



جامعة أبو بكر بلقايد - تلمسان

Université Abou Bakr Belkaïd de Tlemcen

Faculté de Technologie

Département de Génie Biomédical

Laboratoire de Recherche de Génie Biomédical

MEMOIRE DE PROJET DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du Diplôme de

MASTER EN INSTRUMENTATION ELECTRONIQUE

Présenté par :

Melle : TEKFI Karima et Melle : YAHYABEY Naima

THEME

MESURE DE DISTANCE PAR ULTRASON

Soutenu le 15 juin 2016 devant le Jury

| | | | | |
|--------|--------------------|-------------|-----------------------|-----------|
| Mr. | Hamza cherif Lotfi | <i>MCB</i> | Université de Tlemcen | Président |
| Melle. | Baakek Yettou Nour | <i>MCB</i> | Université de Tlemcen | Examineur |
| | El houda | | | |
| Mr. | Debbal Sidi | <i>Prof</i> | Université de Tlemcen | Examineur |
| | Mohammed | | | |

Année universitaire 2015-2016

Conclusion générale

Dans notre projet d'étude, nous avons conçu et réalisé une chaîne de mesure ultrasonore *qui permet de mesurer une variation de distance entre deux repères. On obtient alors une tension fonction de cette distance au niveau du récepteur qui pourra ainsi être utilisée dans différents applications.*

Nôtre projet nous a permis d'approfondir nos connaissances sur l'utilisation des capteurs à ultrasons et des différentes fonctions d'électronique (oscillation, amplification, affichage, etc..). Plus important encore, c'est d'être confronté aux problèmes pratiques de l'électronique et comment pouvoir les surmonter totalement pour mener à bien une réalisation. Chose qui n'est pas très facile et que tout électronicien peut le confirmer.

Introduction général

Les signaux ultrasonores sont des ondes de pression mécanique de fréquences supérieures à celles qui sont audibles par l'oreille humaine. D'une manière générale, cette bande de fréquences se situe entre 20 kHz et 1 GHz et couvre une grande variété d'applications.

Les signaux ultrasonores sont habituellement générés par un transducteur composé d'un élément piézoélectrique qui permet de transformer les ondes mécaniques en signaux électriques et vice-versa. Lorsqu'une variation de tension est appliquée aux bornes d'un cristal piézoélectrique, ce dernier se met à vibrer et produit une onde de pression. Inversement, lorsqu'un cristal piézoélectrique est exposé à une onde de pression, il se déforme et produit un signal électrique.

Ce signal est souvent entaché de bruit de très faible amplitude, c'est pourquoi, il devrait donc être amplifié, et filtré.

Le but de ce projet c'est d'étudier et de réaliser une chaîne de mesure ultrasonore en variant la distance du transducteur de réception par rapport au transducteur d'émission. On doit montrer que la distance entre les deux transducteurs est inversement proportionnelle à la tension obtenu.

Nôtre travail est subdivisé en trois parties:

Le premier chapitre qui présente les notions théoriques et fondamentales sur les ultrasons ainsi que de leurs applications dans différents domaines.

Le deuxième chapitre est consacré par contre à l'étude théorique de la chaîne à ultrason adoptée. Dans cette partie on va établir le schéma synoptique de nôtre réalisation suivi par une description des différents étages électroniques utilisés.

Le dernier chapitre concernera essentiellement l'étude pratique du dispositif électronique (chaîne de mesure) et la présentation des différentes mesures et courbes obtenues.

Remerciements

Nous tenons à remercier notre Dieu, le tout puissant, de nous avoir donné la santé et la volonté pour compléter ce modeste travail. Nous tenons à exprimer nos profondes gratitude et nos vifs remerciements à notre encadreur, professeur Debbal S.M pour sa disponibilité et de nous avoir fait profiter de ses qualités aussi bien sur le plan scientifique que sur le plan professionnel. Un grand merci pour son sérieux, sa patience et son aide. Nos remerciements s'adressent également au président de jury Mr. Hamza cherif Lotfi d'avoir accepté de lire et d'évaluer notre mémoire. Notre gratitude et remerciements vont aussi à Melle Baakek Yettou Nour El Houda qui a aimablement accepté de juger ce modeste travail. Un grand merci à Mr. HAMOUDI YUCEF et Mr. BELAID BOUMEDIEN pour nous avoir aidé et dirigé par leurs conseils le long de notre travail. Nous exprimons nos remerciements à tous les enseignants qui nous ont encadrés pendant notre cursus universitaire sans oublier les membres du Laboratoire d'électronique. Enfin, nous remercions tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

المخلص

وفي هذا المشروع الذي حققناه. ويهدف هذا الأخير إلى دراسة وإجراء سلسلة قياس بالموجات فوق الصوتية من خلال تغيير مسافة محول المتلقية بخصوص هذه المسألة، وتحسين المعرفة النظرية لدينا والممارسة التجريبية، وثانياً لتشعرنا الاصبح أن الفريق العامل هو. لأنه كما نعلم مهندسي المستقبل هو أداة رئيسية.

النتائج التجريبية التي تم الحصول عليها أظهرت أن المسافة بين محولات اثنين تتناسب عكسياً مع الجهد حصلت. من بالإضافة إلى ذلك، وجود الهواء يغير كثيراً من استجابة أجهزة الاستشعار.

وبالتالي، العمل الذي تقوم ساهم في فهم أفضل لتأثير الموجات فوق الصوتية والممتلكات المادية. وعلاوة على ذلك، فإن هذه النتائج تساعد أيضاً في تحسين تصميم أجهزة الاستشعار بالموجات فوق الصوتية.

Résumé

C'est dans le cadre de ce projet que nous avons réalisé. Ce dernier a pour but, d'étudier et réaliser une chaîne de mesure ultrasonore en variant la distance du transducteur de réception par rapport à celle d'émission et améliorer nos connaissances théoriques et notre pratique expérimentale, et d'autre part de nous faire toucher du doigt ce que le travail de groupe est ; car en tant que futurs ingénieurs nous savons qu'il est un outil clé.

Les résultats expérimentaux obtenus ont montré que la distance entre les deux transducteurs est inversement proportionnelle à la tension obtenue. De plus, la présence de l'air modifie considérablement la réponse du capteur.

Ainsi, les travaux réalisés ont contribué à une meilleure compréhension de l'effet des ultrasons et leur propriété physique. De plus, ces résultats contribueront aussi à améliorer la conception des capteurs ultrasoniques.

abstract

It is in this project that we have achieved. The latter aims to study and perform an ultrasonic measurement chain by varying the distance of the receiving transducer over that issue and improve our theoretical knowledge and experimental practice, and secondly to make us feel the finger that the working group is; because as we know future engineers is a key tool.

The experimental results obtained have shown that the distance between the two transducers is inversely proportional to the voltage obtained. From addition, the presence of air substantially alters the sensor response.

Thus, the work carried out has contributed to a better understanding of the effect of ultrasound and physical property. Moreover, these results also help improve the design of ultrasonic sensors.

Dédicace

Je commence par rendre grâce à Dieu et sa bonté, pour la patience, la compétence et le courage qu'il m'a donné pour en arriver là.

Avec tout mon amour éternel et avec l'intensité de mes émotions, Je dédie ce mémoire :

*Spécialement à ma chère **MAMAN** qui m'a élevé et soutenu tout au long de ma vie.*

A l'âme de mon cher père, aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous.

A mes chères sœurs Cherifa, Hanane et Ryma et mes chers frères Mohammed, Menouar, Tayeb et Redouane et à toute ma famille.

A notre encadreur professeur Debbal S - M qui nous a soutenu pour la réussite de ce projet.

Je tiens énormément à remercier mes enseignants, mes amis (es) et camarades de cette promotion «instrumentation biomédicale » sans oublier mes chers amis et copains sans exception.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible, je vous dis merci.

Yahyabey Naima

Dédicace

Avec l'aide de Dieu clément, on a pu réaliser ce modeste mémoire qui est le fruit d'un long et dure travail.

Je dédie ce travail avec grande joie et cœur ouvert à mes très chers parents qui m'ont soutenu et encouragé avec leur présence et leurs participations actives durant mes études. Un grand merci pour eux.

Sans jamais oublier mon cher frère HAMZA qui a été toujours disponible pour m'aider et m'encourager.

Ensuite, à ceux qui me sont très chers mon grand père et ma grand mère maternelle je leur dédie ce travail de fin d'étude à leurs mémoire.

Enfin, je ne saurais oublier ma grande famille, la famille TEKFI, et la famille OUAHIOUNE pour leur soutien moral.

Je dédie aussi ce travail à mes très chères amies HASNA, NESRINE, MERIEME, ASMA, à toutes mes copines avec qui j'ai passé de bons moments de joie et de détente.

À tous, ceux que j'ai cités et à ceux qui ne sont pas cités comme SARAH, SALIMA, MIDOU, SAID, et les autres et qui m'ont apporté à un moment ou un autre une aide à la conduite de ce travail : un grand Merci du fond de mon cœur.

TEKFI Karima

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : Gilles MAURIS, “Capteurs ultrasonores intelligents”, thèse de Doctorat, Université de Savoie, 1992.
- [2] : Michel BRUNEAU, “Fundamentals of Acoustics”, ISTE Ltd, 2006.
- [3] : Brown B et Goodman J.E., « Ultrasons de haute intensité », Applications Industrielles, Ed Dunod, Paris 1971.
- [4]:Dognon A., « Les ultrasons et leurs applications », Presses universitaire de France, Paris 1953.
- [5]:Syrota A., « Bases physiques de l'imagerie ultrasonore », N° Paris Onze édition H37,1994.
- [6]:Banks B, Gordon E et Rawding H, « La détection ultrasonique des défauts dans les matériaux », Paris 1966.
- [7] : <http://www.universalis.fr/encyclopedie/ultrasons/>.
- [8] : USR, chapitre 3 : imagerie par les ondes ultrasonores (échographie), Madame Ferroui Amel ,pp (3-4, 6,7,8,5) ,8/11 /2015
- [9] : Brown B et Goodman J.E., « Ultrasons de haute intensité », Applications Industrielles, Ed Dunod, Paris 1971.
- [10] :] Ristic V., « Principles of Acoustic Devices ». John Wiley&Sons, New York 1983.
- [11] :
- [12] : MFE : “utilisation de l’effet Doppler en mode pulse pour la mesure de la vitesse et de la portée d’un obstacle“, Edition 1993- 1994
- [13] : Tony van Roon ,555 timer tutorial , 1972
- [14] :Tahar Neffati ;électricité générale ;Dunod ; ;PP 249, 2003

[15] : <https://tpeminiaturisation.wikispaces.com/Fonctionnement+du+transistor>

[16] : Mr Bendi.H et Mr Bouazzaoui.B « Thermomètre à thermocouple» (PFE)

Dirigé par : Mr Boussaid.A (1992-1993)

[17] <http://www.ile-reunion.org/louispayen/cours/filtrage.htm>

[18] : Tahar Neffati, *L'électronique de A à Z*, Paris, Dunod, p. 76-77, 2006.

[19] http://pbelaire.free.fr/electronique_realisation_vumetre.htm

Nomenclature

Résistances :

| désignation | quantité |
|--|----------|
| R1=1k Ω R2=1k Ω R9=1k Ω | 3 |
| R3=470 Ω | 1 |
| R4=4,7k Ω | 1 |
| R5=10 k Ω R11=10 k Ω | 2 |
| R6=470k Ω R7=470k Ω | 2 |
| R8=100k Ω R10=100 k Ω | 2 |
| R12=20 k Ω | 1 |

Potentiomètres :

| désignation | quantité |
|--------------------|----------|
| RV1=22 k Ω | 1 |
| RV2=460 k Ω | 1 |
| RV3=100 k Ω | 1 |

Condensateurs :

| désignation | quantité |
|--------------------|----------|
| C1=10nF C2=10nF | 2 |
| C3=100 μ F | 1 |
| C4=1nF C7=1nF | 2 |
| C5=100nF | 1 |
| C6=4,7nF | 1 |
| C8=1 μ | 1 |

Diodes :

| désignation | quantité |
|-------------|----------|
| D1 :1N4148 | 1 |

Transistors :

| désignation | quantité |
|----------------|----------|
| Q1 : PNP BC547 | 1 |

Circuits intégrés :

| désignation | quantité |
|------------------------|----------|
| U1 :NE555 | 1 |
| U2 :TL071 U3 :TL071 | 2 |
| U4 :LM3914 | 1 |

| | |
|------------|---|
| | |
| U5 :CD4046 | 1 |

Transducteurs :

| désignation | quantité |
|--------------------------------------|-----------------|
| TX = Capsule émettrice ultrasonique | 1 |
| RX = Capsule réceptrice ultrasonique | 1 |

Table des matières

| | |
|---|----|
| Introduction générale | 1 |
| Chapitre 1 : notion sur les ultrasons | |
| 1. Introduction | 2 |
| 1.1 Historique..... | 2 |
| 1.1.1 Définition des ultrasons..... | 3 |
| 1.1.2 Le principe de production des ondes ultrasoniques | 4 |
| 1.1.2.1 Effet peizoélectque | 5 |
| 1.1.2.2 Le transducteur piézoélectrique | 6 |
| 1.2 Propriétés Physiques Des Ultrasons..... | 7 |
| 1.2.1 L'impédance acoustique | 8 |
| 1.2.2 Célérité de l'onde acoustique | 8 |
| 1.2.3 Fréquence et Longueur d'onde..... | 8 |
| 1.2.3.1 La longueur d'onde (λ)..... | 8 |
| 1.2.3.2 La fréquence F (Hz) | 8 |
| 1.2.4 La pression | 9 |
| 1.2.5 Intensité | 9 |
| 1.2.6 L'équation de l'onde ultrasonore | 9 |
| 1.3 Propagation des ultrasons dans un milieu solide..... | 10 |
| 1.4 Propagation des ultrasons dans un milieu liquide..... | 11 |
| 1.5 Émission et réception de l'onde ultrasonore..... | 11 |

| | |
|--|----|
| 1.5.1 Réflexion de l'onde ultrasonore | 12 |
| 1.5.2 Réfraction de l'onde ultrasonore..... | 12 |
| 1.5.3 Diffusion de l'onde ultrasonore | 13 |
| 1.5.4 Atténuation de l'onde ultrasonore | 14 |
| 1.5.5 L'absorption de l'onde ultrasonore | 14 |
| 1.6 Applications des ultrasons | 15 |
| 1.6.1 Le repérage d'obstacles..... | 15 |
| 1.6.2 L'utilisation industrielle..... | 16 |
| 1.6.3 L'utilisation des ultrasons en médecine..... | 16 |
| 1.6.4 Applications aux télécommunications | 17 |
| 1.6.5 Application à l'océanographie | 17 |
| 1.7 L'effet Doppler | 17 |
| 1.7.1 Différents systèmes Doppler..... | 18 |
| 1.7.1.1 Doppler continu | 18 |
| 1.7.1.2 Doppler pulsé | 18 |
| Conclusion | 20 |

Chapitre 2 : étude théorique de la chaîne à ultrasons

| | |
|---|----|
| Introduction | 21 |
| 2.2 La chaîne ultrasonore et fonctionnement détaillé de chaque bloc | 21 |
| 2.2.1 Alimentation stabilisé..... | 22 |
| 2.2.1.1 Source de tension 5 V ,12V,-12V..... | 22 |
| 2.2.1.2. Brochage..... | 23 |
| 2.2.2Circuit d'émission | 25 |
| 2.2.2.1L'horloge à 40 kHz..... | 25 |
| 2.2.2.1.1 Brochage | 26 |
| 2.2.2.1.2Principe de fonctionnement du NE555 en astable | 27 |
| 2.2.3amplification de courant..... | 28 |
| 2.2.3.1définition du transistor..... | 28 |
| 2.2.3.1.1Le transistor en amplification | 29 |
| 2.2.4 Transducteur d'émission..... | 31 |
| 2.2.5 Circuit de réception..... | 31 |
| 2.2.5.1Transducteur de réception..... | 32 |
| 2.2.5.2 Un Circuit d'amplification et filtrage..... | 32 |
| 2.2.5.2.1 Amplificateur inverseur | 32 |
| 2.2.5.2.2 Filtrage..... | 33 |
| 2.2.6 Circuit d'adaptation..... | 36 |
| 2.2.6.1 Montage suiveur..... | 36 |
| 2.2.6.2 Adaptation d'impédance en tension | 36 |
| 2.2.7 Circuit de détection de crête..... | 37 |
| 2.2.8 L'affichage | 39 |
| 2.2.8.1 Présentation du LM3914..... | 39 |
| 2.2.8.2 Comparateur | 40 |
| 2.2.8.3 Les principales caractéristiques du LM3914..... | 40 |
| 2.2.8.4 Brochage | 41 |
| 2.2.9 Oscillateur commandé en tension VCO | 41 |
| 2.2.9.1 Caractéristiques d'un VCO..... | 42 |
| 2.2.9.2 Présentation du circuit 4046..... | 43 |

| | |
|--------------------------|----|
| 2.2.9.2.1 Brochage | 44 |
| 2.2.10 Le Buzzer..... | 45 |
| Conclusion | 45 |

Chapitre 3 : étude pratique de la maquette

| | |
|-----------------------------------|----|
| Introduction..... | 46 |
| 3.2 Partie émission..... | 46 |
| 3.3 Circuit de réception..... | 48 |
| 3.3.1 Filtrage..... | 49 |
| 3.3.2 Amplification..... | 49 |
| 3.3.3Adaptation d'impédance | 50 |
| 3.3.4 La détection de crête..... | 51 |
| 3.4 Mesures obtenus..... | 52 |
| 3.5 Affichage | 53 |
| 3.6 vco avec un bezzet..... | 57 |
| Conclusion | 58 |
| Conclusion général..... | 59 |

Annexes

Référence bibliographique

Table de figure

CHAPITRE 1 :

| | |
|---|----|
| Figure 1.1 : Classification des sons selon la fréquence utilisée..... | 4 |
| Figure 1.2 : Spectre fréquentiel des ultrasons..... | 5 |
| Figure 1.3 : effet piézoélectrique direct et indirect..... | 6 |
| Figure 1.4: Composition d'un capteur (E1, E2, et E3 : forme quelconque d'énergies)..... | 6 |
| Figure 1.5 : La composition standard d'une capsule à ultrason..... | 7 |
| Figure1.6 : propagation des ondes longitudinales dans un solide..... | 10 |
| Figure1.7 : propagation des ondes transversales dans un solide..... | 11 |
| Figure1.8 : Emission et réception des ultrasons..... | 12 |
| Figure1.9 : Réflexion et réfraction des ondes ultrasonores..... | 13 |
| Figure1.10 : Phénomène de Diffusion | 13 |
| Figure 1.11: Schéma d'un Doppler pulsée..... | 19 |

CHAPITRE 2 :

| | |
|--|----|
| Figure2.1 : Schéma synoptique..... | 21 |
| Figure2.2 : Circuit générale..... | 21 |
| Figure 2.3 : Schéma électrique des alimentations stabilisés..... | 22 |
| Figure 2.4 brochage de LM7812 et LM7912..... | 24 |
| Figure 2.5 : chronogramme de l'alimentation stabilisé..... | 24 |

| | |
|---|----|
| Figure 2.6: schéma du circuit d'émission | 25 |
| Figure 2.7 : schéma interne d'astable à NE555..... | 26 |
| Figure 2.8: schéma synoptique de NE555..... | 26 |
| Figure 2.9: chronogrammes de fonctionnement du NE 555..... | 28 |
| Figure2.10: Représentations schématiques et symboliques des transistors bipolaires..... | 28 |
| Figure2.11: montage de l'amplification en courant | 30 |
| Figure 2.12: Caractéristiques idéal d'un transistor NPN..... | 31 |
| Figure 2.13 : Circuit de réception..... | 31 |
| Figure 2.14 : Montage électrique d'un amplificateur inverseur..... | 32 |
| Figure 2.15 : Filtre passe haut..... | 34 |
| Figure 2.16: signal de sortie d'un filtre passe haut..... | 34 |
| Figure 2.17 : Montage suiveur..... | 36 |
| Figure 2.18 : Montage d'adaptation d'impédance en tension | 36 |
| Figure 2.19: Schéma électrique de base du circuit de détection..... | 37 |
| Figure2.20 : courbe expliquant le fonctionnement de détecteur de crête..... | 38 |
| Figure 3.21: Circuit d'affichage..... | 39 |
| Figure 2.22 : montage comparateur de tension | 40 |
| Figure 1.23: brochage de LM3914..... | 41 |
| Figure 3.24 : circuit d'un oscillateur commandé en tension..... | 41 |
| Figure 2 .25 : principe de VCO..... | 42 |
| Figure2.26 : les caractéristiques en fréquence du VCO..... | 42 |

Figure 2.27:brochage de 4046.....44

Figure 2.28 :Buzzer.....45

CHAPITRE 3 :

Figure 3.1 : photo de circuit imprimé de l'émission.....46

Figure 3.2 : signal à la sortie de NE555.....47

Figure 3.3: signal à la sortie du transistor.....48

Figure 3.4 : photo de circuit imprimé de réception.....48

Figure 3.5: Signal de sortie d'amplificateur.....49

Figure 3.6: Signal de sortie de suiveur.50

Figure 3.7: Signal de sortie de détecteur de crête.....51

Figure 3.8 : signal d'émission et de réception.....51

Figure 3.9 : variation de la tension au niveau du récepteur en fonction de la variation de la distance.....52

Figure 3.10 : Circuit d'affichage à base de LM3914.....53

Figure 3.11 : photo montre l'allumage des leds à D=0cm..... 54

Figure 3.12: photo montre l'allumage des leds à D=1cm.....54

Figure 3.13 : photo montre l'allumage des leds à D=2.5cm.....55

Figure 3.14 : photo montre l'allumage des leds à D=6 cm.....55

Figure 3.15:photo montre l'allumage des leds à D=7.5cm.....56

Figure 3.16 : photo montre l'allumage des leds à D=8 cm.....56

Figure3.17: photo montre l'allumage des leds à D=9cm.....57

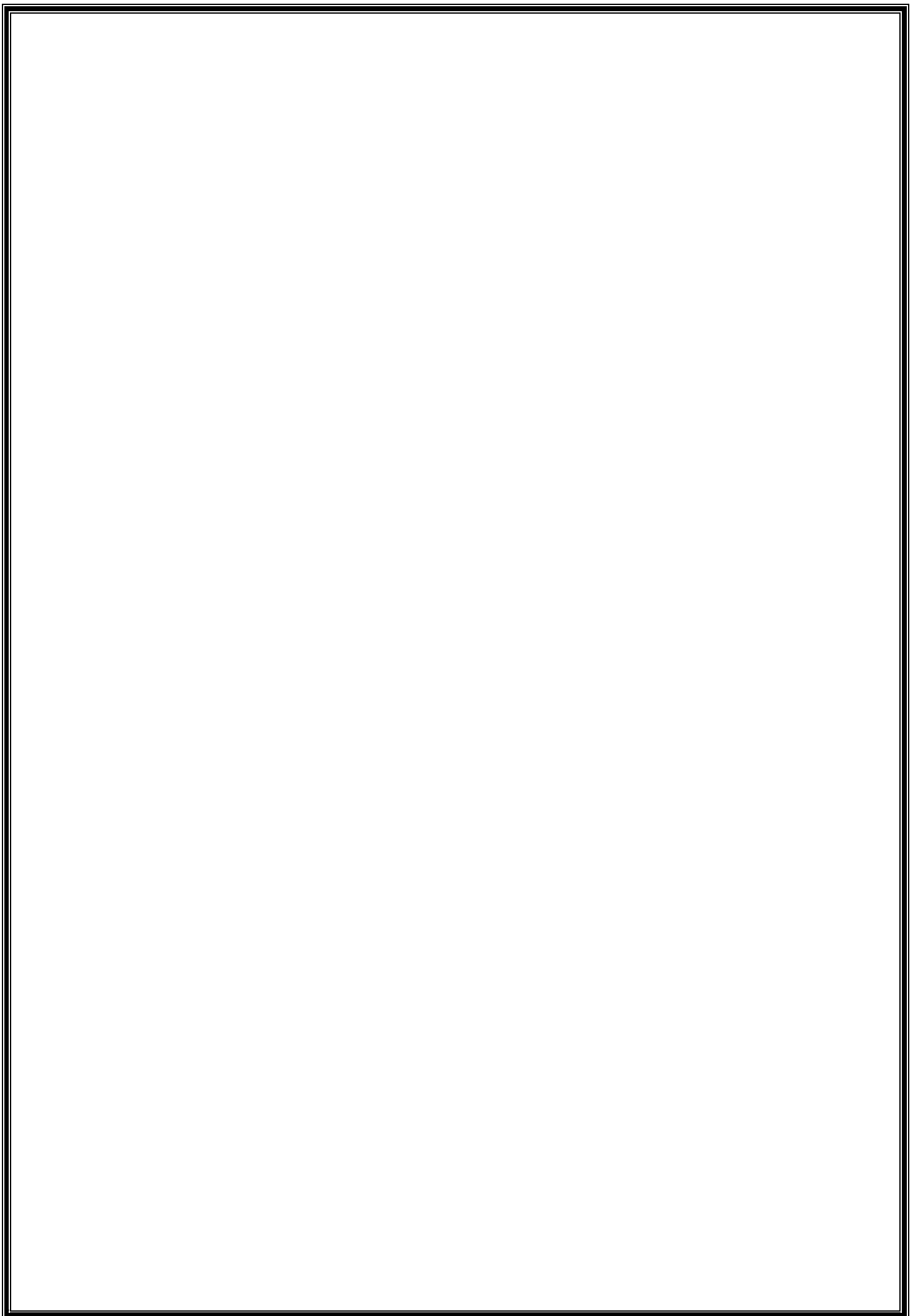
Figure 3.18 : circuit de vco avec buzzer.....57

Figure 3.19 : signal de sortie de vco58

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : la fréquence et la longueur d'onde dans différent milieu

Tableau 3.1 : la tension en fonction de la distance



Chapitre3 : Etude pratique de la chaîne ultrasonore

Introduction :

Dans ce chapitre une étude pratique détaillé la chaîne ultrasonore que nous avons réalisé est décrite .Cette étude pratique est menée par un ensemble de test sur les différents blocs constituant la chaine ultrasonore. Des valeurs et des courbes essentielles ont été prélevées en différents points tests.

