

Projet électronique 2 - Radar à ultrasons

Yannis Zongo , Titouan Le reste



INSA Rennes

Janvier, 2026

Supervisor : Laurent Bédard

Department : Electronique et informatique industrielle

Table des matières

I	Introduction	1
II	Analyse du projet	2
II.A	Objectif et cahier des charges	2
II.B	Principe de fonctionnement de la chaîne ultrasonore	2
II.C	Contraintes techniques	2
II.D	Théorie	3
II.D.i	Première amplification par transistor bipolaire	3
II.D.ii	Détection de crête (redressement de précision)	4
II.D.iii	Détection d'enveloppe : passe-bas actif et alternative RC	5
III	Simulation	6
III.A	Simulation de la première amplification par transistor bipolaire	6
III.A.i	Génération du signal d'entrée par multiplicateur	6
III.A.ii	Montage amplificateur à transistor et polarisation	7
III.A.iii	Résultats de simulation	8
III.B	Simulation du redressement et de l'amplification	9
III.C	Simulation de la détection d'enveloppe par filtre passe-bas actif	10
III.C.i	Étude théorique du filtre	11
III.C.ii	Résultats de simulation	12
IV	Montage Réel	14
IV.A	Génération d'un signal d'entrée du capteur	14
IV.B	Montage du circuit	14
IV.C	Calcul consommation	16
V	Coût des composants	17
VI	Conclusion	18

Projet électronique 2 - Radar à ultrasons

Yannis Zongo

Titouan Le reste

25 juin 2026

Résumé

Ce projet a pour objectif de réaliser une chaîne d'émission et de réception ultrasonore pour détecter un obstacle à courte distance. Un signal ultrasonore est émis, puis l'écho réfléchi par l'obstacle est reçu par un capteur. Ce signal, de faible amplitude, est amplifié et mis en forme à l'aide de différents blocs électroniques. Le traitement comprend l'amplification, le filtrage et la détection d'enveloppe. Le signal final peut ensuite être utilisé par un système numérique.

Keywords : *Ultrasons ; Détection de distance ; Traitement du signal ; Amplification ; Filtrage ; Détection d'enveloppe ; Capteurs piézoélectriques*

I. Introduction

La détection de distance est un enjeu important dans de nombreux domaines tels que la domotique, les transports ou l'industrie. Parmi les différentes technologies existantes, les ultrasons constituent une solution simple, économique et fiable pour la détection d'obstacles à courte portée. Le principe repose sur l'émission d'une onde ultrasonore et l'analyse de l'écho réfléchi par un obstacle.

Dans le cadre de ce projet, l'objectif est de mettre en œuvre la première étape d'un dispositif de détection de distance basé sur les ultrasons. Le système étudié comprend une chaîne complète d'émission et de réception, allant de la génération du signal ultrasonore jusqu'au conditionnement du signal reçu. Le signal d'écho, de très faible amplitude, nécessite un traitement adapté afin d'être exploitable.

Le travail porte principalement sur le traitement analogique du signal reçu, incluant l'amplification, le filtrage, le redressement et la détection d'enveloppe. Les choix techniques réalisés s'appuient sur les notions et méthodes présentées dans les documents de cours et les supports pédagogiques fournis. Le troisième objectif de ce travail consiste à intégrer l'ensemble de ces fonctions sur une carte électronique dédiée, en respectant les contraintes de réalisation et d'alimentation. Le signal final obtenu est destiné à être interprété par un système d'électronique numérique pour permettre la détection effective d'un obstacle.

II. Analyse du projet

II.A. Objectif et cahier des charges

L'objectif de ce projet est de concevoir et valider une chaîne complète d'émission-réception ultrasonore permettant la détection d'obstacles à courte distance. À l'issue des trois séances de travaux pratiques, le système doit répondre au problème posé tout en respectant l'ensemble des contraintes techniques et fonctionnelles imposées dans le cahier des charges. Les documents utilisés pour résoudre le problème sont principalement les documents de cours fournis dans le cadre du module.

II.B. Principe de fonctionnement de la chaîne ultrasonore

Le signal d'émission est généré à l'aide d'un générateur de fonctions, configuré pour délivrer une onde ultrasonore de fréquence 40 kHz pendant une durée de 200 μ s. Ce signal est appliqué à un transducteur émetteur de type MA40B8S, modélisable par un haut-parleur ultrasonore convertissant l'énergie électrique en onde mécanique.

La propagation dans l'air est supposée constante et égale à $c = 330 \text{ m s}^{-1}$. L'écho réfléchi par un obstacle est capté par un transducteur récepteur de type MA40B8R, assimilable à un microphone ultrasonore. Le signal reçu étant de très faible amplitude, un conditionnement analogique est nécessaire pour le rendre exploitable par une électronique numérique (acquisition et traitement).

II.C. Contraintes techniques

Plusieurs contraintes sont imposées :

- **Amplification à gain variable** : le signal reçu doit être amplifié avec un gain réglable afin de s'adapter à la variabilité de l'écho (distance et conditions de propagation).
- **Chaîne analogique imposée** : le conditionnement comprend une première amplification, un redressement puis une détection d'enveloppe ; les fonctions de redressement et de détection d'enveloppe doivent être réalisées avec le même type d'amplificateur opérationnel.
- **Contraintes d'alimentation** : l'amplification par transistor bipolaire est alimentée en mono-alimentation 0/+5 V, tandis que les blocs de redressement et de détection d'enveloppe

utilisent une alimentation symétrique $-5/0/+5$ V (option : alimentation simple $0/+5$ V si possible).

