



ECOLE POLYTECHNIQUE DE LOUVAIN

RAPPORT DE PROJET LELEC1101

Communication morse par ultrasons

Groupe 16 :

LIVIN Aurélien, DELFORGE Charles,
LHERNOULD Benoit, BOUREZ Nicolas,
VEITHEN Raphaël, VERMEERSCH Alexandre

Professeurs

M.Craeye
M.Dehez
M.Oestges

Mai 2022
Année 2021-2022
LELEC1101

Table des matières

1	Introduction	2
2	Etude fonctionnelle globale	2
2.1	Principe de fonctionnement	2
2.2	Spécifications du système	2
3	Émetteur	3
3.1	Schéma Bloc	3
3.2	Timer (touches)	4
3.2.1	Objectif du bloc	4
3.2.2	Mise en équations des différents paramètres	5
3.2.3	Dimensionnement	7
3.2.4	Simulations & résultats expérimentaux	8
3.3	Oscillateur	9
3.3.1	Objectif du bloc	9
3.3.2	Mise en équation des différents paramètres	10
3.3.3	Dimensionnement	11
3.3.4	Simulations & résultats expérimentaux	11
3.4	Interrupteur	12
3.5	Schéma du circuit émetteur	13
4	Récepteur	14
4.1	Schéma	14
4.2	Ampli-filtre	14
4.2.1	Objectif du bloc	14
4.2.2	Mise en équation des différents paramètres	15
4.2.3	Dimensionnement	16
4.2.4	Simulations & résultats expérimentaux	16
4.3	Convertisseur	17
4.3.1	Objectif du bloc	17
4.3.2	Mise en équation des différents paramètres	17
4.3.3	Dimensionnement	18
4.3.4	Simulations & résultats expérimentaux	19
4.4	Analyseur	20
4.4.1	Objectif du bloc	20
4.4.2	Mise en équation des différents paramètres	21
4.4.3	Dimensionnement	22
4.4.4	Simulations & résultats expérimentaux	23
4.5	Schéma du circuit récepteur	25
5	Limites du système et pistes d'amélioration	26
5.1	Fiabilité de l'analyseur	26
5.2	Interprétation du message au récepteur	26
5.3	Limite du gain de l'Ampli-filtre	26
6	Conclusion	27
A	Liste du matériel nécessaire à la réalisation du prototype	28
B	Bibliographie	28

1 Introduction

Au cours de l'histoire, les technologies de télécommunications ont toujours été convoitées par privés et gouvernements pour des applications militaires, récréatives ou même lucratives. Il n'est plus nécessaire à ce jour de convaincre de l'importance de ses moyens de transmission. Depuis la fin du 19ième siècle c'est sur l'électromagnétisme que repose la transmission d'information (ondes radio, wifi, téléphonie mobile, etc.).

Cependant, c'est dans un but pédagogique cette fois, que nous nous sommes efforcés d'utiliser un autre support de transmission : l'air. Les ondes acoustiques permettent également de communiquer.

Le language morse ne sera plus audible, brisant ainsi tout son mythe, mais se transmettra à travers une autre technologie. L'objectif de notre système est de transmettre du langage morse à l'aide d'ultrasons.

Tout au long de ce rapport, le lecteur aura l'occasion de comprendre plus en détail les motivations des choix de conception, le fonctionnement interne du circuit électronique et enfin les limites du système et pistes d'amélioration.

2 Etude fonctionnelle globale

2.1 Principe de fonctionnement

D'un point de vue global, notre système de communication se distingue en deux parties : une partie émettrice qui va se charger d'émettre des ultrasons via un micro et une partie réceptrice dont le rôle sera de transformer les ondes transmises en signaux lumineux.

Concrètement, l'architecture du prototype dispose de 3 boutons côté émission et de 3 leds côté réception (pour point, barre, espace). Lors d'une pression sur un de ces trois boutons, le speaker est alimenté par un signal carré de fréquence fixe et pour une durée déterminée par le bouton choisi. Côté réception, en fonction de la durée du signal reçu par le microphone, 1, 2 ou 3 LED's s'allument. Pour une description plus détaillée de l'implémentation par blocs et du fonctionnement interne de ceux-ci, le lecteur est invité à se référer aux sections correspondantes. Les schémas blocs des circuits émetteur et récepteur sont disponibles aux Figure 1 et Figure 16.

2.2 Spécifications du système

Afin de parvenir à l'objectif posé en introduction, certaines contraintes sont à envisager pour assurer une implémentation réaliste du prototype.

Contraintes imposées

- Alimentation du système en DC $\pm 15V$.
- Communiquer avec une fréquence de transmission cohérente vis à vis des diagrammes de bode des émetteurs et récepteurs fournis.
- Seuls circuits intégrés autorisés : Ceux renseignés dans l'annexe Liste du matériel

Choix personnels

- Communiquer à l'aide de trois caractères morses (point, barre, espace) au lieu des deux usuels.
- Faire la différence entre les 3 caractères en jouant sur la durée d'émission plutôt que sur la fréquence ou l'amplitude.
- Allumer 1 LED pour le point, 2 pour la barre, 3 pour l'espace.

Etant données ces différentes contraintes, nous avons relevé trois facteurs permettant de différencier les caractères point, barre et espace : la fréquence, la durée d'émission et l'amplitude du signal. Le choix de travailler avec des durées d'émission différentes nous est paru le plus stratégique pour deux raisons majeures.

Premièrement, les fréquences passantes du speaker et microphones sont assez étroites (entre 39 et 43 kHz). Or, pour une transmission la plus fiable possible, il vaut mieux différencier les caractères au maximum.