3.2 Partie émission:

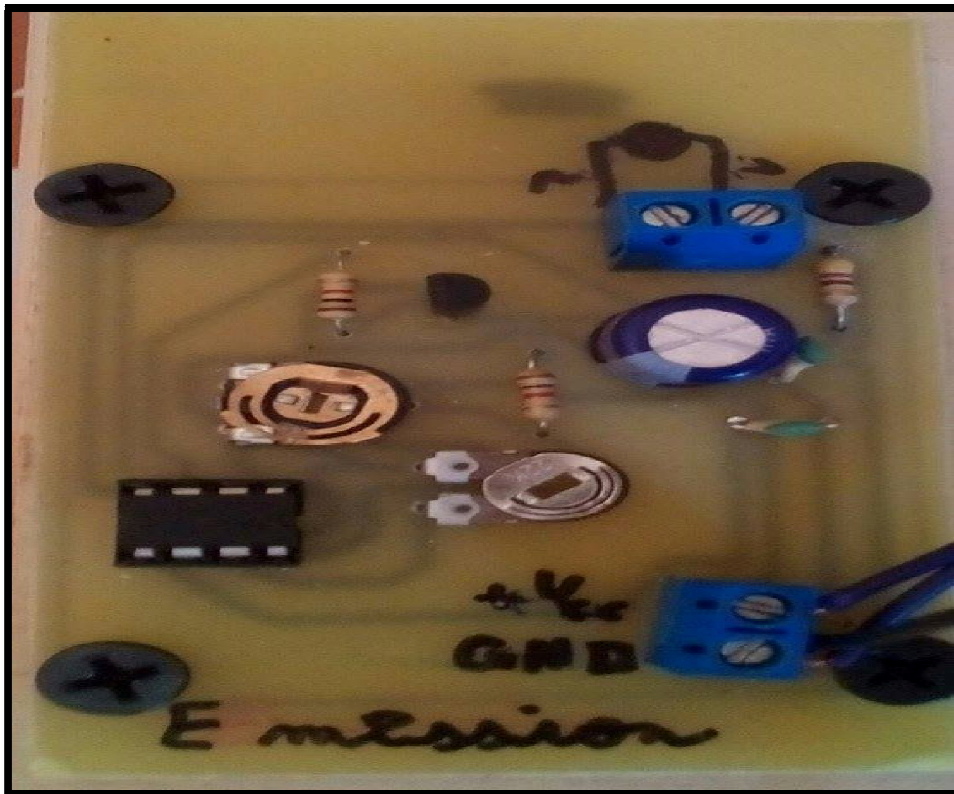


Figure 3.1 : photo de circuit imprimé de l'émission

Le premier étage dont la fonction principale est de générer un signal oscillatoire à une fréquence de 40 KHz, est réalisé à base du circuit intégré NE555, avec une fréquence déterminée par la relation suivante (voir chapitre précédent):

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C} \quad (3.1)$$

Chapitre 3 : Etude pratique de la chaîne ultrasonore

$$f = \frac{1}{T}$$

$$T = t_1 + t_2$$

$$t_1 = 0,7 * (R_1 + R_2) * C$$

$$t_1 = 0,7 * (1 * 10^3 + 22 * 10^3) * 10 * 10^{-9}$$

$$t_1 = 1,47 * 10^{-4} s \quad (3.2)$$

$$t_2 = 0,7 * R_2 * C$$

$$t_2 = 0,7 * 22 * 10^3 * 10 * 10^{-9}$$

$$t_2 = 1,54 * 10^{-4} s \quad (3.4)$$

D'après (1) et (2) on obtient :

$$T = t_1 + t_2$$

$$T = (1,47 * 10^{-4}) + (1,54 * 10^{-4})$$

$$T = 3,01 * 10^{-4} s$$

A la sortie de NE555, la patte 3, on visualise un signal rectangulaire d'amplitude 12V et de fréquence proche de 40kHz. (La figure 3.2)

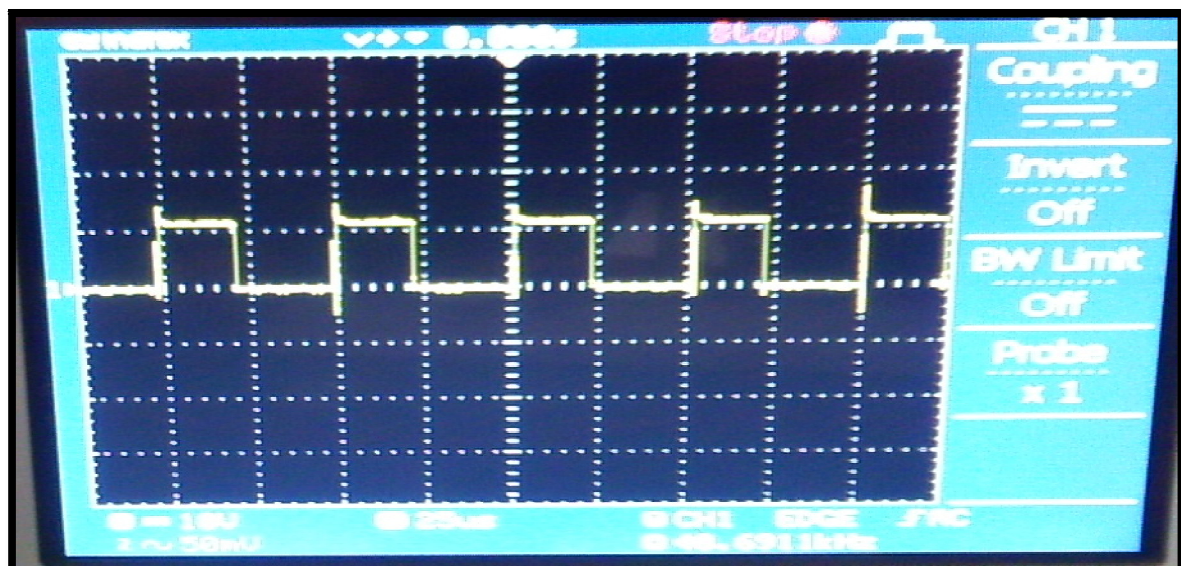


Figure 3.2 : signal à la sortie de NE555

La figure ci-dessous présente le signal à la sortie de transistor :

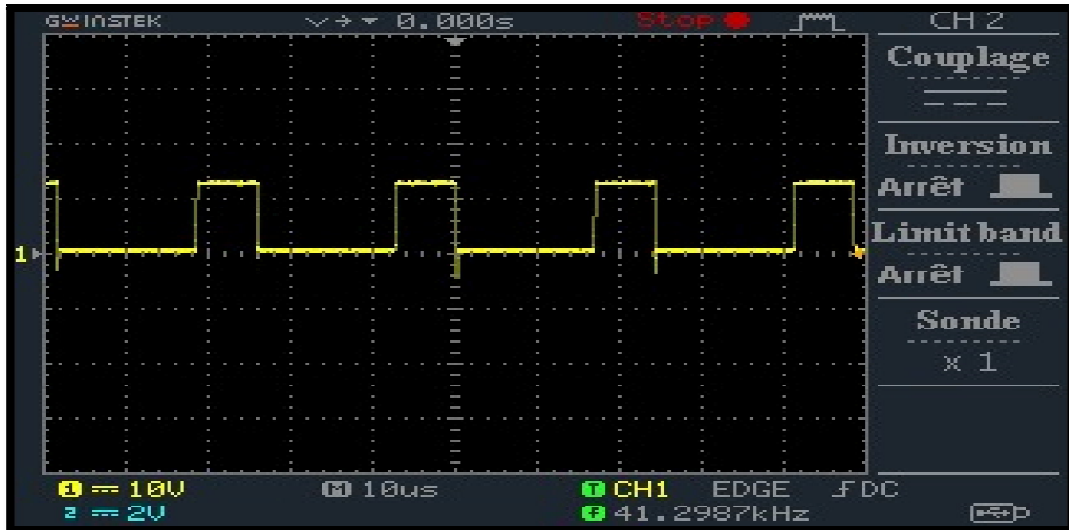


Figure 3.3: signal à la sortie du transistor

Le NE555 ne génère pas un courant suffisant à l'émetteur ultrasons c'est pour cette raison, on a placé a sa sortie, un transistor pour qu'il amplifie le courant.

3.3 Circuit de réception :

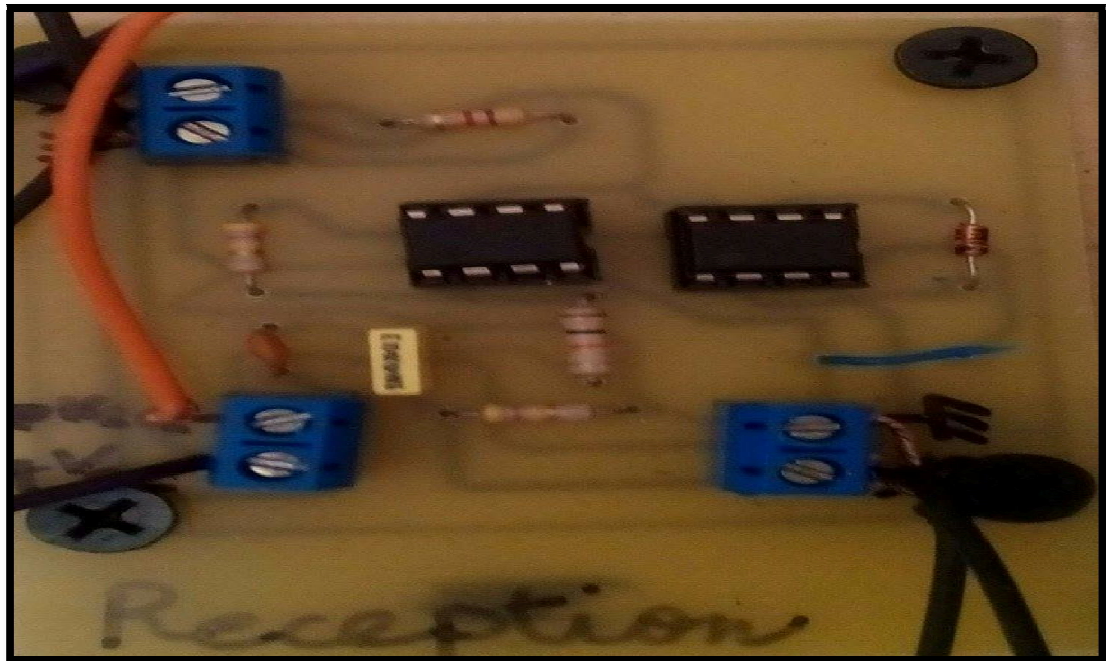


Figure 3.4 : photo de circuit imprimé de réception

3.3.1 Filtrage :

Une fois l'onde ultra sonore émise, elle est reçue vers le récepteur qui délivre alors un signal électrique en sortie. Cependant ce dernier se confond avec des bruits parasites donc il est important de filtrer en utilisant un filtre passe-haut pour éliminer les basses fréquences.

La fréquence de coupure (à -3dB) est donnée par la relation :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (3.5)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi * 14,7 * 10^3 * 10^{-9}} = 34 \text{ KHz}$$

Signalons que le choix de la fréquence de coupure du filtre $f_c = 34 \text{ kHz}$ est imposé par la bande passante du transducteur de réception.

3.3.2 Amplification en tension:

Le TL071 est un amplificateur opérationnel (Aop) parfait :

$$e_+ = e_- \quad \text{et} \quad i_1 = i_2 = i$$

Donc :

$$\left. \begin{array}{l} V_e = R_2 i \\ V_s = -R_3 i \end{array} \right\} \Rightarrow |A_V| = \frac{R_3}{R_2} = \frac{470 \text{ K}\Omega}{10 \text{ K}\Omega} = 47$$

Le signal obtenu à la sortie d'amplificateur (patte 6 de TL071) :

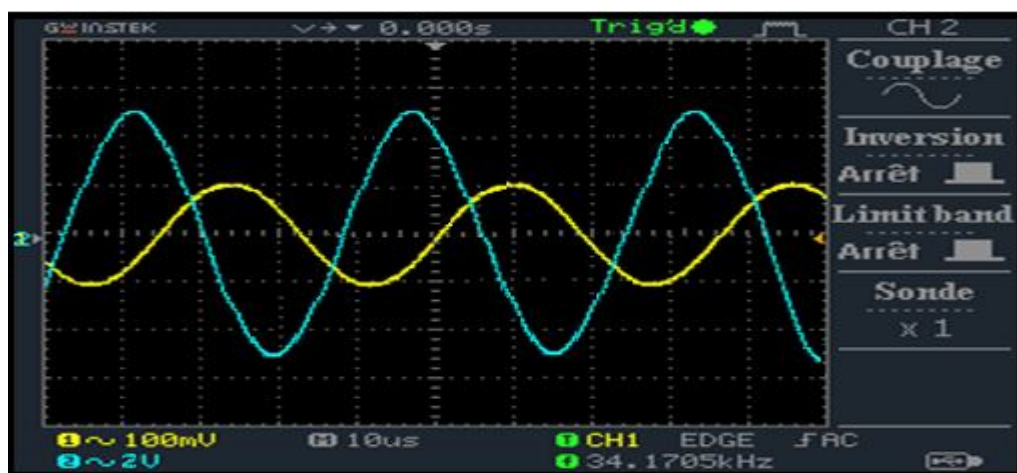


Figure 3.5: Signal de sortie d'amplificateur

Amplitude du signal d'entrée = 0,2V

Amplitude du signal de sortie = 9.6V

$$A_v = \frac{9.6}{0.2} = 48 \approx 47(\text{théorique})$$

Evaluations :

Signalons que l'amplitude du signal d'entrée s'atténue lorsqu'on l'applique à l'entrée de ce dernier due à une mauvaise adaptation entre la sortie de filtre passe haut et l'entrée de l'amplificateur et que l'on remédie par un gain en tension élevé soit $A_v = 47$

3.3.3 Adaptation :

Pour réaliser l'adaptation d'impédance, On pourra utiliser un montage suiveur simple (voire Chapitre 3 –figure 2.17):

Donc on a :

$$V_e = V_s$$

Le signal délivré à la sortie 6 du suiveur est :

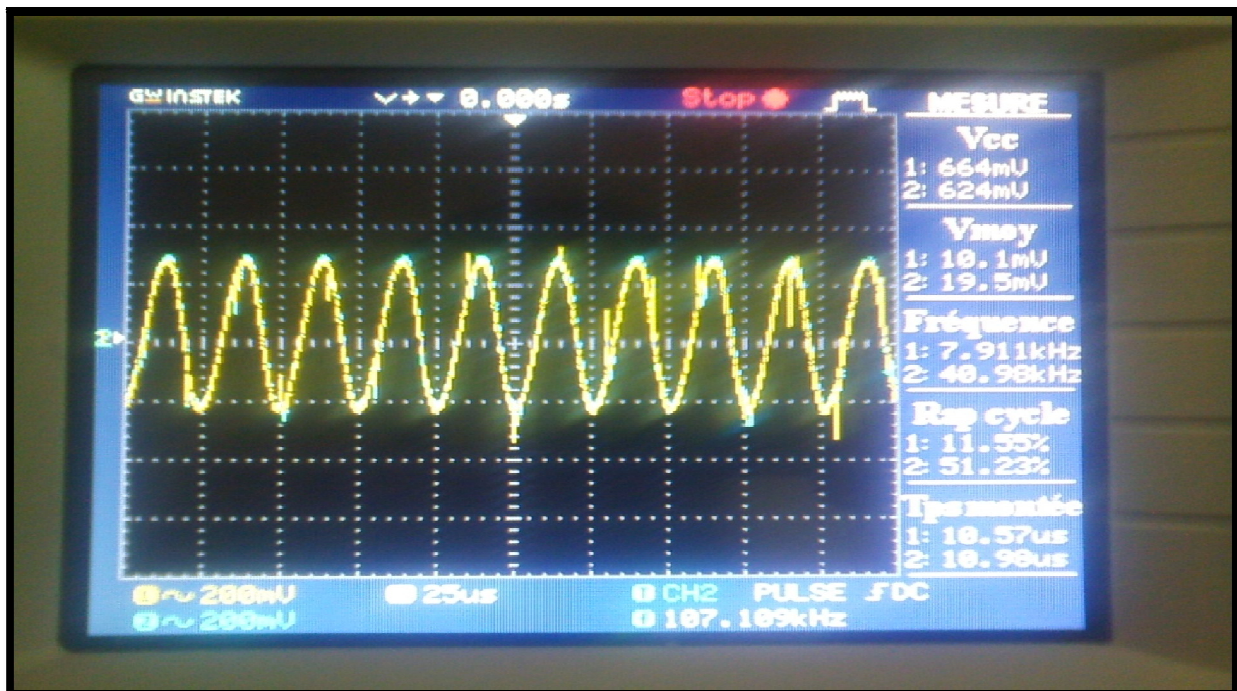


Figure 3.6: Signal de sortie du suiveur

3.3.4 La détection de crête :

Le rôle du détecteur d'amplitude est d'extraire la valeur crête d'une tension alternative.

En sortie du détecteur d'amplitude, on obtient donc une tension continue positive qui suit le niveau acoustique des ultrasons montré dans la figure suivante :

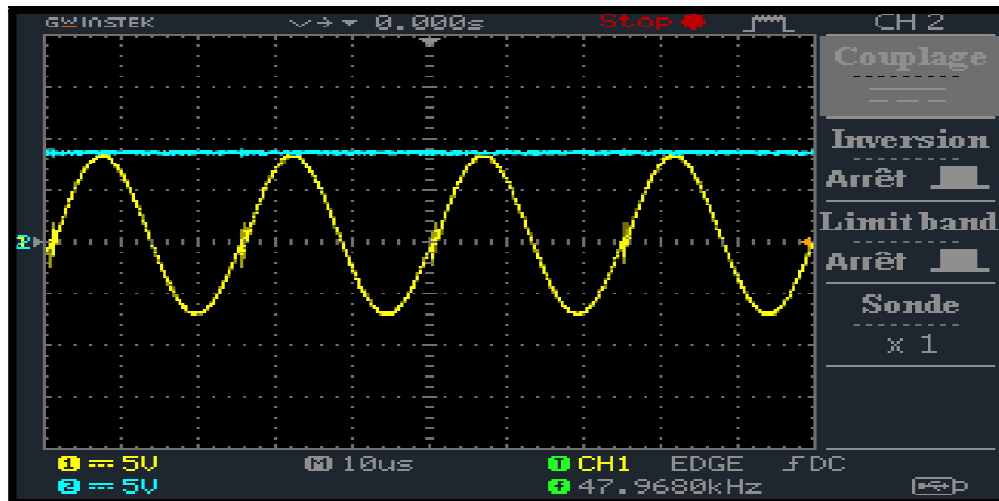


Figure 3.7: Signal de sortie de détecteur de crête

On remarque que pour une amplitude de 15V, on obtient un signal constant de 14,3V. La différence est due à la tension de seuil de la diode dans notre cas $V_{\text{seuil diode}} = 0.7$.

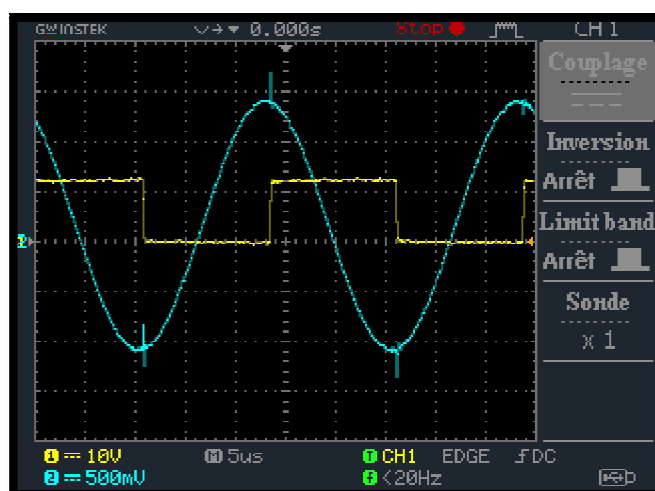


Figure 3.8 : signal d'émission et de réception

Jaune → signal d'émission

Chapitre 3 : Etude pratique de la chaîne ultrasonore

Bleu → signal de réception

3.4 Mesures obtenues :

Pour faire notre mesure on doit aligner l'émetteur et le récepteur sur une règle graduée en mettant le récepteur le plus proche possible de l'émetteur puis on fait fixé se dernier et faire déplacer le récepteur.

Le tableau suivant présente les différentes tensions récupérées à la sortie de circuit de réception en fonction de la distance entre les deux transducteurs :

| D(cm) | 0 | 0.5 | 1 | 1.5 | 2 | 2.5 | 3 | 3.5 | 4 | 4.5 | 5 | 5.5 | 6 | 6.5 | 7 | 7.5 | 8 | 8.5 | 9 | 9.5 | 10 |
|-------|---|------|-----|-----|------|-----|---|-----|------|-----|------|-----|------|-----|------|-----|-----|-----|------|-----|-----|
| U(V) | 5 | 4.85 | 4.6 | 4.5 | 4.35 | 4.2 | 4 | 3.9 | 3.75 | 3.6 | 3.45 | 3.3 | 3.15 | 3 | 2.85 | 2.7 | 2.5 | 2.4 | 2.25 | 2.2 | 1.9 |

On a fait 3 essais pour chaque valeur pour s'assurer de la mesure (voire l'annexe 7)

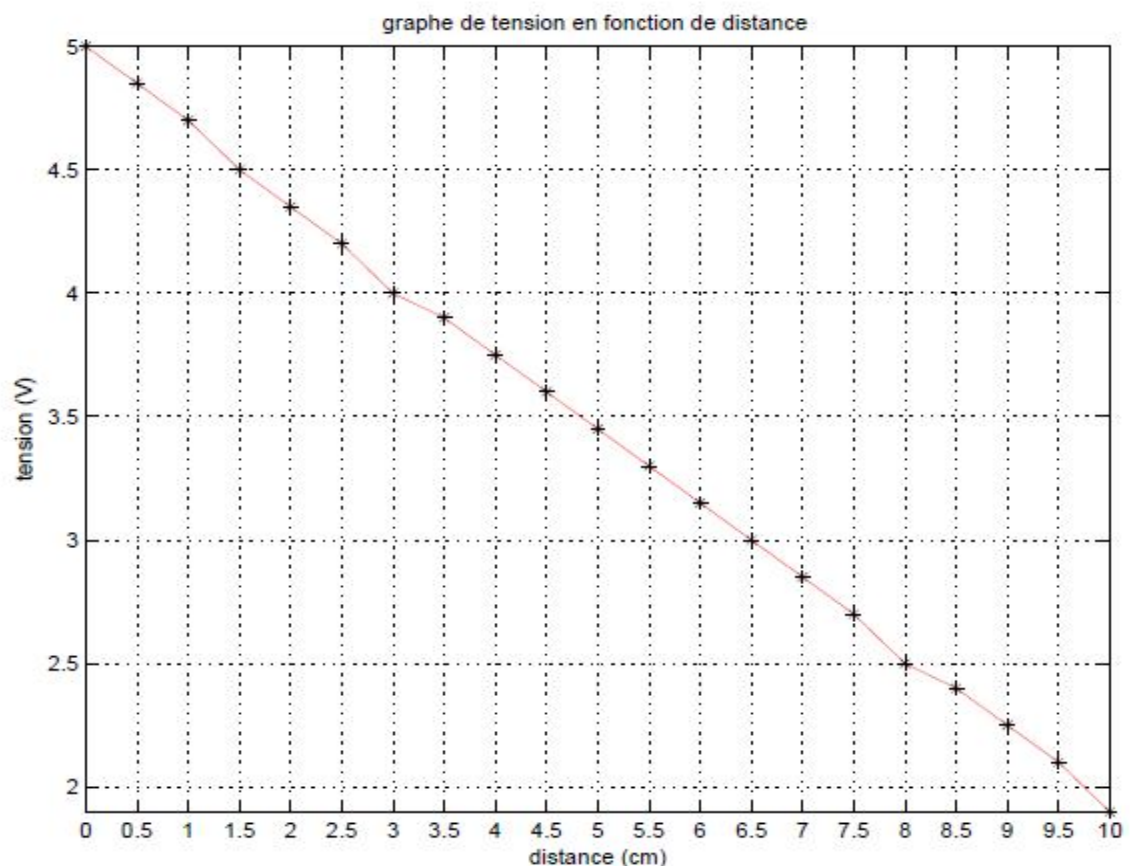


Figure 3.9 : variation de la tension au niveau du récepteur en fonction de la variation de la distance

Chapitre 3 : Etude pratique de la chaîne ultrasonore

La courbe ci-dessus présente la variation de tension en fonction de la variation de la distance du transducteur de réception par rapport à de celle d'émission.

Evaluations :

De la réponse du capteur, on constate que la tension U décroît linéairement au fur et à mesure qu'on s'éloigne de la source d'émission, c'est-à-dire lorsque d augmente. Nous avons une pente constante ce qui est favorable à notre objectif.

3.5 Affichage

Dans cette étape il nous reste qu'à convertir notre signal analogique en un signal numérique avec le circuit LM3914 qui est un comparateur à 10 seuils, comme c'est illustré à la figure (3.10)

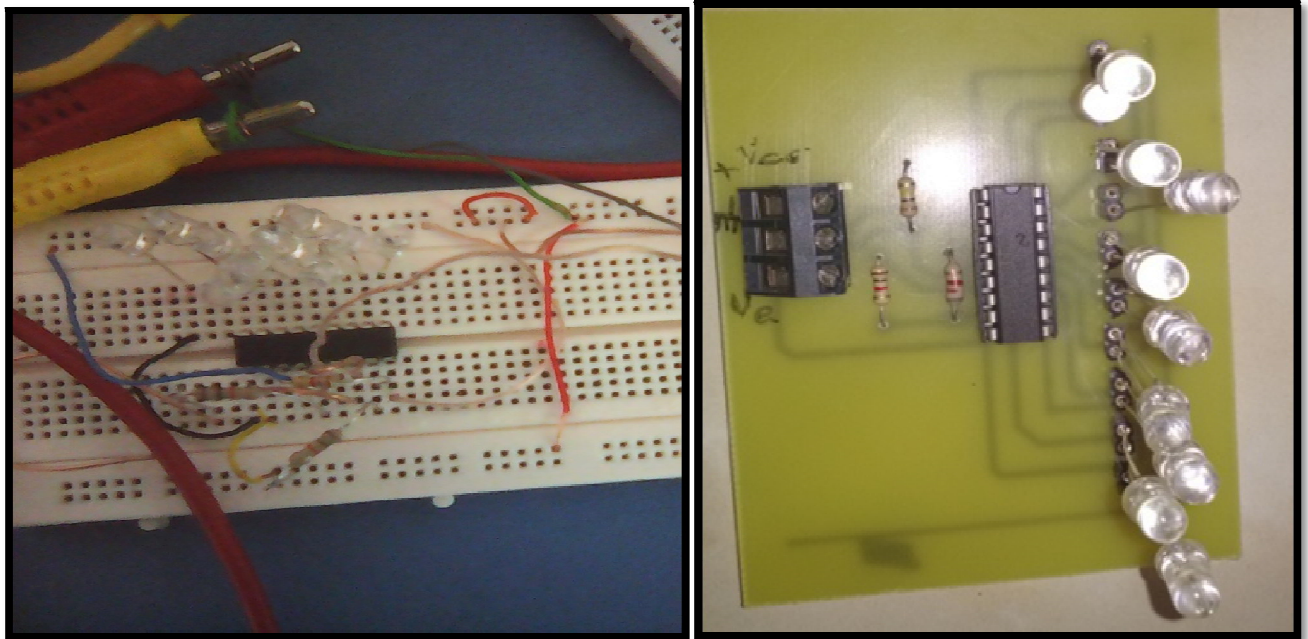


Figure 3.10 : Circuit d'affichage à base de LM3914.

- Pour une distance de $D=0\text{cm}$ (le transducteur de réception et le transducteur d'émission sont collés) :

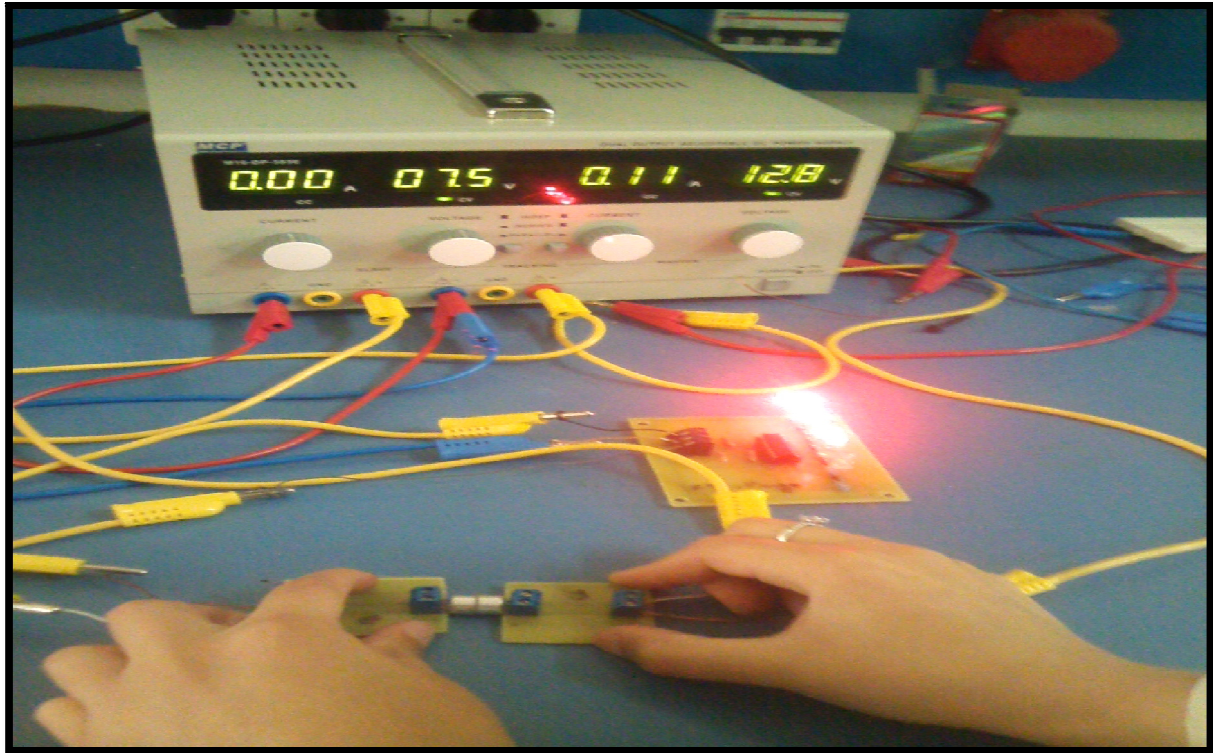


Figure 3.11 : photo montre l'allumage des leds à $D=0\text{cm}$

Lorsque les deux transducteurs sont collés, nous avons 5 LED allumées.

Pour une distance de $D=1\text{cm}$:

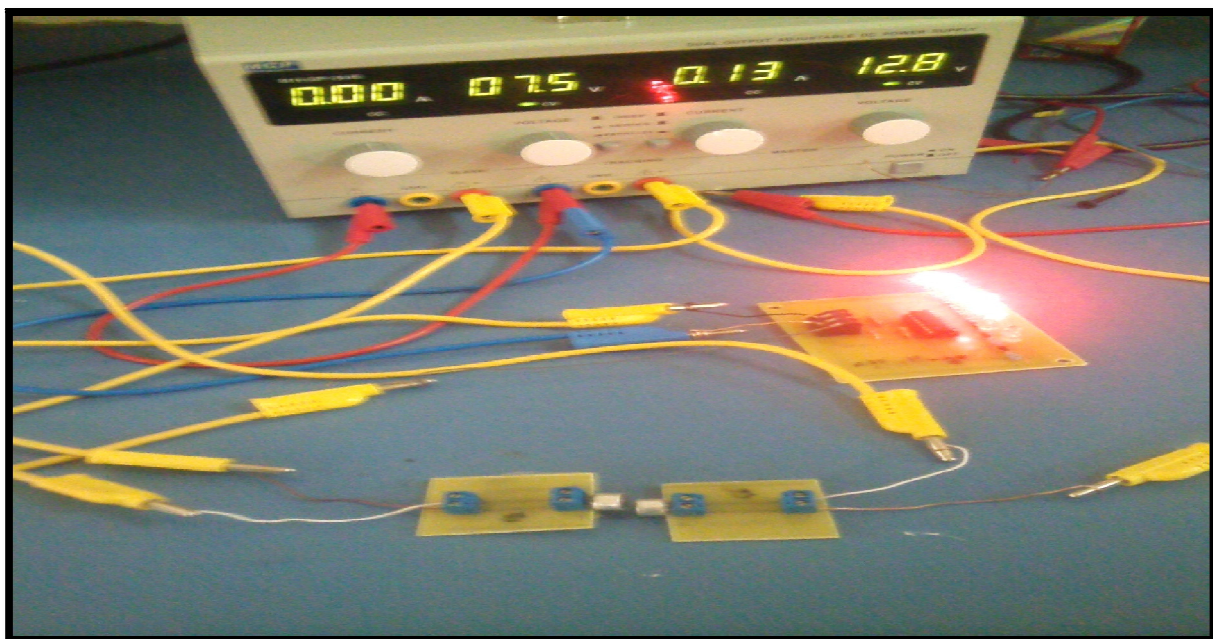


Figure 3.12: photo montre l'allumage des leds à $D=1\text{cm}$

Chapitre 3 : Etude pratique de la chaîne ultrasonore

Pour une distance de 1cm,4 leds s'allume.