- **Tolérance des composants** : les résistances disponibles en salle de TP ont une tolérance de 5%, à prendre en compte lors du dimensionnement.
- **Mise en forme sur carte** : le troisième objectif du TP est de mettre l'ensemble en forme sur une carte électronique, et d'évaluer la consommation moyenne de la carte dans le rapport.

II.D. Théorie

Cette partie présente l'étude théorique des blocs de traitement analogique, dans l'ordre de la chaîne de conditionnement.

II.D.i. Première amplification par transistor bipolaire

Le signal ultrasonore issu du transducteur récepteur présente une amplitude très faible (quelques millivolts). Une première amplification est donc nécessaire afin d'augmenter le niveau du signal tout en conservant sa forme temporelle. Cette amplification est réalisée à l'aide d'un transistor bipolaire NPN BC547B monté en configuration émetteur commun.

Le transistor est polarisé de manière à fonctionner en régime linéaire afin d'éviter toute distorsion par saturation ou coupure. La polarisation de base est assurée par un pont diviseur constitué de R_1 et R_2 , pouvant être obtenu par association de résistances (notamment en parallèle) pour s'approcher des valeurs théoriques avec les composants disponibles.

Hypothèses de dimensionnement. On retient : $V_{CC} = 5$ V, $I_C = 1$ mA, $h_{FE} = 290$, $V_{BE} \approx 0,6$ V et $V_{CE(sat)} \approx 0,2$ V. Le point de repos est choisi centré : $V_{CEQ} \approx V_{CC}/2 = 2,5$ V, afin de maximiser la dynamique.

La contrainte imposée est $R_C = 5R_E$. En régime continu :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) = V_{CC} - I_C(6R_E).$$

En imposant $V_{CEQ} = 2,5$ V :

$$2,5 = 5 - 1 \text{ mA} \cdot 6R_E \Rightarrow R_E \approx 417 \Omega, \quad R_C = 5R_E \approx 2,08 \text{ k}\Omega.$$

Des valeurs normalisées peuvent être retenues : $R_E \approx 420 \Omega$ et $R_C \approx 2,1 \text{ k}\Omega$.

La tension d'émetteur au repos vaut $V_E \approx I_C R_E \approx 0,42 \text{ V}$, donc :

$$V_B = V_E + V_{BE} \approx 1,02 \text{ V}.$$

Le courant de base correspondant :

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{1 \text{ mA}}{290} \approx 3,45 \mu\text{A}.$$

Pour stabiliser la polarisation, on prend $I_{div} \approx 10I_B \approx 34,5 \mu\text{A}$, d'où :

$$R_2 = \frac{V_B}{I_{div}} \approx 30 \text{ k}\Omega, \quad R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{div}} \approx 120 \text{ k}\Omega.$$

Cet étage élève ainsi le niveau du signal ultrasonore avant les traitements suivants.

II.D.ii. Détection de crête (redressement de précision)

Le signal ultrasonore reçu est une sinusoïde amortie de faible amplitude. Afin d'en extraire une information représentative de son amplitude, une détection de crête est mise en œuvre. Le montage repose sur un redresseur de précision réalisé autour d'un LM358 et de diodes Schottky BAT48, afin de limiter l'effet de la tension de seuil.

Lorsque le signal d'entrée est dans la polarité utile, l'AOP force la conduction de la diode et la sortie suit les maxima du signal redressé. Lorsque le signal redescend, la diode se bloque et la sortie conserve la dernière valeur de crête atteinte.

Gain réglable. L'étage est assimilable à un montage inverseur de gain :

$$G = \frac{R_f}{R_{in}}, \quad V_{AOP} = -G V_{in}.$$

La résistance de contre-réaction inclut un potentiomètre permettant un réglage typique :

$$5 \leq G \leq 40,$$

afin de s'adapter aux variations d'amplitude de l'écho.

Intérêt du redressement de précision. Dans un redresseur simple, la chute V_f de la diode réduit la tension utile :

$$V_{\text{out}} \approx V_{\text{crête}} - V_f.$$

Le redressement de précision réduit fortement cette erreur grâce à l'action de l'amplificateur opérationnel.

II.D.iii. Détection d'enveloppe : passe-bas actif et alternative RC

Après redressement, le signal contient une composante à 40 kHz et une composante lente correspondant à l'enveloppe. La détection d'enveloppe consiste à extraire cette composante lente tout en atténuant la porteuse.

Méthode retenue : passe-bas actif. Un filtre passe-bas actif du premier ordre (LM358) est modélisé par :

$$H(s) = \frac{H_0}{1 + s\tau}, \quad f_c = \frac{1}{2\pi\tau}.$$

Le choix de f_c doit satisfaire $f_c \ll 40$ kHz afin d'atténuer la porteuse, tout en restant assez élevé pour conserver la dynamique temporelle de l'enveloppe.

