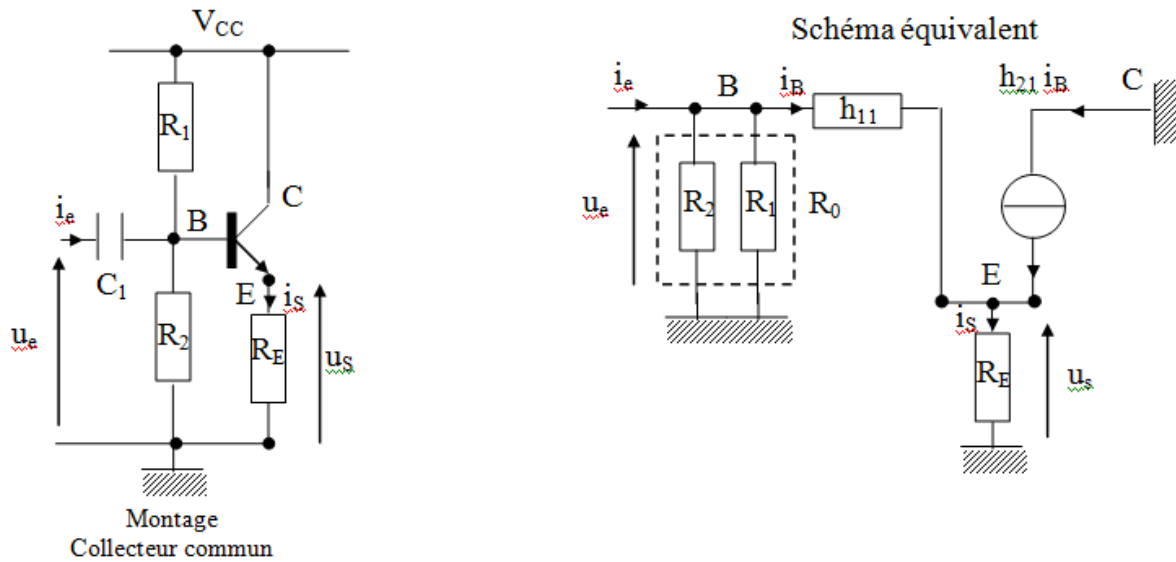


Figure 2.5 : Montage collecteur commun et son schéma équivalent.

Le gain en courant statique : $h_{21} = \beta$

L'émetteur E est relié par la résistance R_E à la masse.

La base B est reliée par R_2 à la masse, par R_1 au point V_{CC} tension constante donc reliée à la masse pour les signaux alternatifs.

Le collecteur C est relié par R_C au point de tension constante V_{CC} donc à la masse pour les signaux variables.

R_2 et R_1 sont en dérivation. Soit R_0 la résistance équivalente :

$$U_s = R_e \cdot i_s$$

Loi des nœuds en E :

$$i_s = \beta i_B + i_B = (\beta + 1) \cdot i_B$$

D'où $u_s = (\beta + 1) \cdot R_E \cdot i_B$ $R_0 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

A l'entrée du montage :

$$u_e = h_{11} i_B + u_s = h_{11} i_B + (\beta + 1) \cdot R_E \cdot i_B = [h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)] \cdot i_B$$

- Le gain en courant

$$i_s = (\beta + 1) \cdot i_B \quad i_e = \frac{u_e}{R_0} + i_B = \frac{[h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1)] i_B}{R_0} + i_B = \left[\frac{h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1)}{R_0} + 1 \right]$$

$$G_A = \frac{i_s}{i_e} = \frac{(\beta + 1) \cdot i_B}{\left[\frac{h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1)}{R_0} + 1 \right] i_B} = \frac{(\beta + 1)}{\frac{h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1)}{R_0} + 1} \quad \rightarrow \quad G_A = \frac{(\beta + 1) \cdot R_0}{h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1) + R_0}$$

- L'impédance d'entrée

$$Z_e = \frac{u_e}{i_e}$$

$$u_e = [h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1)] \cdot i_B$$

$$i_e = \frac{u_e}{R_0} + i_B = \frac{h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1)}{R_0} i_B + i_B = \left[\frac{h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1)}{R_0} + 1 \right] \cdot i_B$$

$$Z_e = \frac{[h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1)] i_B}{\left[\frac{h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1)}{R_0} + 1 \right] i_B} \quad \rightarrow \quad Z_e = \frac{[h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1)] R_0}{h_{11} + R_E \cdot (\beta + 1) + R_0}$$

- L'impédance de sortie :

$$Z_s = \frac{u_s}{I_s} = \frac{(\beta + 1) R_E \cdot i_B}{(\beta + 1) \cdot i_B} = R_E$$

2.4.3 Condensateurs de liaison

Ce sont des condensateurs qui assurent une liaison entre deux étages (audio), ils sont utilisés pour plusieurs raisons :

- Pour réduire le domaine des fréquences (bande passante) des signaux à faire passer ; autrement dit laisser passer certaines fréquences et en atténuer ou en bloquer d'autres. En effet ; un condensateur de liaison, associé à l'impédance d'entrée de l'étage qui fait suite, constitue un filtre audio de type passe-haut basique.
- Pour empêcher une tension continue de passer d'un étage à l'autre : La plupart du temps pour simplifier la conception du circuit. Un montage audio est en effet souvent constitué de plusieurs étages, et chaque étage comporte des composants qui ont été calculés pour un fonctionnement optimal. Le condensateur laisse passer le signal audio (alternatif) et bloque toute tension continue (de polarisation par exemple). Dans le schéma montré en exemple ci-après, un signal BF (alternatif) d'amplitude 2V est superposé à une tension continue fixe de +5V (plage de variation de tension comprise entre 4V et 6V), ces deux tensions sont appliquées en même temps au condensateur (point A). Au point B, la tension continue a disparu, il ne reste plus que le signal BF "utile" (plage de variation de tension comprise entre -1V et +1V).

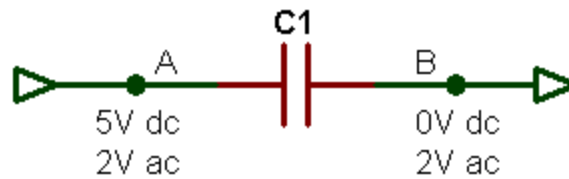


Figure 2.6 : Branchement d'un condensateur de liaison en DC/AC.

2.4.4 Deuxième étage

Cet étage comporte comme un émetteur commun sans condensateur : Dans ce montage le fonctionnement du transistor est en mode émetteur commun, et le transistor travaille dans un régime dit linéaire. Ce qu'on appelle ici linéarité n'est ni plus ni moins que la représentation d'une évolution fidèle de la sortie par rapport à l'évolution de l'entrée, dans le cas qui nous intéresse (l'amplification), fait partie d'un quadripôle, qui possède une entrée et une sortie. Une entrée où l'on va amener un signal à amplifier, et une sortie qui va restituer le signal amplifié.

2.4.4.1 Description

Un signal BF (1KHz, 100mV) est appliqué sur l'entrée IN, cette entrée est reliée à la base du transistor au travers d'un condensateur de liaison. Il existe différentes façons de câbler le transistor, en fonction des valeurs de gain et des impédances d'entrée et de sortie désirées. Le montage ici est un montage en émetteur commun. Le signal BF appliqué à la base du transistor est amplifié par celui-ci, dans un rapport qui dépend de la valeur des diverses résistances au centre desquelles il se trouve. Le choix de ces résistances dépendra du gain voulu, mais aussi de la tension d'alimentation, et surtout des caractéristiques du transistor lui-même.

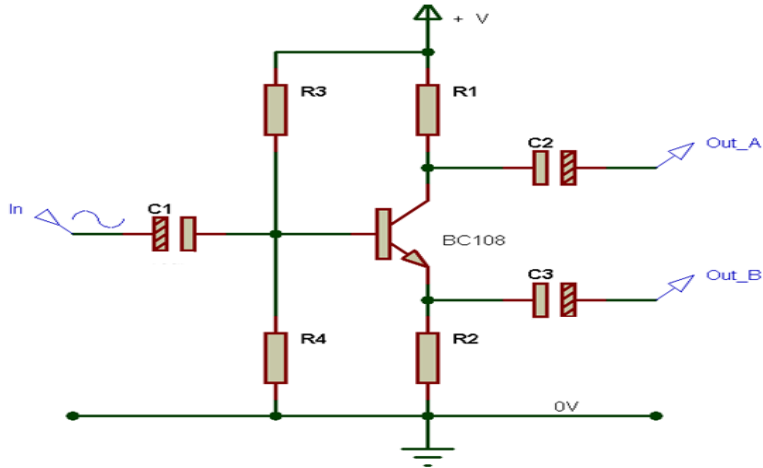


Figure 2.7 : Schéma de base d'un amplificateur à transistor.

2.4.4.2 Signaux

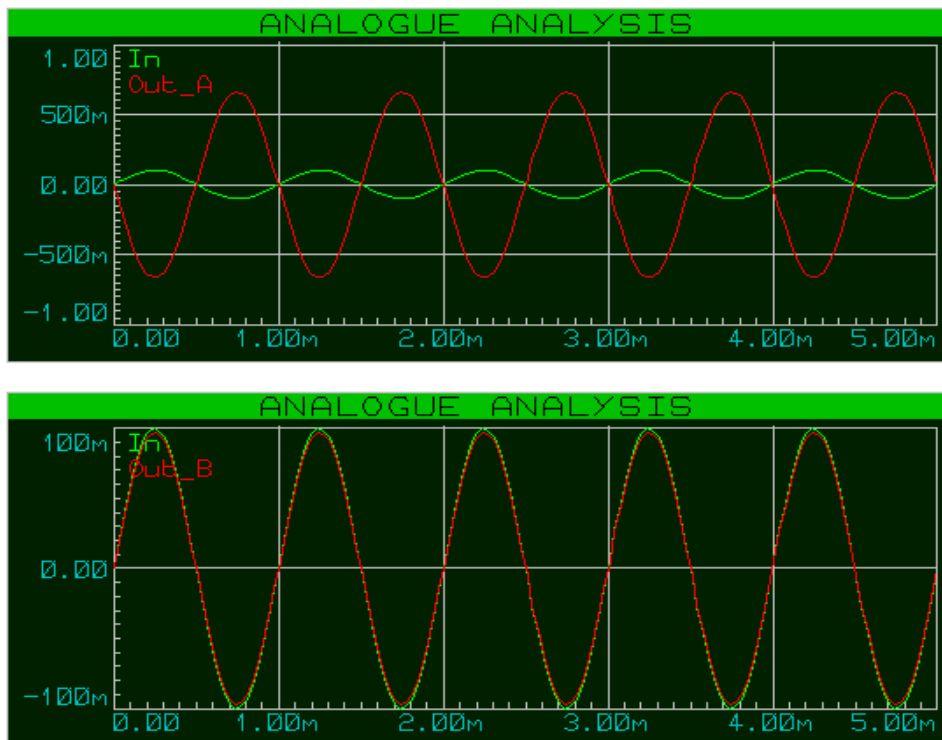


Figure 2.8 : Les signaux.

La sortie Out A, qui s'effectue sur le collecteur du transistor, possède une amplitude plus importante que l'amplitude du signal d'entrée. Le signal a été amplifié (le gain est ici de l'ordre de 15 dB). Autre point caractéristique, la phase du signal de sortie est inversée par rapport à celle du signal d'entrée (quand le signal à amplifier monte, le signal amplifié descend). La sortie Out B, qui s'effectue quant à elle sur l'émetteur du transistor, fournit un signal légèrement atténué, mais qui est resté en phase par rapport à la source.

2.4.4.3 Émetteur commun (sans condensateur) [12]

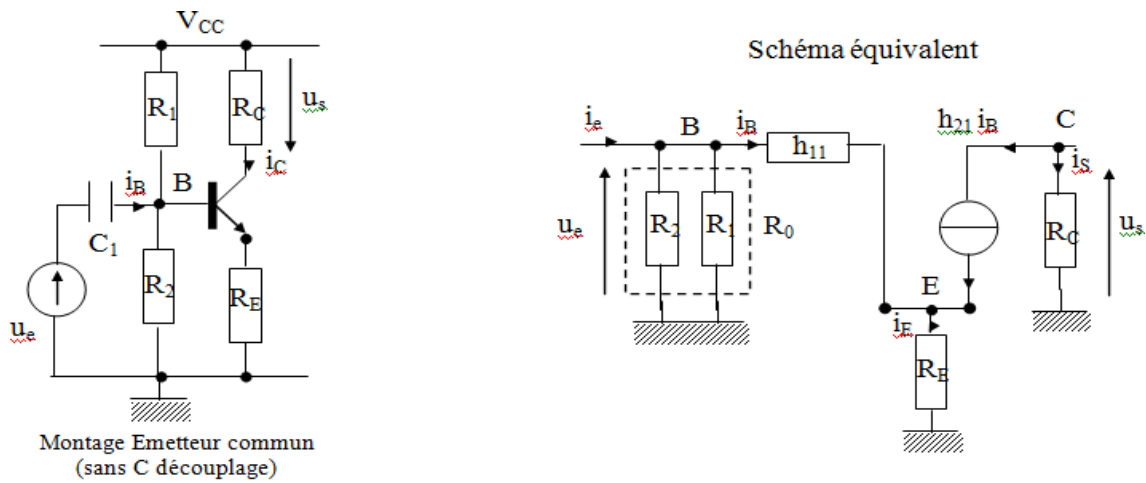


Figure 2.9 : Emetteur commun et son schéma équivalent.

Gain en courant statique : $h_{21} = \beta$

L'émetteur E est relié par la résistance R_E à la masse.

La base B est reliée par :

- R_2 à la masse
- R_1 au point V_{CC} tension constante donc reliée à la masse pour les signaux alternatifs.

Le collecteur C est relié par R_C au point de tension constante V_{CC} donc à la masse pour les signaux variables.

R_1 et R_2 sont en dérivation. Soit R_0 la résistance équivalente $R_0 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

$$u_s = R_C i_s$$

Loi des nœuds en C : $i_s + \beta i_B = 0 \quad \rightarrow \quad i_s = -\beta i_B \quad \text{d'où} \quad u_s = -\beta \cdot R_C \cdot i_B$

Loi des nœuds en E : $i_E = i_B + \beta i_B = (1 + \beta) \cdot i_B$

A l'entrée du montage :

$$u_e = h_{11} i_B + u_E = h_{11} i_B + R_E i_E = h_{11} i_B + R_E \cdot (i_B + \beta i_B) = [h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)] i_B$$

Le gain en tension vaut :

$$G_v = \frac{u_s}{u_e} = \frac{-\beta \cdot R_C \cdot i_B}{[h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)] \cdot i_B} \quad \rightarrow \quad G_v = \frac{-\beta \cdot R_C}{[h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)]}$$

N.B. : L'absence du condensateur de découplage fait baisser considérablement le gain en tension.