Deuxièmement, varier l'amplitude du signal nous aurait permis très peu de flexibilité au niveau de la distance de communication et le moindre obstacle nous aurait posé des soucis, confondant les caractères entre eux. De plus, le choix de l'utilisation de 3 caractères pour la communication se justifie par la facilité de codage et décodage du message pour les utilisateurs.

3 Émetteur

3.1 Schéma Bloc

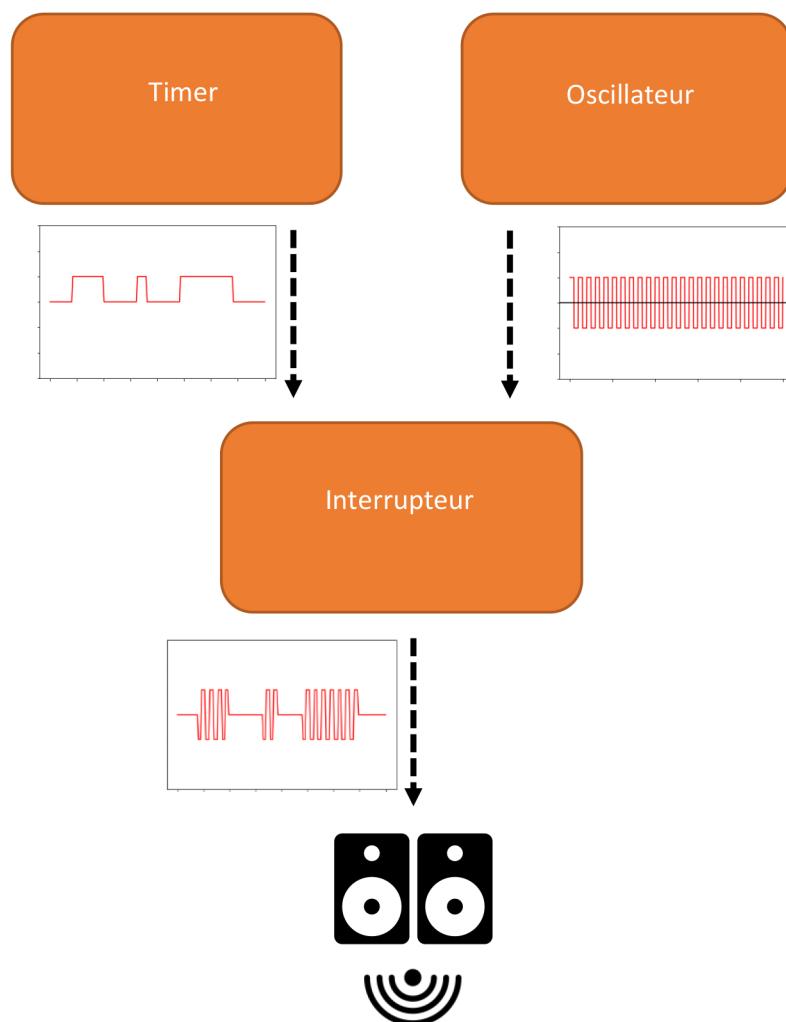


FIGURE 1 – Schéma block de l'émetteur

3.2 Timer (touches)

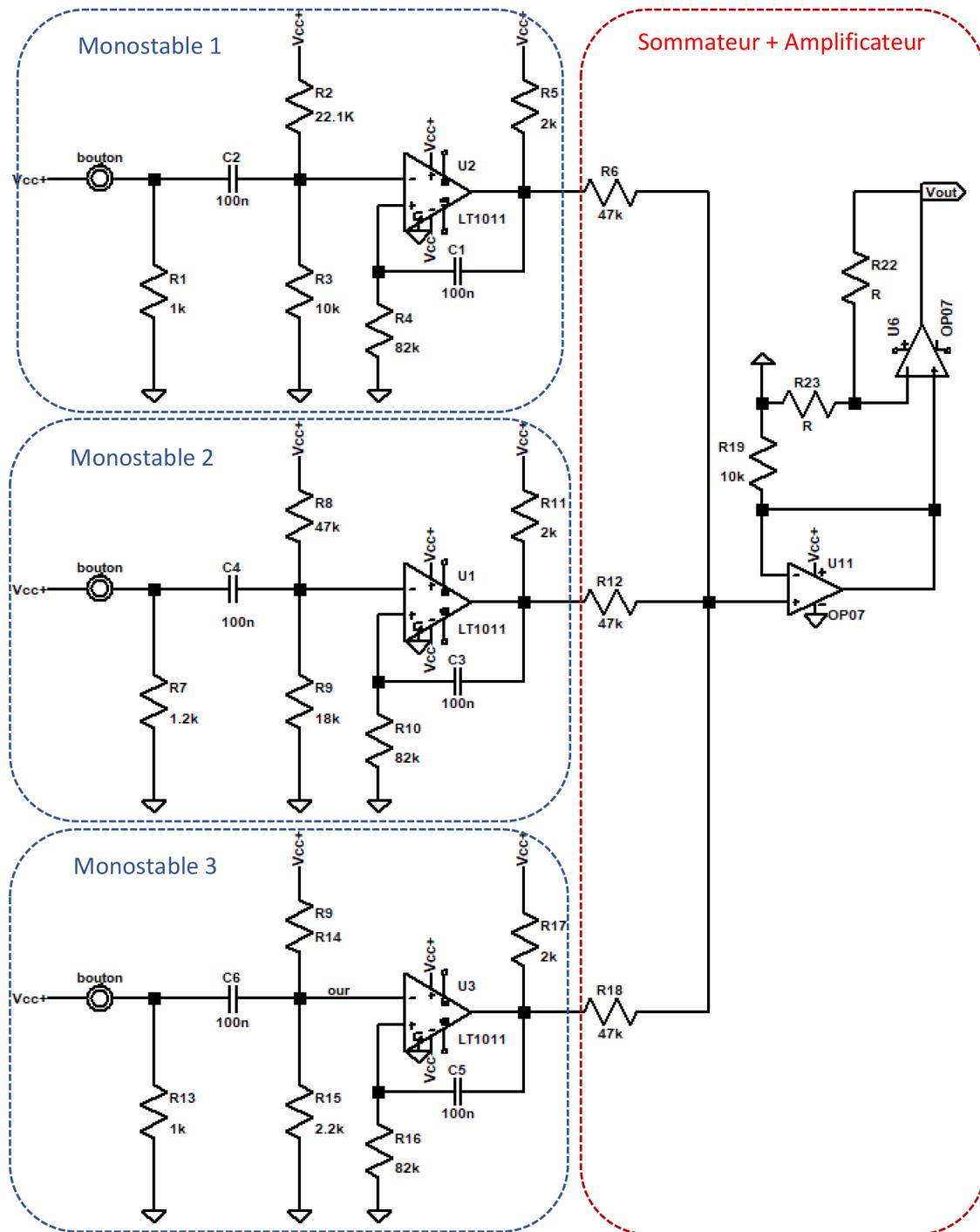


FIGURE 2 – Schéma du circuit du bloc timer

3.2.1 Objectif du bloc

L'objectif de ce bloc va être de traduire l'information donnée par l'utilisateur (barre, point ou espace) en un signal d'une durée correspondante. Le timer aura la possibilité de générer des signaux carrés de différentes durées en fonction du bouton sur lequel l'utilisateur aura appuyé. Les durées seront de 5ms pour le point, 10ms pour la barre et 20ms pour l'espace. Afin de disposer de