Pour une distance de $D= 2.5\text{cm}$:

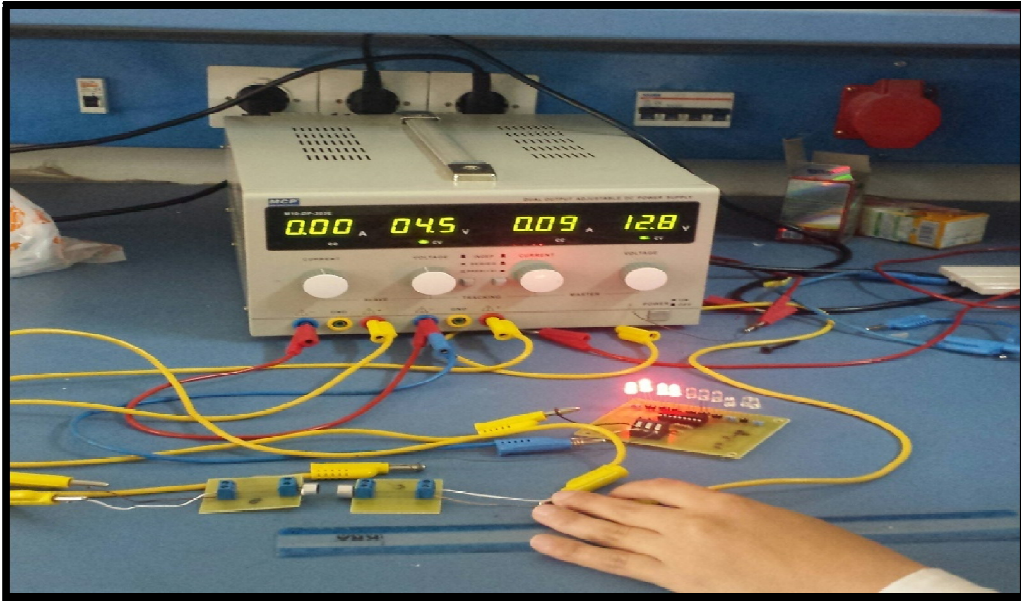


Figure 3.13 : photo montre l'allumage des leds à $D=2.5\text{cm}$

On remarque que 4 leds sont allumés à une distance de 2.5cm

- **Pour une distance de $D= 6\text{cm}$:**

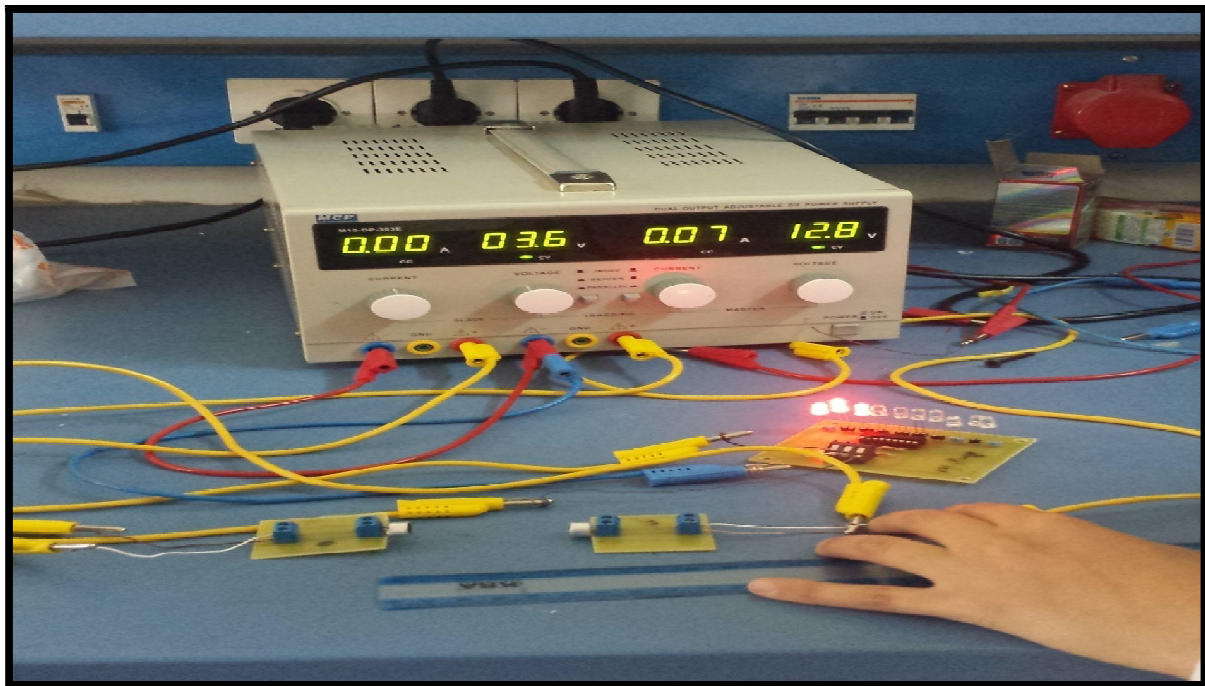


Figure 3.14 : photo montre l'allumage des leds à $D=6\text{cm}$

On a 3 leds allumés pour une distance de 6cm

Chapitre 3 : Etude pratique de la chaîne ultrasonore

- Pour une distance de $D=7.5\text{cm}$:

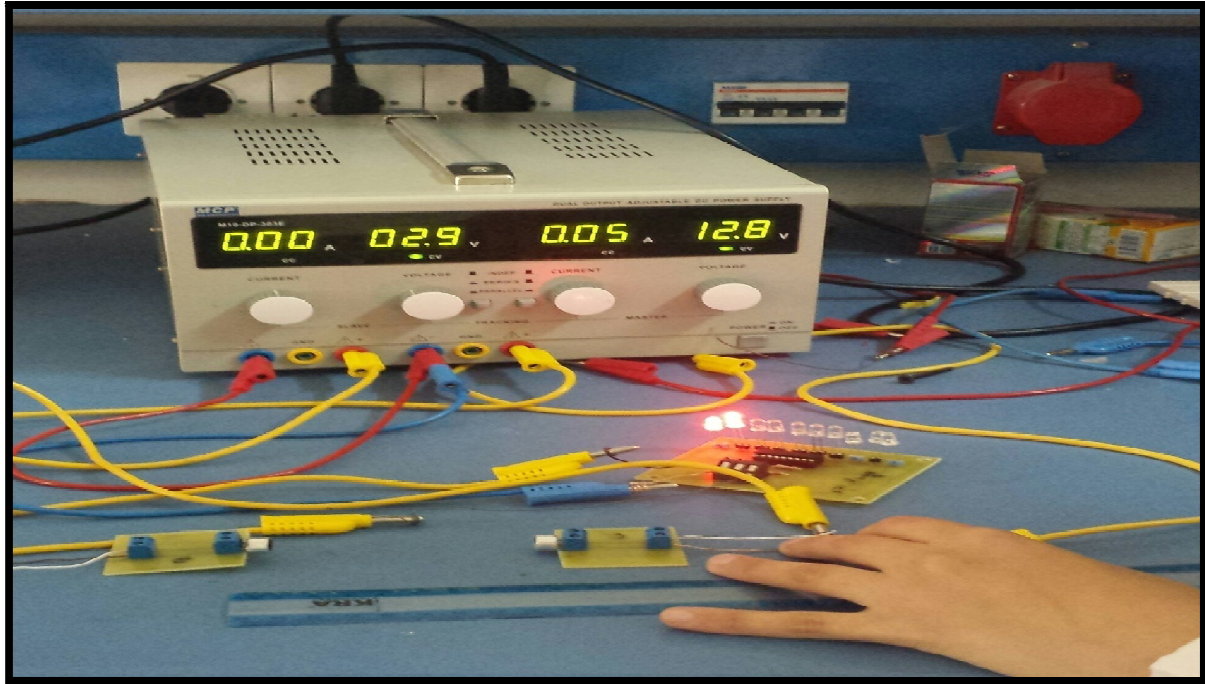


Figure 3.15 : photo montre l'allumage des leds à $D=7.5\text{cm}$

- Pour une distance de $D=8\text{cm}$:

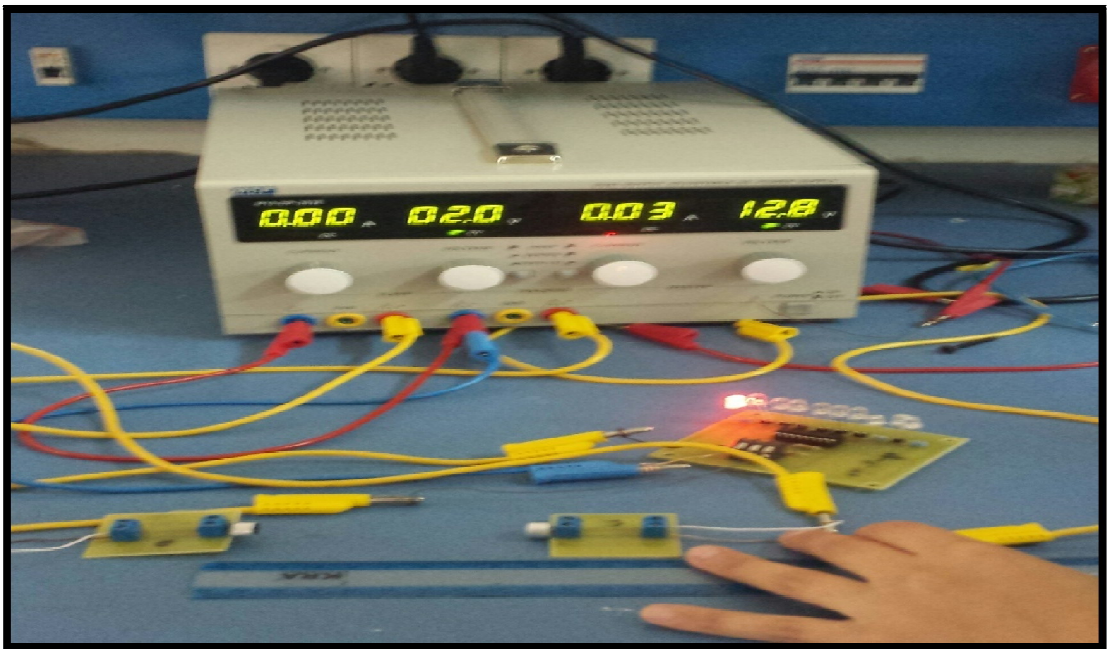


Figure 3.16: photo montre l'allumage des leds à $D=8\text{cm}$

- Pour une distance $D=9\text{cm}$:

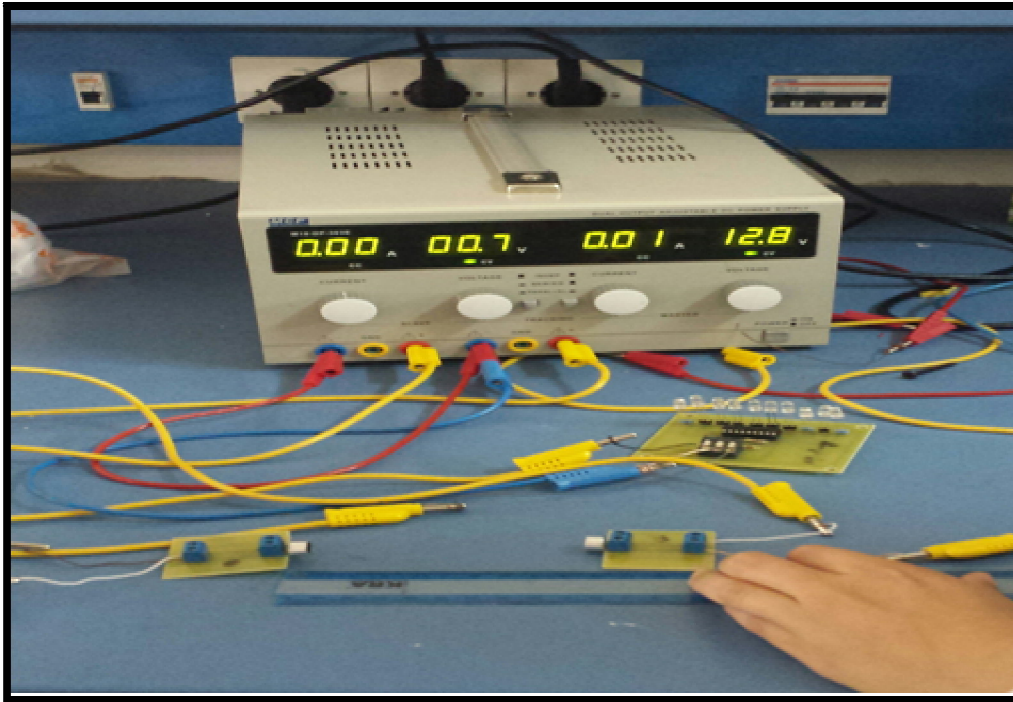


Figure3.17 : photo montre l'allumage des leds à $D=9\text{cm}$

Lorsque le transducteur de réception est de 9 cm de distance de transducteur d'émission, aucune Led s'est allumée.

3.6 Circuit de vco avec un bezzet:

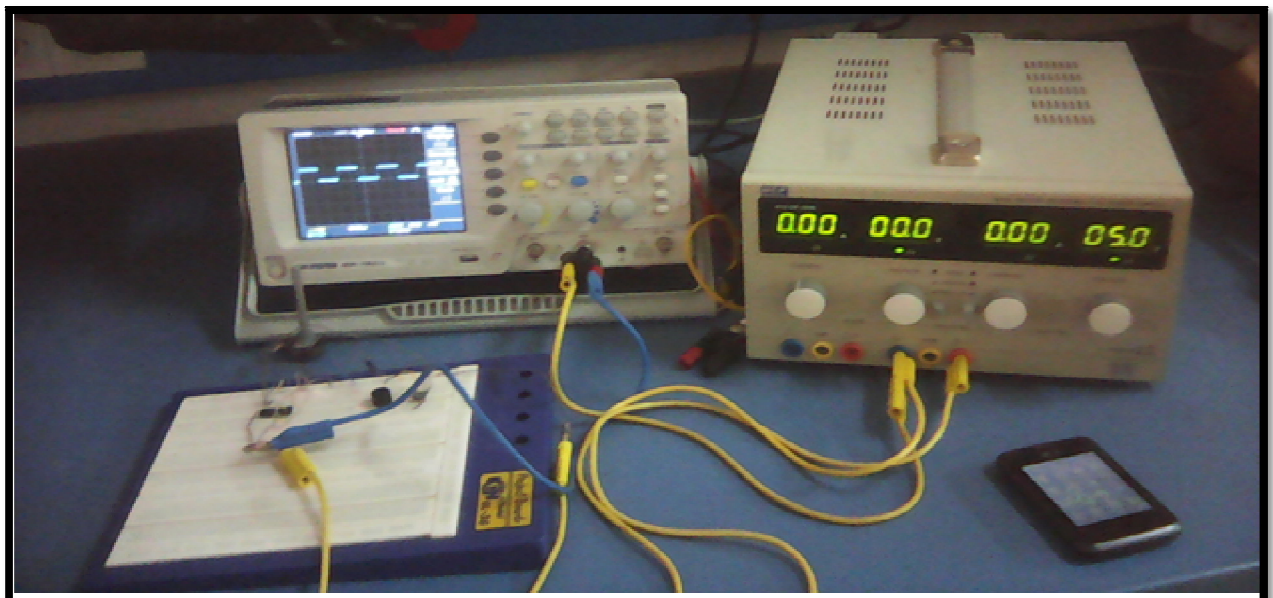


Figure 3.18 : circuit du vco avec buzzer

Chapitre 3 : Etude pratique de la chaîne ultrasonore

Lorsque on applique à l'entrée de l'oscillateur a tension commandé (patte 9) une tension de commende V on récupère à la sortie (patte 4) un signal rectangulaire de fréquence proportionnelle à la tension de commende.

Plus la distance entre l'émetteur et le récepteur est faible est plus la fréquence du VCO est grande (son aigu et accélère).

Plus la distance entre l'émetteur et le récepteur augmente est plus la fréquence du VCO diminue (son grave et décélère) jusqu'à l'extinction du signal ($V=0$) pour une distance grande.

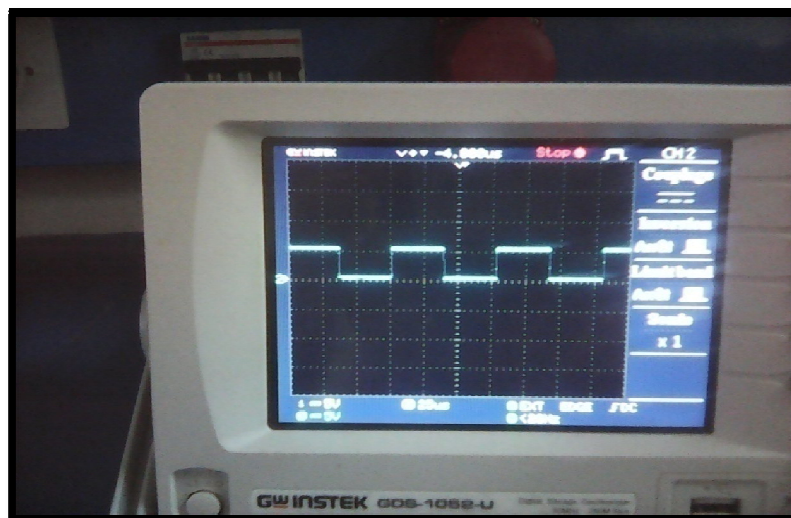


Figure 3.19 : signal de sortie de vco

Conclusion :

Nous avons pu dans ce chapitre détailler le fonctionnement de notre montage et donner les résultats pratiques caractérisant les différents signaux prélevés aux différents points (sorties).la forme de ces signaux met en évidence la fonction exacte des différents étages constituant le circuit complet de notre réalisation.

Chapitre 1 : Notion sur les ultrasons

1. Introduction :

Les signaux ultrasonores sont des ondes de pression mécanique de fréquences supérieures à celles qui sont audibles par l'oreille humaine. D'une manière générale, cette bande de fréquences se situe entre 20 kHz et 1 GHz et couvre une grande variété d'applications. En effet, la plage de fréquences située entre 20 kHz et 300 kHz est principalement utilisée par les sonars et par les animaux pour l'écholocation ; la plage entre 800 kHz et 15 MHz, par les applications d'imagerie médicale et industrielle non destructive; finalement, la plage entre 12 MHz et 1 GHz, par la microscopie acoustique. Les signaux ultrasonores sont habituellement générés par un transducteur composé d'un élément piézoélectrique qui permet de transformer les ondes mécaniques en signaux électriques.

Dans ce chapitre, nous allons introduire brièvement la notion des ultrasons et ses applications car ces derniers font l'objet de notre application.

1.1 Historique :

Les ultrasons originellement appelé supersoniques sont restés pendant longtemps seulement un sujet de recherche. En 1883, Galton produisit par un sifflet des vibrations justes au-dessus des fréquences audibles perçues par l'oreille humaine afin de connaître la limite du spectre audible [1]. Pendant trente ans les ultrasons resteront une curiosité assez mal connue dont on n'imaginait pas d'autres applications que le sifflet à chien. L'intérêt pour ces vibrations a été éveillé par la catastrophe du Titanic en avril 1912. À cette occasion, L. F. Richardson entrevoit la possibilité d'utiliser une méthode d'écho ultrasonore pour la détection d'obstacles immergés comme les icebergs, les épaves, récifs et autres écueils océaniques. Cette idée prend corps durant la Première Guerre mondiale pour le repérage des sous-marins ennemis et un système de détection rudimentaire, mais opérationnel, est mis au point par Langevin en 1918, utilisant le phénomène de la piézoélectricité. C'est l'ancêtre du sonar (SOund Navigation And Ranging), équivalent au radar (RAdio Detection And Ranging) pour les déplacements en mer. Les ultrasons se développèrent par la suite en bénéficiant des progrès parallèles de l'électronique.

Après la première guerre mondiale, l'électronique a connu des développements considérables et c'est en 1925 que Pierce utilisa des transducteurs en quartz et en nickel pour générer des ultrasons atteignant des fréquences de quelques mégahertz.

Chapitre 1 : Notion sur les ultrasons

Puis en 1932, les équipes de Debye et Sears, d'une part, de Lucas et Biquard, d'autre part, travaillant indépendamment l'une de l'autre, réalisent les premières expériences de diffraction de la lumière par les ultrasons et vérifient les prévisions théoriques de L. Brillouin faites en 1922. Les expériences de propagation des ultrasons, d'abord limitées aux fluides, s'étendent ensuite aux solides. L'utilisation des ultrasons pour la détection des défauts dans les matériaux denses remonte aux travaux de Sokolov en 1934, qui peuvent être considérés comme les premiers pas en contrôle non destructif (NDT : Non Destructive Testing). Ces techniques se développeront beaucoup après la deuxième guerre mondiale dans les domaines de l'industrie, des services et de la médecine. Des ultrasons de très hautes fréquences (on peut en produire jusqu'à 100 GHz) peuvent être générés à l'heure actuelle. Leur utilisation concerne la recherche physique de base et trouve également son application dans les télécommunications et les techniques modernes des calculateurs. Aujourd'hui nous connaissons un progrès sans précédent dans des domaines pluridisciplinaires qui font appel aux ultrasons parmi ces domaines : **médical** (échographie, thérapie, chirurgie...) ; **chimique** (préparation des échantillons filtration...); **métrologie** (viscosité, acoustique, holographie ...); **télécommunications** (Téléphonie sous-marine, Modulation de lumière, Lignes à retard...). [2]

1.1.1 Définition des ultrasons :

Les ultrasons sont des vibrations de même nature que le son, dont les fréquences dépassent la plus haute fréquence audible par l'être humain. Ceux sont des ondes acoustiques comprises entre 16 kHz et quelques centaines de mégahertz [3, 4, 5,6]. (Figure 1-1)

Infrasons : entre 0 Hz et 20 Hz.

Spectre audible :

Graves : 20Hz à 300Hz

Médium : 300 Hz à 6 kHz

Aigues : 6 KHz à 20KHz

Ultrasons : 20 KHz à 200MHz.

Hyper sons : >200 MHz.

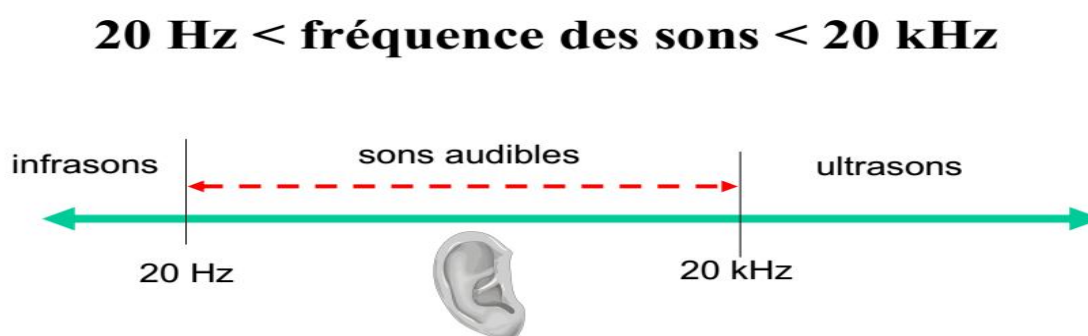


Figure 1.1 : Classification des sons selon la fréquence utilisée

1.1.2 Le principe de production des ondes ultrasoniques : [7]

De nombreux systèmes sont susceptibles de produire des ultrasons. Un appareil produisant des ultrasons est communément appelé transducteur ou convertisseur d'ultrasons. La technologie des transducteurs peut être basée sur des générateurs pneumatiques (sifflets, sirènes,...), électrodynamiques (haut-parleur) ou électrique. Dans ce dernier cas, on utilisera les propriétés des matériaux magnétostrictifs ou piézoélectriques pour convertir l'énergie électrique en une énergie mécanique ultrasonore. Les matériaux les plus utilisés actuellement sont des matériaux piézoélectriques. Ces matériaux se présentent le plus souvent sous la forme d'un disque ou d'un anneau sur les faces du quelles sont disposées deux électrodes métallisées. Lorsqu'une tension électrique est appliquée sur ces deux électrodes, le matériaux se dilate ou se comprime selon l'orientation de la tension par rapport à la polarisation de la céramique. Inversement, en appliquant une force sur le matériau, il se produira l'effet inverse, une tension apparaîtra aux bornes des électrodes, permettant de produire l'énergie ultrasonique.

Les amplitudes de déplacement ou de vibration de ces céramiques sont très faible (environ quelques microns). Pour créer des effets intéressants sur la matière, l'amplitude de vibration de l'outil en contact avec le milieu doit être de plusieurs dizaines de microns. Pour obtenir ce résultat, on empile généralement plusieurs céramiques l'une sur l'autre qui seront maintenues en pression entre deux masses métalliques. Le choix du matériau constituant ces masses et celui de la section de ces dernières permettant de favoriser la vibration dans une direction privilégiée (plan de coupe). Les transducteurs ainsi constitués développent un déplacement maximal à certaines fréquences particulières qui dépendent de la géométrie du transducteur lui-même. On

Chapitre 1 : Notion sur les ultrasons

nomme ces fréquences, fréquences de résonance. L'utilisation de ces transducteurs est généralement limitée à ces fréquences particulières. Pour fournir une onde ultrasonique, le principe consiste à fournir aux systèmes ultrasons une tension électrique dont la fréquence est égale à leur fréquence de résonance.

Le spectre des ultrasons a été élargi suivant le progrès technologique doivent présentée dans la figure ci-dessous :

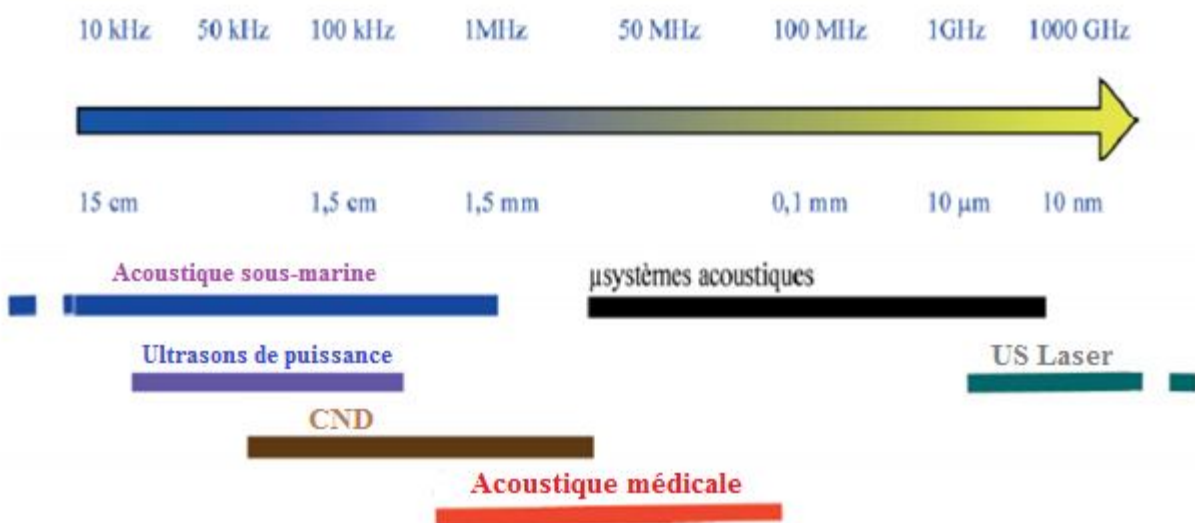


Figure 1.2 : Spectre fréquentiel des ultrasons

1.1.2.1 Effet piézoélectrique : [8]

Ce phénomène se caractérise par l'apparition de charge électrique sur les faces d'un matériau capable de se dilater ou de se contracter sous l'effet d'une pression liée à une onde mécanique appliquée entre les 2 faces d'un disque de ce matériau. Ce matériau sera le siège d'un effet piézo-électrique s'il apparaît entre les deux faces une différence de potentiel électrique liée à une modification de la répartition des charges électriques (dipôles) dans le matériau (Effet Direct).

A l'inverse, un effet piézo-électrique indirect apparaît lorsque le matériau est soumis à une ddp entre les faces d'une céramique provoque une variation de son épaisseur. Cette déformation cyclique induit la vibration du milieu de propagation (l'apparition à la surface d'une onde mécanique). voir figure (1-3)

La mise en jeu d'une ddp de sinusoïdale de fréquence donnée permet de produire une onde ultrasonore de même fréquence. Pour détecter des Ultrasons, il suffit d'utiliser le phénomène inverse et d'enregistrer la ddp produite.