Le gain en courant :

$$\begin{aligned}
 i_s &= -\beta \cdot i_B & u_e &= [h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)] \cdot i_B \\
 i_e &= \frac{u_e}{R_0} + i_B = \frac{[h_{11} + R_Z \cdot (1 + \beta)] \cdot i_B}{R_0} + i_B = \left[\frac{[h_{11} + R_Z \cdot (1 + \beta)]}{R_0} + 1 \right] \cdot i_B \\
 G_A &= \frac{i_s}{i_e} = \frac{-\beta \cdot i_B}{\left[\frac{[h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)]}{R_0} + 1 \right] \cdot i_B} = \frac{-\beta}{\frac{h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)}{R_0} + 1} = \frac{-\beta \cdot R_0}{h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta) + R_0}
 \end{aligned}$$

L'impédance d'entrée :

$$\begin{aligned}
 Z_e &= \frac{u_e}{i_e} & u_e &= [h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)] \cdot i_B \\
 i_e &= \frac{u_e}{R_0} + i_B = \frac{h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)}{R_0} i_B + i_B = \left[\frac{h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)}{R_0} + 1 \right] \cdot i_B \\
 Z_e &= \frac{u_e}{i_e} = \frac{[h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)] \cdot i_B}{\left[\frac{h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)}{R_0} + 1 \right] \cdot i_B} = \frac{[h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta)] \cdot R_0}{h_{11} + R_E \cdot (1 + \beta) + R_0}
 \end{aligned}$$

L'impédance de sortie :

$$Z_s = \frac{u_s}{i_s} = \frac{-\beta R_c \cdot i_B}{-\beta \cdot i_B} = R_c$$

2.4.5 Redressement et filtrage [13]

2.4.5.1 Redressement

Les redresseurs permettent de convertir une tension alternative sinusoïdale en une tension redressée pulsée, c'est-à-dire une tension variable mais de signe constant.

Que ce soit pour un redresseur à simple ou double alternance, la variation de la tension de sortie est comprise entre 0 V et V_{max} . Cependant, pour obtenir une tension continue de valeur sensiblement constante, il faut réduire fortement cette variation de tension ; c'est le rôle des composants de filtrage.

Dans notre travail, nous avons un redressement à pont de diodes (pont de Graetz).

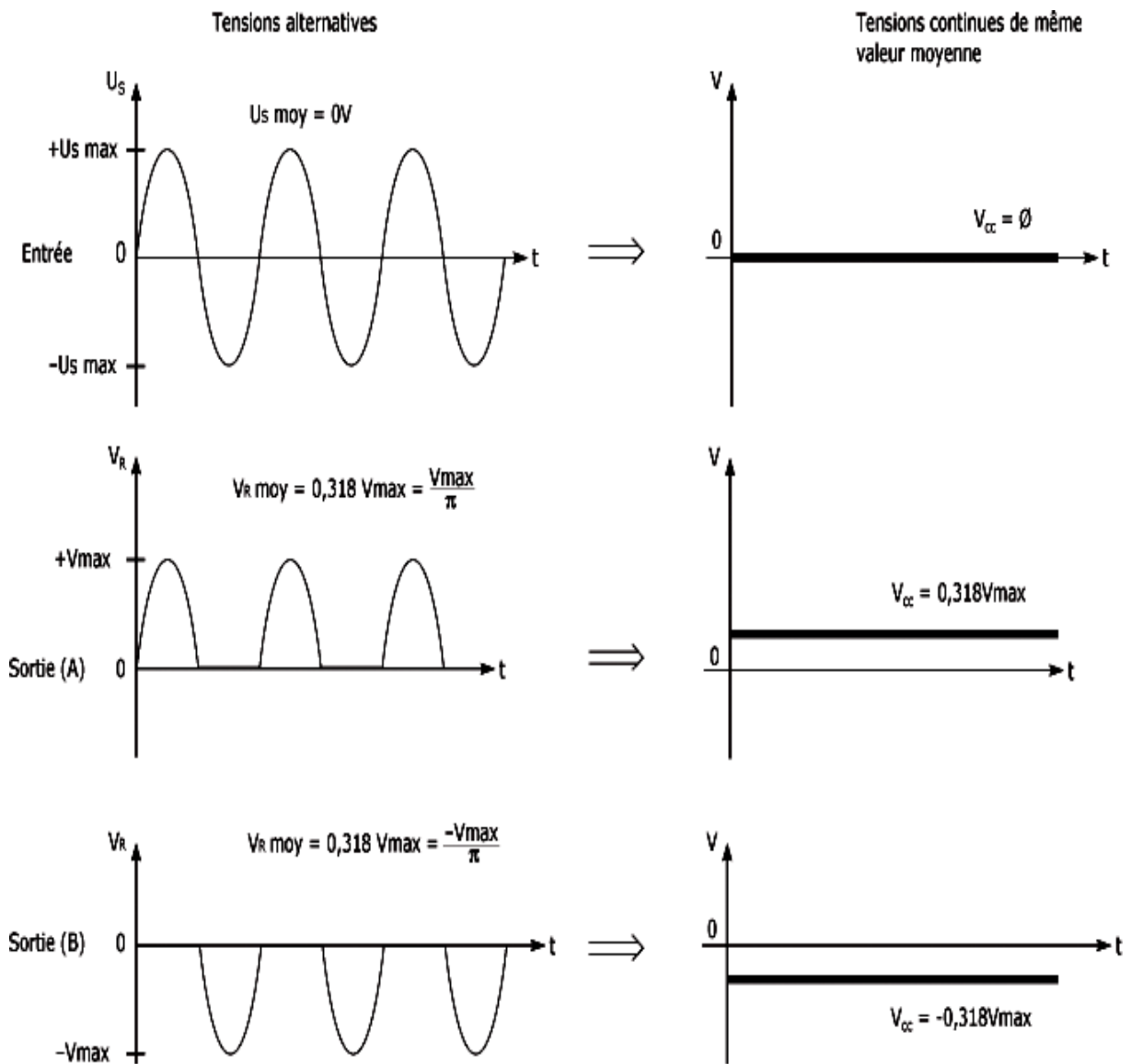


Figure 2.10 : Entrée et sortie d'un redresseur simple alternance [13].

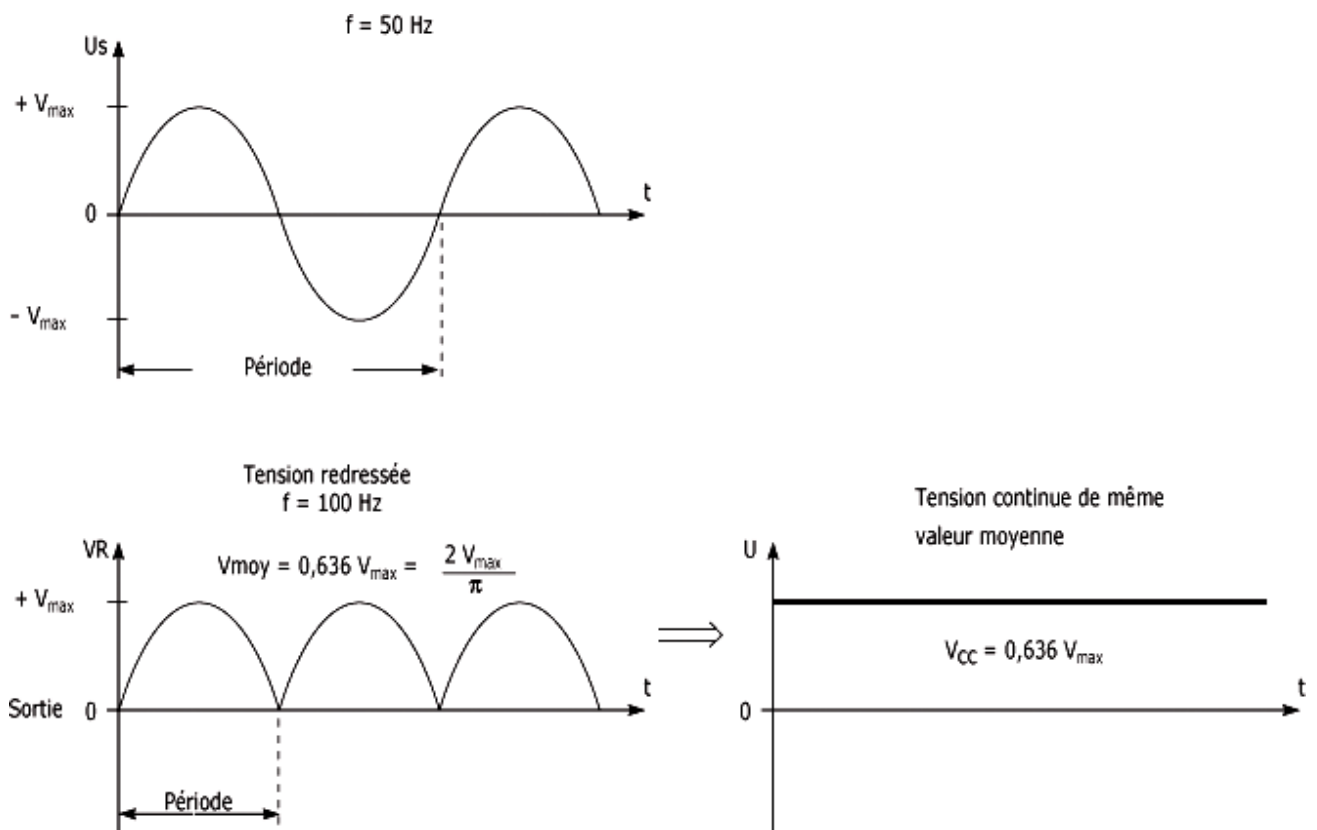


Figure 2.11 : Entrée et sortie d'un redresseur double alternance [13].

2.4.5.2 Filtrage

Il existe plusieurs types de filtres, lesquels sont plus ou moins efficaces. Ils ont pour rôle :

- Réduire la composante alternative d'une onde,
- Augmenter le niveau de tension continue (tension moyenne) d'un circuit redresseur.

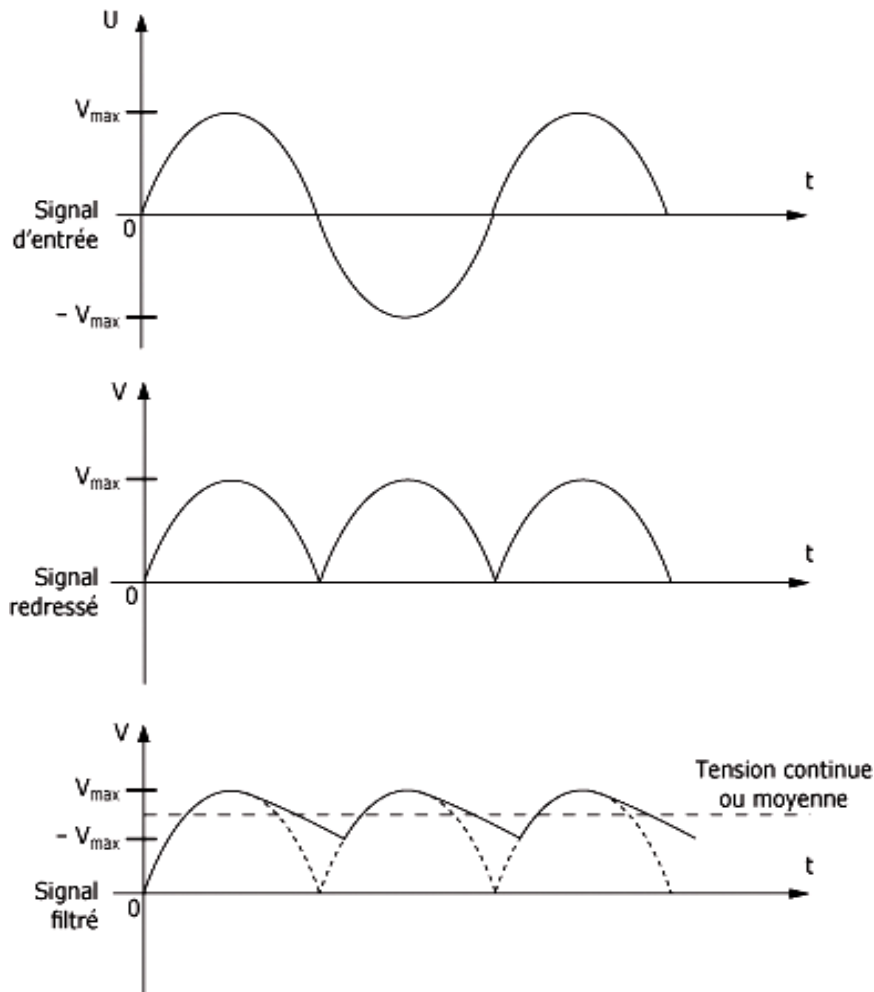


Figure 2.12 : Signaux d'entrée, redressé et filtré.

2.4.6 Filtre capacitif

Le filtre capacitif consiste en un condensateur C placé en parallèle avec la résistance de charge.

Comme le condensateur a pour propriété de s'opposer à toutes variations brusques de tension, il empêche la tension minimale de sortie du redresseur d'atteindre un potentiel nul.

La charge du condensateur maintient plutôt cette tension minimale tout près de la valeur V_{max} .

La figure 2.13 présente les courbes de tension de sortie des redresseurs simple et double alternance sous l'effet d'un filtre capacitif.

- Les traits pointillés sont associés à la tension de sortie des redresseurs sans filtre (tension pulsée) :
- Les traits pleins représentent la tension de sortie sous l'influence d'un condensateur de filtrage.

Il y a une augmentation évidente de la tension minimale de sortie (V_{min}) provoquée par le condensateur. Ceci a pour effet de rapprocher la valeur de la composante continue (V_{moy}) à une valeur plus près de V_{max} .