ces trois longueurs différentes, trois circuits monostables avec un dimensionnement différent sont nécessaires. L'amplitude de sortie est de 15V pour tous les signaux. Le circuit ici implémenté est plus connu sous le nom de monostable non redéclenchable. C'est à dire qu'une nouvelle impulsion pendant l'état actif ne prolonge pas cet état.

3.2.2 Mise en équations des différents paramètres

Les datasheets des comparateurs LM211P et LM319 nous informent que ceux-ci sortent une tension de 15V dans le cas où $V_- < V_+$. La durée durant laquelle $V_- < V_+$ détermine donc τ . Nous savons de plus que le bouton situé en amont du circuit nous transmet un signal carré de basse fréquence (aussi rapide qu'un humain ne sait transmettre du morse). Afin de rendre la pente descendante du carré la plus raide possible, nous avons placé une résistance en pull-down après le bouton, visible sur la Figure 2.

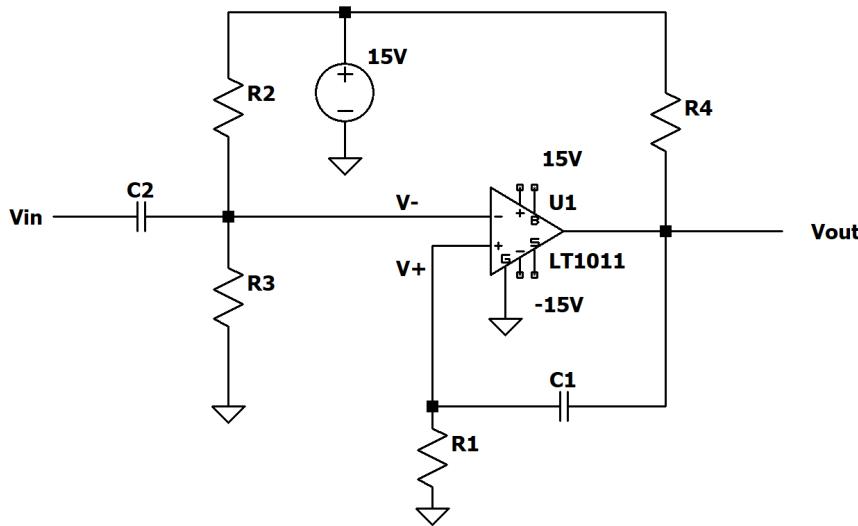


FIGURE 3 – Circuit type d'un des trois monostables

Partie circuit RC $C_2R_2R_3$:

L'expression de V_- au cours du temps lors de la décharge de C_2 est donnée par :

$$V_- = V_{cc} \frac{R_3}{R_2 + R_3} + V_{in} \exp\left(\frac{-t}{R_3 C_2}\right) \quad (3.1)$$

où V_{cc} est la tension d'alimentation du comparateur et V_{in} la tension maximale du signal carré d'entrée.