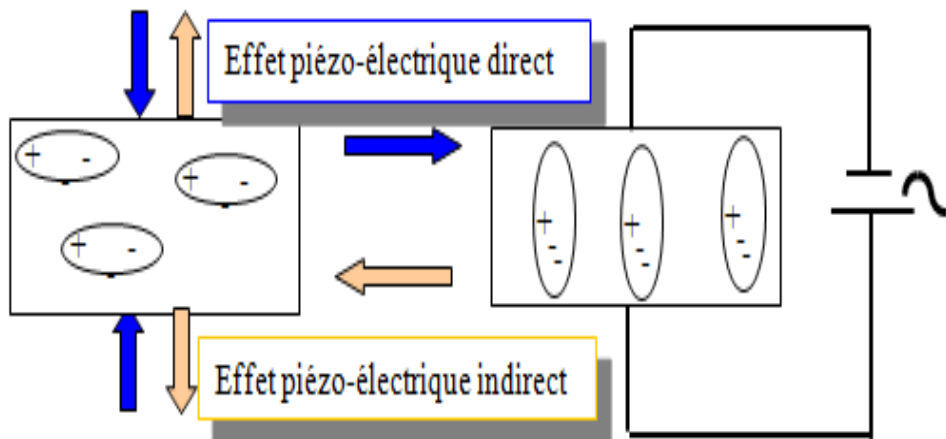


Figure 1.3 : effet piézoélectrique direct et indirect

1.1.2.2 Le transducteur piézoélectrique : [9]

D'un point de vue terminologie le terme transducteur devrait être distingué du terme capteur, par définition est un convertisseur d'énergie d'une forme à une autre, par contre le second convertit un stimulus vers un signal électrique(figure1.4)

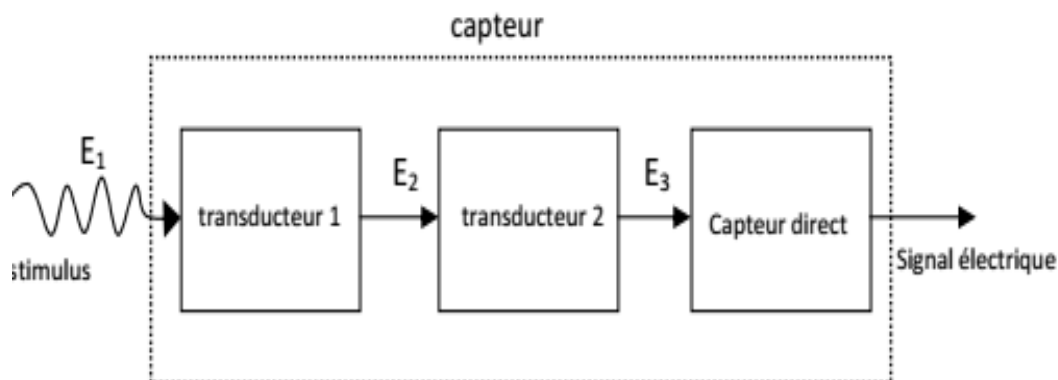


Figure 1.4 : Composition d'un capteur (E1, E2, et E3 : forme quelconque d'énergies)

Le transducteur est constitué principalement d'un cristal piézoélectrique qui se met à vibrer lorsqu'une variation de tension est appliquée aux ces bornes, une onde de pression est alors produite. Inversement, lorsqu'un cristal piézoélectrique est exposé à une onde de pression il se

Chapitre 1 : Notion sur les ultrasons

déforme et produite un signal électrique. La composition standard d'une capsule à ultrasons est détaillée dans la figure (1.5).

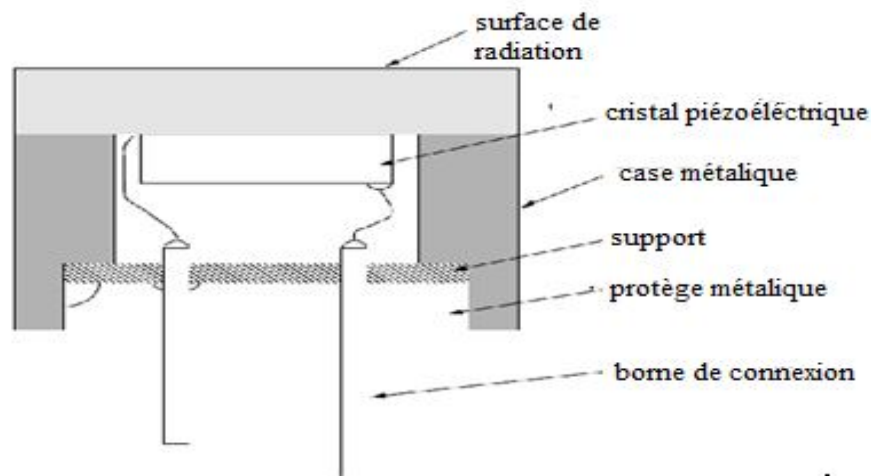


Figure 1.5 : La composition standard d'une capsule à ultrason

La largeur de bande, l'impédance acoustique, la sensibilité d'un piézoélectrique ainsi que l'intensité et la température maximale sont les paramètres qui déterminent la fréquence de résonance. Les matériaux piézoélectriques possèdent une fréquence naturelle de résonance. Chaque piézoélectrique est conçu pour une fréquence spécifique tel que présenté par l'équation.... Les paramètres qui déterminent cette fréquence naturelle l'épaisseur de piézoélectrique a et la vitesse de propagation c de l'onde à l'intérieur de piézoélectrique

$$f = \frac{c}{2a} \quad (\text{Hz}) \quad (1.1)$$

Les avantages principaux dans l'utilisation des transducteurs ultrasoniques sont les suivants :

- Une mesure directe sans passer par des algorithmes de calcul,
- Une réponse rapide usuellement en fraction de seconde,
- Une très bonne résolution.

1.2 Propriétés Physiques Des Ultrasons : [8]

Cette section présente les différents paramètres nécessaires à la caractérisation de l'onde ultrasonore.

1.2.1 L'impédance acoustique :

Les ultrasons pénètrent plus ou moins bien dans les différents milieux qu'ils traversent. La résistance à la propagation d'une onde acoustique s'appelle une **impédance acoustique**. Elle exprime le comportement d'un milieu vis-à-vis des ondes ultrasonores :

$$Z = \sqrt{\rho / X} \text{ (Kg/m}^2\text{/s)} \quad (1.2)$$

Avec :

x : la compressibilité du milieu

ρ : La masse volumique

1.2.2 Célérité de l'onde acoustique :

La célérité est la vitesse de propagation des ondes ultrasonores dans le milieu étudié. La célérité de l'onde dépend uniquement des caractéristiques du milieu matériel traversé qui sont son élasticité et son densité.

$$C = Z / \rho \text{ (m /s)} \quad (1.3)$$

Avec :

Z : l'impédance acoustique

P : la densité du tissu étudié respectivement

C : la célérité de l'onde.

1.2.3 Fréquence et Longueur d'onde :

1.2.3.1 La longueur d'onde (λ) :

Elle est caractérisé à la fois de l'onde et du milieu de propagation. Elle mesure l'étendue spatiale d'un cycle de vibration. Elle correspond à la distance parcourue par l'onde au cours d'un cycle de vibration. La fréquence et la longueur d'onde sont reliées par l'équation (1.3) :

1.2.3.2 La fréquence F (Hz) :

Elle est définie comme le nombre de vibrations de la source émettrice (cristaux) par unité de temps. Elle correspond au nombre de cycles observés par seconde; Elle dépend des

Chapitre 1 : Notion sur les ultrasons

caractéristiques des cristaux piézo-électriques :

$$\lambda = C/f \quad (1.4)$$

Dans le tableau ci-dessous nous avons donné quelques valeurs de la longueur d'onde suivies par ses valeurs de célérité et de la fréquence :

| tissu | célérité | fréquence | λ |
|---------|------------------------|-----------|-----------|
| muscle | 1540 m.s ⁻¹ | 5 MHz | 0,308 mm |
| muscle | 1540 m.s ⁻¹ | 10 MHz | 0,154 mm |
| graisse | 1450 m.s ⁻¹ | 5 MHz | 0290 mm |
| os | 4080 m.s ⁻¹ | 5 MHz | 0816 mm |

Tableau 1.1 : la fréquence et la longueur d'onde dans différent milieu

1.2.4 La pression :

En chaque point, la pression acoustique **P** varie selon la fréquence de l'onde ultra sonore. L'énergie délivrée au tissu dépend de ces variations de pression qui soumettent les particules du milieu à des mouvements vibratoires.

1.2.5 Intensité :

On appelle intensité ultrasonore l'énergie qui traverse perpendiculairement l'unité de surface pendant l'unité de temps. Elle est reliée à la pression acoustique par la formule suivante :

$$I = \frac{p^2}{2\rho C} \quad (1.5)$$

Avec :

p : Pression acoustique

ρ : Masse volumique

C : célérité

1.2.6 L'équation de l'onde ultrasonore :

L'équation de l'onde ultrasonore plane dans un milieu peut se mettre sous la forme suivante [9,10] :

$$\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} - \frac{\rho}{E_y} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = 0 \quad (1.6)$$

Où :

ρ : la densité du milieu en kg.m^{-3} .

E_y : La pression d'onde acoustique exprimée en $\text{kg.m}^{-1}.\text{s}^{-1}$.

E_y : Le module de Young en $\text{kg.m}^{-2}.\text{s}^{-1}$.

1.3 Propagation des ultrasons dans un milieu solide :

La propagation d'ultrasons dans les milieux solides, indépendamment de la puissance du transducteur, peut produire un échauffement ou une vibration. Dans les solides cependant, non seulement les forces de compression sont transmises, mais aussi les forces de cisaillement. C'est pourquoi, en plus des ondes longitudinales, des ondes transversales et des ondes de torsion peuvent se propager. La nature des ondes existantes dans un milieu dépend beaucoup de la forme et des dimensions de ce milieu. Si on s'intéresse à un solide de dimension finie, les ondes longitudinales ou de compressions sont caractérisées par le fait que la direction de la vibration des particules est parallèle à la direction de propagation de l'onde, telle qu'illustrée à la figure 1-6 [3], [10]

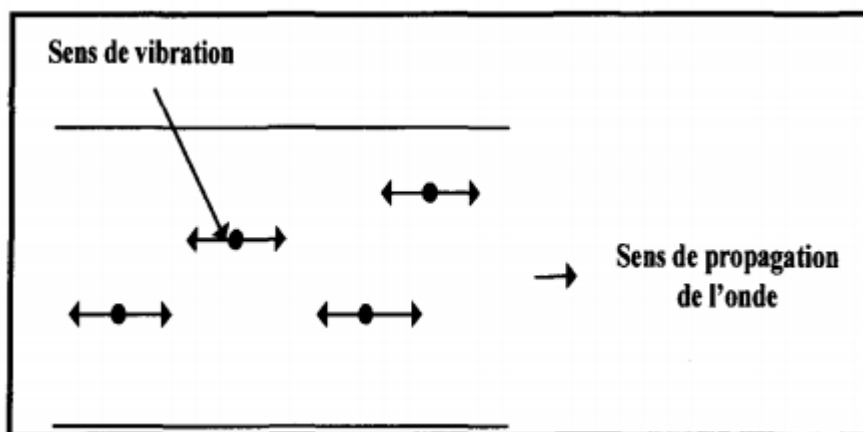


Figure 1.6: propagation des ondes longitudinales dans un solide

Par opposition, on peut distinguer les ondes transversales ou de cisaillement, lorsque la direction de vibration des particules est perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde, comme illustré par la figure(1.7).

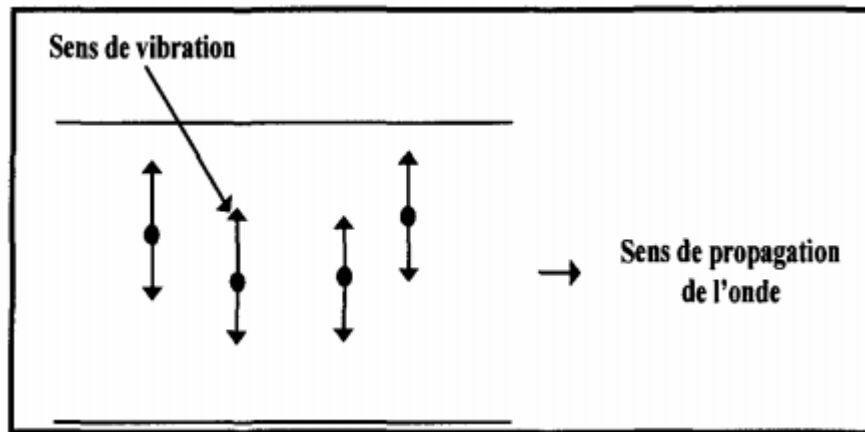


Figure 1.7 : propagation des ondes transversales dans un solide

Enfin, en plus des ondes longitudinales et transversales, des ondes de surface (ou de Rayleigh) peuvent se propager sous certaines conditions, le long de la surface d'un solide sans pénétrer dans le volume. De telles ondes sont une combinaison de déplacements longitudinaux et transversaux.

1.4 Propagation des ultrasons dans un milieu liquide :

La propagation des ultrasons dans les liquides se limite à celle d'ondes longitudinales puisque ces milieux ne peuvent résister aux contraintes tangentielles. La vitesse avec laquelle les ultrasons se propagent dans le milieu dépend de l'élasticité et de la densité du milieu.

Lorsque les ondes sonores se propagent dans un liquide, on observe une perte d'énergie due au mouvement relatif des particules qui constituent le milieu. Elle est due aux forces de viscosité qui tendent à dégrader l'énergie acoustique en chaleur. La viscosité dans ce cas, est équivalente à la rigidité pour un matériau. Ainsi, plus la viscosité est élevée plus la température du milieu augmente. [3], [10]

1.5 Émission et réception de l'onde ultrasonore :

L'intensité d'une onde acoustique qui se propage dans les différents milieux s'atténue le long de son parcours. Plusieurs facteurs contribuent à cette atténuation telle que l'absorption, la réfraction, la réflexion et la diffusion. L'émission d'impulsions ultrasoniques dans un solide produit deux effets: un effet thermique qui dépend de la puissance acoustique de l'onde et qui engendre une propagation de la chaleur dans le milieu et un effet mécanique qui est la transmission figure (1-8) [5], [6]

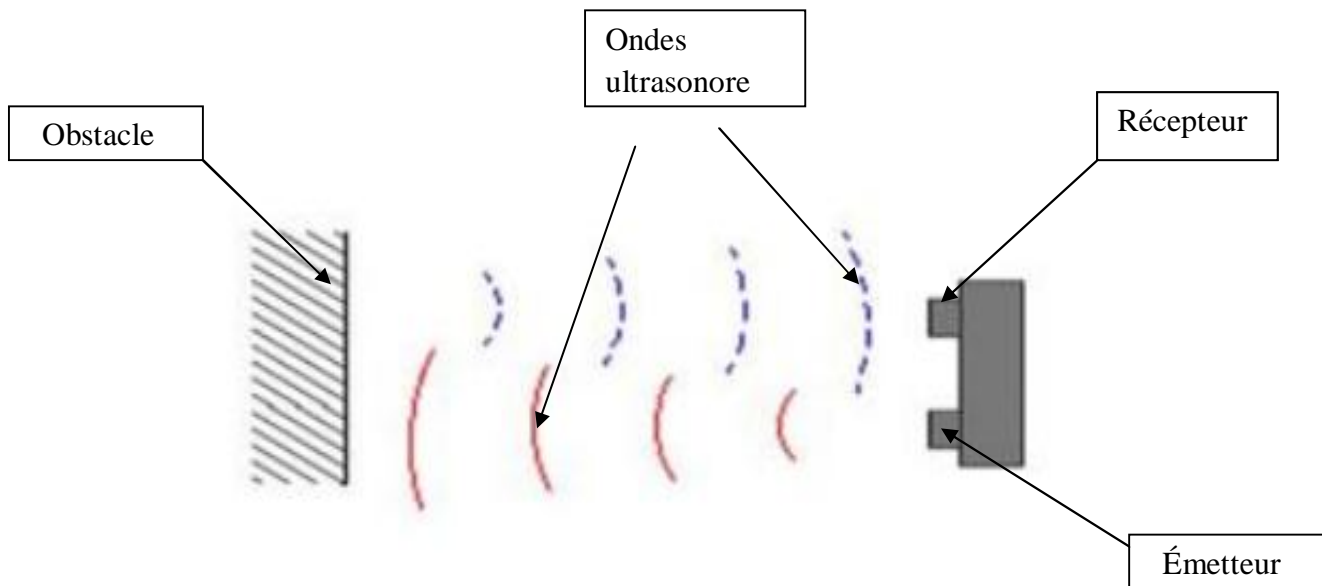


Figure1.8 : Emission et réception des ultrasons

1.5.1 Réflexion de l'onde ultrasonore : [8]

Si l'incidence est directe (perpendiculaire à l'interface (atteint perpendiculairement l'interface)), la transmission se fait dans la même direction et le même sens que l'onde sonore, tandis que la réflexion se fait dans la même direction et dans le sens inverse.

Soit un angle critique d'incidence i_c tel que :

$$\sin i_c = c_1/c_2 \quad (1.7)$$

Pour une incidence normale ($i_c=0^\circ$) le coefficient de réflexion est donnée par :

$$R = \left(\frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \right)^2 \quad (1.8)$$

À la traversé d'une interface entre un milieu 1 et un milieu 2 et pour une incidence normale le coefficient de réflexion R ne dépend que de l'impédance acoustique des 2 milieux.

1.5.2 Réfraction de l'onde ultrasonore : [8]

La réfraction correspond à une déviation de l'onde ultrasonore lorsqu'elle traverse un tissu ayant des propriétés acoustiques différentes. La réfraction survient seulement si l'incidence n'est pas perpendiculaire à l'interface. L'onde transmise subit une déviation, c'est la réfraction. L'angle de l'onde transmise est donné par la loi de Snell :

$$c_1 \sin i = c_2 \sin t \quad (1.9)$$

Avec :

i : l'angle de l'onde incidence

t : l'angle de l'onde transmise

c_1 et c_2 : la vitesse de l'onde dans les milieux 1 et 2 respectivement

La figure 1.9 donne un aperçu de ces deux phénomènes :

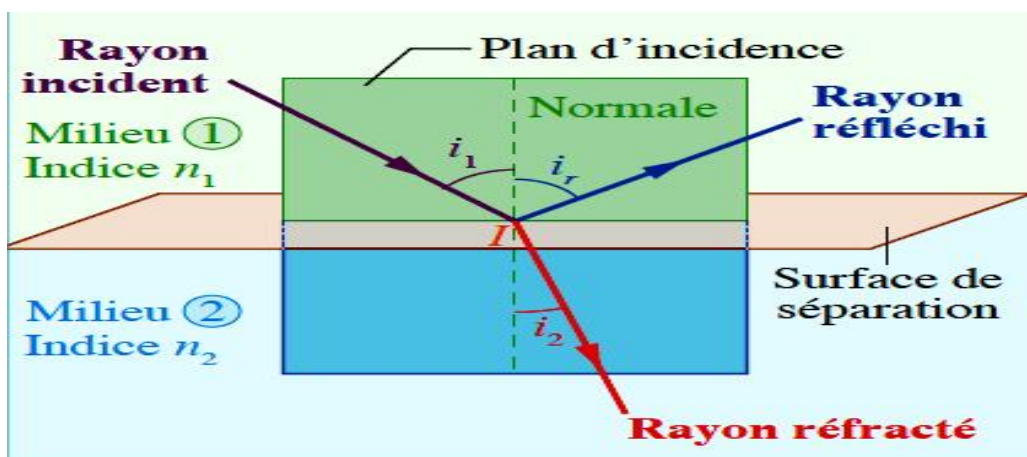


Figure1.9 : Réflexion et réfraction des ondes ultrasonores

1.5.3 Diffusion de l'onde ultrasonore : [8]

Ce phénomène se produit Lorsque les dimensions de l'interface rencontrée sont petites en comparaison avec la longueur d'onde, l'onde ultrasonore est absorbée dans ce cas puis réfléchi dans toutes les direction (figure 1.10)

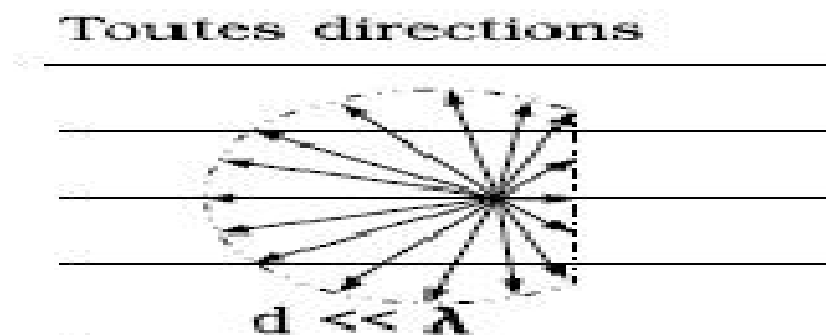


Figure1-10 : Phénomène de Diffusion

1.5.4 Atténuation de l'onde ultrasonore : [8]

L'atténuation correspond à la diminution de l'intensité de l'onde au fur et à mesure qu'elle progresse dans les tissus, ce qui va limiter la profondeur des tissus explorés. Dans les tissus mous, l'atténuation augmente à la fois avec la fréquence du signal et la profondeur de pénétration. Une onde ultrasonore sera d'autant moins absorbée par les tissus que sa fréquence sera plus faible.

Les mécanismes atténuateurs sont multiples: ce sont les interactions au cours desquelles l'énergie est prélevée du faisceau incident pour être émise dans des directions différentes: la réflexion et la diffusion. L'absorption de l'énergie et sa transformation en chaleur participent également au phénomène d'atténuation. L'énergie $E(x)$ associée à un faisceau ultrasonore qui se propage dans un milieu homogène et isotrope diminue en fonction de la distance de propagation x en suivant une loi exponentielle :

$$E(x) = I_0 e^{-\alpha x} \quad (1.10)$$

Avec :

x : la distance en mètre traversée par un son ou un ultrason dans une substance.

I_0 : l'intensité initiale, en watt par m^2 .

μ : le coefficient d'atténuation de la substance traversée, en m^{-1} .

1.5.5 L'absorption de l'onde ultrasonore : [3]

L'absorption des ultrasons dans les solides dépend beaucoup de la structure de ces derniers. Dans les milieux homogènes, l'absorption du son est due essentiellement au coefficient de viscosité et à la conductivité thermique. Comme dans les liquides, l'absorption est proportionnelle au carré de la fréquence sonore. Dans le cas des substances poly-cristallines comme la glace, c'est-à-dire des substances formées d'un grand nombre de petits cristaux séparés (les monocristaux), l'absorption du son est principalement déterminée par les dimensions relatives des cristaux et de la longueur d'onde. À haute fréquence, lorsque la longueur d'onde est petite par rapport à la taille des cristaux, l'absorption se fait dans chaque monocristal. Le coefficient d'absorption étant proportionnel au carré de la fréquence dans ce cas, il est égal à :

$$\mu = \frac{8\eta\pi^2}{3\rho\lambda^2 c} \quad (1.11)$$

Chapitre 1 : Notion sur les ultrasons

Avec :

μ : Le coefficient d'absorption en m^{-2}

η : Le coefficient de viscosité en $kg. m^{-1}. s^{-1}$

ρ : La densité du milieu en $kg. m^{-3}$

C : la vitesse du son dans le milieu en m/s

λ : La longueur d'onde ultrasonore en m

1.6 Applications des ultrasons : [11]

1.6.1 Le repérage d'obstacles :

En 1917, Langevin met au point le premier projecteur ultrasonore permettant d'obtenir des faisceaux suffisamment intenses et bien dirigés ; cet appareil est destiné à détecter les sous-marins ennemis. Le principe de cette méthode est simple : les ultrasons se réfléchissent sur un obstacle et reviennent à leur point de départ en produisant un écho : connaissant, d'une part, le temps séparant l'émission de l'onde et la réception de l'écho, d'autre part la vitesse de l'ultrason dans l'eau de mer (environ 1 500 m/s), il est facile de déduire la distance de l'obstacle dans la direction du faisceau. Cette méthode a été adaptée à d'autres problèmes : repérage d'obstacles tels que les icebergs, sondage, téléphonie sous-marine, repérage des bancs de poissons. Lors de la guerre de 1939-1945, le problème du repérage des sous-marins est redevenu d'actualité et de nombreux appareils appelés « asdics » puis « sonars » ont été construits.

La formule pour réaliser ce calcul est la suivante:

$$D = (C \times T) / 2 \quad (1.12)$$

Où

- **D** : la distance de l'obstacle par rapport à l'émetteur en m.
- **C** : la vitesse du son dans l'air en m/s.
- **T** : le temps en s.

1.6.2 L'utilisation industrielle :

En métallurgie, les ultrasons sont utilisés pour le dégazage des métaux, la détection de défauts, pour l'usinage, et la soudure de certains matériaux. Un foret solidaire de la partie mobile d'un générateur d'ultrasons peut-être utilisé pour le perçage, en effectuant des mouvements de va-et-vient à la fréquence des ultrasons. Une précision de quelques micromètres est obtenue, et ce même dans des matières extrêmement dures.

Les ultrasons sont également employés pour la stérilisation de certains liquides, notamment du lait, la prospection de gisements minéraux, la déflagration d'explosifs commandée à distance, le nettoyage de certains corps, tels que les fûts de bois utilisé pour la fabrication du vin, et la soudure de matières plastiques.

De nombreuses industries comme l'industrie pharmaceutique, automobile ou horlogère ont également recours aux ultrasons à des fins de nettoyage: différents objets peuvent ainsi être plongés dans des bains à ultrasons afin d'être débarrassés des impuretés qui s'y seraient logées ou accumulées.

1.6.3 L'utilisation des ultrasons en médecine :

Les ultrasons sont utilisés dans le diagnostic et le traitement de différentes affections.

Dans un but diagnostique, les ultrasons sont employés par l'échographie, qui explore les organes internes mous ou remplis de liquide par la réflexion et l'analyse d'un faisceau d'ultrasons, et par le Doppler ; cette dernière technique étudie la vitesse de la circulation artérielle et veineuse au moyen d'une sonde émettrice d'ultrasons qui se réfléchissent sur les globules rouges puis sont recueillis par un récepteur situé sur la même sonde.

Dans un but thérapeutique, les ultrasons sont exploités dans le traitement symptomatique d'infections des tissus mous (muscles, ligaments, tendons). Cette technique, appelée ultrasonothérapie, fait appel à des ondes de haute fréquence permettant de réduire l'inflammation en améliorant la circulation locale. Les ultrasons sont également utilisés pour fragmenter des calculs, surtout urinaires, par voie externe, avec une technique appelée lithotripsie

1.6.4 Applications aux télécommunications :

Dans ce domaine, les ultrasons apparaissent de plus en plus dans nombreuses réalisations : Téléphonie sous-marine. Modulation de lumière. Lignes à retard.

1.6.5 Application à l'océanographie :

Elles doivent être classées parmi les plus anciennes puisqu'en 1917 Paul Langevin employa un générateur à quartz piézo-électrique pour le sondage sous marin (échosondeurs) et pour la détection des sous-marins ennemis. L'appareil utilisé, souvent appelé SONAR (Sound Navigation And Radar) fonctionne suivant le même principe que le radar. Les distances sont déduites de la mesure du temps qui s'écoule entre l'émission d'un top ultrasonore et la réception de l'écho après réflexion sur l'objet à détecter. Des appareils semblables servent à la détection des bancs de poissons, au sondage des sédiments marins, à la recherche du pétrole, à la navigation (aux instruments) pour les engins sous-marins ou pour les bateaux perdus dans la brume, au repérage des icebergs, des épaves...etc.

1.7 L'effet Doppler : [12]

En 1842, le physicien autrichien Christian Andreas Doppler réalise que lorsqu'un émetteur sonore produit un son dans l'air de fréquence f , la fréquence f' mesurée par un récepteur dépend de la vitesse de l'émetteur V_e et de la vitesse du récepteur V_r . La vitesse du son V_s (vitesse de l'onde par rapport à son milieu qui est l'air) est également un facteur à considérer dans la relation. Cet effet porte de nos jours le nom d'effet Doppler sonore :

$$f' = \left(\frac{V_s \pm V_r}{V_s \pm V_e} \right) f \quad (1.13)$$

f' : Fréquence du son mesurée par le récepteur (Hz ou s^{-1})

f : Fréquence émise par l'émetteur (Hz ou s^{-1})

V_s : Vitesse du son dans l'air sans vent (habituellement 340 m/s) (m/s)

V_r : Vitesse du récepteur (m/s) Signe + : s'approche du son (plus aigu, fréquence augmente, $f > f'$)

Chapitre 1 : Notion sur les ultrasons

Signe - : s'éloigne du son (plus grave, fréquence diminue, $f < f'$)
 V_e : Vitesse de l'émetteur (m/s) Signe - : s'approche du récepteur (plus aigu, fréquence augmente, $f > f'$)

Signe + : s'éloigne du récepteur (plus grave, fréquence diminue, $f < f'$)

1.7.1 Différents systèmes Doppler : [13]

Il existe deux techniques utilisées : le Doppler continu et le Doppler pulsé

1.7.1.1 Doppler continu :

Le Doppler continu est une technique qui consiste à diriger des ondes ultrasoniques de façon continue vers un obstacle avec un angle qui ne doit jamais être égale à 90° . Une formule simple donne la relation entre la fréquence d'émission d'un appareil Doppler, la fréquence Doppler et la vitesse de l'objet mobile.

$$\Delta F = \frac{2F_0 \cdot V \cdot \cos \theta}{C_0} \quad (1.14)$$

F_0 : Fréquence d'émission.

$F + \Delta F_0$: Fréquence réfléchié reçue par le transducteur de réception.

ΔF : Fréquence Doppler.

$\Delta F > 0$: Le déplacement se fait vers le transducteur d'émission.

$\Delta F < 0$: C'est le cas contraire.

La technique du Doppler continu est très utilisée pour la réalisation du radar ultrasonique qui apporte une contribution particulière dans le domaine de la détection de différents obstacles.

1.7.1.2 Doppler pulsé :

Dans le mode Pulsé, l'émission du signal F_0 est discontinue et inversement proportionnelle à la distance, le nombre de signaux émis par seconde est nommé PRF (Peak Repeat Frequency), la durée de l'émission est proportionnelle à la largeur de la portée. Le temps de répétition est ajusté à la distance où se trouve l'obstacle et c'est un paramètre nouveau.