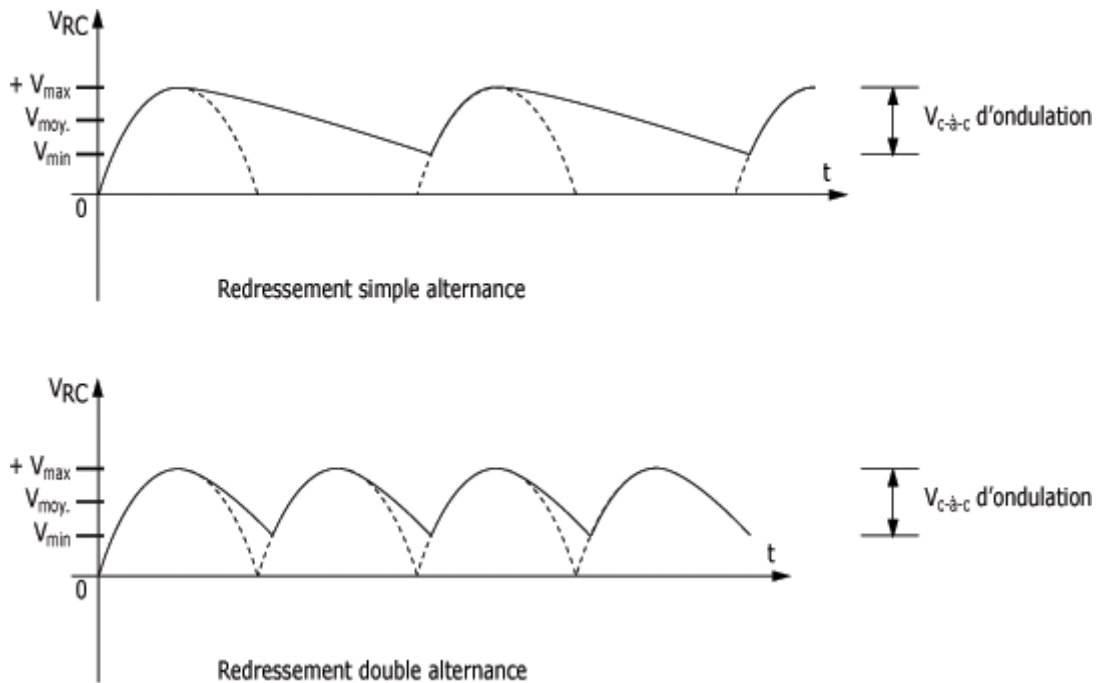


Figure 2.13 : Filtrage d'un signal redressé simple et double alternance.

Il arrive parfois qu'on entende le terme "ronflement" pour représenter la qualité de l'onde de sortie d'une source d'alimentation à courant continu. Cette appellation correspond à la tension crête-à-crête d'ondulation de la figure ci-dessus.

Le ronflement est particulièrement indésirable pour des équipements comme les radios ou les systèmes audio.

Les circuits de filtrage permettent alors de réduire le ronflement.

La vitesse de charge et de décharge d'un condensateur dépend de la constante de temps RC .

Dans les circuits redresseurs munis d'une charge résistive (R_c) et d'un filtre capacitif (C), le produit $R_c \cdot C$ représente la constante de temps du circuit :

$$T_d = R_c \cdot C \text{ où } T_d \text{ désigne la constante de temps de décharge, en secondes.}$$

L'efficacité du filtre découle de cette relation.

La charge du condensateur se fait à chaque fois que la tension pulsée devient supérieure à la tension aux bornes du condensateur.

La constante de temps de charge dépend cette fois de la résistance directe de la diode ($T_c = R_d \cdot C$).

Elle est de l'ordre de quelques microsecondes. Le condensateur se charge presque instantanément en suivant la courbe de la partie ascendante de la tension pulsée.

Au contraire, le condensateur se décharge à chaque fois que la tension pulsée devient inférieure à la tension à ses bornes. Le condensateur se décharge alors lentement à travers la résistance de charge R_c selon la constante de temps T_d .

- Idéalement, avec un condensateur de capacité très élevée, la constante de temps de décharge est très grande et le condensateur restera toujours chargé à V_{max} (figure suivante).
- A l'opposé, avec un condensateur de faible capacité, la constante de temps de décharge est très faible et le condensateur se déchargera très rapidement.

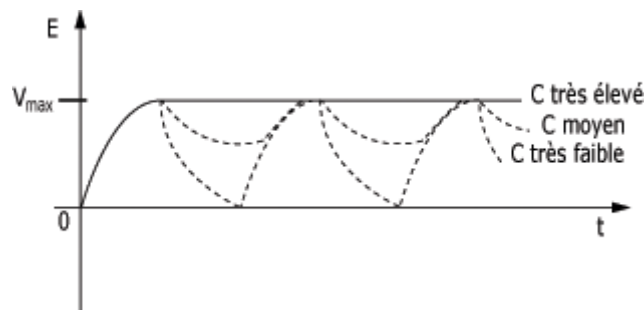


Figure 2.14 : Influence de la constante de temps sur la tension filtrée.

Dans les circuits de filtrage l'exigence des condensateurs de fortes capacités, on utilise des condensateurs électrolytiques.

On fait l'usage des condensateurs de valeur élevée, de l'ordre de 1 000 μF à 4 000 μF . Lors du branchement de ces condensateurs électrolytiques il faut toujours respecter leur polarité.

Le condensateur de filtrage se branche en parallèle avec la résistance de charge. Il doit pouvoir supporter entre ses bornes une tension continue au moins égale à la tension maximale de sortie.

2.4.7 Autres types de filtres

Les autres types de circuits de filtrage sont beaucoup moins utilisés que le filtre capacitif.

On retrouve principalement :

- les filtres inductifs,
- les filtres LC (en L),
- les filtres CLC (en pi).

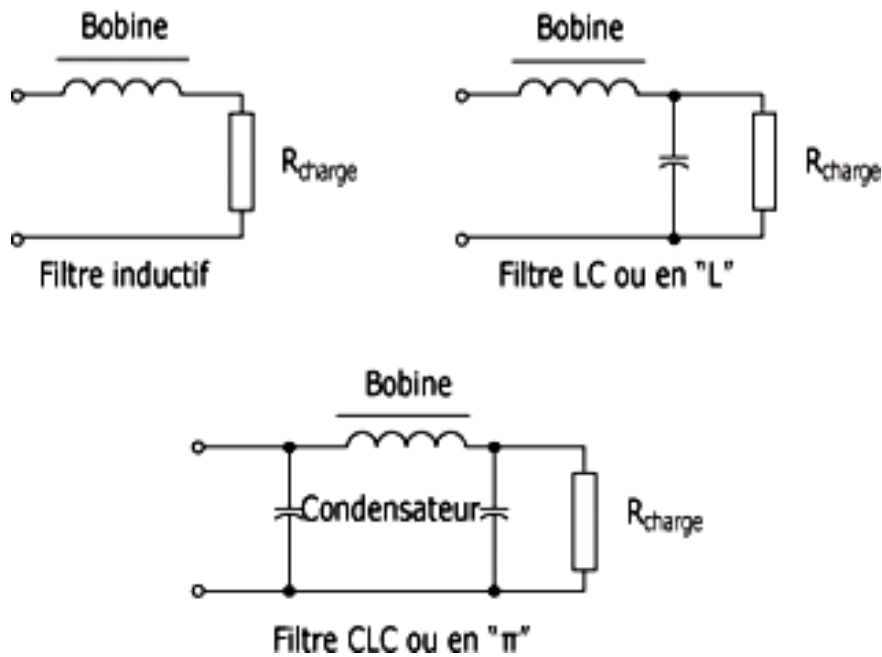


Figure 2.15 : Différents circuits de filtres.

2.4.8 Filtre RC passe-haut et passe-bas

C'est la composition dans l'ordre d'une résistance et d'un condensateur ou le contraire formant un quadripôle. Dans le circuit « CR » le signal de sortie est prélevé aux bornes de la résistance et dans le circuit « RC » la sortie aux borne du condensateur. La tension aux bornes du condensateur s'établit avec un retard par rapport à celle qui est présente aux bornes de la résistance, ce qui provoque un déphasage du signal de sortie par rapport au signal d'entrée. Ce type de filtre, dit "passif" présente l'avantage de ne pas écrêter le signal (à condition qu'il faut choisir des composants supportant les tensions et courants qui leur sont appliqués), comme le ferait un filtre actif équipé d'un ampli opérationnel.

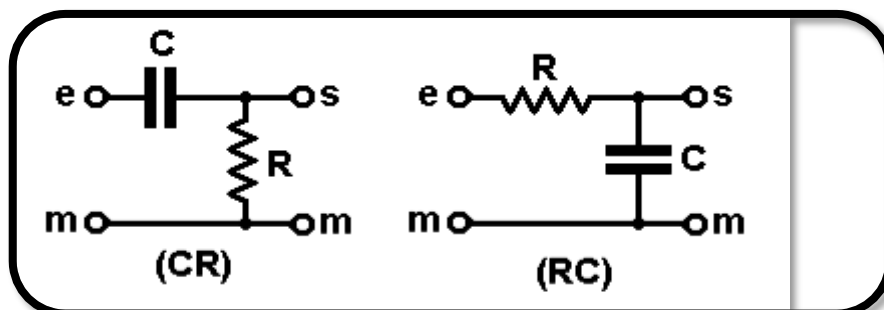


Figure 2.16 : Circuit « CR » et circuit « RC ».

Les deux montages se rencontrent très souvent dans les schémas d'amplificateurs par exemple :

- (CR) comme circuit de liaison entre deux étages (exemple notre montage)
- (RC) condensateur de découplage sur la ligne d'alimentation

Pour un courant sinusoïdal, le condensateur peut être comparé à une résistance placée dans un diviseur de tension dont la valeur en ohms serait égale à sa réactance X_c . Or cette réactance dépend de la fréquence du courant sinusoïdal, le rapport de division va donc varier en fonction de la fréquence. Le comportement du quadripôle est alors celui d'un filtre :

- Passe-haut pour le filtre de type CR.
- Passe-bas pour le filtre de type RC.

2.4.8.1 Filtre passe-haut (CR)

Le condensateur C laisse passer les fréquences les plus élevées et atténue fortement les basses fréquences. Le courant continu est bloqué.

Si l'on représente la courbe d'atténuation du signal en fonction de la fréquence, on obtient le graphe ci-dessous. L'échelle des ordonnées, correspondant à la tension de sortie, est linéaire.

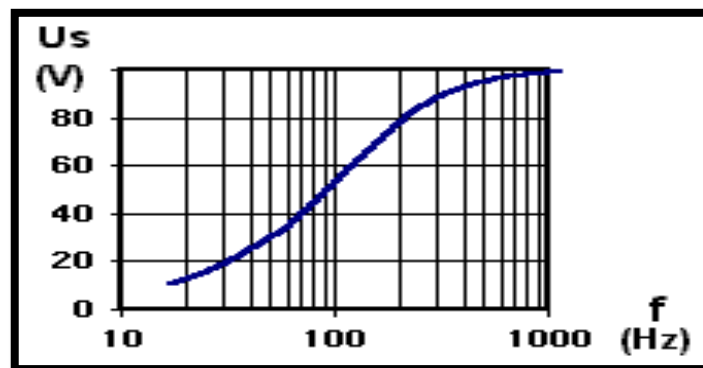


Figure 2.17 : Courbe d'atténuation du signal en fonction de la fréquence.

2.4.8.2 Filtre passe-bas (RC)

La sortie se trouve aux bornes du condensateur C qui présente une impédance élevée aux fréquences les plus basses. La tension U_s à ses bornes est alors maximum. Lorsque la fréquence augmente, une plus grande partie de l'énergie est dirigée vers la masse et la tension de sortie diminue progressivement. Le filtre laisse passer les fréquences basses et atténue les fréquences hautes. Le courant continu traverse la résistance.

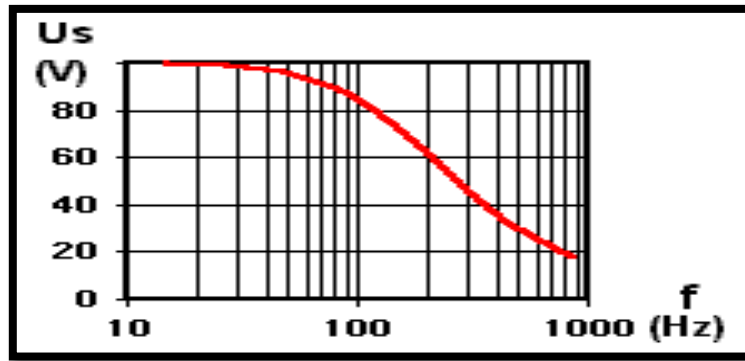


Figure 2.18 : Courbe d'atténuation du signal du filtre passe bas (RC).

2.4.8.3 Fréquences de coupure des filtres

Les fréquences de coupure d'un filtre passe-bas et celle d'un filtre passe-haut réalisés avec les mêmes éléments sont identiques. Sur la figure ci-dessous, elles correspondent au point d'intersection des deux courbes.

La tension de sortie du filtre U_s est alors égale à 70,7% de la tension d'entrée U_e ou encore :

$$U_s = \frac{U_e}{\sqrt{2}}$$

La fréquence de coupure que ce soit pour un filtre passe-haut ou passe-bas, se calcule avec la formule suivante : $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

Dans laquelle f est en Hz, R en ohms et C en Farad.

Exemple : avec $R = 200$ ohms et $C = 5\mu\text{F}$ la fréquence de coupure est de 159 Hz.

Avec la tension d'entrée U_e est considérée comme égale à 100 volts.

La fréquence de coupure correspond au point d'intersection de la pente d'atténuation et de l'axe des abscisses.

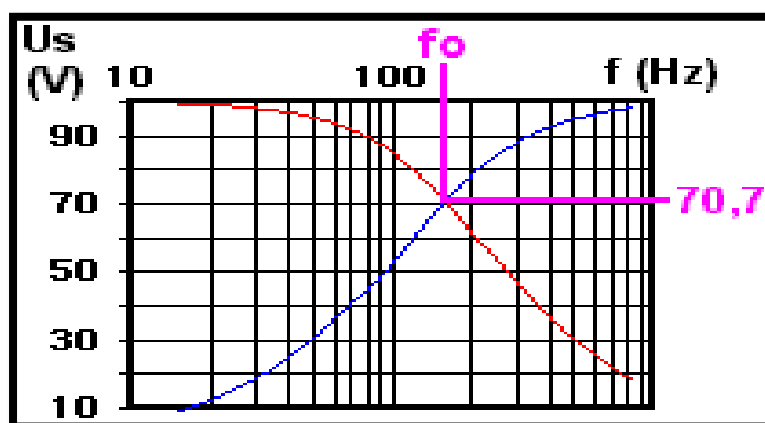


Figure 2.19 : Courbe des fréquences de coupure d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut.

La courbe de réponse d'un quadripôle représente l'atténuation (ou le gain) en dB subi par le signal qui le traverse en fonction de la fréquence de ce dernier.

La figure du graphe ci-dessous représente la courbe de réponse d'un filtre passe-bas du premier ordre, qui montre une partie droite. La pente de cette droite dépend de l'ordre du filtre. Ce type de graphe, utilisant deux échelles logarithmiques, est le diagramme de Bode du gain du filtre en fonction de la fréquence.