Partie circuit RC $C_1R_1R_4$:

L'expression de V_+ au cours du temps lors de la décharge de C_1 est donnée par :

$$V_+ = V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_4} \exp\left(\frac{-t}{(R_1 + R_4)C_1}\right) \quad (3.2)$$

Comme rappelé dans la datasheet, la sortie du comparateur est de 15V si $V_- < V_+$, il nous reste à déterminer le moment $t = \tau$ à partir duquel cette condition n'est plus respectée ($t = 0$ ayant été considéré comme le moment où le flanc descendant du carré d'entrée atteint les bornes de C_2). Ce moment $t = \tau$ est solution de l'égalité entre V_- et V_+

$$V_{cc} \frac{R_3}{R_2 + R_3} + V_{in} \exp\left(\frac{-\tau}{R_3 C_2}\right) = V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_4} \exp\left(\frac{-\tau}{(R_1 + R_4) C_1}\right)$$

$$\Leftrightarrow \boxed{\tau = -C_1(R_1 + R_4) \ln \frac{R_3(R_1 + R_4)}{R_1(R_2 + R_3)}} \quad (3.3)$$

Un autre moyen de comprendre le comportement interne du bloc est de regarder plus attentivement Figure 4. On voit en effet que dès que l'utilisateur relâche le bouton, la capacité C_2 se décharge, V_- passe sous V_+ et le comparateur sort 15V. La sortie charge C_1 , qui se décharge via R_1 (Courbe jaune en exponentielle décroissante Figure 4). Tant que C_1 n'est pas suffisamment déchargée, le comparateur continue de sortir 15V. Dès que V_{C2} ($=V_+$ en jaune) repasse sous V_- , la sortie est nulle à nouveau.

Influence du diviseur de tension R_2R_3 :

Le diviseur de tension permet de fixer la tension initiale et finale de V_- . C'est cette tension qui est comparée à la décharge de V_{C1} .

Influence du circuit RC R_1C_1 :

Cette partie du bloc gère le taux de décroissance de V_+ . Plus R_1 est grand, plus V_+ décroît lentement.

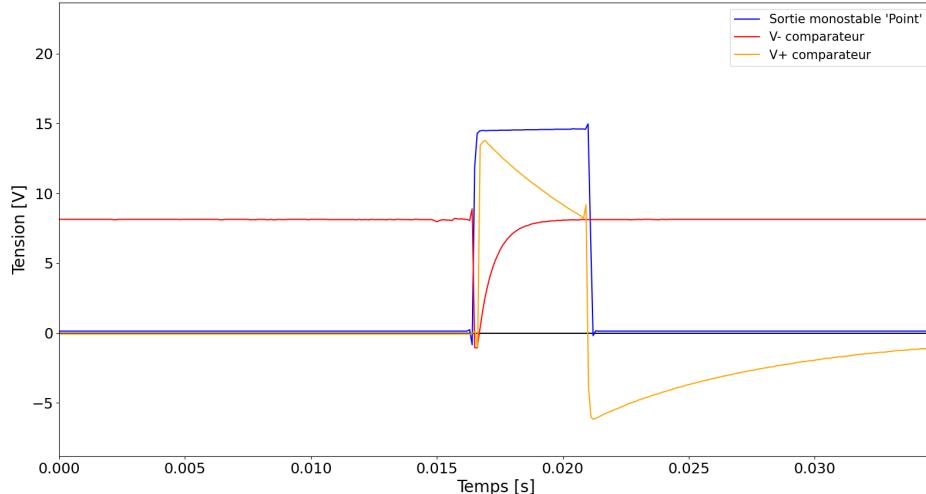


FIGURE 4 – Illustration expression de τ

La partie sommateur et amplificateur de ce bloc Timer (Schéma) est indispensable pour transmettre l'information à l'interrupteur. Le gain choisi pour l'amplificateur est égale à l'atténuation au sommateur à 3 entrées :

Par loi des noeuds en V_+ et hypothèse que $V_+ = V_-$ (rétro-action négative) :

$$V_S = \frac{V_{out1}R_{18}R_{12} + V_{out2}R_6R_{18} + V_{out3}R_6R_{12}}{R_{18}R_{12} + R_6R_{18} + R_6R_{12}}$$

Où V_S est la somme des signaux sortis des trois monostables V_{out1} , V_{out2} et V_{out3} .

Nous choisissons les même résistances pour R_6 , R_{12} et R_{18} , ce qui nous mène à l'utilisation d'un amplificateur non inverseur de gain $G_A = 3$:

A nouveau, par loi des noeuds en V_- et hypothèse que $V_+ = V_-$ (rétro-action négative) :

$$V_A = V_S \left(1 + \frac{R_{22}}{R_{23}}\right)$$

3.2.3 Dimensionnement

Composant	Description	Valeur
Monostable 5ms		
R_1	Empêche C_2 de se décharger trop vite à la masse	$82k\Omega$
R_2	Résistance du diviseur de tension	$8.2k\Omega$
R_3	Résistance du diviseur de tension	$10k\Omega$
R_4	Résistance de pull-up pour avoir une sortie de 15V	$2k\Omega$
C_1	Supprimer la composante DC du carré envoyé par le bouton	$100nF$
C_2	Joue le rôle de chronomètre (cfr courbe jaune Figure 3)	$100nF$
LM211P	Comparateur	/
Monostable 10 ms		
R_1	Empêche C_2 de se décharger trop vite à la masse	$82k\Omega$
R_2	Résistance du diviseur de tension	$47k\Omega$
R_3	Résistance du diviseur de tension	$8.2k\Omega$
R_4	Résistance de pull-up pour avoir une sortie de 15V	$2k\Omega$
C_1	Supprimer la composante DC du carré envoyé par le bouton	$100nF$
C_2	Joue le rôle de chronomètre (cfr courbe jaune Figure 3)	$100nF$
LM211P	Comparateur	/
Monostable 20ms		
R_1	Empêche C_2 de se décharger trop vite à la masse	$82k\Omega$
R_2	Résistance du diviseur de tension	$22k\Omega$
R_3	Résistance du diviseur de tension	$2.2k\Omega$
R_4	Résistance de pull-up pour avoir une sortie de 15V	$2k\Omega$
C_1	Supprimer la composante DC du carré envoyé par le bouton	$100nF$
C_2	Joue le rôle de chronomètre (cfr courbe jaune Figure 3)	$100nF$
LM211P	Comparateur	/
Sommateur & Amplificateur		
$R_6 = R_{12} = R_{18}$	Entrée sommateur	$47k\Omega$
R_{19}	Pull-down sommateur	$10k\Omega$
R_{22} et R_{23}	Seul leur rapport importe pour l'amplificateur	$47k\Omega$ & $22k\Omega$
TL082 $\times 2$	Sommateur et amplificateur	/

3.2.4 Simulations & résultats expérimentaux

Nous avons pu observer des différences de durées importantes pour le calcul théorique, la simulation, et la mesure de τ pour des valeurs de composants identiques (cfr fig 5, 6, 7, 8). En ce qui concerne le prototype, nous avons adapté les valeurs des diviseurs de tension pour avoir des durées de 5, 10 et 20ms comme attendu.