Alternative : filtre RC passif. Une solution minimale consiste à utiliser un passe-bas RC :

$$H_{RC}(s) = \frac{1}{1 + sRC}, \quad f_{c,RC} = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Comme $T = 1/40\,000 = 25 \mu\text{s}$, on impose typiquement $RC \gg T$ (par exemple $250 \mu\text{s} \leq RC \leq 1,25 \text{ ms}$), au compromis près entre lissage et rapidité.

Comparaison. Le RC passif est simple, peu coûteux et ne consomme presque rien, mais il est sensible au chargement (l'impédance de l'étage suivant modifie RC). Le passe-bas actif offre une meilleure adaptation d'impédance, une enveloppe plus stable et peut intégrer un gain, au prix d'une complexité et d'une consommation plus élevées.

III. Simulation

III.A. Simulation de la première amplification par transistor bipolaire

Afin de valider le premier étage d'amplification (BC547B en émetteur commun), une simulation temporelle a été réalisée avec un signal d'entrée représentatif d'un écho ultrasonore. Plutôt que d'utiliser une sinusoïde pure, le signal est construit à l'aide d'un *multiplicateur* afin de reproduire une sinusoïde à haute fréquence dont l'amplitude varie dans le temps (enveloppe), ce qui se rapproche du comportement réel d'un burst ultrasonore reçu.

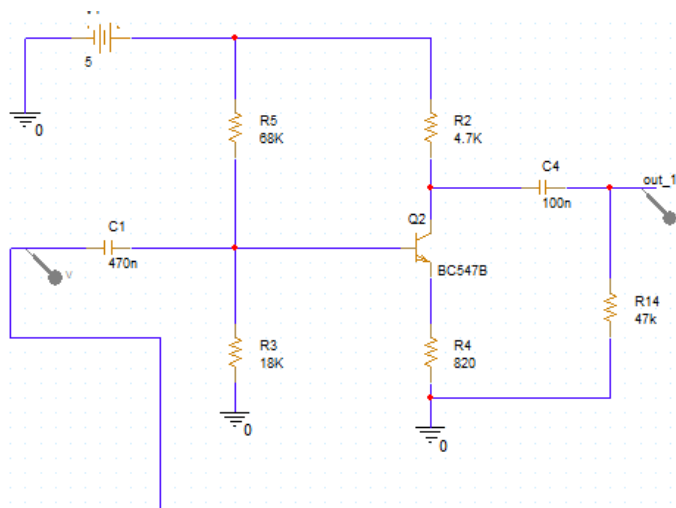


FIGURE I – Montage amplification par transistor bipolaire

Remarque (offset). Au départ, nous voulions remplacer la résistance $R14$ par un condensateur afin de supprimer l'offset (bloquer la composante continue) et ne garder que le signal alternatif. En pratique, cette solution n'a pas donné de résultat satisfaisant : la sortie devenait instable. Nous avons donc conservé $R14$ pour imposer une référence en continu et obtenir un signal mesurable et reproductible.

III.A.i. Génération du signal d'entrée par multiplicateur

Le signal d'entrée est obtenu en multipliant une porteuse à $f_c = 40$ kHz (amplitude $V_c = 10$ mV) par une enveloppe lente de fréquence $f_m = 1$ kHz (amplitude $V_m = 1$ V). Dans une écriture simplifiée,

on peut modéliser le signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur par :

$$v_{in}(t) = (V_m \sin(2\pi f_m t)) \cdot (V_c \sin(2\pi f_c t)).$$

Cette expression correspond à une sinusoïde à 40 kHz dont l'amplitude est modulée par une sinusoïde lente, ce qui permet d'observer clairement l'effet de l'amplification sur un signal ultrasonore dont l'amplitude varie dans le temps.

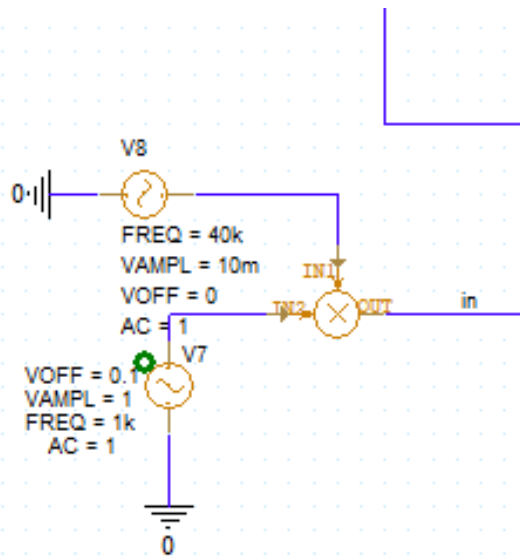


FIGURE II – Génération du signal d'entrée : porteuse à 40 kHz multipliée par une enveloppe à 1 kHz

III.A.ii. Montage amplificateur à transistor et polarisation

Le signal $v_{in}(t)$ est ensuite appliqué au montage d'amplification à transistor bipolaire (BC547B) en configuration émetteur commun. Le transistor est polarisé afin de fonctionner en régime linéaire autour d'un point de repos, avec un courant de collecteur fixé à $I_C \approx 1$ mA. Les paramètres issus des datasheets utilisés pour le dimensionnement sont $h_{FE} \approx 290$ et $V_{BE} \approx 0,6$ V. La contrainte de conception impose $R_C = 5R_E$.