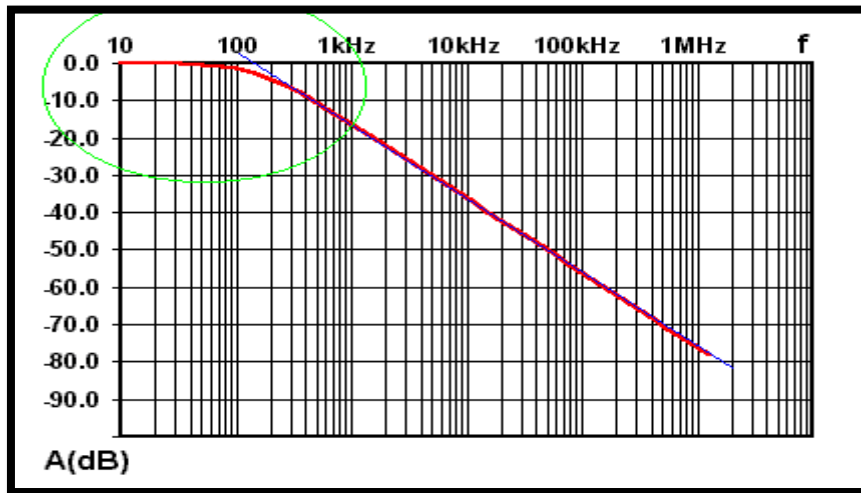


Figure 2.20 : Graphe de la courbe de réponse d'un filtre passe-bas du premier ordre.

La droite tangente à la courbe de réponse (asymptote) dans sa partie droite coupe l'axe des ordonnées à la fréquence de coupure du filtre, ici 159 Hz.

L'atténuation à la fréquence de coupure est de 3 décibels, correspondant à un rapport de tension de 0,707 environ (70,7% comme vu plus haut).

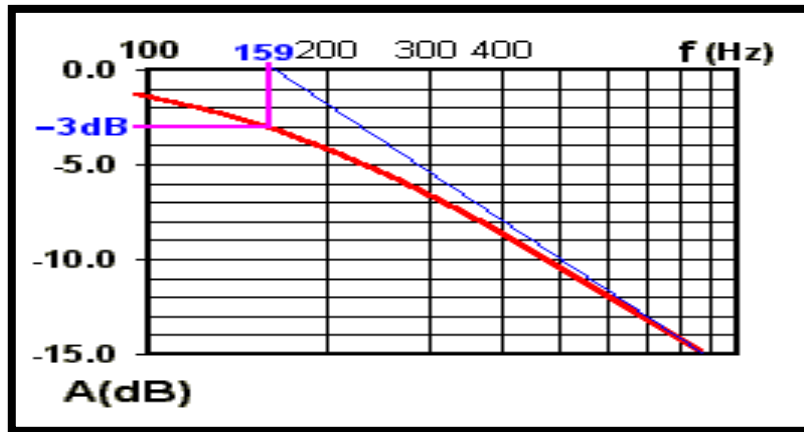


Figure 2.21 : Graphe d'atténuation à la fréquence de coupure.

La pente de la droite d'atténuation dépend de l'ordre du filtre.

- Pour un filtre d'ordre 1 : cette pente est de 20dB par décade (rapport de fréquence de 10) soit 6 dB par octave (rapport de fréquence de 2).

Exemple (voir graphe ci-dessous) :

- A 100 kHz l'atténuation est de -56 dB
- A 1000 kHz l'atténuation est de -76 dB

Pour un filtre d'ordre 2 : correspond à une pente de 40 dB/décade.

Le rapport entre ces deux fréquences est de 10 (une décade) et l'augmentation d'atténuation est de 20 dB.

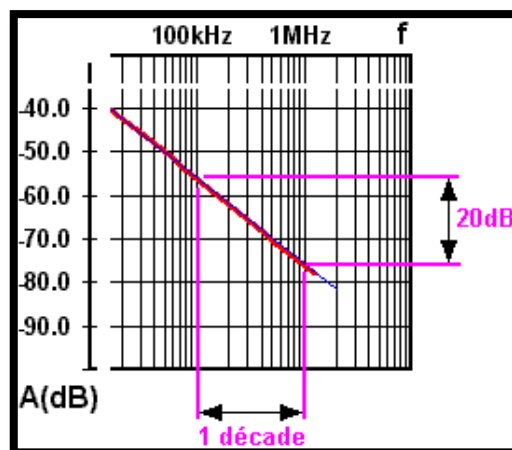


Figure 2.22 : Pente de la droite d'atténuation.

Le déphasage entre le signal de sortie et celui d'entrée dépend du type de filtre et il varie avec la fréquence.

Pour un circuit RC passe-bas du premier ordre il est de 0 degré pour une fréquence nulle et tend vers -90 degrés pour une fréquence infinie.

A la fréquence de coupure f_0 il est de 45 degrés.

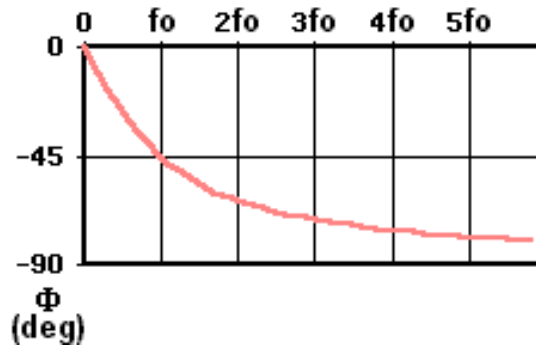


Figure 2.23 : Graphe du déphasage entre le signal d'entrée et celui de sortie.

Chapitre III :

Réalisation pratique

Chapitre 3 : Réalisation pratique

3.1 Circuit électrique du montage

La Figure 3.1 représente le circuit électrique d'un réducteur dynamique de bruit audio.

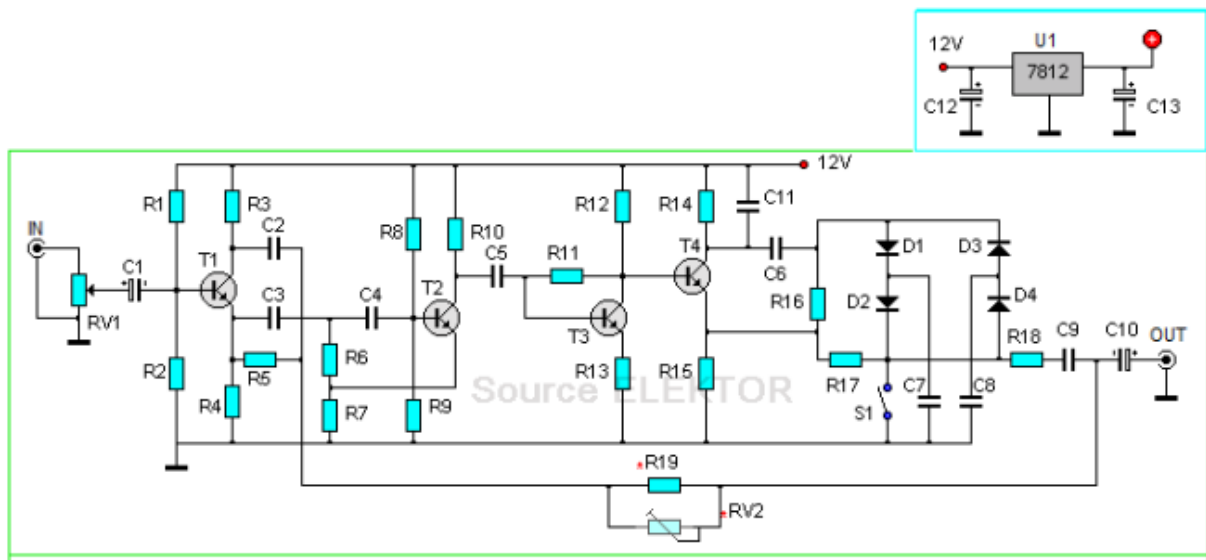


Figure 3.1 : Circuit électrique d'un réducteur dynamique du bruit audio.

3.2 Principe de fonctionnement

En l'absence d'un niveau suffisant de signaux BF à fréquence élevée, le DNL (Dynamic Noise Lower) fonctionne comme un filtre passe bas avec une atténuation de 18 dB par octave, ce qui réduit le souffle. Toutefois, si le signal à traiter comporte une proportion importante de fréquences élevées, l'action du filtre diminue jusqu'à devenir nul à partir d'un certain niveau [6].

Trois variables indépendantes doivent être choisies lors de la réalisation du circuit :

1- La fréquence du filtre passe haut :

- Si elle est trop élevée : il aura peu de réduction de bruit.
- Si elle est trop basse : à la reproduction on pourra entendre des effets de modulation du bruit de passage contenant principalement des fréquences peu élevées.

La fréquence de coupure choisie est de 5,5 kHz.

2- Le niveau critique : c'est le niveau à partir du quel le montage cesse d'agir. Le choix dépend du signal nominal présent à l'entrée du DNL et du rapport signal/bruit de la source à traiter. La valeur choisie est de 2 mV, ce qui correspond à -52dB par rapport à un niveau de 750 mV.

3- La constante de temps : Une attaque trop lente provoque une dégradation des transitoires ; l'inverse augmente le niveau de distorsion. La valeur choisie est de 0,1 ms.

Le montage demande une tension de 12 à 20 Volts sous 0,015 A. Un régulateur de tension (7812) est ajouté pour rendre le montage le plus compatible possible, la sortie doit être chargée par une impédance supérieure à 20 K. Cela ne pose pas de problème, car tout appareil moderne dispose d'une impédance supérieure.

- Le signal appliqué au DNL devra être réglé à un niveau bien déterminé. Le niveau de bruit à l'entrée doit se situer aux alentours de 2 à 3 mV. Si le niveau de bruit est inférieur, le DNL fonctionnera, mais en atténuant plus qu'il ne faut les fréquences élevées. Au contraire, s'il est trop élevé, le DNL ne fonctionnera pas du tout.

- L'interrupteur S1 annule le fonctionnement du DNL.

3.3 Réglages

Le réglage d'entrée doit être procéder par les étapes suivantes :

1- Ouvrir l'interrupteur S1.

2- Brancher un multimètre réglé sur sa plus grande sensibilité en tension continue entre les points communs D1-D2-C7 (+) et D3-D4-C8(-). L'appareil doit indiquer Volt.

3- Passer une bande effacée. Le bruit peut alors occasionner une déviation minimum du multimètre.

4 - Réglez au moyen de RV1 le niveau d'entrée jusqu'à ce que le multimètre commence juste à dévier de la position de 0 V ; le niveau d'entrée est alors réglé.

La résistance ajustable RV2 est à monter si l'on souhaite pouvoir régler précisément le montage, sinon la résistance R19 suffit dans la majorité des cas.

Avec RV2 monté, passer une bande effacée (S1 étant ouvert). Régler celui-ci de manière à obtenir un souffle minimum.

N.B :

Il est bien évident qu'en vertu de ces réglages, le niveau d'entrée du DNL ne doit pas varier. Il faut donc prélever le signal BF avant le réglage de volume du pré amplificateur sur lequel il est installé ; sur la prise "monitor" par exemple si elle existe.

3.4 Réalisation du schéma électrique sous Proteus

3.4.1 Sous ISIS

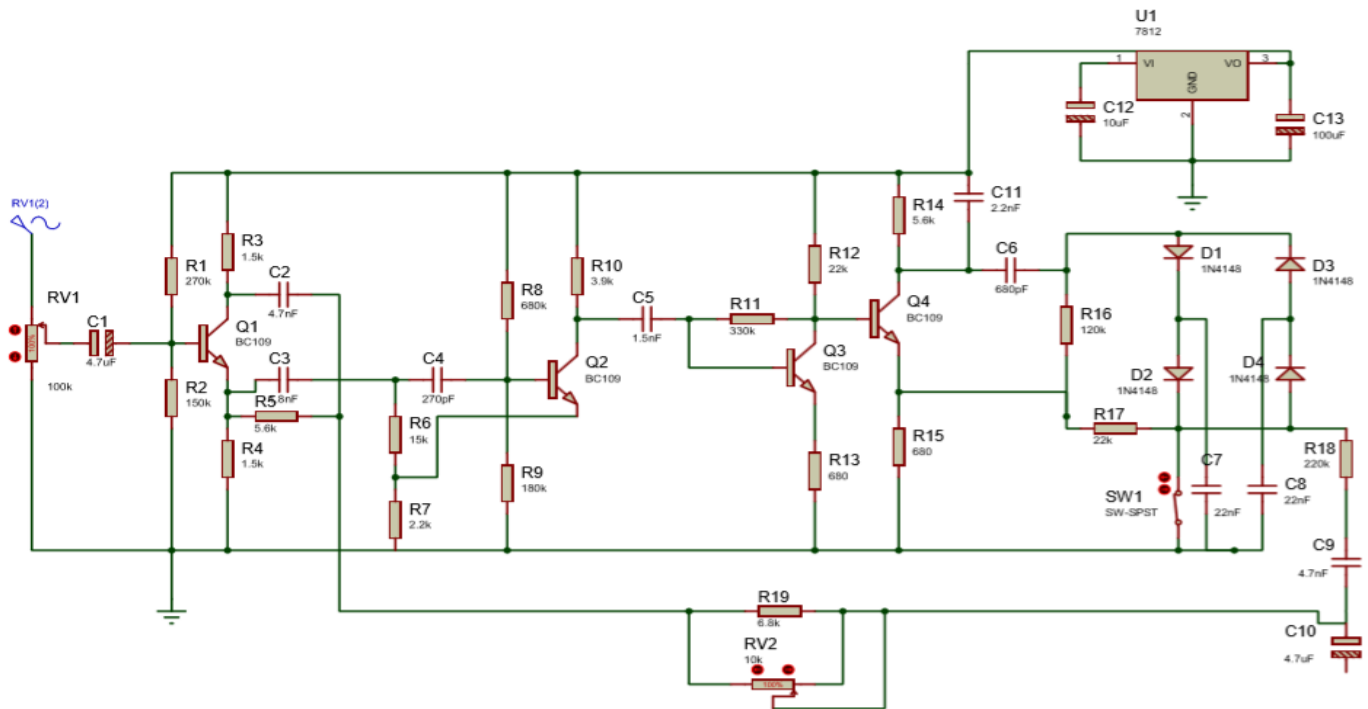


Figure 3.2 : Circuit du montage obtenu sur ISIS.

Les composants utilisés :

Les résistances :

R1=270K, R2=150K, R3=1.5K, R4=1.5K, R5=5.6K, R6=15K, R7=2.2K, R8=680K, R9=180K, R10=3.9K, R11=330K, R12=22K, R13=680, R14=5.6K, R15=680, R16=120K, R17=22K, R18=220K, R19=6.8K, RV1=100K, RV2=10K.

Les condensateurs :

C1=4.7uF, C2=4.7nF, C3=1.8nF, C4=270pF, C5=1.5nF, C6=680pF, C7=22nF, C8=22nF, C9=4.7nF, C10=4.7nF, C11=2.2nF, C12=10uF, C13=100uF.