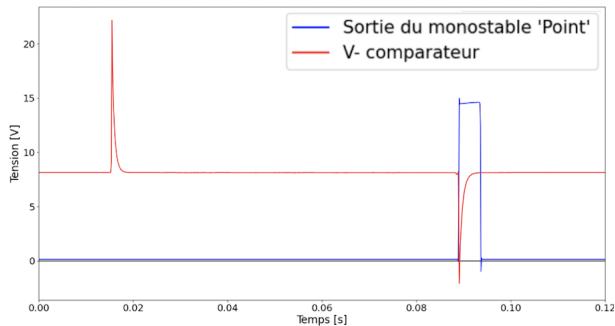


FIGURE 5 – Sortie du monostable expérimental 5ms "Point"

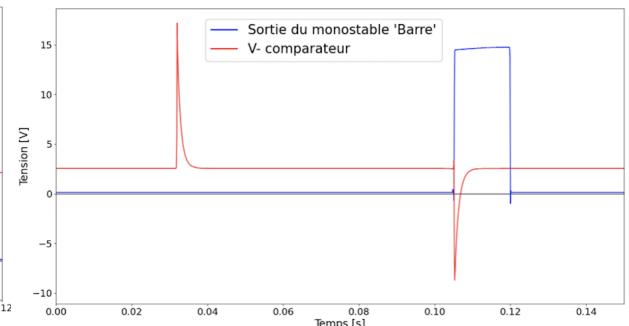


FIGURE 6 – Sortie du monostable expérimental 10ms "Barre"

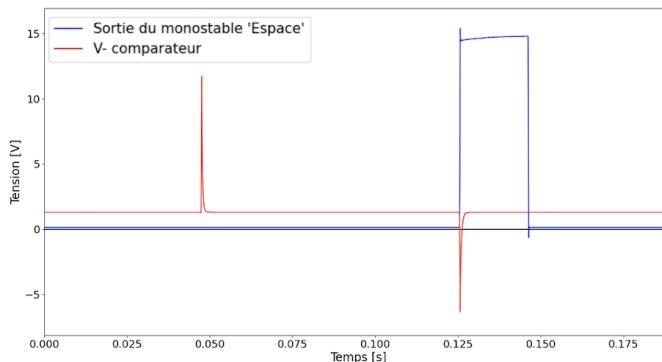


FIGURE 7 – Sortie du monostable expérimental 20ms "Espace"

Pour un même dimensionnement, les durées données par la simulation sont à peu près équivalentes aux durées mesurées exception faite pour le monostable de 10ms. Une hypothèse concernant cette différence est qu'il s'agit du monostable ayant le diviseur de tension aux plus grosses résistances. L'impédance d'entrée du comparateur supposée infinie par la simulation ne le serait plus exactement en réalité par rapport à celles utilisées pour le diviseur de tension. Il se pourrait donc que la capacité C_2 se décharge légèrement à travers le comparateur.

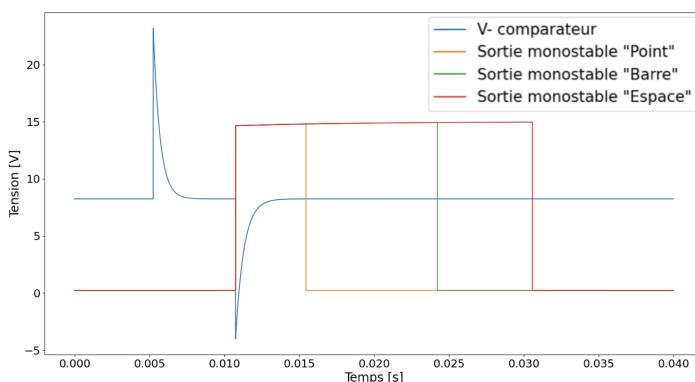


FIGURE 8 – Sortie simulée des monostables point, barre et espace

Toujours pour le dimensionnement proposé, les durées prévues par l'expression démontrée plus haut sont :

$$\tau_1 = -C_1(R_1 + R_4) \ln \frac{R_3(R_1 + R_4)}{R_1(R_2 + R_3)} = 4.83ms$$

$$\tau_2 = -C_1(R_1 + R_4) \ln \frac{R_3(R_1 + R_4)}{R_1(R_2 + R_3)} = 15.82ms$$

$$\tau_3 = -C_1(R_1 + R_4) \ln \frac{R_3(R_1 + R_4)}{R_1(R_2 + R_3)} = 19.94ms$$

La similitude flagrante entre les prédictions mathématiques et la simulation laissent supposer que la non idéalité proposée plus haut concernant le comparateur soit à l'origine de la différence entre la durée théorique pour la "barre" et celle mesurée. Cette hypothèse reste cependant peu probable et à démontrer.