En retenant un point de repos centré ($V_{CEQ} \approx V_{CC}/2$ avec $V_{CC} = 5$ V), on obtient les valeurs théoriques suivantes (valeurs normalisées possibles) :

$$R_E \approx 420 \Omega, \quad R_C \approx 2,1 \text{ k}\Omega,$$

et le pont de polarisation de base :

$$R_2 \approx 30 \text{ k}\Omega, \quad R_1 \approx 120 \text{ k}\Omega,$$

avec un courant de pont pris environ dix fois supérieur au courant de base afin de stabiliser la polarisation.

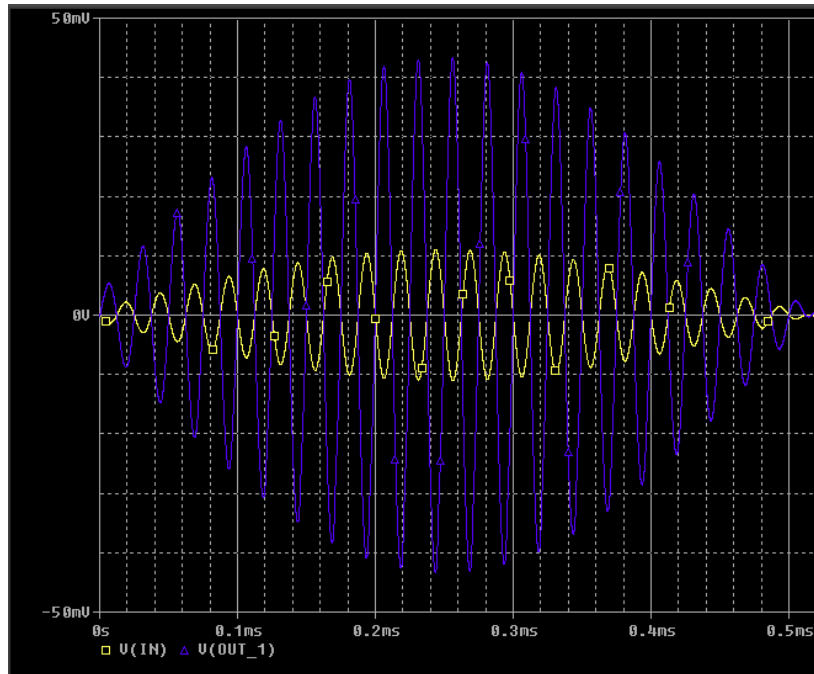


FIGURE III – Génération du signal d’entrée : porteuse à 40 kHz multipliée par une enveloppe à 1 kHz

On remarque également une inversion de phase entre l’entrée et la sortie, ce qui est cohérent avec la configuration émetteur commun : une augmentation de la tension de base entraîne une augmentation du courant de collecteur et donc une diminution de la tension au collecteur.

III.A.iii. Résultats de simulation

Les chronogrammes montrent que le signal en sortie du premier étage (collecteur) est nettement amplifié par rapport au signal d’entrée, tout en conservant la structure temporelle imposée par le multiplicateur : la porteuse à 40 kHz est visible, et son amplitude varie suivant l’enveloppe lente. La simulation confirme donc que l’étage à transistor permet de relever le niveau du signal ultrasonore avant les blocs de redressement et de détection d’enveloppe.

III.B. Simulation du redressement et de l'amplification

Afin de valider le fonctionnement théorique du montage de redressement et d'amplification, une simulation temporelle a été réalisée. Le schéma simulé correspond à un redresseur de précision basé sur un amplificateur opérationnel LM358 associé à des diodes Schottky de type BAT48.

Le signal d'entrée est appliqué à travers une résistance de 10 k Ω . L'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel est reliée à la masse via une résistance de 10 k Ω . Une première diode BAT48 est placée dans la boucle de contre-réaction afin d'assurer un redressement de précision. Une résistance de 10 k Ω est placée en série avec un potentiomètre, permettant d'ajuster le gain du montage. En sortie de l'amplificateur opérationnel, une seconde diode BAT48 est ajoutée afin d'isoler l'étage suivant.