Les diodes :

D1-D4=> 1N4148

Les Transistors :

T1-T4=> BC550B

3.4.2 Sous Ares

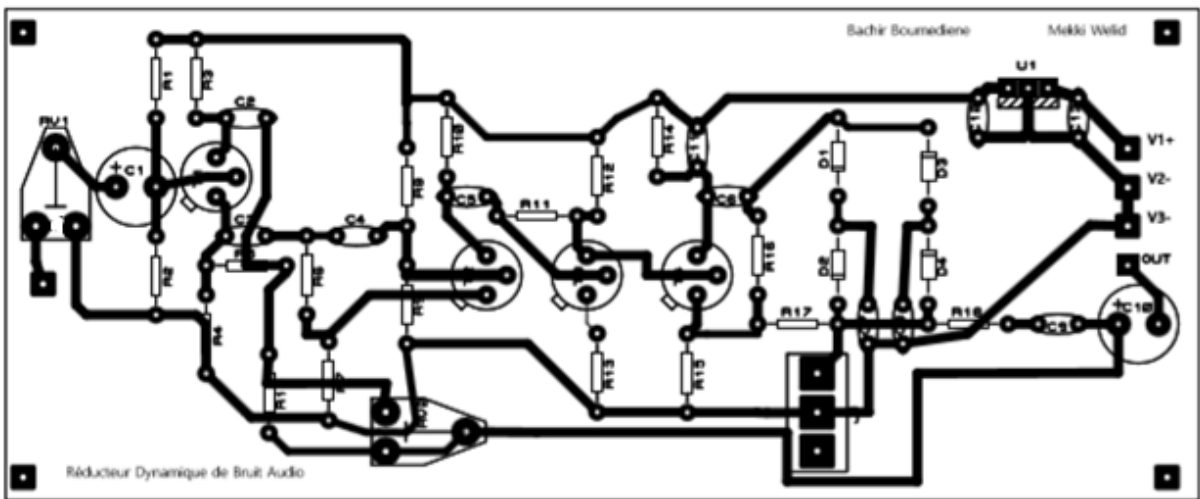
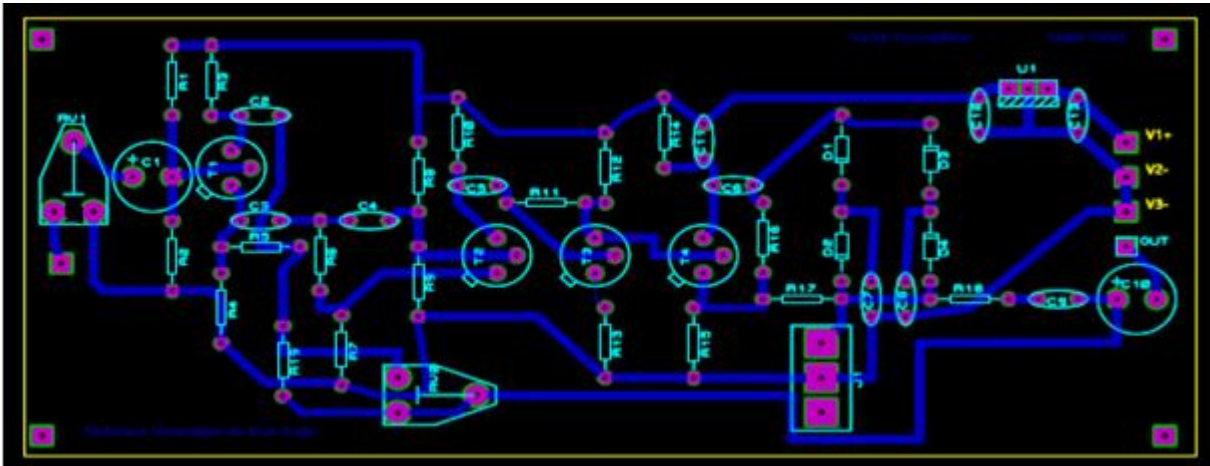


Figure 3.3 : Montage réalisé par ARES (avec implantation des composants).

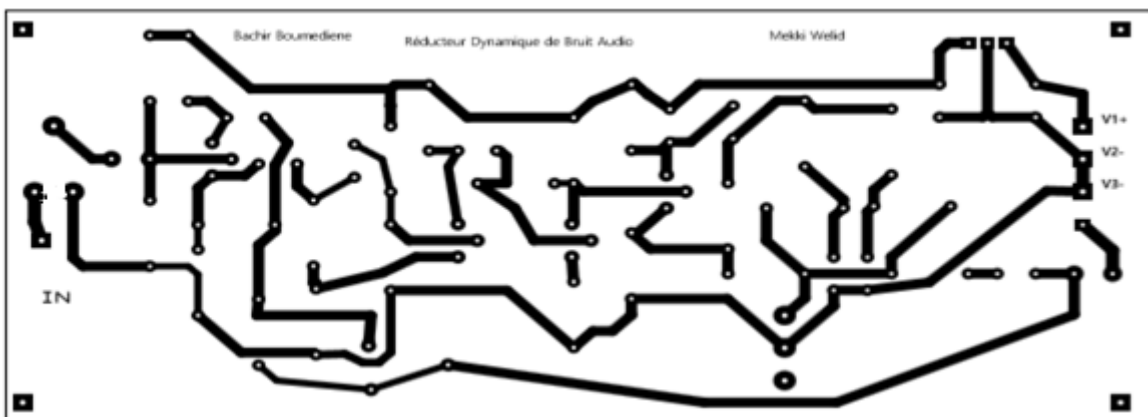


Figure 3.4 : Montage réalisé par ARES (sans implantation des composants).

3.4.3 Réalisation d'une plaque imprimée sur ARES

Il faut d'abord réaliser le schéma électrique du montage; et on obtient les composants nécessaires depuis la bibliothèque du ISIS. Quand on termine le schéma on va le sauvegarder et on lance ARES.

On ouvre ARES ; on a en arrière-plan noir un carré situé au milieu du plan de format A4. A gauche du plan on a le package des composants utilisés pour la réalisation du schéma électrique.

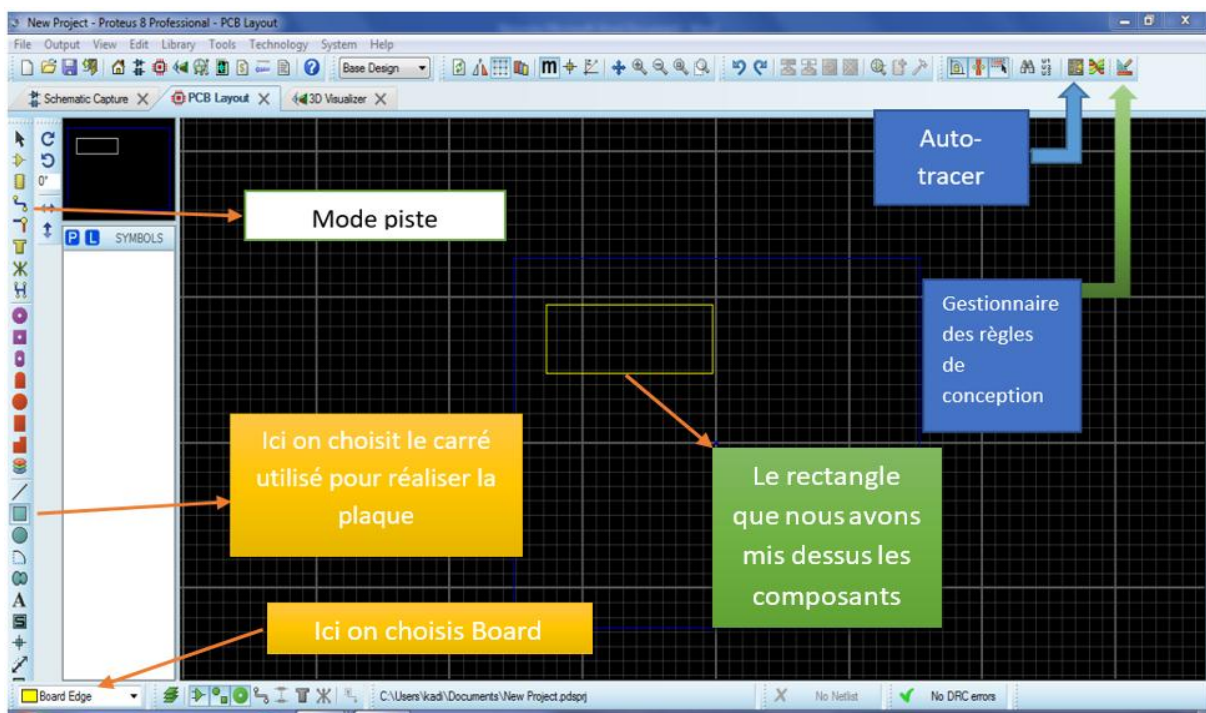


Figure 3.5 : Explication de certains outils de ARES.

Pour réaliser la plaque imprimée on va sélectionner un petit carré dans notre carré original depuis la barre d'outils situé à gauche, ce carré est de type « Board edge », dans ce carré on va placer les composants électriques de manière systématique c'est-à-dire on va placer la première résistance avant de placer la deuxième résistance ; si on opère de façon aléatoire, on ne peut pas faire le raccordement et on va tomber dans les courts-circuits.

Quand on termine le montage, on va dessiner les pistes entre les composants, le type de ces pistes c'est de « Button Copper », et la majorité des styles utilisés c'est de T40 qu'on choisit dans la barre d'outils située à gauche. Pour commencer le dessin, il y a deux méthodes une méthode automatique et une méthode manuelle.

1-Pour la méthode automatique on va à la barre d'outils qui est en haut ;on tape sur l'icône de « gestionnaire des règles de conception » et on va choisir « classes nettes » et on va alors modifier les paramètres (figure 3.6). On enregistre les modifications après on va taper sur « auto-placer » depuis la barre d'outils située en haut, cet outil permet au programme de décider et comparer les chemins suivis. Cette méthode permet de gagner plus du temps si on a un grand circuit électrique.

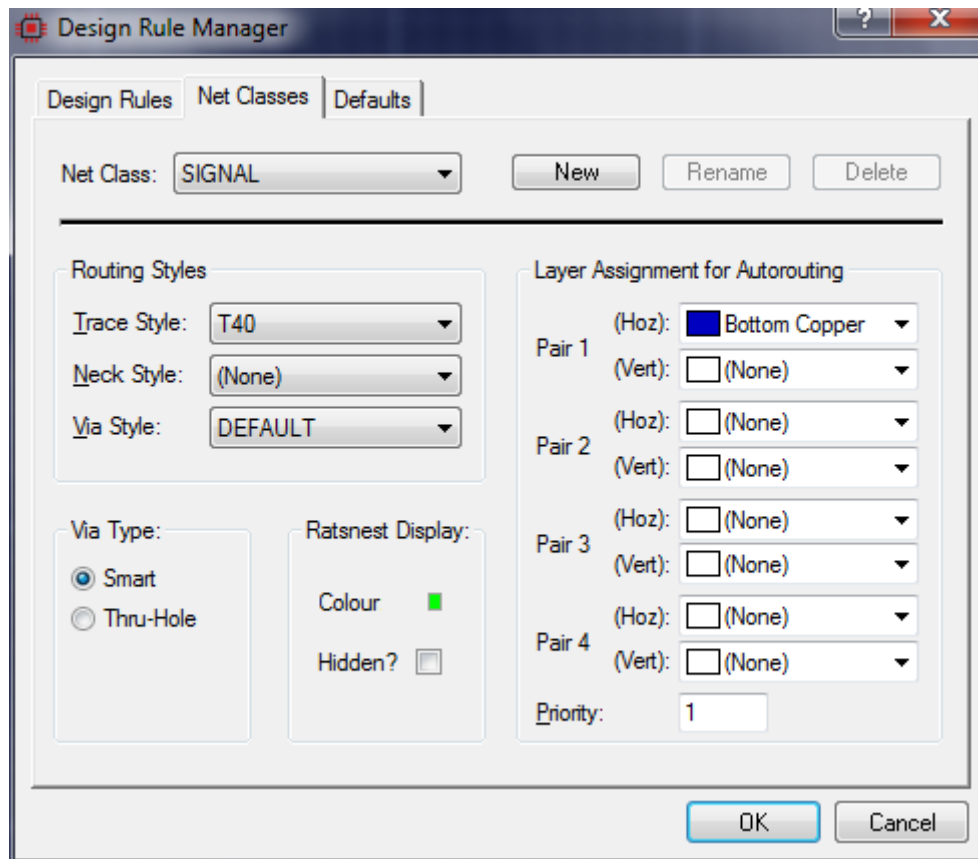


Figure 3.6 : Les paramètres choisis pour une réalisation automatique.

2-Pour la méthode manuelle, on va choisir les mêmes paramètres que précédemment et on choisit « mode piste » à partir de la barre des tâches à gauche. On relie les pattes des composants manuellement suivant les ordres du montage.

Enfin, on va imprimer la plaque sous forme PDF.

Remarque : Il faut choisir des packages de dimensions réelles.

3.4.4 Réalisation du circuit imprimé

Les montages électroniques se réalisent toujours sur un circuit imprimé ;c'est-à-dire un support isolant local des pistes de cuivre réalise la quasi-totalité de connexion entre les composants qu'il supporte. Le matériau utilisé est presque toujours du vert époxy : à base de fibres compressées et imprégnées de résine époxy. Une pellicule de cuivre très fine (<100 um) est fortement collée sur le support.



Image 3.4.4 : Photo d'implantation des composants

3.5 Mesures pratiques

3.5.1/ Première partie

On a réglé le signal d'entrée maximal pour lequel le signal de sorti en'est pas écrété ;dans ce cas, RV1 est fixée sur la valeur de 7.7 K Ω .