3.3 Oscillateur

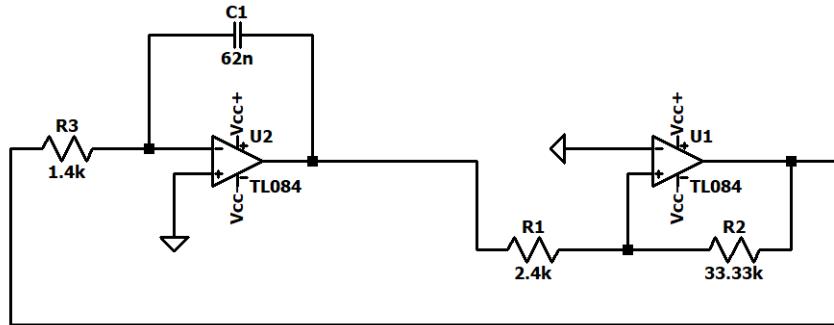


FIGURE 9 – Schéma de l'oscillateur

3.3.1 Objectif du bloc

Le rôle de l'oscillateur est de fournir un signal périodique à une fréquence égale à la celle de l'ultrason utilisé par le haut-parleur de durée égale au signal envoyé par le circuit monostable. La fréquence de communication choisie doit être une fréquence aussi bien émise par le haut-parleur que reçue par le microphone. Afin de la déterminer, nous avons mesuré un diagramme de bode illustrant la réponse en fréquence du système électroacoustique : émetteur - air - récepteur.

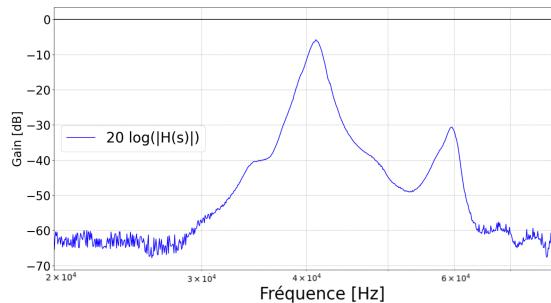


FIGURE 10 – Mesure de la réponse en fréquence du système électroacoustique : émetteur - air - récepteur

C'est sur base de ce diagramme que nous choisissons notre fréquence à $41kHz$

Notre oscillateur génère deux signaux différents tous de deux proches des $41kHz$, un signal carré d'amplitude $13.5V$ et un signal triangulaire d'amplitude $0.9V$. Il y a deux critères qui nous permettent de choisir quel signal est le plus optimal : l'amplitude et la forme du signal. La différence entre le signal carré et le signal triangulaire est qu'il ne possède pas la même transformée de Fourier. Cependant ce critère peut-être négligé car le haut-parleur va filtrer les harmoniques à une certaine bande de fréquence. La transformées de Fourier du carré ou du triangle seront donc très proches grâce au filtrage du haut-parleur. Le second critère, l'amplitude du signal, devient donc le critère de décision. On choisit le signal carré car celui-ci possède la plus grande amplitude en tension.

Fonctionnement de l'oscillateur

L'oscillateur est composé d'une partie comparateur et d'une partie intégrateur. Il n'a pas besoin d'un signal d'entrée pour pourvoir fonctionner, il génère un signal dès que les ampli op sont alimentés en tension. Cela est du au fait que le comparateur varie entre $+15V$. Au début, le comparateur se trouve en $0V$, ce qui n'est pas un état stable pour celui-ci. Il va donc chercher à se trouver dans un état stable c'est-à-dire en $+15V$ en fonction de s'il est inverseur ou non (ici le comparateur est non-inverseur) pour se trouver à un état d'équilibre. Une fois que la tension dans comparateur est montée à $+15V$, la rétroaction peut fonctionner et l'oscillateur génère alors un signal.

3.3.2 Mise en équation des différents paramètres

T_A correspond à la période de la pente descendante du signal triangulaire et T_B à la période de sa pente montante.

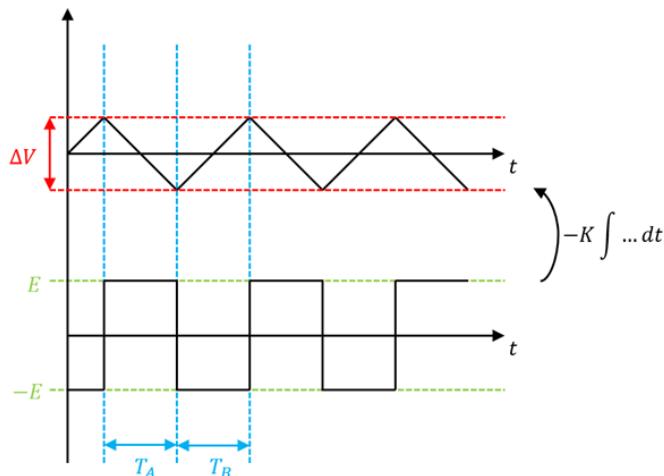
$$T_A = \frac{\Delta V}{KE} \quad T_B = \frac{\Delta V}{KE} \quad (3.4)$$

Nous trouvons une expression de la période en fonction de K, ΔV et E avec :

- ΔV la tension peak to peak du signal triangulaire. (voir 3.6)
- K la constante d'intégration liée au bloc intégrateur. (voir 3.7)
- E la tension d'alimentation de l'ampi op.