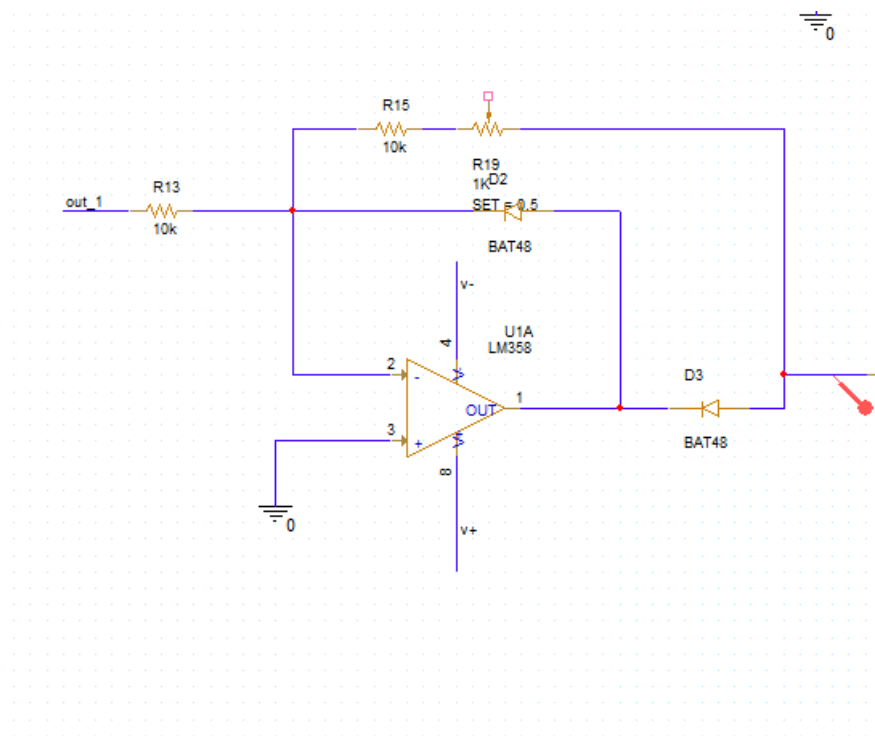


FIGURE IV – Schéma du montage de redressement et d'amplification simulé

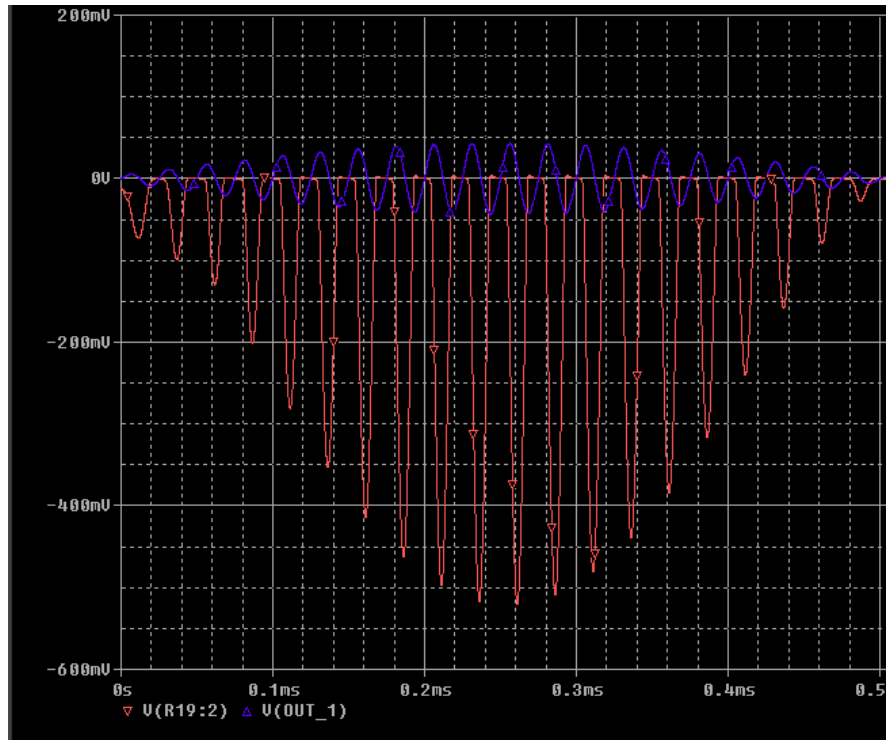


FIGURE V – Simulation de redressement

Les résultats de simulation montrent que le signal de sortie correspond à une version redressée et amplifiée du signal d'entrée. On observe que le signal redressé est de polarité négative. Ce comportement s'explique par la configuration inverseuse de l'amplificateur opérationnel, qui induit une inversion de phase du signal.

Cette polarité négative ne constitue pas un problème pour la suite du traitement. Elle sera prise en compte dans les étages suivants, notamment lors de la détection d'enveloppe, où le signal pourra être réinversé ou adapté selon les besoins du traitement numérique final.

La simulation confirme ainsi la validité du principe de redressement et d'amplification retenu pour la chaîne de conditionnement du signal ultrasonore, avant les étapes de filtrage et de détection d'enveloppe.

III.C. Simulation de la détection d'enveloppe par filtre passe-bas actif

Après l'étape de redressement, le signal contient toujours une composante haute fréquence à 40 kHz. L'objectif de cette simulation est de vérifier que le filtrage passe-bas permet d'extraire l'enveloppe (variation lente de l'amplitude du burst) en atténuant la composante à 40 kHz.

Le filtre est réalisé autour d'un amplificateur opérationnel LM358 en montage inverseur. Le signal d'entrée est appliqué sur l'entrée inverseuse V^- à travers une résistance $R16 = 1 \text{ k}\Omega$. La contre-réaction entre la sortie et l'entrée V^- est constituée d'une résistance $R17 = 2 \text{ k}\Omega$ en *parallèle* avec un condensateur $C5 = 15 \text{ nF}$, ce qui forme un filtre passe-bas du premier ordre. Enfin, la sortie est chargée par une résistance $R18 = 10 \text{ k}\Omega$ reliée à la masse, représentant la charge de l'étage suivant.