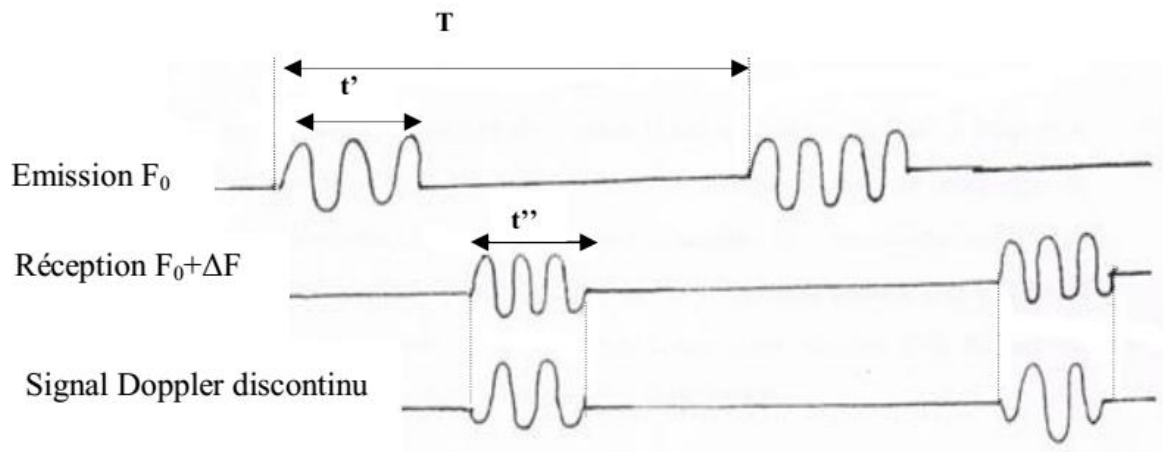


Figure 1.11: Schéma d'un Doppler pulsée

$$\mathbf{PRF} = \frac{c_0}{2d_{max}} \quad (1.15)$$

Avec :

c_0 : vitesse des ultrasons

d_{max} : Distance maximale

$$\mathbf{PRF} = \frac{1}{T} \quad (1.16)$$

$$\mathbf{F_0} = \frac{1}{t'} \quad (1.17)$$

Le transducteur de réception doit détecter l'onde ultrasonique réfléchi pendant la durée .

($T-t'=t''$) La variation de t'' se traduit par une variation sur la vitesse minimale d_{min} de l'objet à détecter ce qui permet de choisir l'intervalle $[d_{min} , d_{max}]$ et donc d'encadrer la position de l'obstacle qu'on veut détecter.

Pour les mesures précises de vitesse il est indispensable que la fréquence fournie par l'émetteur soit très stable dans le temps. Il faut de plus que le transducteur d'émission soit rigoureusement immobile. Si le transducteur vibre, sa propre fréquence de vibration est prise

Chapitre 1 : Notion sur les ultrasons

comme une fréquence Doppler. Le système voit alors tous les objets fixes comme s'ils étaient en mouvement, ce qui peut donner des résultats surprenants.

Conclusion :

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation théorique de la chaîne à ultrasons. On présentera les différents blocs constituant cette chaîne avec les informations nécessaires pouvant aider dans la compréhension de l'objectif fixé par ce projet de fin d'étude.

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrason

2.1 Introduction :

Lors de ce chapitre on va s'intéresser à l'étude théorique de la chaîne ultrasonore et de ses différents blocs. une analyse théorique de chaque partie sera présentée afin de mieux faire apparaître la fonction de chaque bloc et de sa contribution au sein du dispositif global.

2.2 La chaîne ultrasonore et fonctionnement détaillé de chaque bloc:

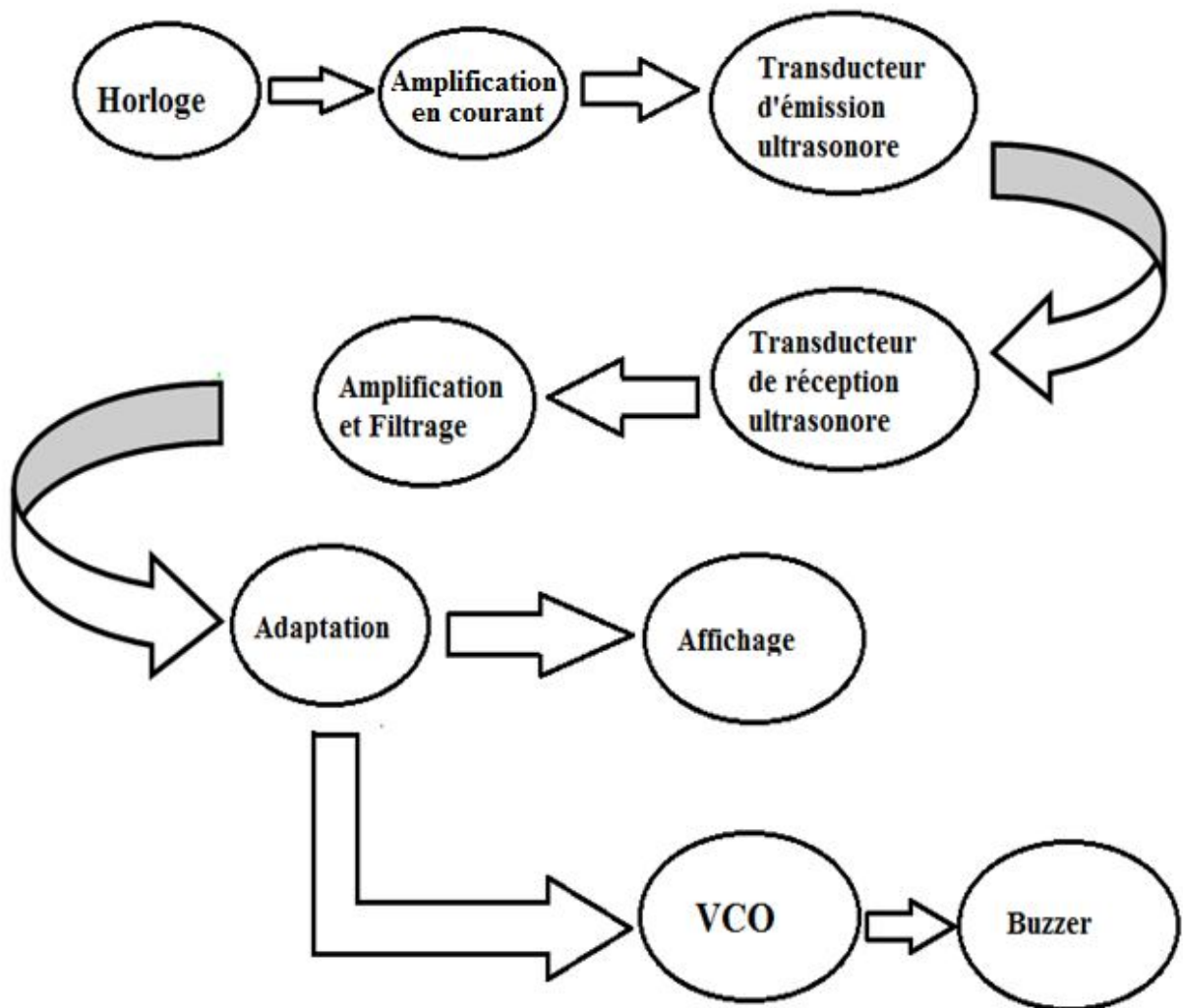


Figure2.1 : Schéma synoptique

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrasons

Le circuit réalisé s'inspire du schéma bloc de ce dernier. Son schéma électrique est donné en figure (2.2)

Circuit général

Il regroupe les différentes parties citées ci dessous:

- L'alimentation stabilisée
- La partie d'émission
- La partie de réception
- Module d'affichage
- Oscillateur commande en tension (VCO)
- Un buzzer

2.2.1 L'alimentation stabilisée:

Notre circuit possède des parties qui sont alimentées par les tensions continues +12V /12V et +5V. Ces tensions seront fournies par une alimentation stabilisée que nous avons réalisée.

2.2.1.1 Source de tension 5 V ,12V,-12V:

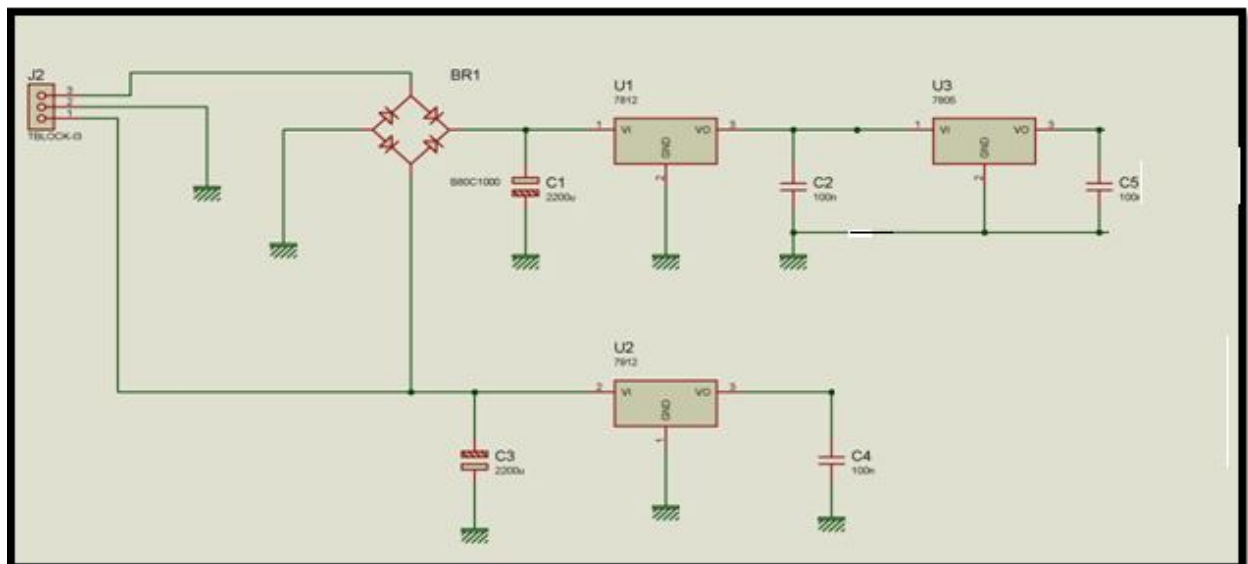


Figure 2.3 : Schéma électrique de l'alimentation stabilisée

*L'étage abaisseur : qui contient le transformateur abaisseur 220V/9V, qui permet de passer d'une tension sinusoïdale de valeur élevée à une tension de même forme mais de valeur plus faible.

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrasons

***L'étage redresseur :** La tension de sortie du transformateur doit être redressée par deux diodes ou quatre disposées en pont. Le but du redressement serait de convertir la tension alternative obtenue à la sortie du secondaire en un signal redressé double alternances. Ce redresseur est réalisé à l'aide d'un pont de diodes appelé « pont de Graetz » qui va servir à obtenir doublement redressé.

Pendant l'alternance positive du signal, les deux diodes D1 et D3 conduisent puisqu'elles sont polarisées en direct ; alors que D2 et D4 sont bloquées. Pendant l'alternance négative, les deux diodes D2 et D4 conduisent, et D1 et D3 se bloquent. On obtient ainsi un redressement double alternance.

***L'étage de filtrage :** On devrait obtenir une tension continue constante pour transformer les signaux redressés double alternance en une tension continue ; on doit donc filtrer ou fait disparaître les ondulations de faibles valeurs. Cette opération est assurée par l'utilisation d'un phénomène de charge et de décharge du condensateur en fixant la constante de temps $\tau = R.C$ du circuit, grande ; on arrive ainsi à obtenir une tension presque continue dans le fonctionnement de C1 et C3 ($C=2200\mu F$) sont de maintenir la tension de sortie supérieure à une certaine valeur et les condensateurs ($C2=100nF$, $C4=100nF$) sont pour réduire les bruits HF et éviter tout risque d'oscillation parasite du régulateur

Etage de régulation : qui assure de garder la tension de sortie constante quelque soit le courant demandé. Les constructeurs de composants électroniques proposent des régulateurs intégrés à trois bornes, très répandus, tels que la série 78XX positives et la 79XX négatives. Ces régulateurs sont faciles à utiliser et avec un prix dérisoire. En effet, les trois bornes sont : une pour la tension non régulée d'entrée, une pour la tension régulée de sortie et une pour la masse.

2.2.1.2 Brochage:

Il faut faire très attention, le brochage des régulateurs négatifs n'est pas le même que le brochage des régulateurs positifs ! Voici ci-dessous le brochage des régulateurs fixes les plus communs LM7812 / LM7912

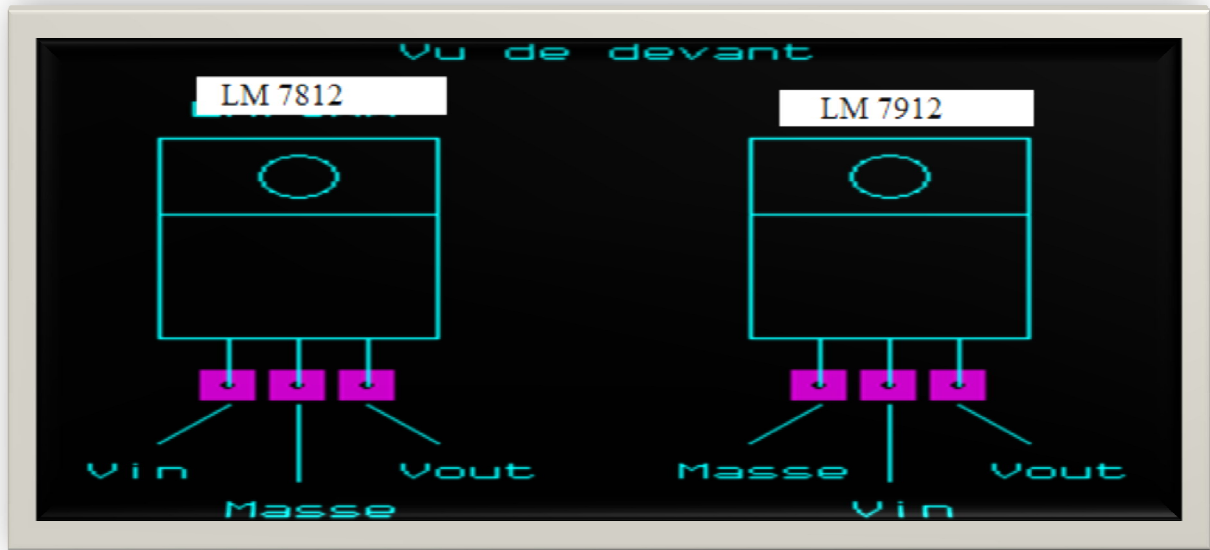


Figure 2. 4 : brochage de LM7812 et LM7912

Le chronogramme suivant présente les différents signaux jusqu'à obtenir une tension continue

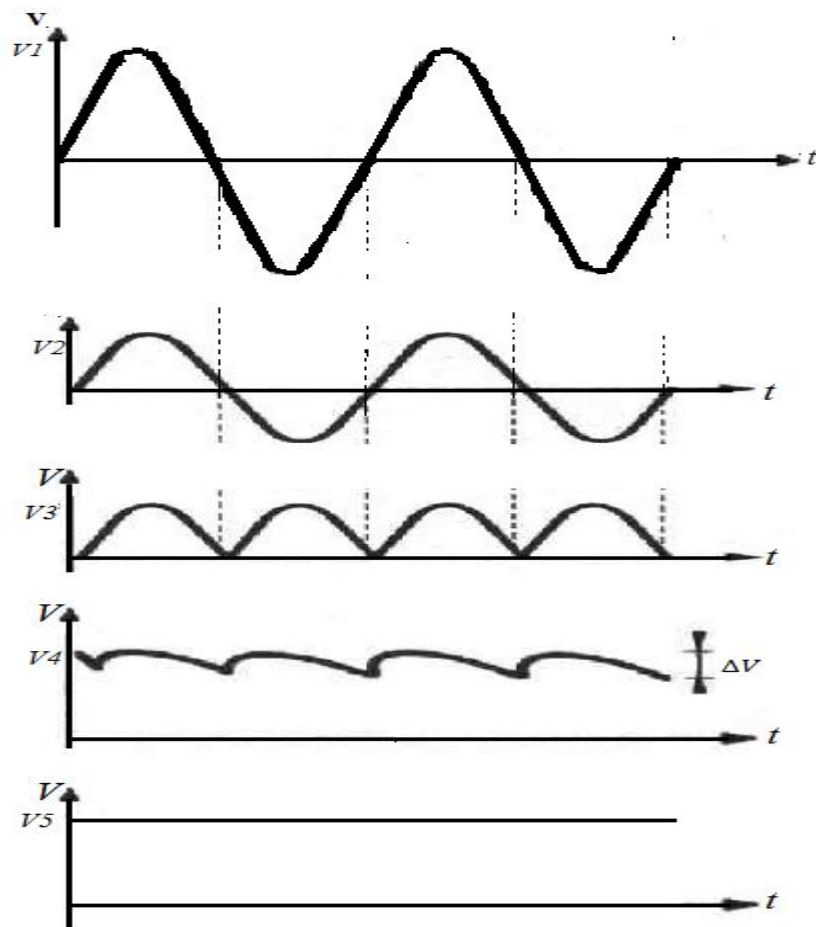


Figure 2.5 : chronogramme de l'alimentation stabilisé

V1 (signal du primaire) présente la tension alternative du réseau

V2 (signal du secondaire) présente la tension alternative mais de valeur faible

V3 signal redressé double alternance

V4 signal après filtrage

V5 signal stable (tension continue) .

2.2.2 Circuit d'émission :

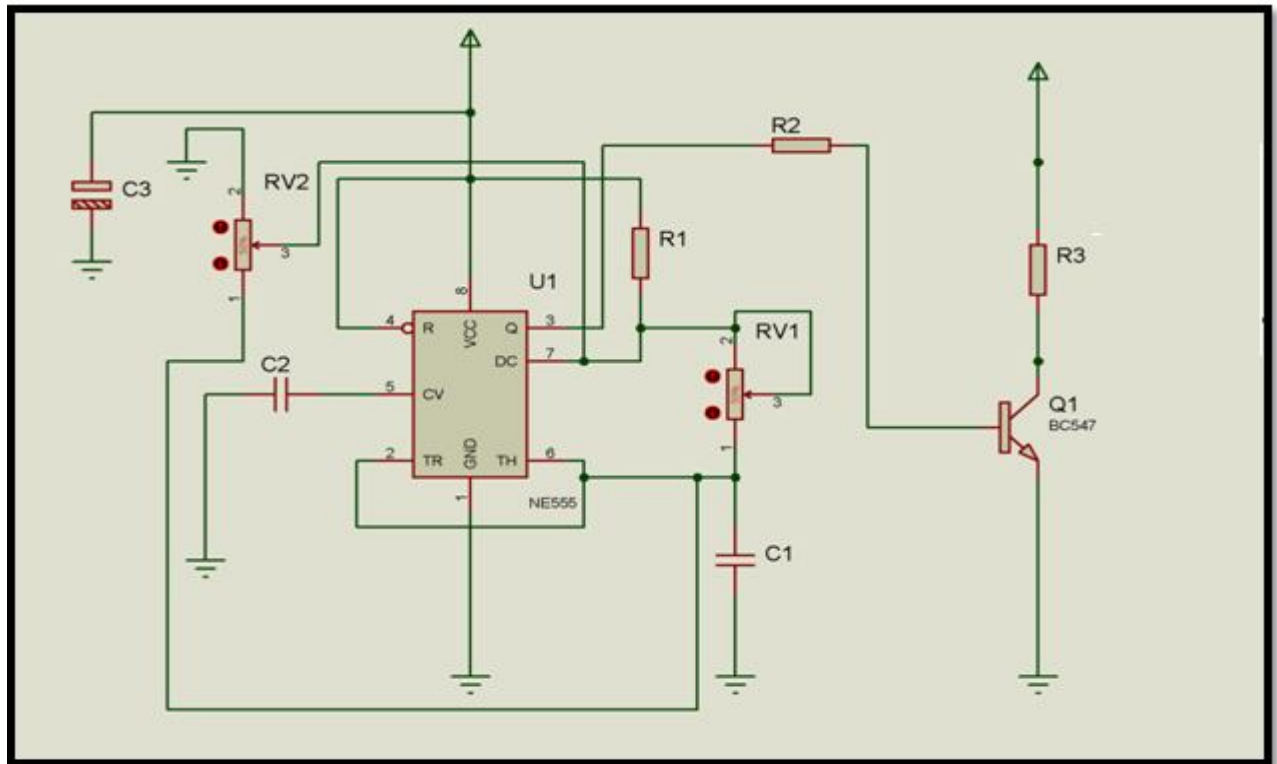


Figure 2.6 : schéma du circuit d'émission

Il est constitué comme suit :

- ◆ Un oscillateur principal à base du circuit intégré NE555 qui génère une fréquence d'émission déterminé au préalable.
- ◆ Un amplificateur de puissance à base de transistor bipolaire.
- ◆ Un transducteur d'émission ultrasonore (capsule émettrice).

2.2.2.1 L'horloge à 40 kHz : [13]

Pour faire fonctionner le transducteur d'émission, on doit générer une fréquence de 40kHz en utilisant le temporisateur NE555 en mode astable

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrasons

Le **NE555** est un circuit intégré utilisé pour la temporisation ou en mode multivibrateur. Le NE555 a été mis en point en 1970 par TOUHA DEGHBACH et commercialisé en 1971 par Signetics (maintenant NXP Semiconductors). Ce composant est toujours utilisé de nos jours en raison de sa facilité d'utilisation, son faible coût et sa stabilité.

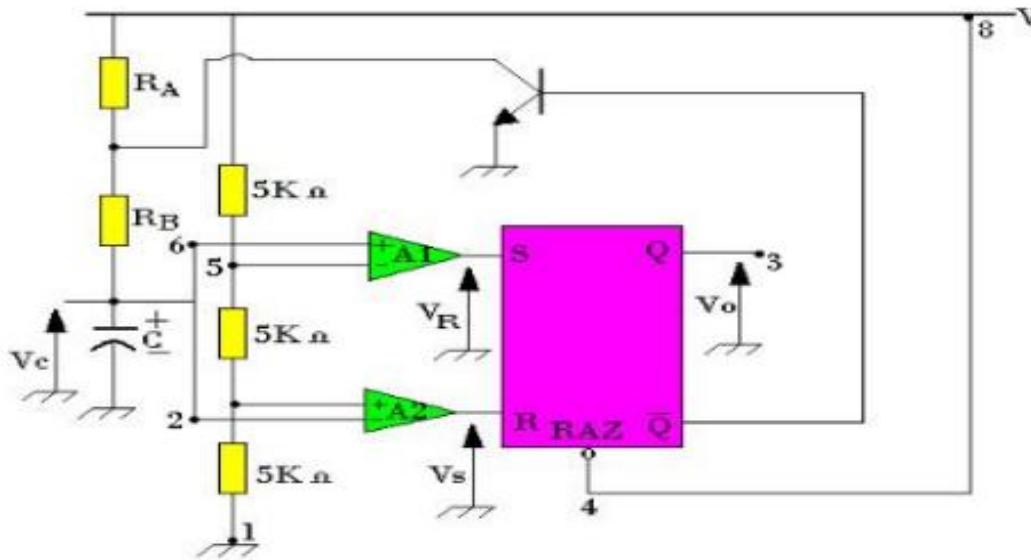


Figure 2.7 : schéma interne d'astable à NE555

2.2.2.1.1 Brochage :

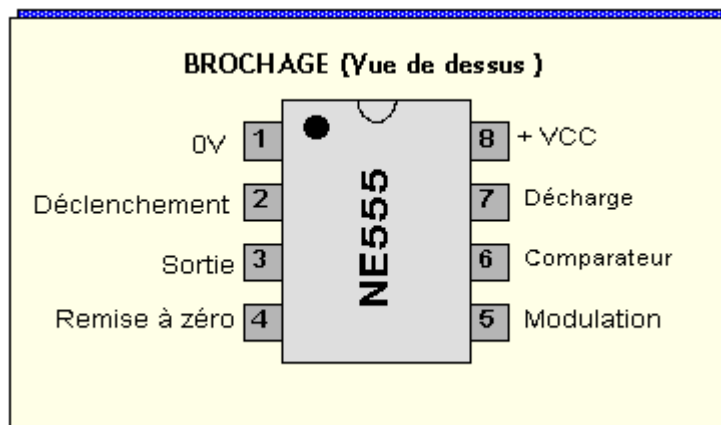


Figure 2.8: schéma synoptique de NE555

2.2.2.1.2 Principe de fonctionnement du NE555 en astable :

La configuration astable permet d'utiliser le NE555 comme oscillateur. Deux résistances et un condensateur permettent de modifier la fréquence d'oscillations ainsi que le rapport cyclique. L'arrangement des composants est tel que présenté par le schéma ci-contre. Dans cette configuration, la bascule est réinitialisée automatiquement à chaque cycle générant un train d'impulsion perpétuelle comme ci-dessous.

Une oscillation complète est effectuée lorsque le condensateur se charge jusqu'à $2/3$ de V_{cc} et se décharge à $1/3$ de V_{cc} . Lors de la charge, les résistances R_a et R_b sont en série avec le condensateur, mais la décharge s'effectue à travers de R_b seulement. C'est de cette façon que le rapport cyclique peut être modifié

La fréquence d'oscillations f ainsi que le rapport cyclique α suivent les relations suivantes :

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.1)$$

$$T = t_1 + t_2 \quad (2.2)$$

$$t_1 = \ln 2 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C \quad (2.3)$$

$$t_2 = \ln 2 \cdot R_2 \cdot C \quad (2.4)$$

$$T = \ln 2 \cdot (R_1 + 2R_2) \cdot C \quad (2.5)$$

$$f = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) \cdot C} \quad (2.6)$$

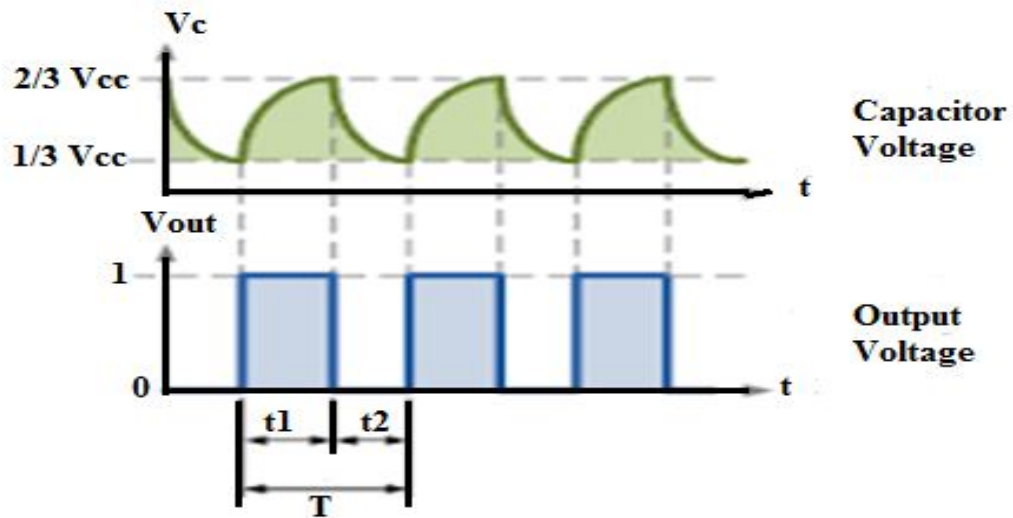


Figure 2.9: chronogrammes de fonctionnement du NE 555

2.2.3 L'amplification en courant: [14]

2.2.3 .1 définition du transistor :

Le transistor bipolaire est un composant électronique utilisé comme : interrupteur commandé, amplificateur, stabilisateur de tension, modulateur de signal ...etc

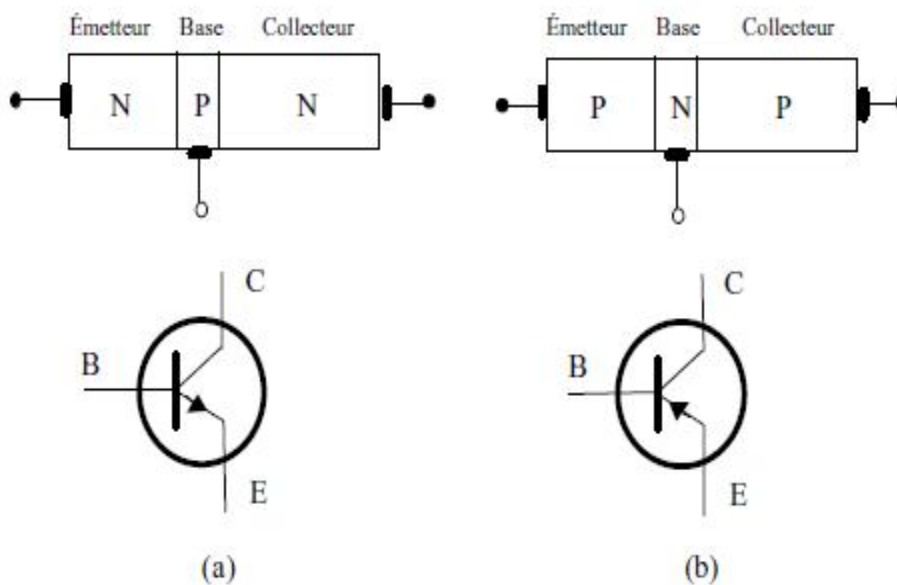


Figure 2.10: Représentations schématiques et symboliques des transistors bipolaires

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrasons

Le courant principal, qui est le courant contrôlé, traverse le transistor du collecteur vers l'émetteur ou de l'émetteur vers le collecteur, cela dépend du type de transistor NPN ou PNP.