Les pentes du triangle ne sont pas forcément symétriques, c'est pourquoi nous additionnons la période de chaque pente individuellement pour trouver la période.

$$T = T_A + T_B = \frac{2\Delta V}{KE} \Rightarrow f = \frac{KE}{2\Delta V} \quad (3.5)$$



Nous trouvons ΔV en utilisant la loi des noeuds au V_+ du comparateur :

$$\frac{2E}{R_2} = \frac{\Delta V}{R_1} \Leftrightarrow \Delta V = 2E \frac{R_1}{R_2} \quad (3.6)$$

$$K = -\frac{1}{R_3 C} \quad (3.7)$$

$$\implies f = \frac{R_2}{4R_1 R_3 C_1} \quad (3.8)$$

3.3.3 Dimensionnement

Nous cherchons à avoir un signal ayant une fréquence valant 41kHz en sortie de notre oscillateur cfr Figure 10. En utilisant la formule ci-dessus et avec la contrainte que la R_3 doit être supérieure à 750Ω car elle est située en sortie d'un ampli op. Le courant en sortie d'un ampli ne peut excéder 20mA donc l'impédance doit valoir au minimum $\frac{V}{I}$, en sachant que la tension en sortie du comparateur vaut 15V. Nous trouvons que $R = \frac{15}{0.02} = 750\Omega$.

Composant	Valeur
R_1	2.4k Ω
R_2	33.33k Ω
R_3	1.4k Ω
C_1	62nF

3.3.4 Simulations & résultats expérimentaux

Voici les graphes que nous avons obtenu après avoir simulé ce bloc avec les composants décrits ci-dessus. Nous remarquons que les signaux générés par l'oscillateur correspondent aux simulations sur LTspice. La figure 11 nous montre que le signal généré par l'oscillateur ne passe dans le haut-parleur seulement lorsqu'une tension de plus de 7.5V est envoyée depuis le monostable vers l'interrupteur.

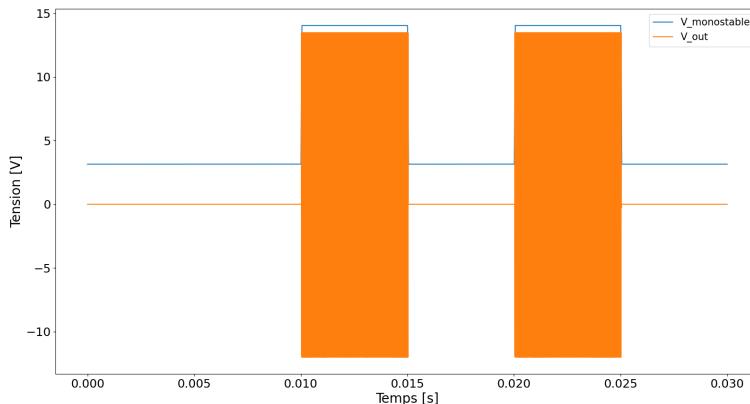


FIGURE 11 – Simulation des signaux dans l'émetteur

Pour produire les graphes de la figure 12, nous avons appuyé sur un des boutons permettant d'envoyer le signal correspondant à un point en morse. La courbe bleue représente le signal envoyé lorsque nous appuyons sur un bouton et la courbe est le signal envoyé par l'oscillateur.

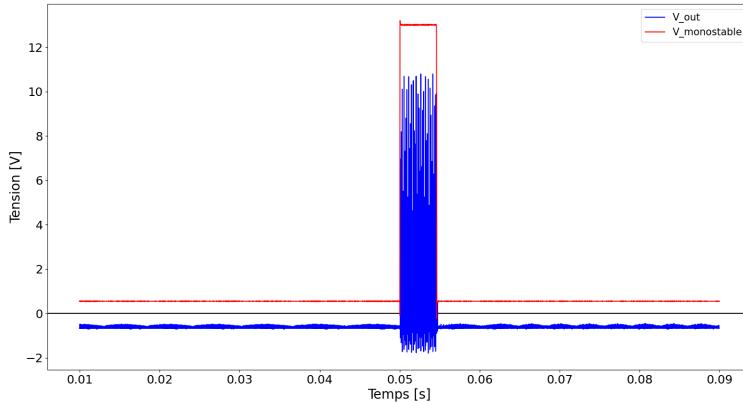


FIGURE 12 – Mesures expérimentales des signaux dans l'émetteur

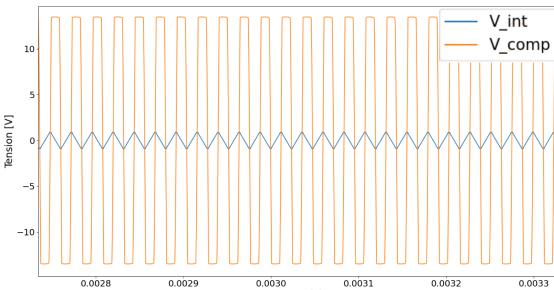


FIGURE 13 – Simulation des signaux générés par l'oscillateur

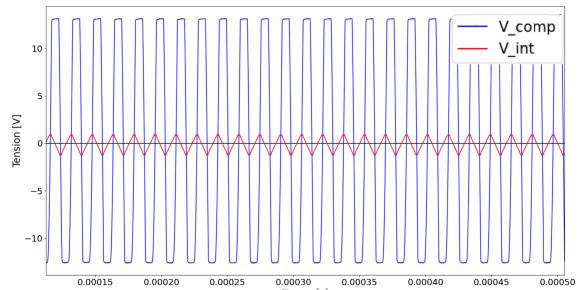


FIGURE 14 – Mesure expérimentale des signaux générés par l'oscillateur

Ces graphes représentent les signaux générés par l'oscillateur, on y voit le signal carré en sortie du comparateur et le signal triangulaire en sortie de l'intégrateur.