Résultats :

$$V_{e\ max}=3.4\ V$$

$$V_{s\ max}= 3.2\ V$$

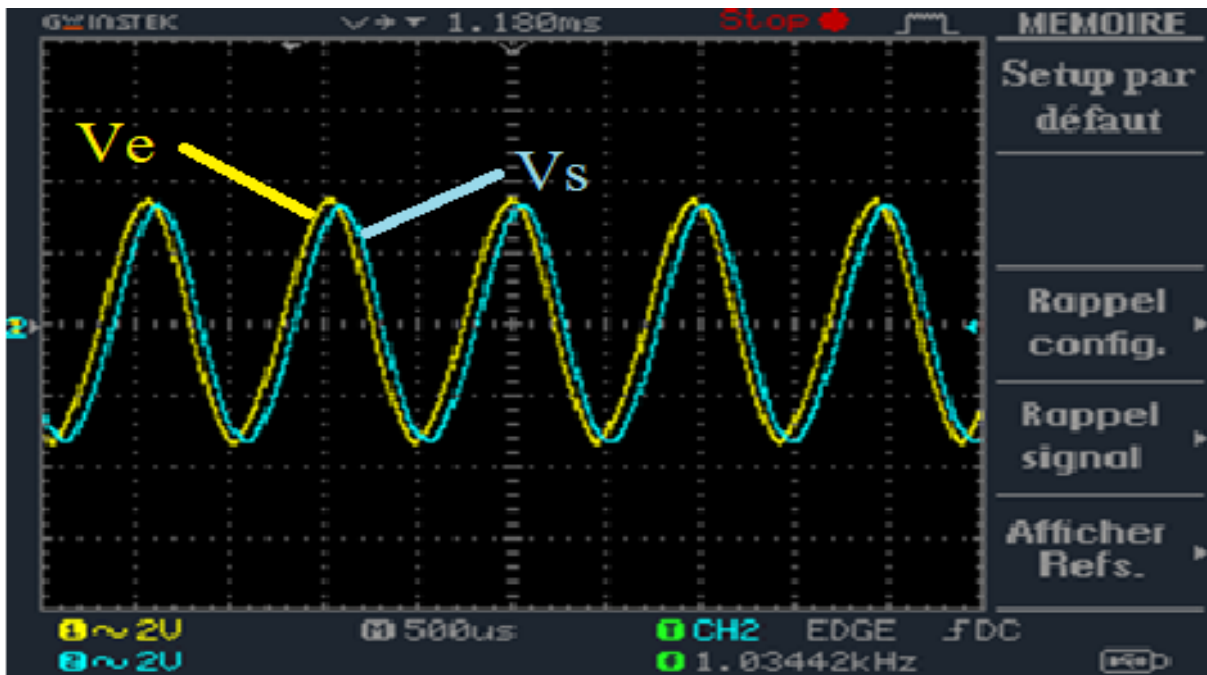
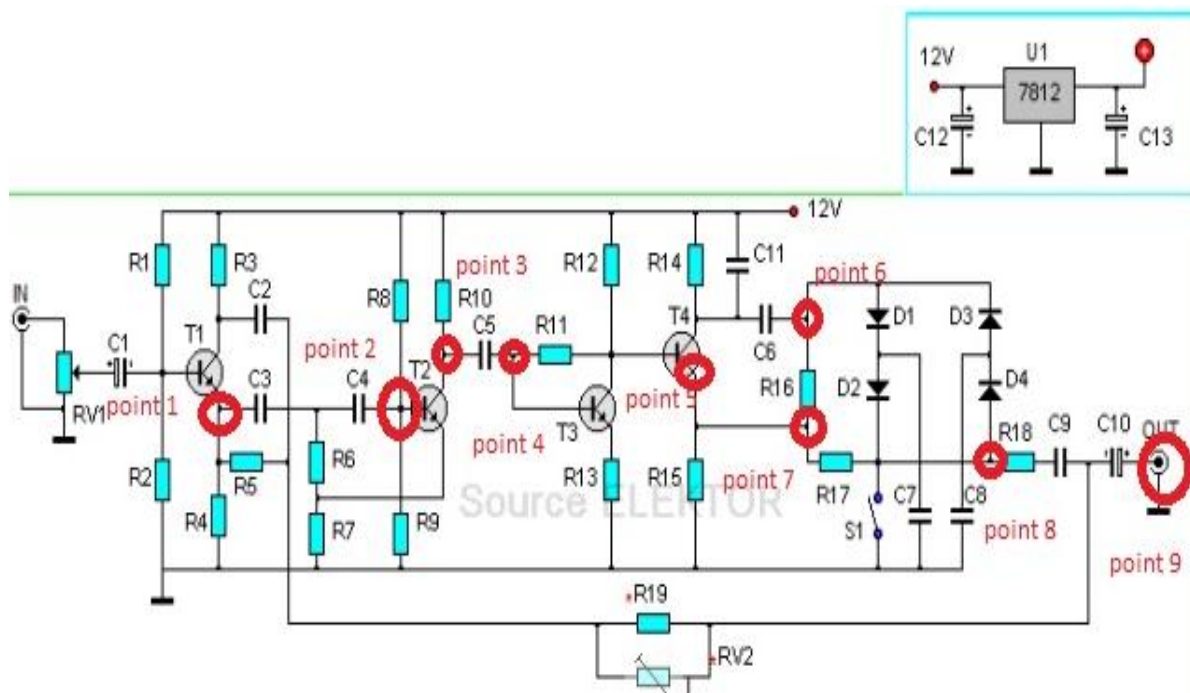


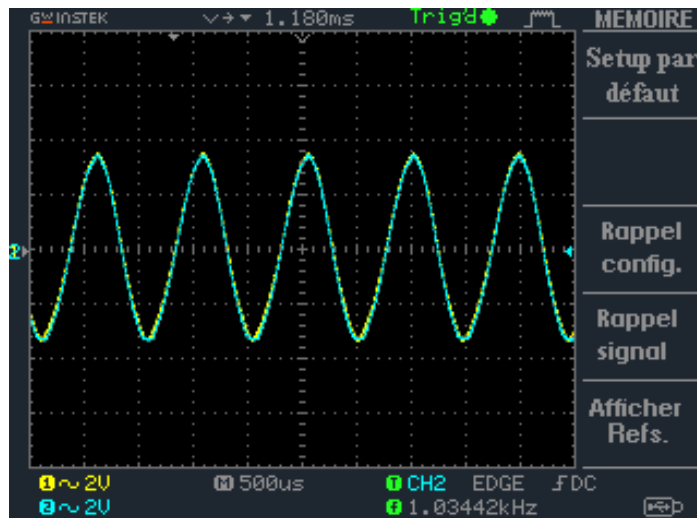
Figure 3.7 : Signaux d'entrée et de sortie maximum.

Les différents signaux obtenus :

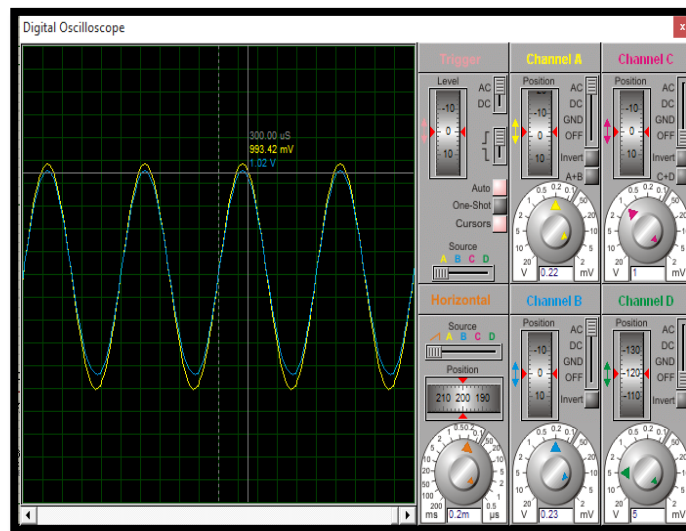


Point 1 : Signal à l'émetteur de T1

Signal pratique



Signal sur ISIS

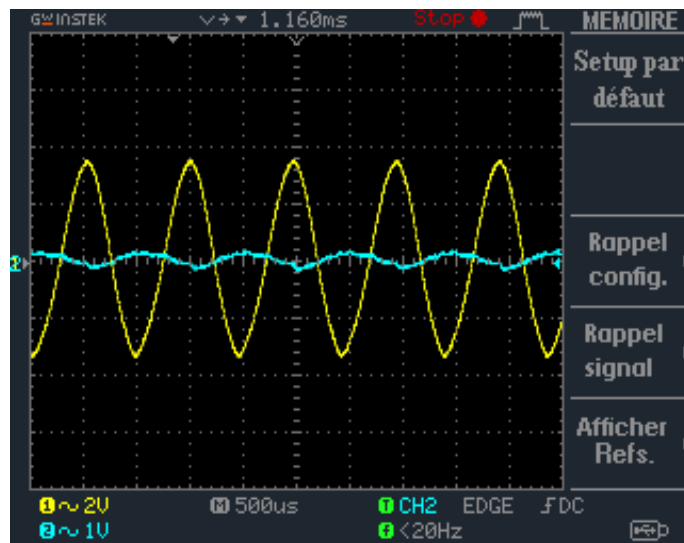


Remarque : adaptation du signal de sortie que celui de l'entrée. Parce que le premier étage est monté comme collecteur commun d'où le signal sorti dans l'émetteur est adapté à celui de l'entrée.

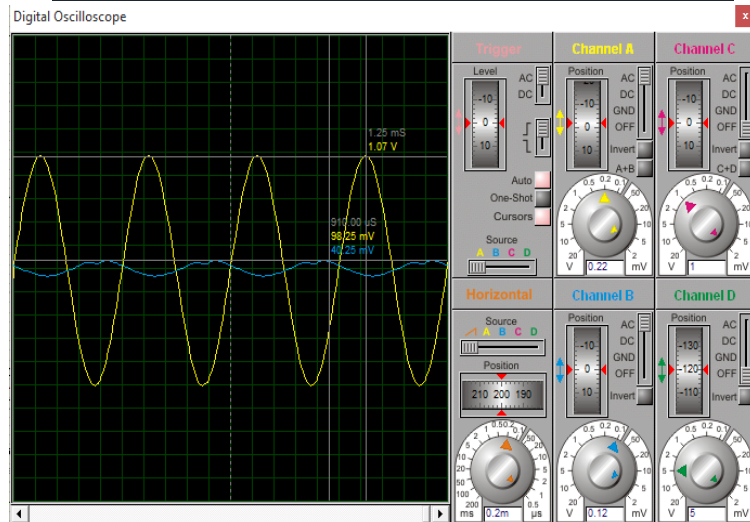
Observation : presque les mêmes graphes d'oscilloscope réel et celui de : ISIS