Le courant de faible valeur, qui contrôle le courant principal, circule à travers le transistor de la base vers l'émetteur ou de l'émetteur vers la base, cela dépend du type de transistor NPN ou PNP.

*Equations caractéristiques : [15]

1. Il existe une **relation de proportionnalité** entre le courant de la base et le courant du collecteur :

$$I_C = \beta I_B \quad (2.7)$$

β est le gain du transistor.

Le transistor est saturé lorsque $I_C < \beta \times I_B$.

2. La **loi des nœuds** : $I_E = I_C + I_B$ (2.8)

Mais comme β est "grand", le courant de base est négligeable par rapport au courant du collecteur.

On peut donc proposer une équation plus simplifiée, mais moins précise, qui est :

$$I_E = I_C \quad (2.9)$$

3. La **loi des mailles** : $V_{ce} = V_{cb} + V_{be}$ (2.10)

2.2.3.1.1 Le transistor en amplification:

Dans le cas de notre projet, nous avons utilisé un transistor fonctionnant en amplification. Considérons le montage présenté par la (figure2.11).

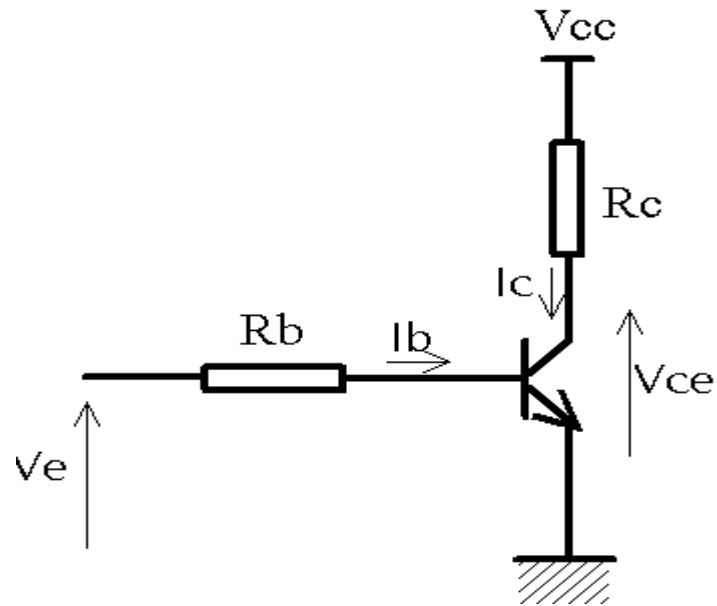


Figure 2.11: montage de l'amplification en courant

$$V_{cc} - V_{ce} = R_c \cdot I \quad (2.11)$$

$$V_{cc} = R_c \cdot I + V_{ce} \quad (2.12)$$

-Transistor bloqué :

$$I_b=0 \text{ et } I_c=0 \rightarrow v_{ce}=v_{cc}$$

-Transistor saturé :

$$V_{ce}=0 \quad (2.13)$$

$$V_{cc}=V_{CR} \quad (2.14)$$

Un transistor en amplification courant (figure 2.11) fonctionne dans des conditions très voisines de la perfection. la droite de charge de ce circuit est représentée par la figure (2.12)

L'intersection de cette droite avec la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ pour le courant, donne le point de fonctionnement en sortie (I_{C0}, V_{CE0}).

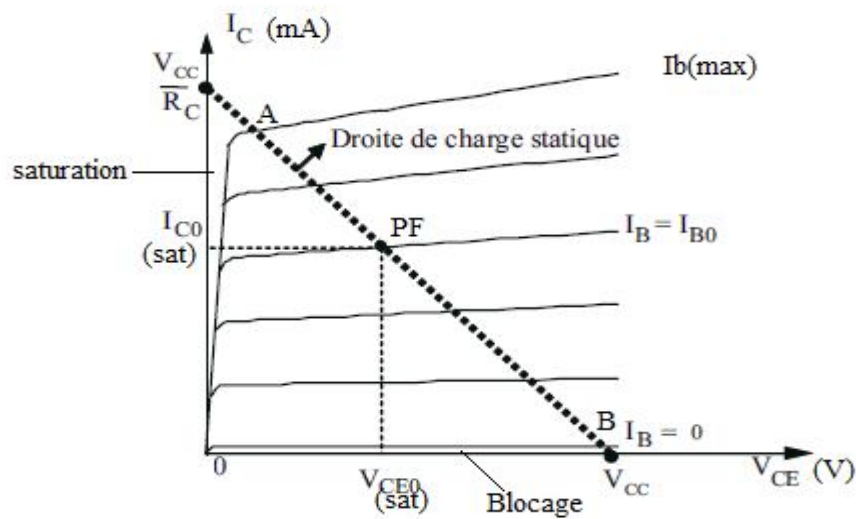


Figure 2.12: Caractéristiques idéal d'un transistor NPN.

2.2.4 Transducteur d'émission :

Un transducteur est un dispositif recevant de l'énergie d'un ou plusieurs systèmes ou milieux et fournissant une énergie correspondante, à un ou plusieurs systèmes ou milieu.

Notre transducteur d'émission est un transducteur électro acoustique qui transforme de l'énergie électrique en onde ultrasonique.

2.2.5 Circuit de réception :

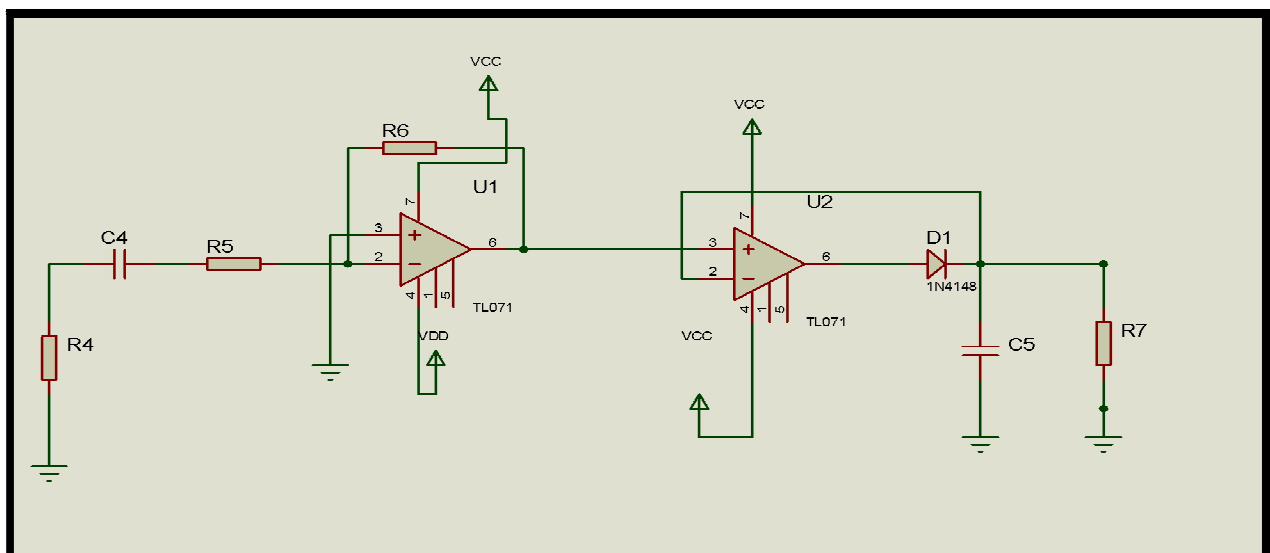


Figure 2.13 : Circuit de réception

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrasons

Notre circuit de réception se compose en général des éléments suivants :

- ◆ Un transducteur de réception
- ◆ Un Circuit d'amplification & filtrage
- ◆ Un circuit d'adaptation
- ◆ Un circuit de détection de crête

2.2.5.1 Transducteur de réception :

Le signal émis est capté par le transducteur de réception qui permet de transformer l'onde ultrasonique en un signal électrique.

2.2.5.2 Un Circuit d'amplification et filtrage: [16]

2.2.5.2.1 L'amplification :

2.2.5.2.1.1 Amplificateur inverseur :

C'est le montage de base à amplificateur opérationnel. L'entrée non inverseuse est reliée à la masse et le signal d'entrée est relié à l'entrée inverseuse par une résistance R_1 . La sortie est reliée à cette entrée par une résistance R_2 .

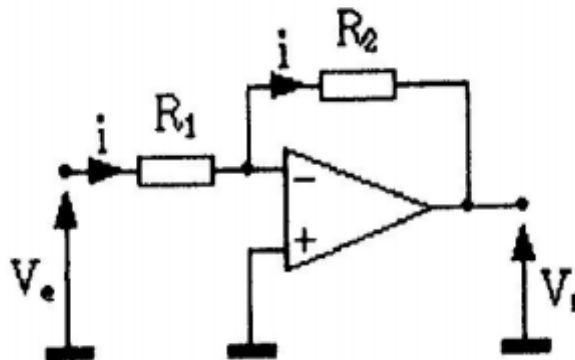


Figure 2.14 : Montage électrique d'un amplificateur inverseur

La mise en équation est très simple, et s'appuie sur les conditions vues lors de la définition de l'AOP :

- Les impédances d'entrée étant infinies, il n'y a pas de courant qui rentre dans l'entrée inverseuse (V_-)

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrasons

- Le gain G_d est infini ; dans ces conditions, $(V_+ - V_-)$ va tendre vers 0.

De cette dernière constatation, on peut tirer une équation simplifiée, mais fondamentale, et toujours vraie en fonctionnement linéaire :

$$V_+ = V_- \quad (2.15)$$

Comme V_+ est à la masse, V_- se retrouve au même potentiel. Comme ce point n'est pas relié physiquement à la masse, on parle de masse virtuelle. Pratiquement, et du point de vue calcul, tout se passe comme si V_- était vraiment relié à la masse.

L'AOP étant parfait et fonctionnant en régime linéaire :

$$V_+ = 0 = V_- = V \quad (2.16)$$

En appliquant le théorème de MILLMAN, nous obtenons :

$$V = \frac{\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2}}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)} = 0 \quad (2.17)$$

$$\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} = 0 \quad (2.18)$$

Donc :

$$V_s = -V_e \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (2.19)$$

$$|A_V| = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.20)$$

2.2.5.2.2 Filtrage: [17]

La fonction filtrage de fréquence sert à éliminer des signaux de fréquences non désirées. Les filtres se présentent sous diverses formes. Dans notre cas on étudie le filtre passe haut présenté par la figure suivante :

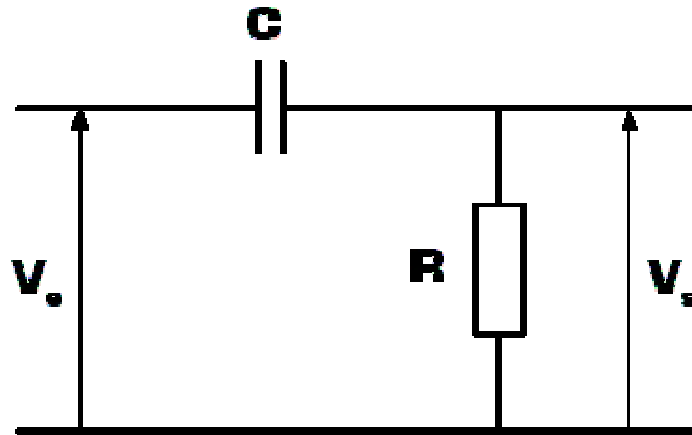


Figure 2.15 : Filtre passe haut

Pour récupérer le signal HF, on injecte V_e dans un filtre Passe haut de fréquence de coupure F_c .

Le filtre "passe haut " laisse passer les hautes fréquences (supérieure à F_c) et atténue les fréquences $< F_c$. Le signal V_s obtenu est alors :

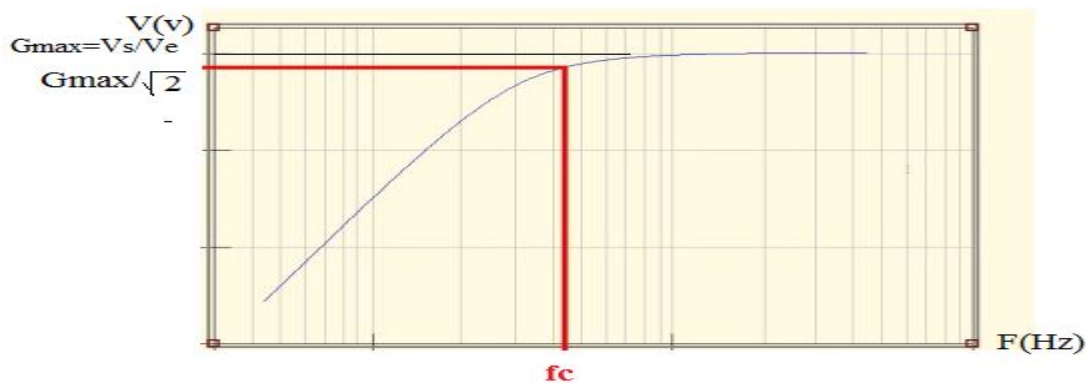


Figure 2.16: signal de sortie d'un filtre passe haut

- L'expression de V_s en fonction de V_e :

Pour un circuit passe-haut

$$V_s = Z_R I \quad (2.21)$$

$$V_s = R \left(\frac{jRW}{1+jRCW} \right) \quad (2.22)$$

$$V_s = \frac{jRC\omega}{1+jRC\omega} V_e \quad (2.23)$$

- L'expression de la fonction de transfert $A(j\omega) = V_s/V_e$:

$$A(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R}{1/jC\omega + R} \quad (2.24)$$

$$= \frac{jRC\omega}{1+jRC\omega} \quad (2.25)$$

Et Avec $X=RC\omega$:

$$A(j\omega) = \frac{jX}{1+jX} \quad (2.26)$$

- **Le gain et la phase :**

L'expression complexe de A, la fonction de transfert du filtre, permet de calculer deux grandeurs accessibles à l'expérience :

- le gain qui correspond au module de A,

$$G = |A| = \frac{X}{\sqrt{1+X^2}} \quad (2.27)$$

- la phase qui correspond à l'argument de A,

$$\Psi = \frac{\pi}{2} - \text{Arctg}(X) \quad (2.28)$$

- **La fréquence de coupure f :**

La fréquence f_c , appelée « fréquence de coupure », est la fréquence qui correspond à l'atténuation du signal transmis par le circuit

On dit aussi qu'elle est la fréquence pour laquelle les deux impédances ont des modules égaux ;

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{Hz}) \quad (2.29)$$

2.2.6 Circuit d'adaptation : [16]

2.2.6.1 Montage suiveur :

Ce montage est une extrapolation de l'amplificateur précédent, avec $R1 = \infty$ ou $R2 = 0$. On obtient un montage tout simple, de gain unité, dont la seule fonction est l'adaptation d'impédance.

On le placera donc en tampon entre deux portions de circuit de façon à isoler l'une de l'autre pour prévenir toute interaction parasite.

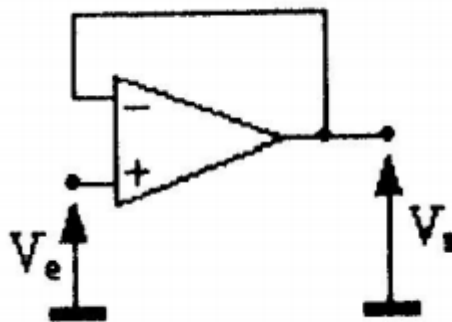


Figure 2.17 : Montage suiveur

2.2.6.2 Adaptation d'impédance en tension : [20]

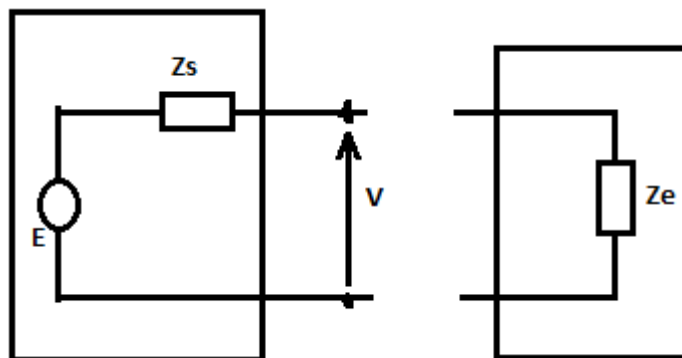


Figure 2.18 : Montage d'adaptation d'impédance en tension

$$\text{On a: } \begin{cases} I = \frac{E}{Z_e + Z_s} & (2.24) \\ V = Z_e \cdot I & (2.25) \end{cases}$$

$$V = \frac{Z_e \cdot E}{Z_e + Z_s} \quad (2.26)$$

Lorsqu'on transmet un signal de tension entre deux appareils, il faut une impédance d'entrée Z_e élevée et une impédance de sortie Z_s faible.

Si $Z_e \gg Z_s$:

$$V = E \quad (2.27)$$

2.2.7 Circuit de détection de crête : [18]

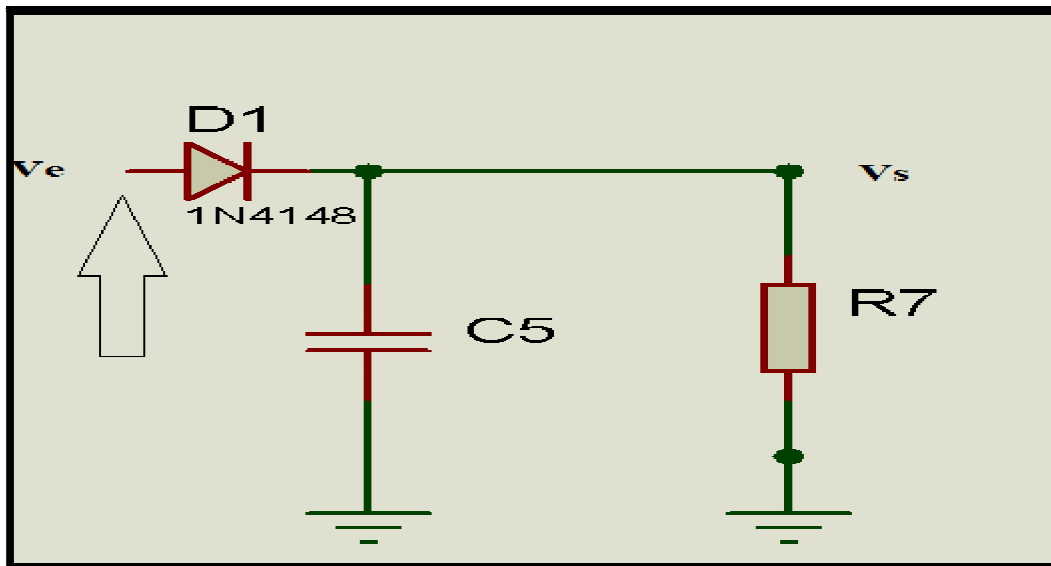


Figure 2.19: Schéma électrique de base du circuit de détection

Un circuit détecteur d'enveloppe ou circuit détecteur de crête est un circuit électrique redresseur simple alternance. Il permet de transformer une tension alternative en tension continue de manière simple. La tension de sortie prend une valeur proche de la valeur de crête de la tension d'entrée d'où son nom de détecteur de crête. Il est principalement utilisé dans la démodulation en amplitude. Il détecte alors l'enveloppe basse fréquence d'un signal haute fréquence, d'où son nom de circuit détecteur d'enveloppe.

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrasons

Quand la tension d'entrée est positive en supposant une tension continue établie supérieure à la tension de seuil de la diode, le condensateur ne laisse passer aucun courant, et

$$V_S = V_e - V_{diode} - R_S \cdot I = V_e \frac{R_S}{R_S + R_{charge}} \quad (2.28)$$

Où :

I : le courant d'entrée, qui traverse aussi la charge

Supposant maintenant une variation de la tension d'entrée, la constante de temps du circuit s'obtient avec R_S et R_{charge} en parallèle :

$$\tau_{pos} = \frac{R_S \cdot R_{charge}}{R_S + R_{charge}} \cdot C \quad (2.29)$$

Dans le cas idéal la tension de la diode serait nulle ainsi que la résistance de sortie et le condensateur se chargerait instantanément

Quand la tension d'entrée est négative :

$$V_{condensateur} = V_{resistance} = V_S \quad (2.30)$$

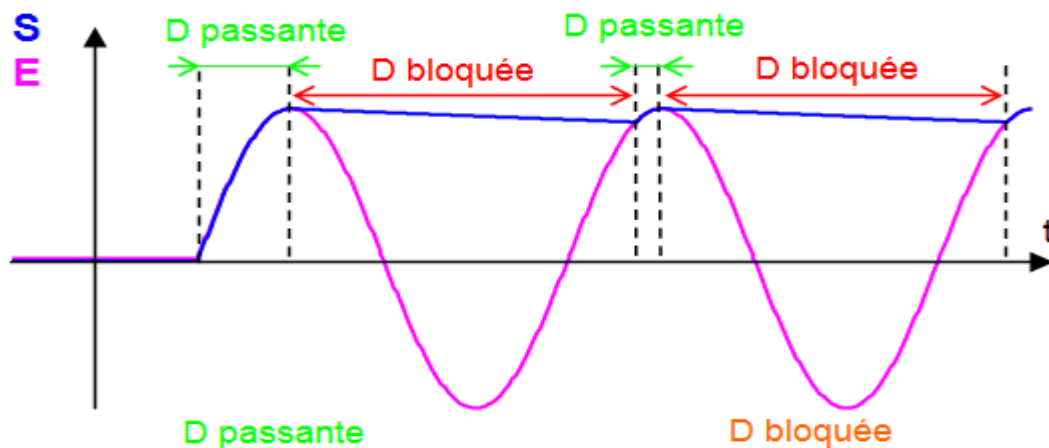


Figure 2.20 : courbe expliquant le fonctionnement du détecteur de crête

2.2.8 L'affichage : [19]

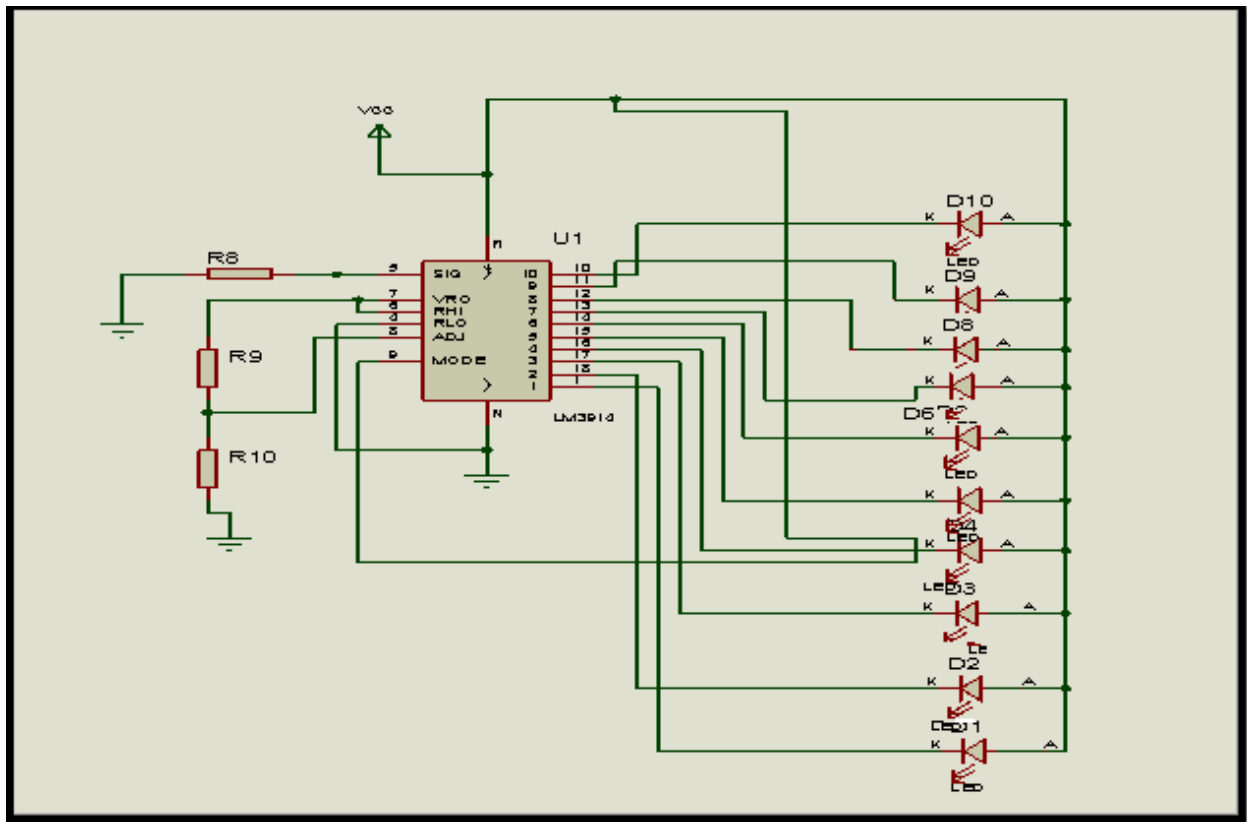


Figure 3.21: Circuit d'affichage

2.2.8.1 Présentation du LM3914 :

Le **LM3914** fait partie de ces circuits intégrés qui ont connu un succès foudroyant dès leur mise sur le marché et dont la popularité ne se dément pas après même plusieurs années.

Ce circuit intégré pourtant, n'est rien d'autre qu'un *display driver*, c'est-à-dire un pilote pour dispositif d'affichage, le plus souvent une dizaine de DEL réunies formant ce que l'on appelle un « bargraphe ».

Le LM3914, en boîtier DIL 18, fonctionne de la manière suivante:

Il compare une tension d'entrée à une tension de référence et affiche le résultat en allumant, au choix, une DEL parmi dix (mode DOT, *point* en anglais), ou les n premières DEL (mode BARGRAPH), et ce de manière proportionnelle au rapport entre la tension d'entrée et la tension de référence. Si la tension d'entrée est variable (et c'est là que le LM3914 montre toute son

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrasons

utilité), la variation se traduira par l'allumage ou l'extinction de DEL, selon une échelle linéaire. En définitive, on obtient un dispositif d'affichage analogique permettant de visualiser aisément la variation de la tension d'entrée.

2.2.8.2 Comparateur :

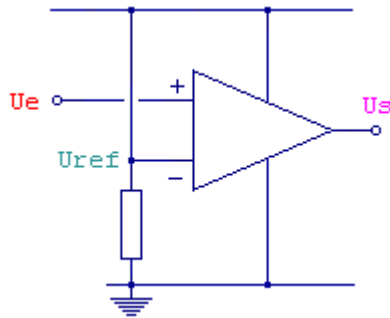


Figure 2.22 : montage comparateur de tension

Schéma de principe du montage comparateur de tension (figure 2.23).le signal est présenté sur l'entrée e+ et la tension de référence est fixée sur l'entrée e-. L'alimentation est non symétrique.

Si $U_e > U_{ref}$, U_s sera à l'état haut. Si $U_e < U_{ref}$, U_s sera à l'état bas.