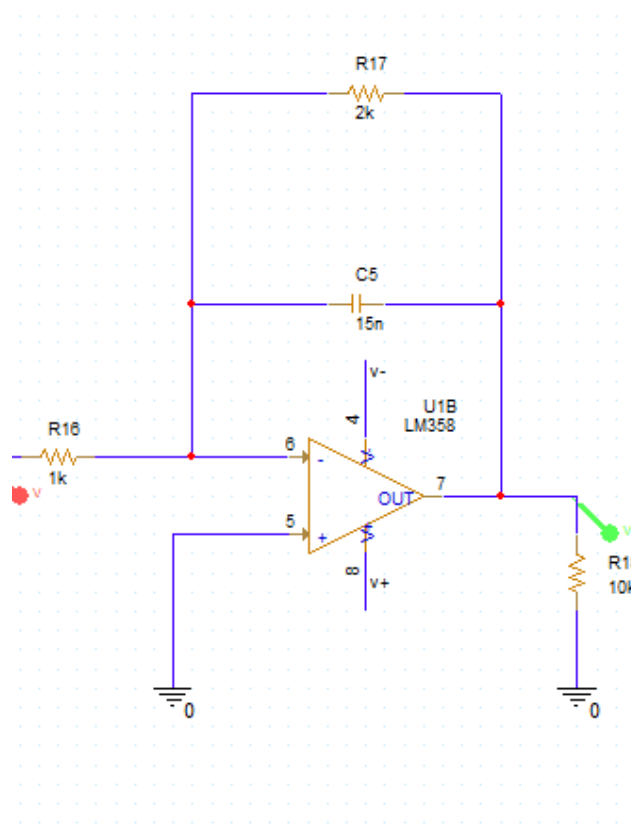


FIGURE VI – Montage inverseur

III.C.i. Étude théorique du filtre

L'impédance de contre-réaction vaut :

$$Z_f = R17 \parallel \frac{1}{sC5} = \frac{R17}{1 + sR17C5}$$

La fonction de transfert du montage inverseur est donc :

$$H(s) = \frac{V_{\text{out}}(s)}{V_{\text{in}}(s)} = -\frac{Z_f}{R_{16}} = -\frac{R_{17}}{R_{16}} \cdot \frac{1}{1 + sR_{17}C_5}.$$

On en déduit :

$$H_0 = -\frac{R_{17}}{R_{16}} = -\frac{2 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = -2, \quad \tau = R_{17}C_5 = 2000 \times 15 \times 10^{-9} = 30 \mu\text{s},$$

et la fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi R_{17}C_5} \approx \frac{1}{2\pi \cdot 30 \times 10^{-6}} \approx 5,3 \text{ kHz}.$$

À 40 kHz, le filtre atténue la composante haute fréquence, tout en conservant l'évolution lente de l'enveloppe. Le compromis principal est le suivant : une fréquence de coupure plus faible lisse mieux la porteuse à 40 kHz, mais rend la sortie plus lente (enveloppe plus arrondie).

III.C.ii. Résultats de simulation

Les résultats temporels montrent que la sortie est nettement plus lissée que le signal redressé initial : la composante à 40 kHz est fortement atténuée et l'enveloppe du burst apparaît clairement. On observe que la tension de sortie évolue dans le domaine des tensions positives, ce qui indique que le filtrage permet d'obtenir une enveloppe directement exploitable pour la suite de la chaîne. La sortie présente éventuellement une faible ondulation résiduelle (ripple) liée à la fréquence porteuse, mais celle-ci reste limitée grâce au choix de la constante de temps du filtre. La simulation confirme ainsi que l'étage passe-bas remplit son rôle d'extraction de l'enveloppe.

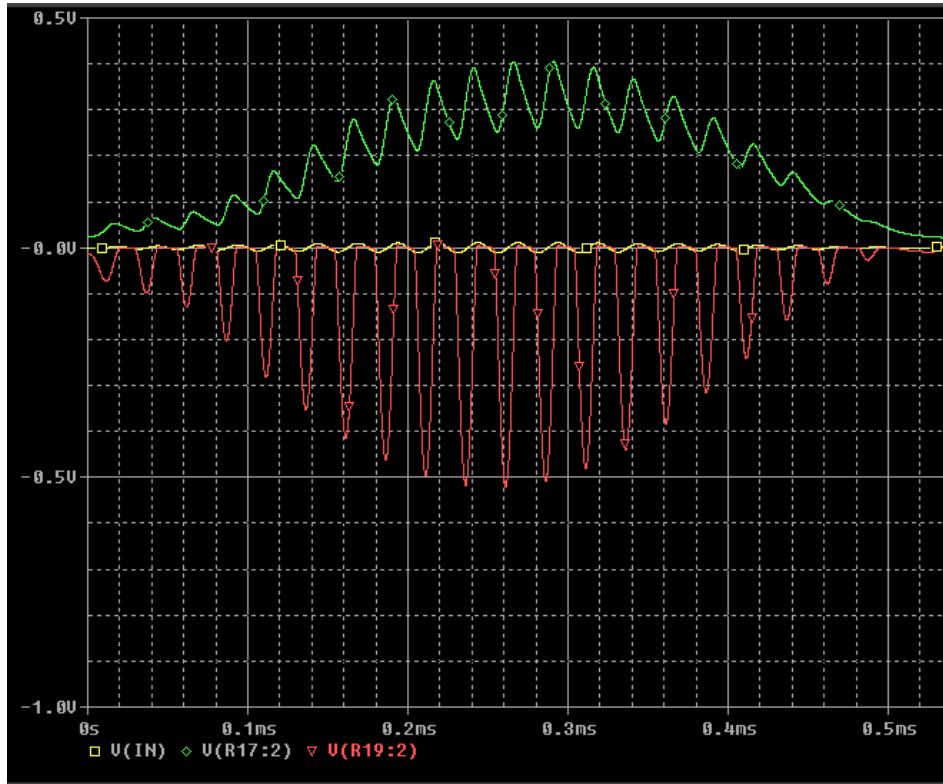


FIGURE VII – Résultats de simulation : signal d'entrée (après redressement) et sortie filtrée (enveloppe)