Point 2 : Base du transistor T2

Signal pratique

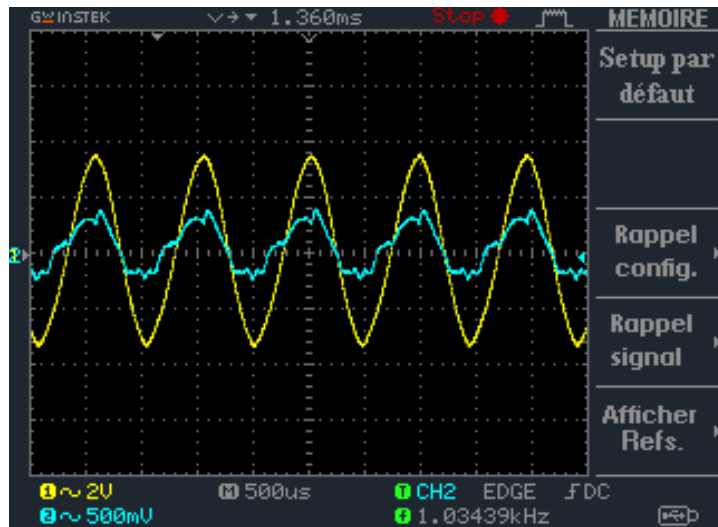


Signal sur ISIS

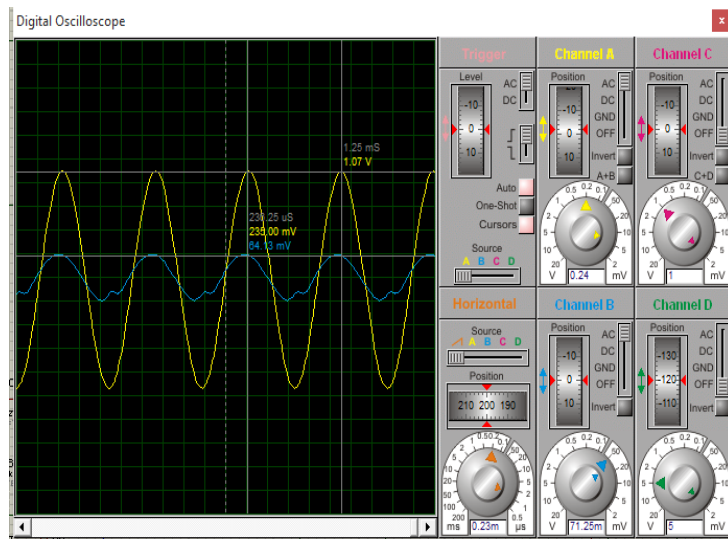


Point 3 : Collecteur du transistor T2

Signal pratique

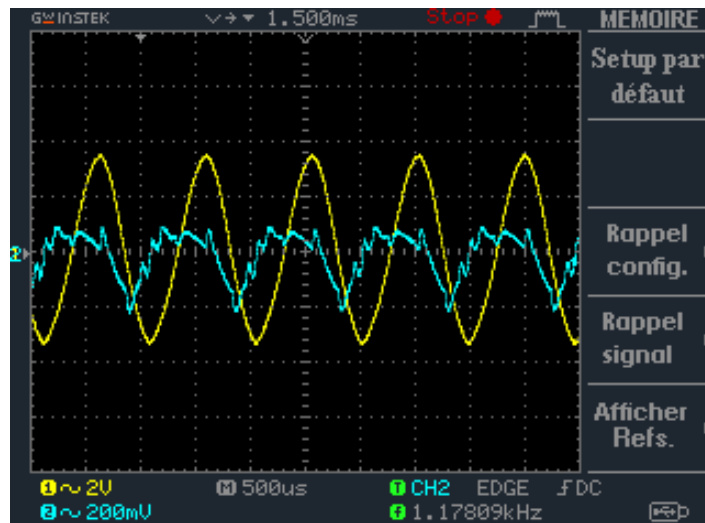


Signal sur ISIS

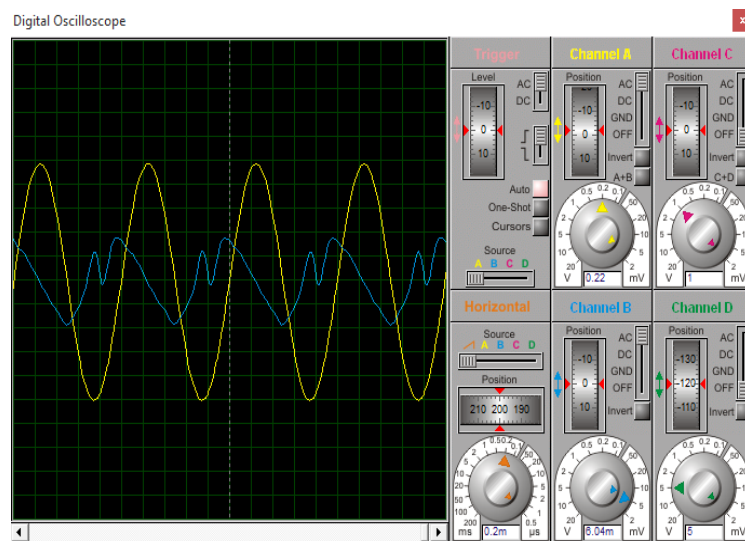


Point 4 : Base du transistor T3

Signal pratique

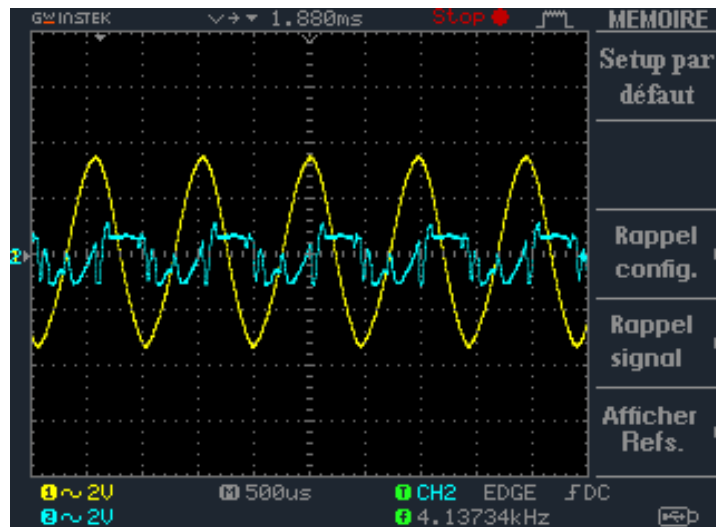


Signal sur ISIS

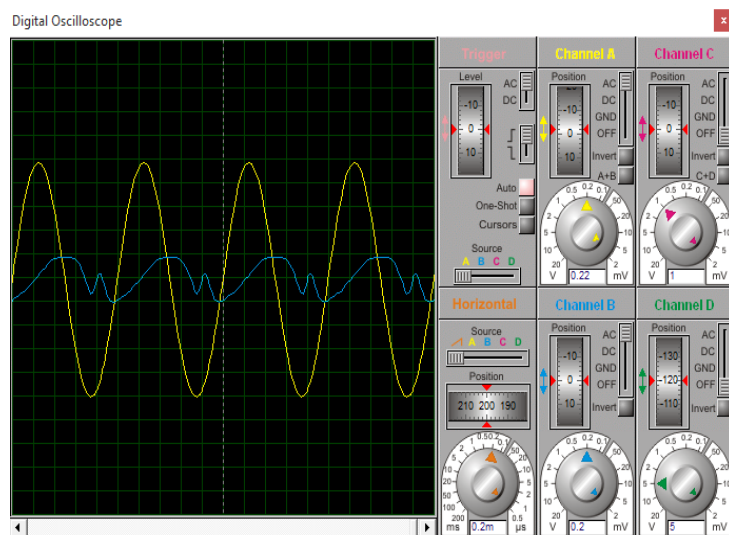


Point 5 : Emetteur du transistor T4

Signal pratique

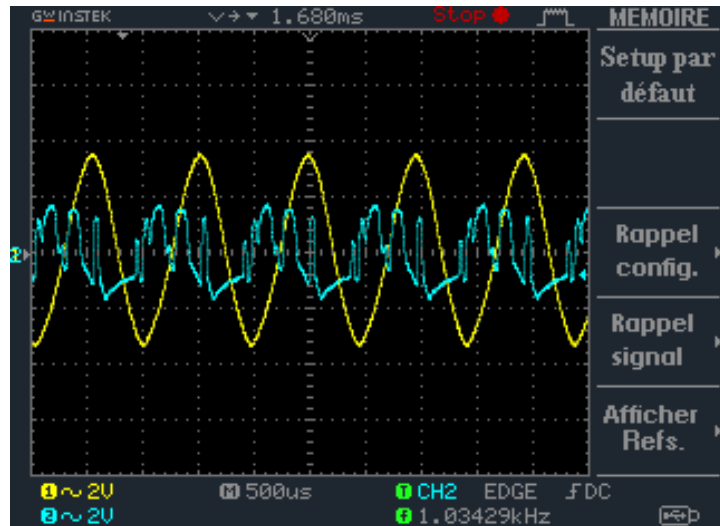


Signal sur ISIS

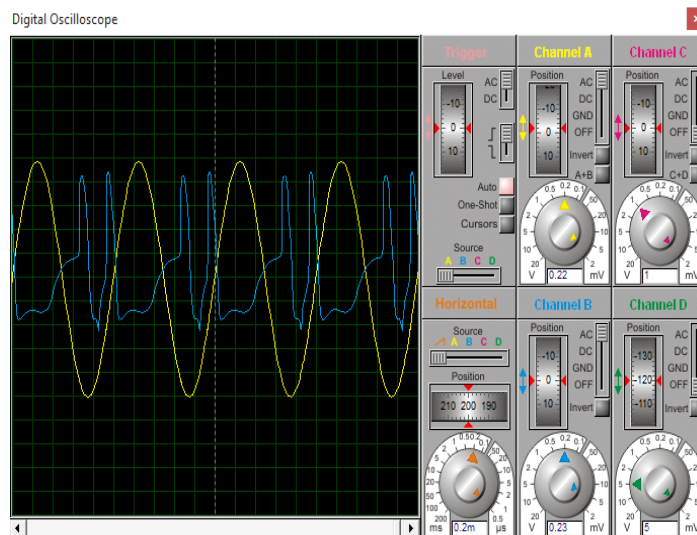


Point 6 : Anode de la Diode D1 (c'est le point 7)

Signal pratique

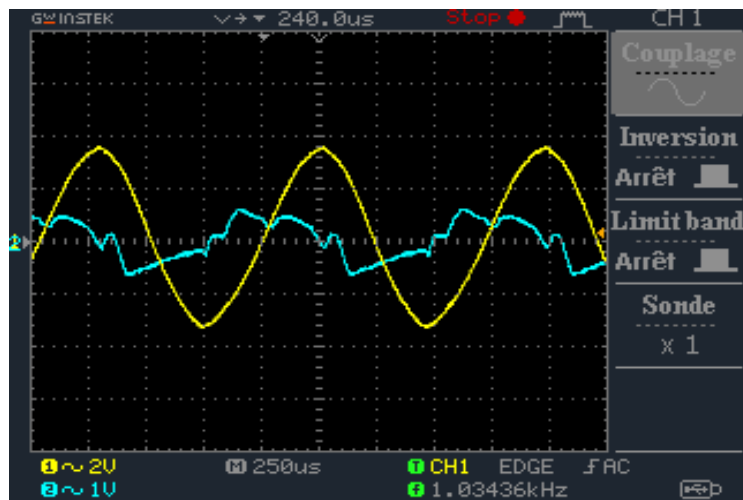


Signal sur ISIS

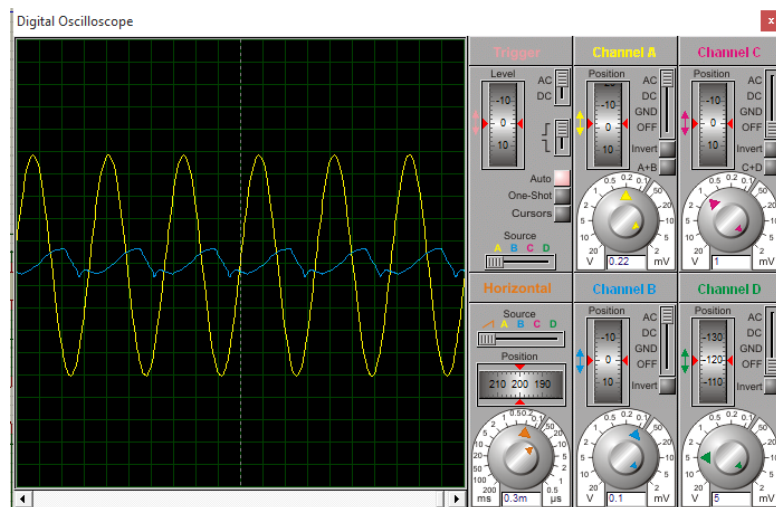


Point 8 : Anode de la diode D4

Signal pratique

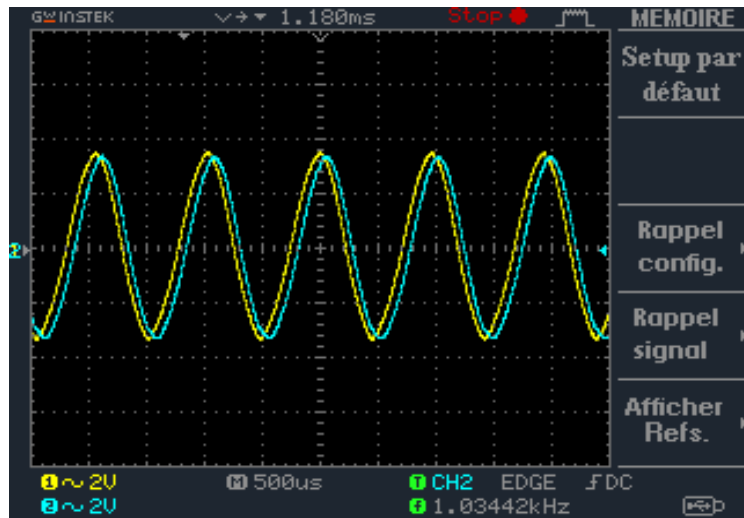


Signal sur ISIS

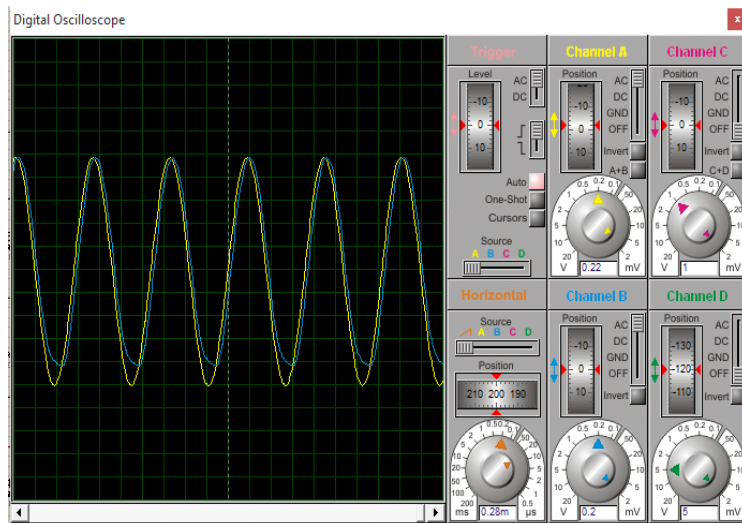


Point 9 : La sortie

Signal pratique



Signal sur ISIS



Remarque : Il ya une grande concordance entre les signaux pratiques et ceux donnés par ISIS.

3.5.2. Deuxième partie

On varie la valeur de RV1 pour obtenir une tension presque nulle à la sortie du montage .La valeur mesurée de RV1 est $1K\Omega$; la tension d'entrée est de l'ordre de 220 mV efficace.

Signal obtenu à la sortie

Figure : signal pratique

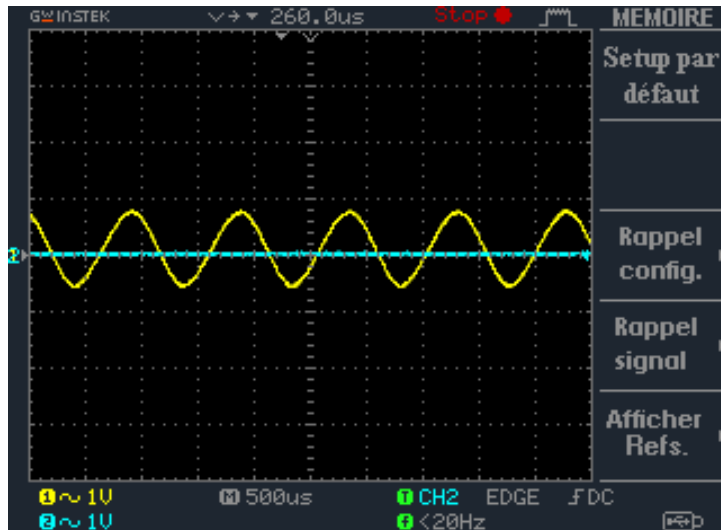
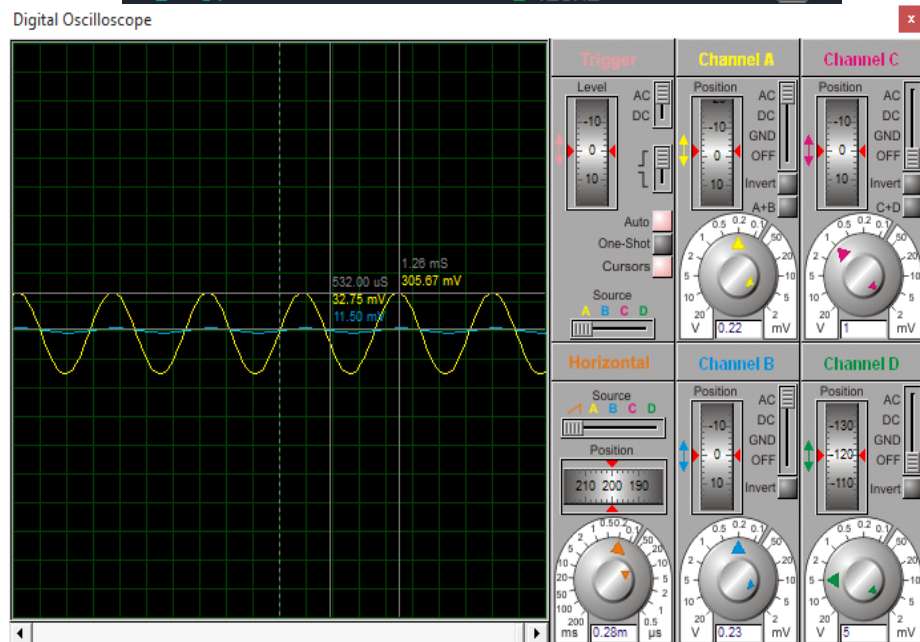


Figure : signal sur ISIS



Remarque : pour une tension d'entrée de 305.67 mV et une tension de sortie de : 11.50 mV.

Conclusion

En premier lieu, la fréquence d'entrée est réglée à $f = 1$ kHz ; le signal d'entrée maximal est 3.6 V pour obtenir la sortie non écrêtée. Dans ce cas, Quand RV1 est réglée sur la valeur de 7.7 K Ω ; le signal de sortie est presque identique que le signal d'entrée.

Dans le deuxième cas, la valeur de RV1 pour obtenir une tension presque nulle à la sortie du montage est 1K Ω .

Conclusion générale

Conclusion générale

Le charme d'écouter n'importe qu'elle instrument de sortie audio nous demande le calme et la concentration mais parfois le bruit audio délivré par les différents instruments gêne.

On peut diminuer ou supprimer ce bruit produit par ces instruments de sortie audio.

Dans notre projet, on a donné une introduction générale sur le bruit, ses différents types, des notions, des comparaisons, calculs ...etc.

Puis nous avons donné le schéma synoptique du montage et son fonctionnement bloc ; nous avons étudié alors en détail les différents étages qui constituent le montage.