2.2.8.3 Les principales caractéristiques du LM3914:

- pilote séparément 10 DEL ou un afficheur LCD
- montage en cascade possible (jusqu'à 10 circuit intégré)
- affichage en mode BAR ou DOT, au choix de l'utilisateur
- échelle linéaire
- V_{ref} interne de 1,25 V, ajustable par l'utilisateur jusqu'à 12 V
- V_s (alimentation) de 3 V à 25 V
- supporte une tension d'entrée V_{in} jusqu'à 35 V
- entrée protégée contre tension inverse ou surtension

2.2.8.4 Brochage :

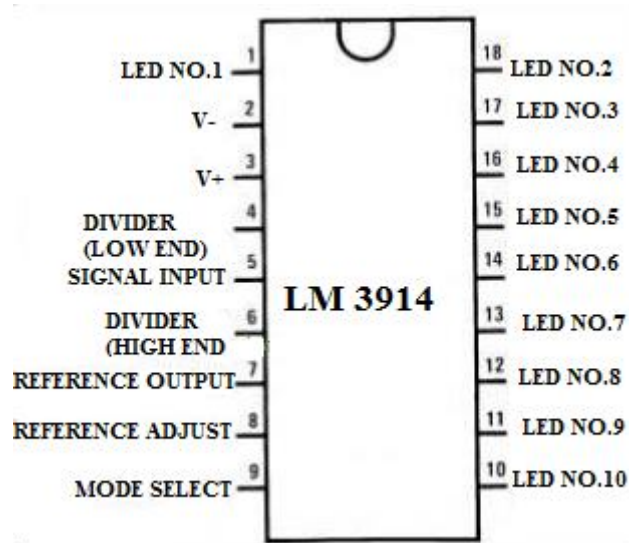


Figure 2.23: brochage de LM3914

2.2.9 Oscillateur commandé en tension VCO : [21]

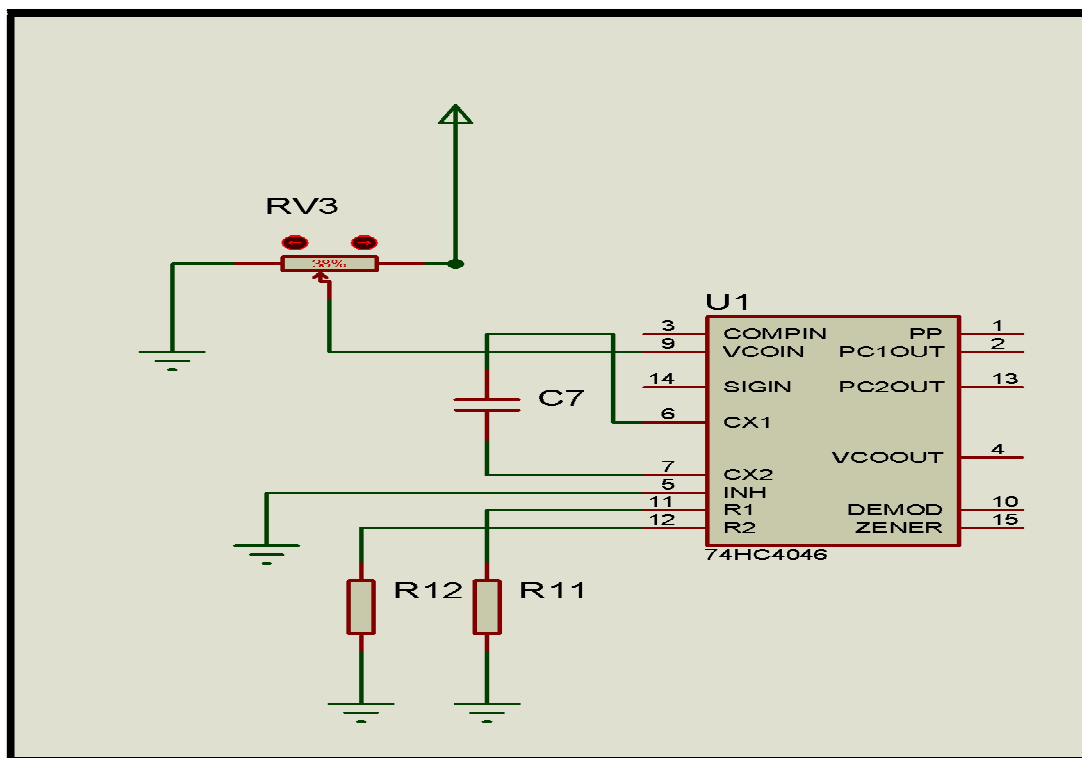


Figure 3.24 : circuit d'un oscillateur commandé en tension

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrasons

Un V.C.O est en général un oscillateur RC ou un traducteur Tension/Fréquence. Il produit un signal alternatif (généralement sinusoïdal) de sortie en signal rectangulaire dont la fréquence est directement proportionnelle à la valeur d'une tension continue. L'excursion en fréquence est l'écart entre la fréquence de référence (aussi appelée fréquence centrale) et les fréquences min et max



Figure 2 .25 : principe du VCO

2.2.9.1 Caractéristiques d'un VCO :

- Bande fréquence (min-max)
- Puissance de sortie (dBm)
- Niveaux des harmoniques (dBc H2, H3)
- Sensibilité de l'accord (MHz/V), linéarité
- Alimentation et pushing (MHz/V)
- Impédance de sortie (50_) et Pulling
- Bruit de phase

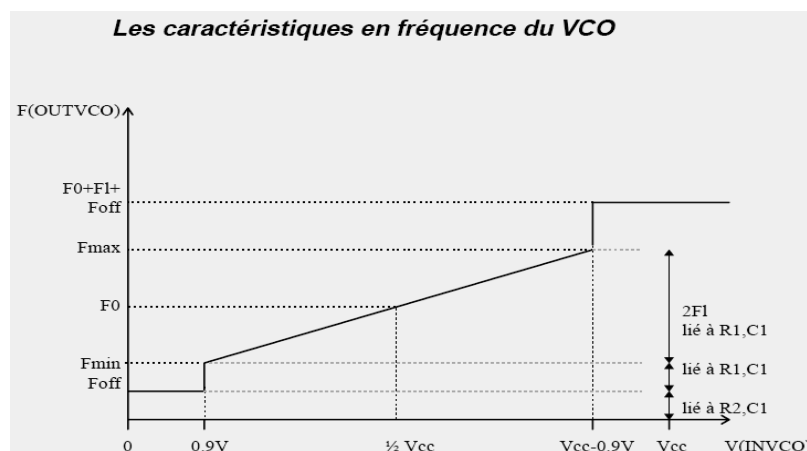


Figure2.26 : les caractéristiques en fréquence du VCO

Chapitre 2 : Etude théorique de la chaîne à ultrasons

On appelle F_0 la fréquence centrale du VCO telle que :

$$F_0 = \frac{F_{\max} + F_{\min}}{2} \quad (2.31)$$

Cette fréquence correspond à la tension de commande qui dans notre exemple est égale à $V_{cc} / 2$.

La fréquence de sortie de VCO est calculé en fonction des éléments connectés au composants : R_1, R_2 et C_1 . Deux constantes de temps R_1C_1 et R_2C_2 sont ainsi créées et contrôlent respectivement la fréquence de référence F_0 et la plage de fréquence ($2F_1$). Les notices nous donnent des relations entre ces composants et les fréquences utilisées. Pour le modèle, nous avons utilisé :

$$F_0 = \frac{k_0}{R_1C_1} \quad (2.32)$$

$$F_1 = \frac{k_1}{R_1C_1} \quad (2.33)$$

La fréquence offset est donnée par :

$$F_{off} = \frac{k_{off}}{R_1C_1} \quad (2.34)$$

Où : K est la sensibilité de VCO.

2.2.9.2 Présentation du circuit 4046 :

Les PLL semi numériques sont identiques dans leur principe aux dispositifs analogiques, exceptes le comparateur de phase et le VCO qui sont de nature numérique. Le circuit intégré 4046 PLL semi numérique est réalisé en technologie CMOS (c'est à dire que la tension de polarisation VDD du circuit peut être comprise entre +5V et +15V). La documentation technique est donnée en annexe.

2.2.9.3.1 Brochage :

- | | |
|--|--|
| 1. sortie d'impulsion de comparateur phase | 9. entrée de VCO |
| 2. sortie de comparateur de phase 1 | 10. sortie de l'étage suiveur |
| 3. entrée de comparateur | 11. connexion de la résistance R1 |
| 4. sortie de VCO | 12. connexion de la résistance R2 |
| 5. entrée d'inhibition | 13. sortie de comparateur de phase 2 |
| 6. connexion A du condensateur C1 | 14. entrée des signaux |
| 7. connexion B du condensateur C1 | 15. entrée de la diode zener ,régulatrice de tension |
| 8. VSS | 16.VDD |

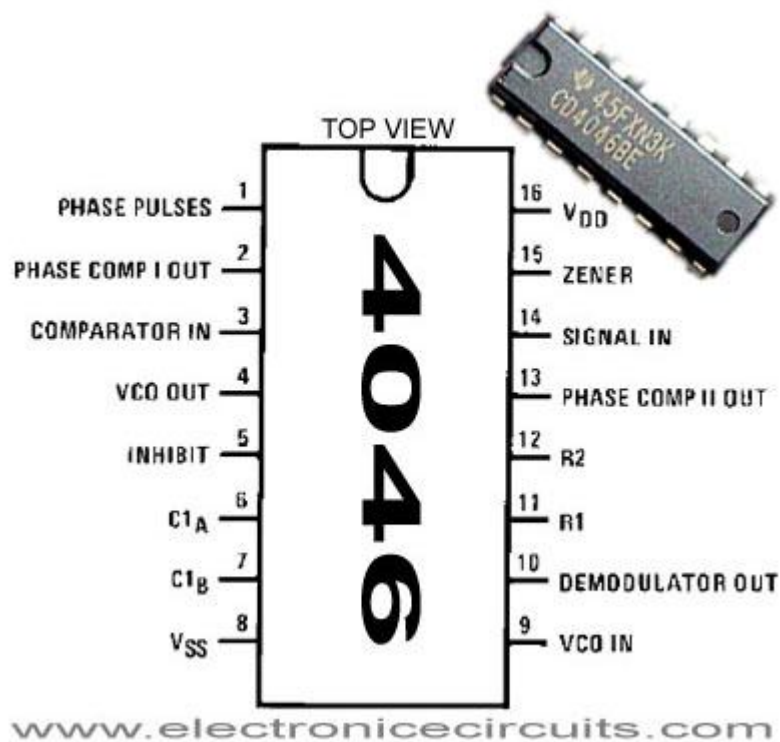


Figure 2.27:brochage de 4046

2.2.10 Le Buzzer :[22]

Un buzzer est un élément électromécanique ou électronique qui produit un son quand on lui applique une tension. Certains nécessitent une tension continue (buzzers électro-mécaniques), d'autres nécessitent une tension alternative (transducteurs piézo-électrique).



Figure 2.28 :Buzzer

Conclusion :

A travers ce chapitre, les différents circuits utilisés dans notre étude sont décrits. Le circuit de mesure est constitué d'une partie d'émission d'ondes ultrasonores et d'une partie de réception, un bargraphe à base des LEDs, un VCO et finalisé par un buzzer .

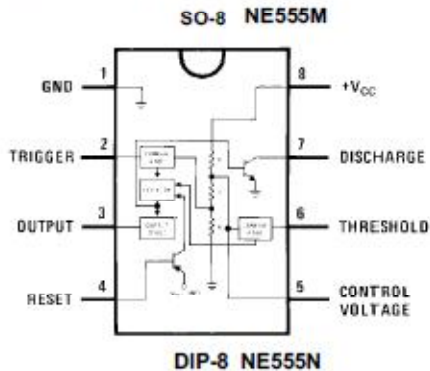
Dans le chapitre suivant, une présentation et discussions des mesures faites sur le circuit d'émission et réception, et différents étages serait décrits. Ces mesures sont faites sur les différents points tests prévus sur le dispositif réalisé.

Annexe 1

NE555

| | | |
|---|--------------------------|--------------|
|  | <h2>Precision Timer</h2> | NE555 |
|---|--------------------------|--------------|

Connection Diagram



FUNCTION TABLE

| RESET | TRIGGER VOLTAGE | THRESHOLD VOLTAGE | OUTPUT | DISCHARGE SWITCH |
|-------|-----------------|-------------------|---------------------------|------------------|
| Low | Irrelevant | Irrelevant | Low | On |
| High | $<1/3V_{DD}$ | High | High | Off |
| High | $>1/3V_{DD}$ | $>2/3V_{DD}$ | Low | On |
| High | $>1/3V_{DD}$ | $<2/3V_{DD}$ | As previously established | |

General Description

The NE555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Normally on and normally off output

Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

| Parameter | Conditions | Limits | | | Units |
|--|---|------------|----------------------------|--------------|--|
| | | Min | Typ | Max | |
| Supply Voltage | | 4.5 | | 16 | V |
| Supply Current Note 4 | $V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ OUTPUT LOW $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$ OUTPUT LOW $V_{CC}=5\text{V}$, No load OUTPUT HIGH | | 3 10 2 | 6 15 5 | mA |
| Timing Error, Monostable Initial Accuracy Drift with Temperature Accuracy over Temperature Drift with Supply | $R_A = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 5) | | 1 50 1.5 0.1 | 3 | % ppm/ $^\circ\text{C}$ % %/V |
| Timing Error, Astable Initial Accuracy Drift with Temperature Accuracy over Temperature Drift with Supply | R_A , $R_B = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, (Note 5) | | 2.25 150 3.0 0.30 | | % ppm/ $^\circ\text{C}$ % %/V |
| Threshold Voltage | | | 0.667 | | $\times V_{CC}$ |
| Trigger Voltage | $V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ | 4.5 1.1 | 5 1.67 | 5.6 2.2 | V V |
| Trigger Current | Trigger at 0V | | 0.5 | 2 | μA |
| Reset Voltage | | 0.3 | 0.7 | 1 | V |
| Reset Current | Reset at V_{CC} | | 0.1 | 0.4 | mA |
| Threshold Current | (Note 6) | | 30 | 250 | nA |
| Control Voltage Level | $V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ | 9 2.6 | 10 3.33 | 11 4 | V |
| Pin 7 Leakage Output High | | | 20 | 100 | nA |
| Pin 7 Sat (Note 7) Output Low Output Low | $V_{CC} = 15\text{V}$, $I_y = 15\text{mA}$ $V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I_y = 4.5\text{mA}$ | | 180 80 | | mV mV |

Electrical Characteristics (Notes 1, 2) (Continued)

($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified)

| Parameter | Conditions | Limits | | | Units |
|----------------------------|---|--------|------|------|-------|
| | | Min | Typ | Max | |
| | | | | | |
| Output Voltage Drop (Low) | $V_{CC} = 15\text{V}$ | | | | |
| | $I_{SINK} = 10\text{mA}$ | | 0.1 | 0.25 | V |
| | $I_{SINK} = 50\text{mA}$ | | 0.4 | 0.75 | V |
| | $I_{SINK} = 100\text{mA}$ | | 2 | 2.5 | V |
| | $I_{SINK} = 200\text{mA}$ | | 2.5 | | V |
| | $V_{CC} = 5\text{V}$ | | | | |
| Output Voltage Drop (High) | $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ | | 12.5 | | V |
| | $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ | 12.75 | 13.3 | | V |
| | $V_{CC} = 5\text{V}$ | 2.75 | 3.3 | | V |
| Rise Time of Output | | | 100 | 300 | ns |
| Fall Time of Output | | | 100 | 300 | ns |

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operating at elevated temperatures the device must be derated above 25°C based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance 170°C/W (S0-8), junction to ambient.

Note 4: Supply current when output high typically 5mA and MAX. is 13mA at $V_{CC}=15\text{V}$.

Note 5: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.

Note 6: This will determine the maximum value of $R_A + R_{\Omega}$ for 15V operation. The maximum total ($R_A + R_{\Omega}$) is $20\text{M}\Omega$.

Note 7: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

RECOMMENDED OPERATING

| | MIN | MAX. | UNIT |
|---|-----|-----------|------------------|
| Supply voltage, V_{CC} | 4.5 | 16 | V |
| Input voltage (control, reset, threshold, and trigger) | | V_{CC} | |
| Output current | | ± 200 | mA |
| Operating free-air temperature, T_A | 0 | 70 | $^\circ\text{C}$ |

Applications Information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

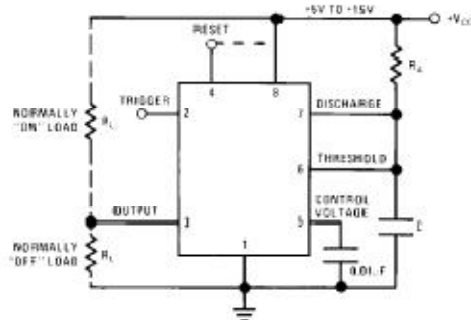


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.1 ms/DIV.
 $R_A = 9.1k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$
 Top Trace: Input 5V/DIV.
 Middle Trace: Output 5V/DIV.
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 2V/DIV.

FIGURE 2. Monostable Waveforms

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit so long as the trigger input is returned high at least $10\mu s$ before the end of the timing interval. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R, C values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

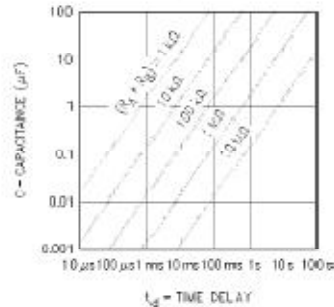


FIGURE 3. Time Delay

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

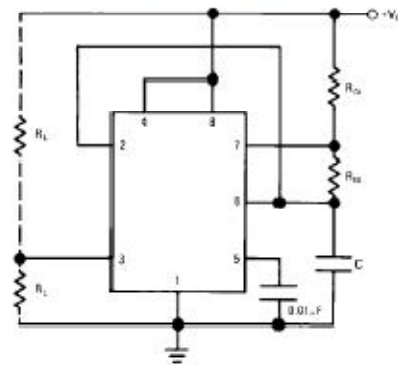


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Annexe 2

BC547

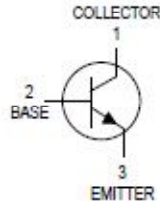
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by BC546/D

Amplifier Transistors

NPN Silicon

BC546, B
BC547, A, B, C
BC548, A, B, C



CASE 29-04, STYLE 17
TO-92 (TO-226AA)

MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | BC 546 | BC 547 | BC 548 | Unit |
|--|----------------|-------------|--------|--------|----------------------|
| Collector-Emitter Voltage | V_{CEO} | 65 | 45 | 30 | Vdc |
| Collector-Base Voltage | V_{CBO} | 80 | 50 | 30 | Vdc |
| Emitter-Base Voltage | V_{EBO} | 6.0 | | | Vdc |
| Collector Current — Continuous | I_C | 100 | | | mAdc |
| Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C | P_D | 625 | | | mW |
| | | 5.0 | | | mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C | P_D | 1.5 | | | Watt |
| | | 12 | | | mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | T_J, T_{stg} | -65 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 ($I_C = 1.0\text{ mA}, I_B = 0$) | BC546 BC547 BC548 | $V_{(BR)CEO}$ | 65 45 30 | — — — | V |
| Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 100\text{ }\mu\text{Adc}$) | BC546 BC547 BC548 | $V_{(BR)CBO}$ | 80 50 30 | — — — | V |
| Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 10\text{ }\mu\text{A}, I_C = 0$) | BC546 BC547 BC548 | $V_{(BR)EBO}$ | 6.0 6.0 6.0 | — — — | V |
| Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 70\text{ V}, V_{BE} = 0$) ($V_{CE} = 50\text{ V}, V_{BE} = 0$) ($V_{CE} = 35\text{ V}, V_{BE} = 0$) ($V_{CE} = 30\text{ V}, T_A = 125^\circ\text{C}$) | BC546 BC547 BC548 BC546/547/548 | I_{CES} | — — — — | 0.2 0.2 0.2 — | nA μA |
| | | | | 15 15 15 4.0 | |

REV 1

© Motorola, Inc. 1996



MOTOROLA

Annexe 3

TL071

TL071, TL071A, TL071B, TL072 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SI 050800 - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion 0.003% Typ
- Low Noise
 $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at $f = 1 \text{ kHz}$
- High Input Impedance ... JFET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch Up Free Operation
- High Slew Rate ... 13 V/ μs Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

description

The JFET-input operational amplifiers in the TL07_ series are designed as low-noise versions of the TL08_ series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07_ series ideally suited for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages integrated on a single monolithic chip.

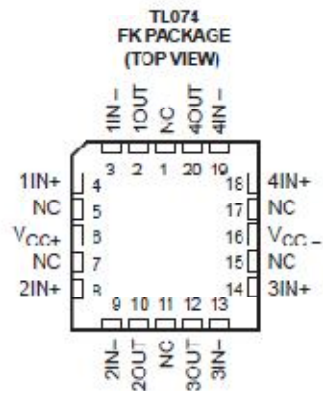
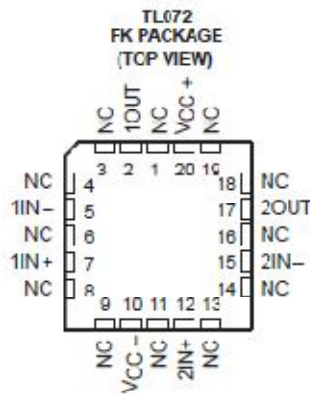
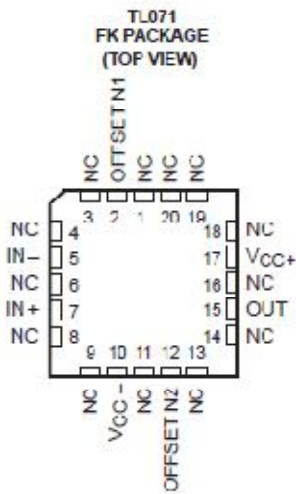
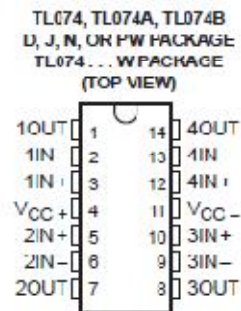
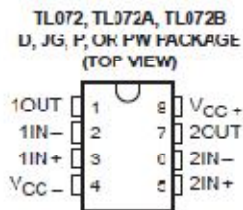
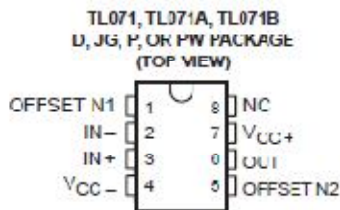
The G-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

AVAILABLE OPTIONS

| T _A | V _{IOmax} AT 25°C | PACKAGE | | | | | | | |
|------------------|-------------------------------|--------------------------------------|----------------------------------|-----------------------|------------------------|---------------------------------|---------------------------------|-------------------------|------------------------|
| | | SMALL OUTLINE (D) [†] | CHIP CARRIER (FK) | CERAMIC DIP (J) | CERAMIC DIP (JG) | PLASTIC DIP (N) | PLASTIC DIP (P) | TSOP PACKAGE (PW) | FLAT PACKAGE (W) |
| 0°C to 70°C | 10 mV 6 mV 3 mV | TL071CD TL071ACD TL071BCD | — | — | — | — | TL071CP TL071ACP TL071BCP | TL071CPWLE | — |
| | 10 mV 6 mV 3 mV | TL072CD TL072ACD TL072BCD | — | — | — | — | TL072CP TL072ACP TL072BCP | TL072CPWLE | — |
| | 10 mV 6 mV 3 mV | TL074CD TL074ACD TL074BCD | — | — | — | TL074CN TL074ACN TL074BCN | — | TL074CPWLE | — |
| -40°C to 85°C | 0 mV | TL071ID TL072ID TL074ID | — | — | — | — — TL074IN | TL071IP TL072IP — | — | — |
| 65°C to 125°C | 6 mV 6 mV 0 mV | — | TL071MFK TL072MFK TL074MFK | — — TL074MJ | TL071MJG TL072MJG | — — TL074MN | — — TL072MP | — | — — TL074MW |

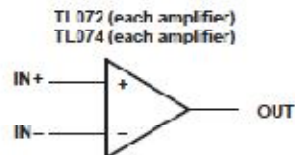
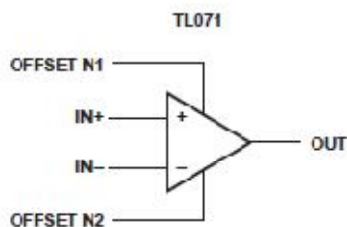
[†] The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., TL071CDR). The PW package is only available left-ended taped and reeled (e.g., TL072CPWLE).

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS0800 – SEPTEMBER 1973 – REVISED AUGUST 1996



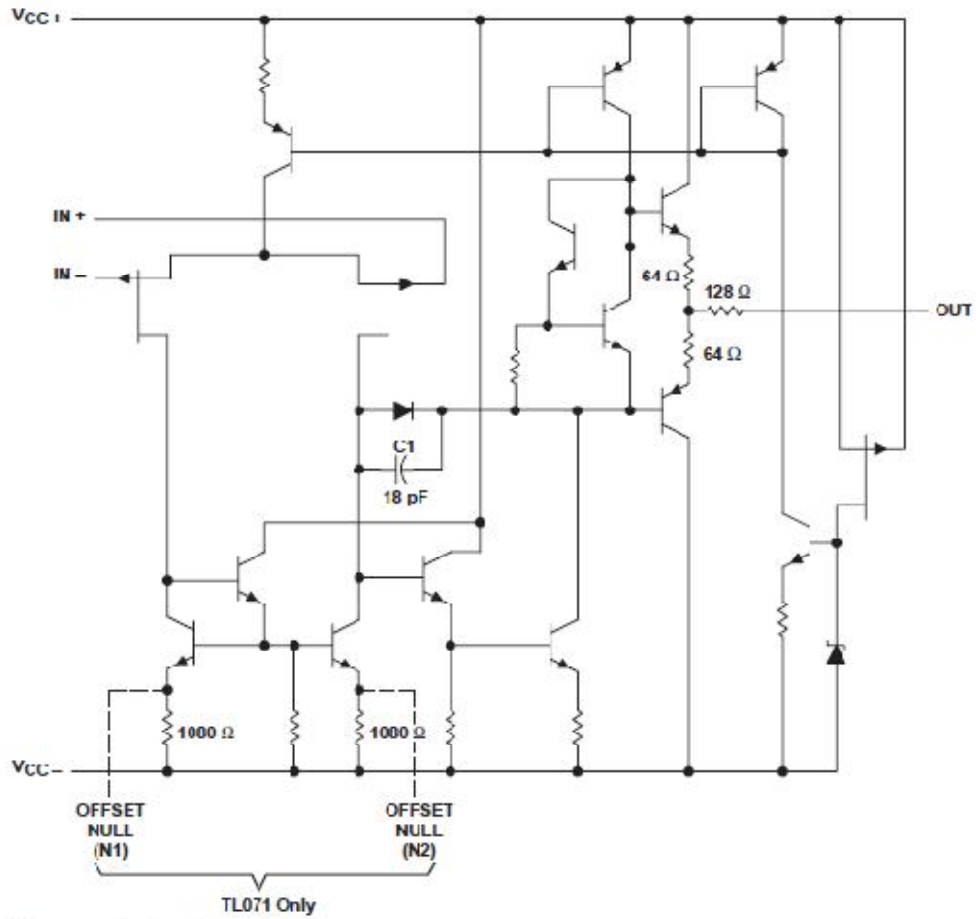
NC – No internal connection

symbols



TL071, TL071A, TL071B, TL072:
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B:
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLO0080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

schematic (each amplifier)



All component values shown are nominal.

| COMPONENT COUNT† | | | |
|------------------|-------|-------|-------|
| COMPONENT TYPE | TL071 | TL072 | TL074 |
| Resistors | 11 | 22 | 44 |
| Transistors | 14 | 28 | 56 |
| JFET | 2 | 4 | 6 |
| Diodes | 1 | 2 | 4 |
| Capacitors | 1 | 2 | 4 |
| epi-FET | 1 | 2 | 4 |

† Includes bias and trim circuitry

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

| | |
|--|------------------------------|
| Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1) | 18 V |
| Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1) | -18 V |
| Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2) | ±30 V |
| Input voltage, V_I (see Notes 1 and 3) | ±15 V |
| Duration of output short circuit (see Note 4) | unlimited |
| Continuous total power dissipation | See Dissipation Rating Table |
| Operating free-air temperature range, T_A : C suffix | 0°C to 70°C |
| I suffix | -40°C to 85°C |
| M suffix | -55°C to 125°C |
| Storage temperature range | -65°C to 150°C |
| Case temperature for 60 seconds: FK package | 260°C |
| Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: J, JG, or W package | 300°C |
| Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, N, P, or PW package | 260°C |

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
2. Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

DISSIPATION RATING TABLE

| PACKAGE | $T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING | DERATING FACTOR | DERATE ABOVE T_A | $T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING | $T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING | $T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING |
|-------------|---|--------------------|-----------------------|--|--|---|
| D (8 pin) | 680 mW | 5.8 mW/°C | 33°C | 485 mW | 378 mW | N/A |
| D (14 pin) | 680 mW | 7.6 mW/°C | 60°C | 604 mW | 490 mW | N/A |
| FK | 680 mW | 11.0 mW/°C | 88°C | 680 mW | 680 mW | 273 mW |
| J | 680 mW | 11.0 mW/°C | 88°C | 680 mW | 680 mW | 273 mW |
| JG | 680 mW | 8.4 mW/°C | 69°C | 672 mW | 548 mW | 210 mW |
| N | 680 mW | 9.2 mW/°C | 76°C | 680 mW | 597 mW | N/A |
| P | 680 mW | 8.0 mW/°C | 65°C | 640 mW | 520 mW | N/A |
| PW (8 pin) | 525 mW | 4.2 mW/°C | 70°C | 525 mW | N/A | N/A |
| PW (14 pin) | 700 mW | 5.6 mW/°C | 70°C | 700 mW | N/A | N/A |
| W | 680 mW | 8.0 mW/°C | 65°C | 640 mW | 520 mW | 200 mW |

**TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOC090D SEPTEMBER 1978 REVISED AUGUST 1992

TYPICAL CHARACTERISTICS†

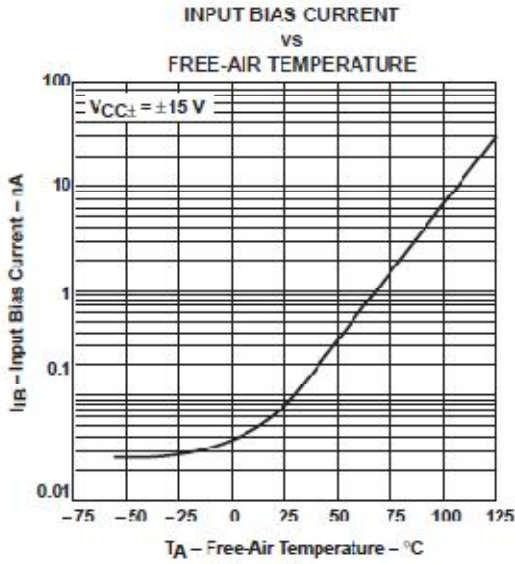


Figure 4

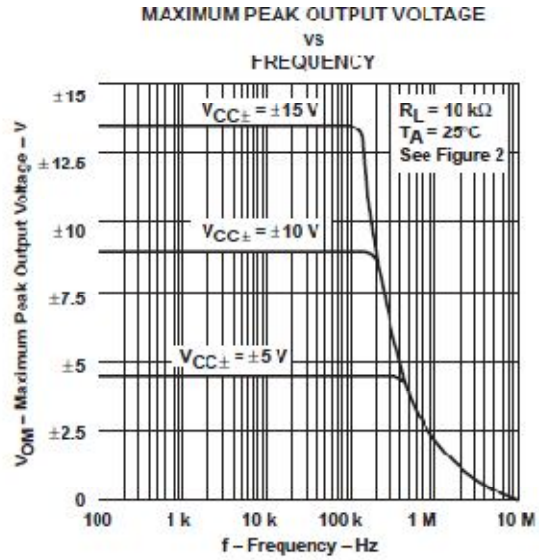


Figure 5

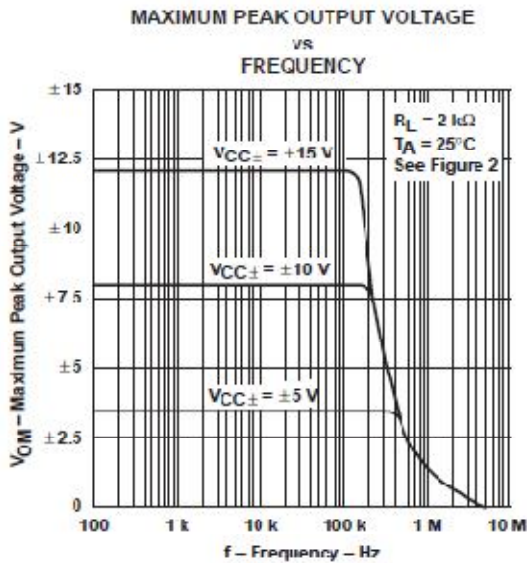


Figure 6

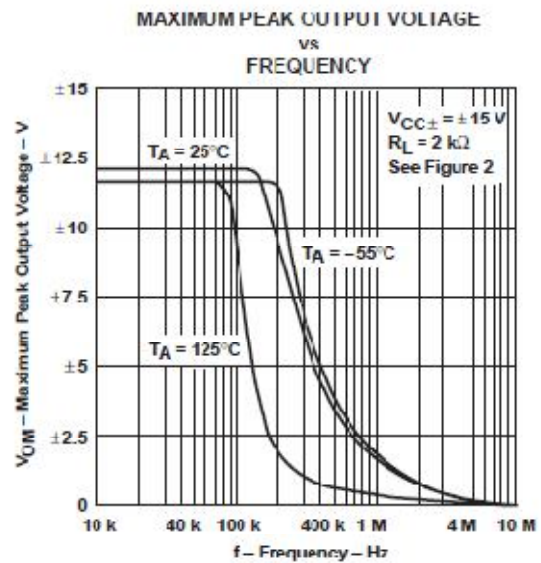


Figure 7

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

Annexe 4

4046

MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

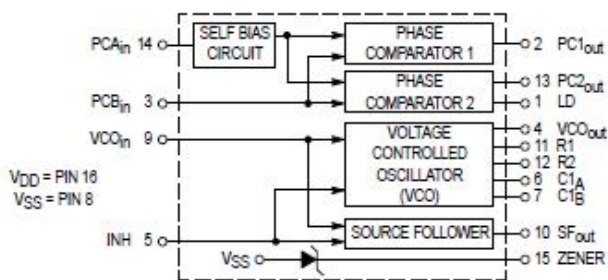
Phase Locked Loop

The MC14046B phase locked loop contains two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs, PCA_{in} and PCB_{in} . Input PCA_{in} can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal $PC1_{out}$ and maintains 90° phase shift at the center frequency between PCA_{in} and PCB_{in} signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals, $PC2_{out}$ and LD, and maintains a 0° phase shift between PCA_{in} and PCB_{in} signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{out} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{in} and the capacitor and resistors connected to pins $C1_A$, $C1_B$, R1, and R2. The source-follower output SF_{out} with an external resistor is used where the VCO_{in} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input INH , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low-Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive Or Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited

BLOCK DIAGRAM



MC14046B



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



DW SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

| | |
|------------|---------|
| MC14XXXBCP | Plastic |
| MC14XXXBCL | Ceramic |
| MC14XXXBDW | SOIC |

$T_A = -55^\circ$ to 125°C for all packages.