IV. Montage Réel

IV.A. Génération d'un signal d'entrée du capteur

Afin de pouvoir réaliser le montage de notre circuit sur carte électronique, nous devons tout d'abord générer un signal d'entrée du capteurs convenable. Pour cela nous utilisons le mode NCycle du GBF avec la génération de 8 impulsions Squares de 40kHz (soit des impulsion durant $200 \mu\text{s}$) toutes les millisecondes avec une amplitude suffisamment élevé pour un résultat clair. Nous obtenons ainsi un signal sinusoïdal en sortie du capteur dont l'amplitude varie avec la présence ou non d'un objet devant l'émetteur/récepteur.

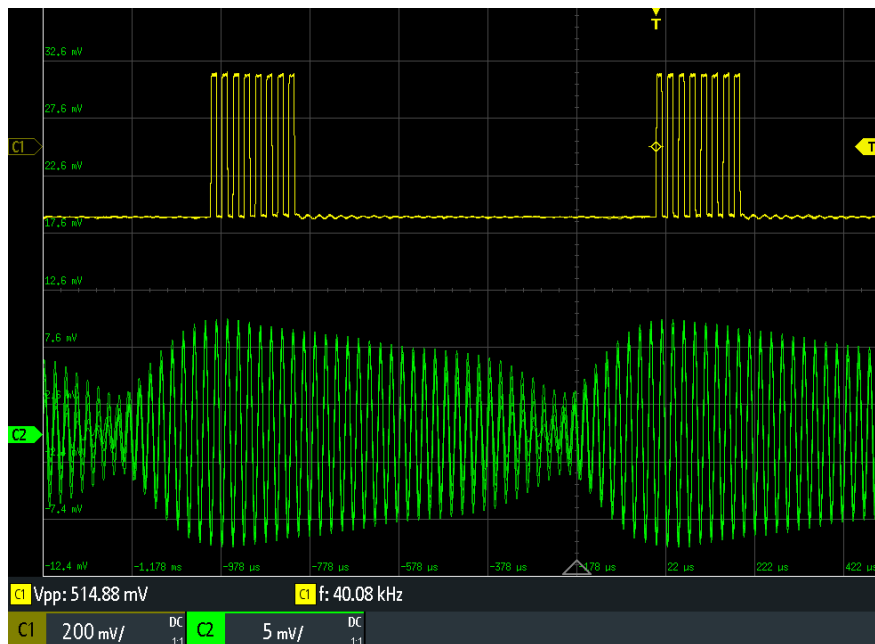


FIGURE VIII – Oscilloscope du signal d'entrée et sortie du capteur

IV.B. Montage du circuit

Ensuite, à partir de notre carte fournie et des composants disponibles en salle de Travaux Pratiques, nous reproduisons le montage simulé précédemment et le réalisons en soudant chaque composants à la carte.

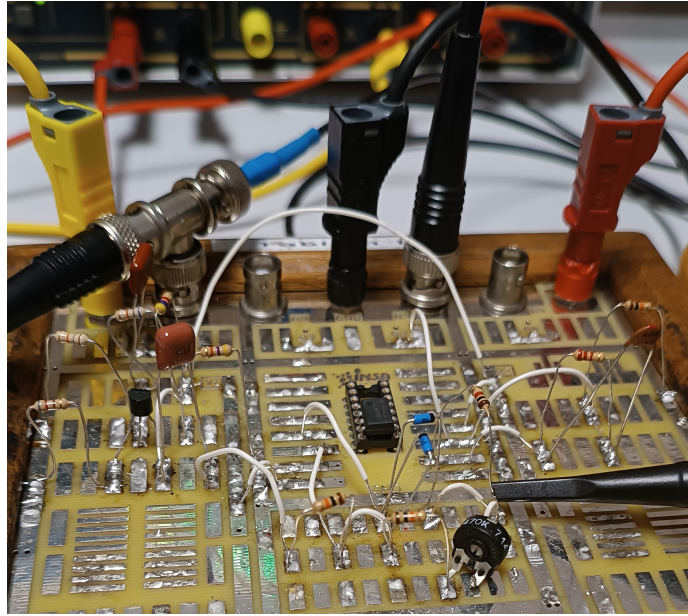


FIGURE IX – Montage sur carte

Nous relierons par la suite une source de tensions de 5V et -5V respectivement en V2 et V1 afin d'alimenter nos AOP présents sur le circuit. Les signaux d'entrées et sortie du montages sont eux reliés par câble coaxial et visualiser sur l'oscilloscope. A partir d'une sonde nous pouvons tester individuellement chaque partie de notre montage avant de réasliser un essai complet.