Dans la réalisation pratique ; nous avons préparé le circuit imprimé sur le logiciel ISIS, nous avons implanté les composants sur plaque et nous avons fait les tests et les mesures pratiques.

Le réducteur de bruit est placé entre le préamplificateur et l'amplificateur d'une chaîne audio. La sortie habituelle du préamplificateur est supérieure à 220 mV et le bruit est inférieur à cette valeur ; ce dernier signal serait alors éliminé.

Bibliographie

Bibliographie

[1] <http://fr.wikipedia.org>

[2] Jean-Philippe Muller « Le bruit dans les systèmes électroniques » Version juillet 2002.

[3] Hakim ZIMOUICHE « Capteur d'images CMOS à réponse insensible aux variations de température » thèse de doctorat, Université de Grenoble.

[4] F. BOUDOIN, M. LAVABRE « Capteur principes et utilisation » édition CASTEILLA, 2008.

[5] www.mesure-radioactive.fr

[6] www.elektronique.fr

[7] www.bruitparif.fr/l-echelle-des-decibels

[8] www.francaise-instrumentation.fr/sonometres/182-sonometre-standard.html

[9]-Transistor en régime dynamique :www.technologuepro.com/cours-electronique/chapitre-6-transistor-bipolaire-en-regime-variable.pdf

[10] Transistor bipolaire ensil :

https://www.unilim.fr/pages_perso/valerie.madrangas/Transistor-bipolaire1.pdf

[11] http://public.iutenligne.net/electricite/ott/transistors_bipolaire_FET/1/2.html

[13] Cours de Electronique - Circuit de filtrage :

<http://www.maxicours.com/se/fiche/0/3/131503.html>

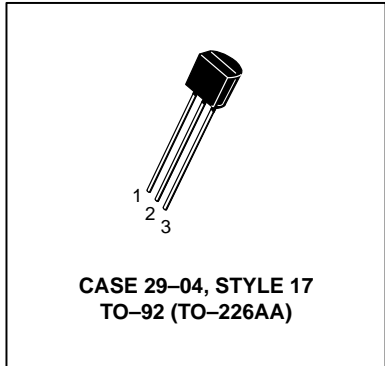
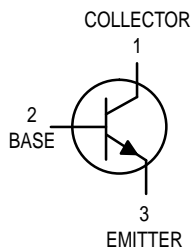
[14] <https://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM23/RM23I/RM23i06.html>

Annexes

Low Noise Transistors

NPN Silicon

BC549B,C
BC550B,C



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BC549	BC550	Unit
Collector–Emitter Voltage	V_{CEO}	30	45	Vdc
Collector–Base Voltage	V_{CBO}	30	50	Vdc
Emitter–Base Voltage	V_{EBO}	5.0		Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	100		mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625	5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5	12	Watt mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	–55 to +150		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10 \text{ mAdc}, I_B = 0$)	BC549B,C BC550B,C	$V_{(BR)CEO}$	30 45	— —	— —	Vdc
Collector–Base Breakdown Voltage ($I_C = 10 \mu\text{Adc}, I_E = 0$)	BC549B,C BC550B,C	$V_{(BR)CBO}$	30 50	— —	— —	Vdc
Emitter–Base Breakdown Voltage ($I_E = 10 \mu\text{Adc}, I_C = 0$)		$V_{(BR)EBO}$	5.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 30 \text{ V}, I_E = 0$) ($V_{CB} = 30 \text{ V}, I_E = 0, T_A = +125^\circ\text{C}$)		I_{CBO}	— —	— —	15 5.0	nAdc μAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 4.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$)		I_{EBO}	—	—	15	nAdc

BC549B,C BC550B,C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 10\ \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$)	h_{FE}	100	150	—	—
BC549B/550B		100	270	—	—
($I_C = 2.0\ \text{mA}$, $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$)	h_{FE}	200	290	450	—
BC549B/550B		420	500	800	—
BC549C/550C					
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10\ \text{mA}$, $I_B = 0.5\ \text{mA}$) ($I_C = 10\ \text{mA}$, $I_B = \text{see note 1}$) ($I_C = 100\ \text{mA}$, $I_B = 5.0\ \text{mA}$, see note 2)	$V_{CE(\text{sat})}$	—	0.075 0.3 0.25	0.25 0.6 0.6	Vdc
Base–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 100\ \text{mA}$, $I_B = 5.0\ \text{mA}$)	$V_{BE(\text{sat})}$	—	1.1	—	Vdc
Base–Emitter On Voltage ($I_C = 10\ \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$) ($I_C = 100\ \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$) ($I_C = 2.0\ \text{mA}$, $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$)	$V_{BE(\text{on})}$	— — 0.55	0.52 0.55 0.62	— — 0.7	Vdc

SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS

Current–Gain — Bandwidth Product ($I_C = 10\ \text{mA}$, $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$, $f = 100\ \text{MHz}$)	f_T	—	250	—	MHz
Collector–Base Capacitance ($V_{CB} = 10\ \text{V}$, $I_E = 0$, $f = 1.0\ \text{MHz}$)	C_{cbo}	—	2.5	—	pF
Small–Signal Current Gain ($I_C = 2.0\ \text{mA}$, $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$, $f = 1.0\ \text{kHz}$)	h_{fe}	240	330	500	—
BC549B/BC550B		450	600	900	—
BC549C/BC550C					
Noise Figure ($I_C = 200\ \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$, $R_S = 2.0\ \text{k}\Omega$, $f = 1.0\ \text{kHz}$) ($I_C = 200\ \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0\ \text{V}$, $R_S = 100\ \text{k}\Omega$, $f = 1.0\ \text{kHz}$)	NF_1 NF_2	— —	0.6 —	2.5 10	dB

NOTES:

- I_B is value for which $I_C = 11\ \text{mA}$ at $V_{CE} = 1.0\ \text{V}$.
- Pulse test = $300\ \mu\text{s}$ – Duty cycle = 2%.

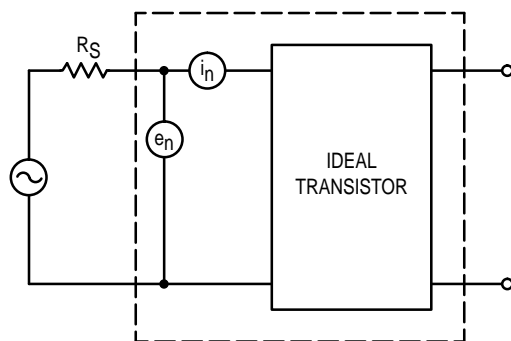


Figure 1. Transistor Noise Model

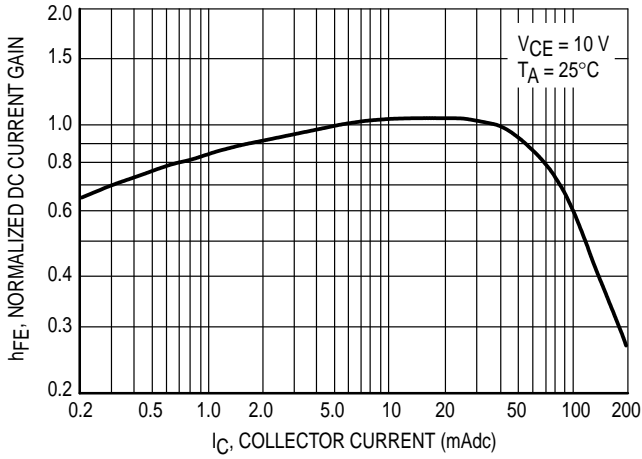


Figure 2. Normalized DC Current Gain

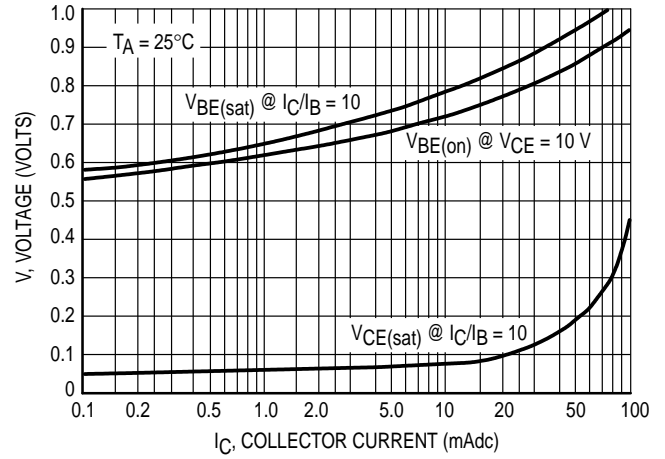


Figure 3. "Saturation" and "On" Voltages

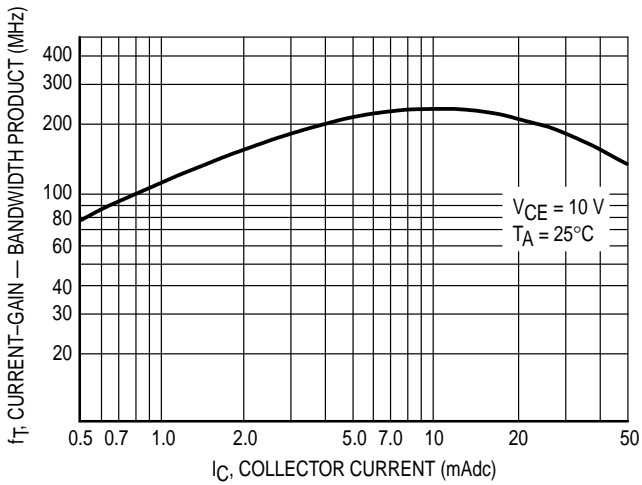


Figure 4. Current-Gain — Bandwidth Product

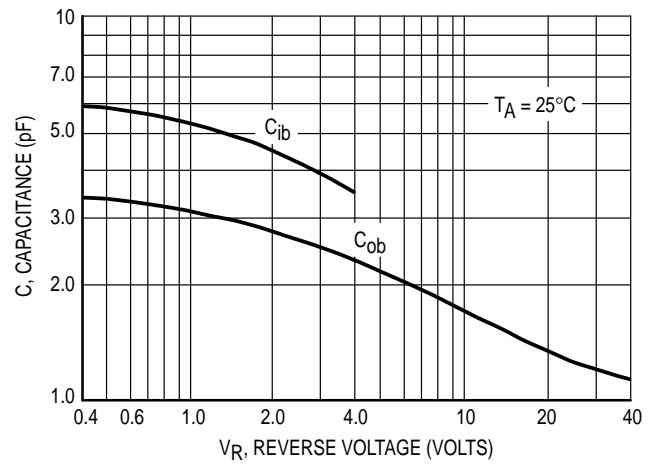


Figure 5. Capacitance

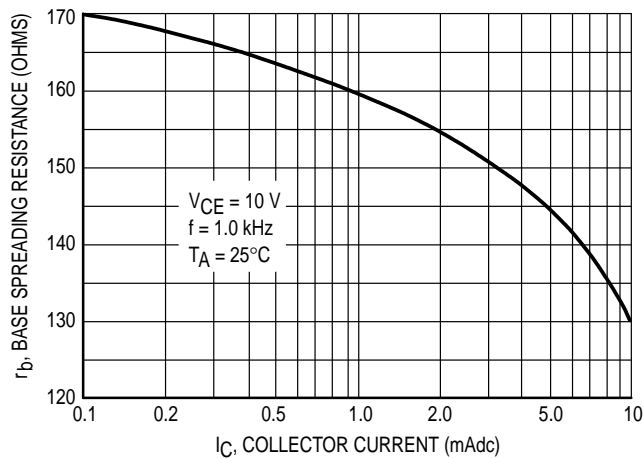
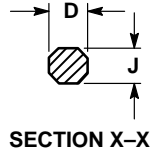
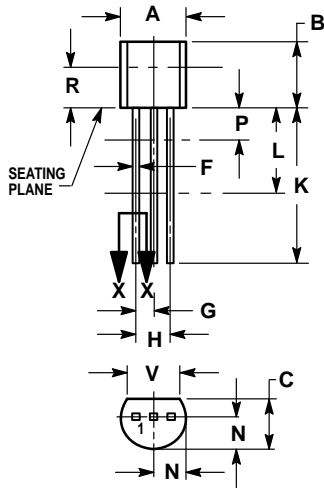


Figure 6. Base Spreading Resistance

PACKAGE DIMENSIONS



CASE 029-04
(TO-226AA)
ISSUE AD

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND DIMENSION R IS UNCONTROLLED.
4. DIMENSION F APPLIES BETWEEN P AND L. DIMENSION D AND J APPLY BETWEEN L AND K. MINIMUM LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.20
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.165	3.18	4.19
D	0.016	0.022	0.41	0.55
F	0.016	0.019	0.41	0.48
G	0.045	0.055	1.15	1.39
H	0.095	0.105	2.42	2.66
J	0.015	0.020	0.39	0.50
K	0.500	—	12.70	—
L	0.250	—	6.35	—
N	0.080	0.105	2.04	2.66
P	—	0.100	—	2.54
R	0.115	—	2.93	—
V	0.135	—	3.43	—

STYLE 17:

1. COLLECTOR
2. BASE
3. EMITTER

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters can and do vary in different applications. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, Toshikatsu Otsuki,
6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE (602) 244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

HONG KONG: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



Résumé

Parfois dans des instruments de sortie audio, le bruit délivré par ces derniers nous dérange. C'est vrai lorsqu'on écoute une personne qui parle ou qui fait un discours intéressant sur microphone branché avec des hauts parleurs, cela demande de la concentration. Ce montage résout favorablement le problème. Le bruit audio pourrait être supprimée ou réduit, ce qui nous met à l'aise et nous rend plus intéressants d'écouter de la musique ou n'importe quelle sortie audio.

Mots clés : Sortie audio, bruit, réducteur dynamique de bruit, signal de sortie plus net.

Absract

Sometimes, in audio output instruments the noise delivered by the latter disturbs us, it is true when we listen to a person who speaks by a discoure interested microphone connected with speakers, and to listen to him we need a concentration.

This circuit solves the problem favorably. The audio noise can be deleted, which makes us comfortable and more interesting to listen to music in any audio output.

Keyword: audio aoutput,noise,dynamic noise reducer,clearer output signal.

ملخص

في بعض الأحيان ، في أدوات إخراج الصوت ، تزعجنا الضوضاء التي تصدرها هذه الأخيرة ، وهذا صحيح عندما نستمع إلى شخص يتحدث عن طريق ميكروفون متصل بمكبرات الصوت ، للاستماع له يتطلب منا التركيز. هذه الدارة الكهربائية تحل المشكلة بشكل إيجابي بحيث يمكنها من حذف الضوضاء الصوتية ، مما يجعلنا نشعر بالراحة عند الاستماع إلى الموسيقى أو أي مخرج صوتي آخر. كلمات مفتاحية : مخرج صوتي. مخفض الضوضاء الديناميكي. إشارات الخارجة واضحة.