PIN ASSIGNMENT

| | | | |
|-------------|---|----|-------------|
| LD | 1 | 16 | V_{DD} |
| $PC1_{out}$ | 2 | 15 | ZENER |
| PCB_{in} | 3 | 14 | PCA_{in} |
| VCO_{out} | 4 | 13 | $PC2_{out}$ |
| INH | 5 | 12 | R2 |
| $C1_A$ | 6 | 11 | R1 |
| $C1_B$ | 7 | 10 | SF_{out} |
| V_{SS} | 8 | 9 | VCO_{in} |

REV 3
1/84

© Motorola, Inc. 1995



MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|---------------------------------|------------------|-------------------------------|------|
| DC Supply Voltage | V _{DD} | -0.5 to +18 | Vdc |
| Input Voltage, All Inputs | V _{in} | -0.5 to V _{DD} + 0.5 | Vdc |
| DC Input Current, per Pin | I _{in} | ±10 | mAdc |
| Power Dissipation, per Package† | P _D | 500 | mW |
| Operating Temperature Range | T _A | -55 to +125 | °C |
| Storage Temperature Range | T _{stg} | -65 to +150 | °C |

* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

† Temperature Derating:

Plastic "P and D/DW" Packages: -7.0 mW/°C From 85°C To 125°C
 Ceramic "L" Packages: -12 mW/°C From 100°C To 125°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

| Characteristic | Symbol | V _{DD} Vdc | -55°C | | 25°C | | | 125°C | | Unit | |
|---|---|------------------------|--|-------|------|----------|------|-------|-------|------|---|
| | | | Min | Max | Min | Typ | Max | Min | Max | | |
| Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0 | "0" Level V _{OL} | 5.0 | — | 0.05 | — | 0 | 0.05 | — | 0.05 | Vdc | |
| | | 10 | — | 0.05 | — | 0 | 0.05 | — | 0.05 | | |
| | | 15 | — | 0.05 | — | 0 | 0.05 | — | 0.05 | | |
| | "1" Level V _{in} = 0 or V _{DD} | V _{OH} | 5.0 | 4.95 | — | 4.95 | 5.0 | — | 4.95 | | — |
| | | | 10 | 9.95 | — | 9.95 | 10 | — | 9.95 | | — |
| | | | 15 | 14.95 | — | 14.95 | 15 | — | 14.95 | | — |
| Input Voltage # (V _O = 4.5 or 0.5 Vdc) (V _O = 9.0 or 1.0 Vdc) (V _O = 13.5 or 1.5 Vdc) | "0" Level V _{IL} | 5.0 | — | 1.5 | — | 2.25 | 1.5 | — | 1.5 | Vdc | |
| | | 10 | — | 3.0 | — | 4.50 | 3.0 | — | 3.0 | | |
| | | 15 | — | 4.0 | — | 6.75 | 4.0 | — | 4.0 | | |
| | "1" Level (V _O = 0.5 or 4.5 Vdc) (V _O = 1.0 or 9.0 Vdc) (V _O = 1.5 or 13.5 Vdc) | V _{IH} | 5.0 | 3.5 | — | 3.5 | 2.75 | — | 3.5 | | — |
| | | | 10 | 7.0 | — | 7.0 | 5.50 | — | 7.0 | | — |
| | | | 15 | 11 | — | 11 | 8.25 | — | 11 | | — |
| Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc) | Source I _{OH} | 5.0 | -1.2 | — | -1.0 | -1.7 | — | -0.7 | — | mAdc | |
| | | 5.0 | -0.25 | — | -0.2 | -0.36 | — | -0.14 | — | | |
| | | 10 | -0.62 | — | -0.5 | -0.9 | — | -0.35 | — | | |
| | Sink I _{OL} | 5.0 | 0.64 | — | 0.51 | 0.88 | — | 0.36 | — | | |
| | | | 10 | 1.6 | — | 1.3 | 2.25 | — | 0.9 | | — |
| | | | 15 | 4.2 | — | 3.4 | 8.8 | — | 2.4 | | — |
| Input Current | I _{in} | 15 | — | ±0.1 | — | ±0.00001 | ±0.1 | — | ±1.0 | μAdc | |
| Input Capacitance | C _{in} | — | — | — | — | 5.0 | 7.5 | — | — | pF | |
| Quiescent Current (Per Package) I _{nh} = PCA _{in} = V _{DD} . Zener = VCO _{in} = 0 V, PCB _{in} = V _{DD} or 0 V, I _{out} = 0 μA | I _{DD} | 5.0 | — | 5.0 | — | 0.005 | 5.0 | — | 150 | μAdc | |
| | | 10 | — | 10 | — | 0.010 | 10 | — | 300 | | |
| | | 15 | — | 20 | — | 0.015 | 20 | — | 600 | | |
| Total Supply Current† (I _{nh} = "0", f _o = 10 kHz, C _L = 50 pF, R1 = 1.0 MΩ, R2 = ∞, R _{SF} = ∞, and 50% Duty Cycle) | I _T | 5.0 | I _T = (1.46 μA/kHz) f + I _{DD} | | | | | | | mAdc | |
| | | 10 | I _T = (2.91 μA/kHz) f + I _{DD} | | | | | | | | |
| | | 15 | I _T = (4.37 μA/kHz) f + I _{DD} | | | | | | | | |

#Noise immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V_{DD} = 5.0 Vdc
 2.0 Vdc min @ V_{DD} = 10 Vdc
 2.5 Vdc min @ V_{DD} = 15 Vdc

†To Calculate Total Current in General:

$$I_T = 2.2 \times V_{DD} \left(\frac{V_{COin} - 1.65}{R1} + \frac{V_{DD} - 1.35}{R2} \right)^{3/4} + 1.6 \times \left(\frac{V_{COin} - 1.65}{R_{SF}} \right)^{3/4} + 1 \times 10^{-3} (C_L + \theta) V_{DD} f +$$

$$1 \times 10^{-1} V_{DD}^2 \left(\frac{100\% \text{ Duty Cycle of PCA}_{in}}{100} \right) + I_Q \quad \text{where: } I_T \text{ in } \mu\text{A}, C_L \text{ in pF, } V_{COin}, V_{DD} \text{ in Vdc, } f \text{ in kHz, and } R1, R2, R_{SF} \text{ in } M\Omega, C_L \text{ on } V_{COout}$$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* ($C_L = 50$ pF, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

| Characteristic | Symbol | V_{DD} Vdc | Minimum | Typical | Maximum | Units |
|--|-----------|-----------------|-------------|-----------------|-------------------|-------|
| | | | Device | | Device | |
| Output Rise Time $t_{TLH} = (3.0 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$ | t_{TLH} | 5.0 10 15 | — — — | 180 90 65 | 350 150 110 | ns |
| Output Fall Time $t_{THL} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.75 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.55 \text{ ns/pF}) C_L + 9.5 \text{ ns}$ | t_{THL} | 5.0 10 15 | — — — | 100 50 37 | 175 75 55 | ns |

PHASE COMPARATORS 1 and 2

| | | | | | | |
|--|----------|---------|--------------------|------|------|-----------|
| Input Resistance — PCA_{in} | R_{in} | 5.0 | 1.0 | 2.0 | — | $M\Omega$ |
| | | 10 | 0.2 | 0.4 | — | |
| | | 15 | 0.1 | 0.2 | — | |
| — PCB_{in} | R_{in} | 15 | 150 | 1500 | — | $M\Omega$ |
| Minimum Input Sensitivity AC Coupled — PCA_{in} C series = 1000 pF, $f = 50$ kHz | V_{in} | 5.0 | — | 200 | 300 | mV p-p |
| | | 10 | — | 400 | 600 | |
| | | 15 | — | 700 | 1050 | |
| DC Coupled — PCA_{in}, PCB_{in} | — | 5 to 15 | See Noise Immunity | | | |

VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)

| | | | | | | |
|--|-----------|-----------------|-------------------|-----------------------|-------------|---------------------|
| Maximum Frequency ($VCO_{in} = V_{DD}$, $C1 = 50$ pF $R1 = 5.0$ k Ω , and $R2 = \infty$) | f_{max} | 5.0 10 15 | 0.5 1.0 1.4 | 0.7 1.4 1.9 | — — — | MHz |
| Temperature — Frequency Stability ($R2 = \infty$) | — | 5.0 10 15 | — — — | 0.12 0.04 0.015 | — — — | %/ $^\circ\text{C}$ |
| Linearity ($R2 = \infty$) ($VCO_{in} = 2.5 \text{ V} \pm 0.3 \text{ V}$, $R1 > 10$ k Ω) ($VCO_{in} = 5.0 \text{ V} \pm 2.5 \text{ V}$, $R1 > 400$ k Ω) ($VCO_{in} = 7.5 \text{ V} \pm 5.0 \text{ V}$, $R1 \geq 1000$ k Ω) | — | 5.0 10 15 | — — — | 1.0 1.0 1.0 | — — — | % |
| Output Duty Cycle | — | 5 to 15 | — | 50 | — | % |
| Input Resistance — VCO_{in} | R_{in} | 15 | 150 | 1500 | — | $M\Omega$ |

SOURCE-FOLLOWER

| | | | | | | |
|---|---|-----------------|-------------|----------------------|-------------------|---|
| Offset Voltage (VCO_{in} minus SF_{out} , $RSF > 500$ k Ω) | — | 5.0 10 15 | — — — | 1.65 1.65 1.65 | 2.2 2.2 2.2 | V |
| Linearity ($VCO_{in} = 2.5 \text{ V} \pm 0.3 \text{ V}$, $RSF > 50$ k Ω) ($VCO_{in} = 5.0 \text{ V} \pm 2.5 \text{ V}$, $RSF > 50$ k Ω) ($VCO_{in} = 7.5 \text{ V} \pm 5.0 \text{ V}$, $RSF > 50$ k Ω) | — | 5.0 10 15 | — — — | 0.1 0.6 0.8 | — — — | % |

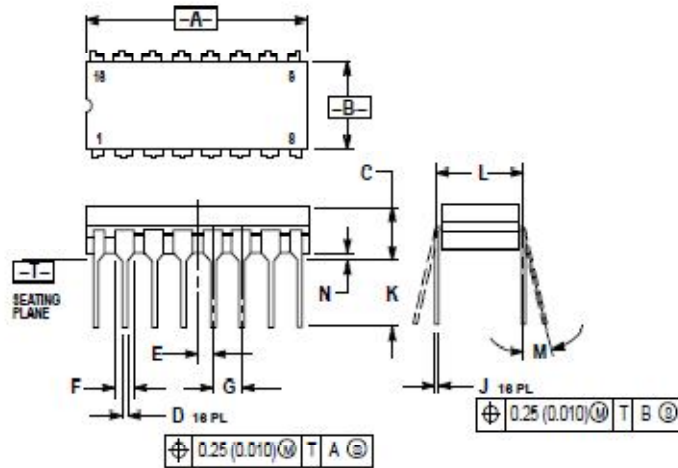
ZENER DIODE

| | | | | | | |
|--|-------|---|-----|-----|-----|----------|
| Zener Voltage ($I_Z = 50$ μA) | V_Z | — | 6.7 | 7.0 | 7.3 | V |
| Dynamic Resistance ($I_Z = 1.0$ mA) | R_Z | — | — | 100 | — | Ω |

* The formula given is for the typical characteristics only.

OUTLINE DIMENSIONS

L SUFFIX CERAMIC DIP PACKAGE CASE 620-10 ISSUE V

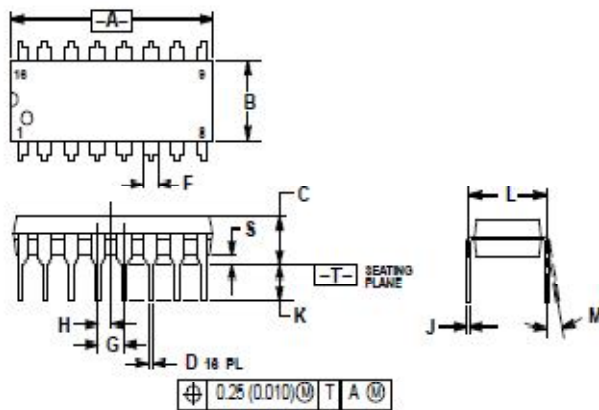


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION F MAY NARROW TO 0.076 (0.030) WHERE THE LEAD ENTERS THE CERAMIC BODY.

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|-----|-----------|-------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.750 | 0.785 | 19.05 | 19.93 |
| B | 0.240 | 0.285 | 6.10 | 7.49 |
| C | — | 0.200 | — | 5.08 |
| D | 0.015 | 0.020 | 0.39 | 0.50 |
| E | 0.060 BSC | | 1.27 BSC | |
| F | 0.055 | 0.065 | 1.40 | 1.65 |
| G | 0.100 BSC | | 2.54 BSC | |
| H | 0.008 | 0.015 | 0.21 | 0.38 |
| K | 0.125 | 0.170 | 3.18 | 4.31 |
| L | 0.300 BSC | | 7.62 BSC | |
| M | 0° | 15° | 0° | 15° |
| N | 0.020 | 0.040 | 0.51 | 1.01 |

P SUFFIX PLASTIC DIP PACKAGE CASE 848-08 ISSUE R



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|-----|-----------|-------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.740 | 0.770 | 18.80 | 19.55 |
| B | 0.250 | 0.270 | 6.35 | 6.85 |
| C | 0.145 | 0.175 | 3.69 | 4.44 |
| D | 0.015 | 0.021 | 0.39 | 0.53 |
| E | 0.040 | 0.05 | 1.02 | 1.27 |
| F | 0.100 BSC | | 2.54 BSC | |
| G | 0.008 | 0.015 | 0.21 | 0.38 |
| H | 0.110 | 0.120 | 2.80 | 3.30 |
| I | 0.295 | 0.295 | 7.50 | 7.74 |
| J | 0° | 10° | 0° | 10° |
| K | 0.020 | 0.040 | 0.51 | 1.01 |

Annexe 5

LM3914



LM3914

www.ti.com

SNVS761B – JANUARY 2000 – REVISED MARCH 2013

LM3914 Dot/Bar Display Driver

Check for Samples: [LM3914](#)

FEATURES

- Drives LEDs, LCDs or Vacuum Fluorescents
- Bar or Dot Display Mode Externally Selectable by User
- Expandable to Displays of 100 Steps
- Internal Voltage Reference from 1.2V to 12V
- Operates with Single Supply of Less than 3V
- Inputs Operate Down to Ground
- Output Current Programmable from 2 mA to 30 mA
- No Multiplex Switching or Interaction Between Outputs
- Input Withstands $\pm 35\text{V}$ without Damage or False Outputs
- LED Driver Outputs are Current Regulated, Open-collectors
- Outputs can Interface with TTL or CMOS Logic
- The Internal 10-step Divider is Floating and can be Referenced to a Wide Range of Voltages

DESCRIPTION

The LM3914 is a monolithic integrated circuit that senses analog voltage levels and drives 10 LEDs, providing a linear analog display. A single pin changes the display from a moving dot to a bar graph. Current drive to the LEDs is regulated and programmable, eliminating the need for resistors. This feature is one that allows operation of the whole system from less than 3V.

The circuit contains its own adjustable reference and accurate 10-step voltage divider. The low-bias-current input buffer accepts signals down to ground, or V^- , yet needs no protection against inputs of 35V above or below ground. The buffer drives 10 individual comparators referenced to the precision divider. Indication non-linearity can thus be held typically to $\frac{1}{2}\%$, even over a wide temperature range.

Versatility was designed into the LM3914 so that controller, visual alarm, and expanded scale functions are easily added on to the display system. The circuit can drive LEDs of many colors, or low-current incandescent lamps. Many LM3914s can be "chained" to form displays of 20 to over 100 segments. Both ends of the voltage divider are externally available so that 2 drivers can be made into a zero-center meter.

The LM3914 is very easy to apply as an analog meter circuit. A 1.2V full-scale meter requires only 1 resistor and a single 3V to 15V supply in addition to the 10 display LEDs. If the 1 resistor is a pot, it becomes the LED brightness control. The simplified block diagram illustrates this extremely simple external circuitry.

When in the dot mode, there is a small amount of overlap or "fade" (about 1 mV) between segments. This assures that at no time will all LEDs be "OFF", and thus any ambiguous display is avoided. Various novel displays are possible.

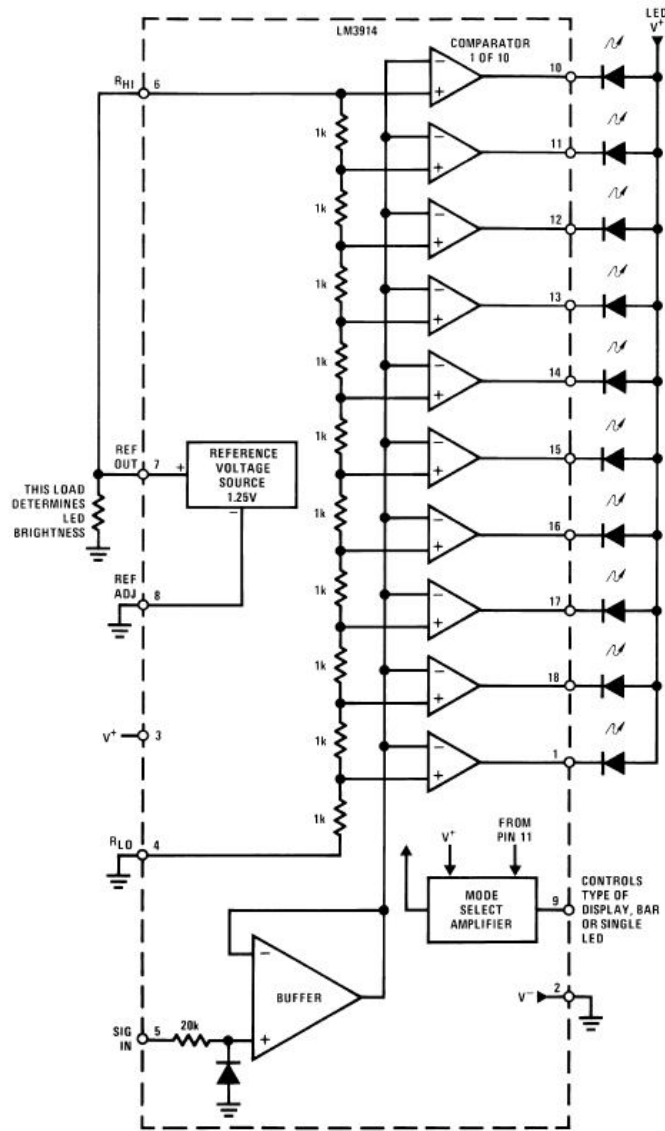
Much of the display flexibility derives from the fact that all outputs are individual, DC regulated currents. Various effects can be achieved by modulating these currents. The individual outputs can drive a transistor as well as a LED at the same time, so controller functions including "staging" control can be performed. The LM3914 can also act as a programmer, or sequencer.

The LM3914 is rated for operation from 0°C to $+70^\circ\text{C}$. The LM3914N-1 is available in an 18-lead PDIP (NFK) package.

The following typical application illustrates adjusting of the reference to a desired value, and proper grounding for accurate operation, and avoiding oscillations.

BLOCK DIAGRAM

(Showing Simplest Application)

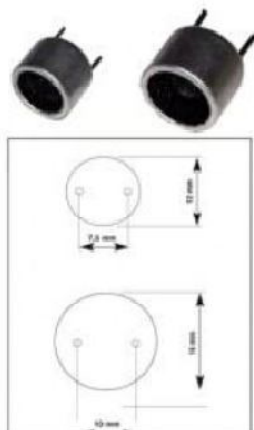


Annexe 6

TRANSDUCTEUR ULTRASON 40KHz

RX = récepteur

[SOE105RX-12]



Caractéristique(s) du produit :

- Alimentation : 20 Vrms max
- Fréquence 40 KHz.
- Récepteur diamètre 12 mm / Haut 9 mm
- Pas 7.5 mm

[SOE105TX-12]

Caractéristique(s) du produit :

- Emetteur
- Alimentation : 20 Vrms max
- Fréquence 40 KHz.
- Diamètre 9.9 mm / Haut 7.1 mm
- Pas 7.5 mm

http://www.electronique-diffusion.fr/product_info.php?products_id=29404

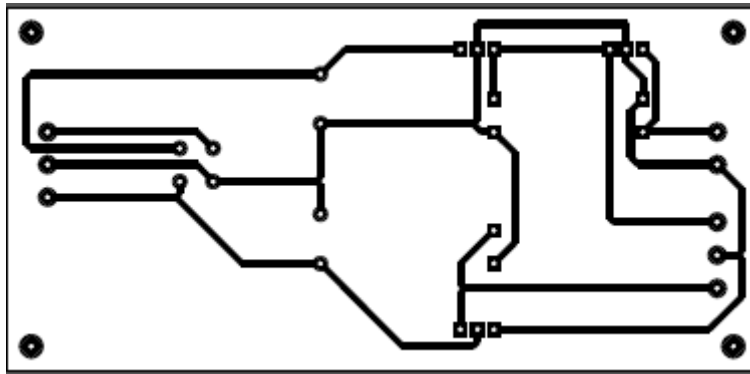
Annexe 7

Tableaux

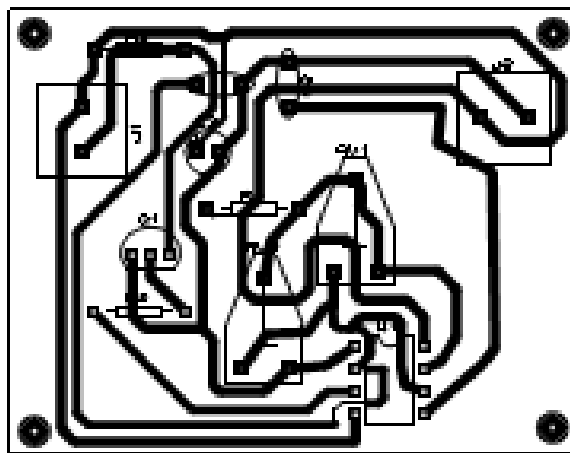
Tableau 01 : les 3 essais de variation de distances

| D (cm) | V ₁ (v) | V ₂ (v) | V ₃ (v) | V _{Finale} (v) |
|--------|--------------------|--------------------|--------------------|-------------------------|
| 0 | 5 | 5 | 5 | 5 |
| 0.5 | 4.85 | 4.85 | 4.85 | 4.85 |
| 1 | 4.6 | 4.6 | 4.6 | 4.6 |
| 1.5 | 4.5 | 4.5 | 4.5 | 4.5 |
| 2 | 4.41 | 4.32 | 4.38 | 4.35 |
| 2.5 | 4.3 | 4 | 4.1 | 4.2 |
| 3 | 4 | 4 | 4 | 4 |
| 3.5 | 4.1 | 3.82 | 4.02 | 3.9 |
| 4 | 3.75 | 3.75 | 3.75 | 3.75 |
| 4.5 | 3.6 | 3.6 | 3.6 | 3.6 |
| 5 | 3.45 | 3.45 | 3.45 | 3.45 |
| 5.5 | 3.3 | 3.3 | 3.3 | 3.3 |
| 6 | 3.15 | 3.15 | 3.15 | 3.15 |
| 6.5 | 3 | 3 | 3 | 3 |
| 7 | 2.85 | 2.85 | 2.85 | 2.85 |
| 7.5 | 2.7 | 2.7 | 2.7 | 2.7 |
| 8 | 2.75 | 2.44 | 2.69 | 2.5 |
| 8.5 | 2.77 | 2.61 | 2.56 | 2.4 |
| 9 | 2.38 | 2.13 | 2.26 | 2.25 |
| 9.5 | 1.5 | 2 | 1.98 | 2.2 |
| 10 | 2.02 | 1.76 | 2.16 | 1.9 |

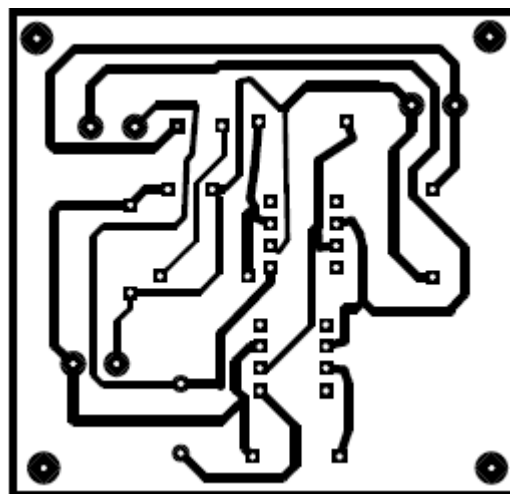
Annexe 8



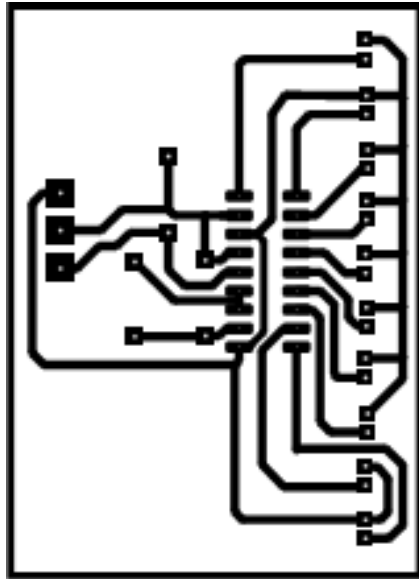
ALIMENTATION stabilisé 12V ;5V



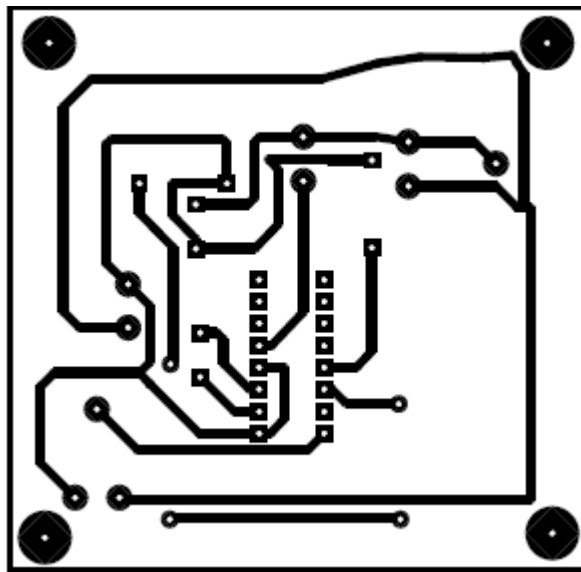
EMETTEUR



RECEPTEUR



AFFICHAGE



VCO AVEC BUZZER