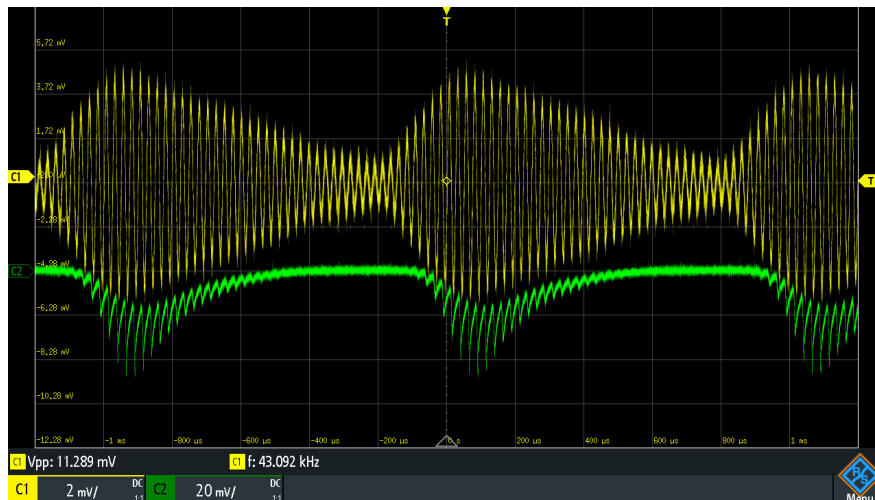


FIGURE X – Oscilloscope du signal de sortie du montage en présence d'objet

Le signal de sortie obtenue est satisfaisant bien que défectueux. On constate bien un résultat amplifier, cependant l'enveloppe est redressée dans les négatifs et le filtre passe bas est loin d'être idéal, résultant en une enveloppe légèrement oscillante.

IV.C. Calcul consommation

Enfin, en branchant un ampère mètre entre les sources d'alimentations (5V/-5V) et notre montage, nous obtenons deux ampérages à partir desquels nous pouvons déterminer la consommation générale du montage.

$$P_{tot} = P_{5V} + P_{-5V} = 5 * (I_{5V} - I_{-5V}) \approx 10,15 \text{ mW}$$

Une consommation de 10mW est satisfaisante pour notre montage, n'étant pas trop élevé pour des signaux à amplitudes assez faibles mais malgré tout assez haut pour être cohérent.

V. Coût des composants

TABLE I – Estimation du coût total du projet (version low-cost, hors livraison)

Élément	Référence / description	Qté	Prix unitaire (euros)	Sous-total (euros)
Transducteur émetteur	40 kHz (équiv. MA40B8S)	1	0.63	0.63
Transducteur récepteur	40 kHz (équiv. MA40B8R)	1	0.63	0.63
AOP double	LM358	2	0.232	0.46
Transistor NPN	BC547B	1	0.10	0.10
Diodes Schottky	BAT48	2	0.14	0.28
Potentiomètre	Gain variable	1	2.50	2.50
Résistances	valeurs unitaires	10	0.09	0.90
Condensateurs	valeurs unitaires	3	0.13	0.39
Plaque / PCB prototype	PCB universelle 5×7 cm	1	0.52	0.52
Connectique	Dupont + headers + bornier	1	3.40	3.40
			Coût total	9.81

VI. Conclusion

Ce projet avait pour objectif de mettre en œuvre une chaîne complète d'émission-réception ultrasonore destinée à la détection d'obstacles à courte distance, dans un temps contraint de trois séances de travaux pratiques. À travers la conception et l'étude des différents blocs, nous avons pu valider les étapes essentielles du conditionnement analogique du signal : première amplification par transistor bipolaire, redressement de précision, puis détection d'enveloppe par filtrage passe-bas actif.

Les simulations réalisées ont permis de vérifier le comportement attendu des montages, notamment l'amplification d'un signal représentatif d'un écho ultrasonore (modélisé par une porteuse à 40 kHz modulée en amplitude), ainsi que l'extraction d'une enveloppe stable et exploitable. Le réglage du gain via un potentiomètre s'est avéré indispensable pour s'adapter à la faible amplitude et à la variabilité du signal reçu. Les contraintes d'alimentation ont également été prises en compte, avec une séparation des blocs alimentés en 0/+5 V et de ceux nécessitant une alimentation symétrique, tout en évoquant l'option d'une alimentation simple pour les AOP.

La réalisation du montage sur carte électronique nous a permis une vérification concrète de notre montage sous des contraintes réelles. On observe alors un signal moins idéal qu'en simulation mais correspondant avec notre objectif. De plus, ce montage a permis une mesure de la consommation à l'aide d'ampèremètre afin d'évaluer notre circuit.

Enfin, l'étude du coût des composants a permis de donner un ordre de grandeur réaliste du budget nécessaire à la réalisation sur carte électronique, en tenant compte de solutions économiques. En perspective, l'étape suivante consisterait à intégrer l'ensemble sur une carte, à mesurer expérimentalement la consommation moyenne, et à valider la mesure de distance par temps de vol en utilisant la vitesse de propagation supposée $c \approx 330 \text{ m s}^{-1}$. Ce travail constitue ainsi une base solide pour une implémentation complète et une exploitation numérique du signal ultrasonore.