3.4 Interrupteur

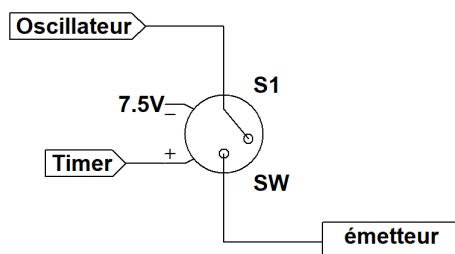


FIGURE 15 – Schéma de l'interrupteur

L'interrupteur effectue le lien entre le bloc timer et le bloc oscillateur. En pratique, nous voulons que le micro du récepteur reçoive un signal uniquement quand nous appuyons sur un bouton. Or l'oscillateur oscille de manière permanente. L'utilisation d'un interrupteur commandé va permettre de transmettre un signal quand on appuie sur un bouton.

Pour ce faire, on va connecter la sortie du timer à la tension de contrôle de l'interrupteur. L'entrée de l'interrupteur sera, elle, connectée au bloc oscillateur. Cela aura pour conséquence d'avoir en sortie d'interrupteur :

- Un signal qui oscille lorsque la tension de contrôle est supérieure à $7.5V$ (à savoir $\frac{V_{cc}-V_{ee}}{2}$), cad lorsqu'un des bouton est appuyé. La tension de contrôle vaut dans ce cas $15V$ et l'interrupteur se ferme.
- Pas de signal si la tension de contrôle est inférieure à $7.5V$, c'est-à-dire lorsqu'on n'appuie pas sur un bouton. La tension vaut alors $0V$ et l'interrupteur s'ouvre.

3.5 Schéma du circuit émetteur

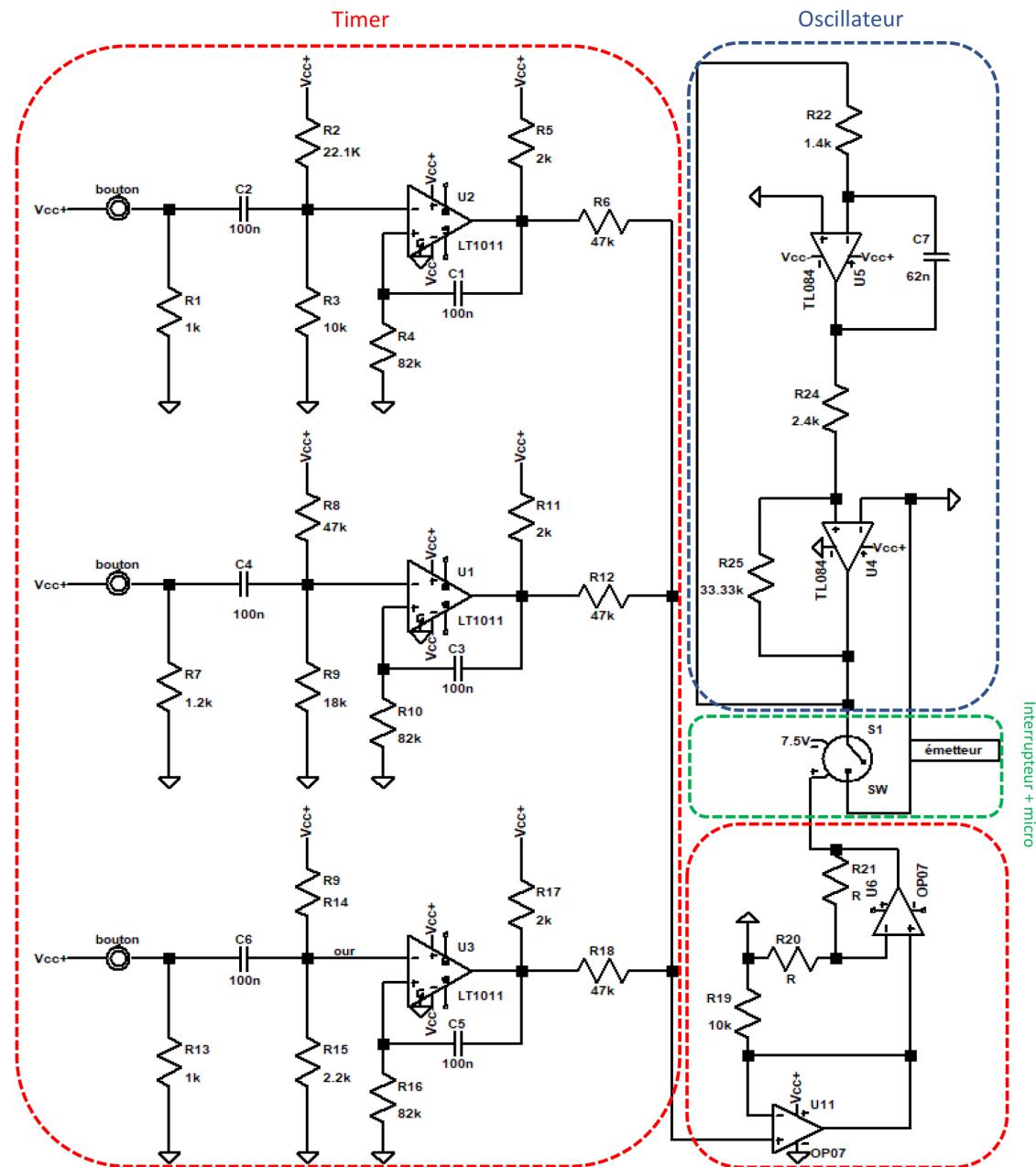


FIGURE 16 – Schéma du circuit émetteur

4 Récepteur

4.1 Schéma

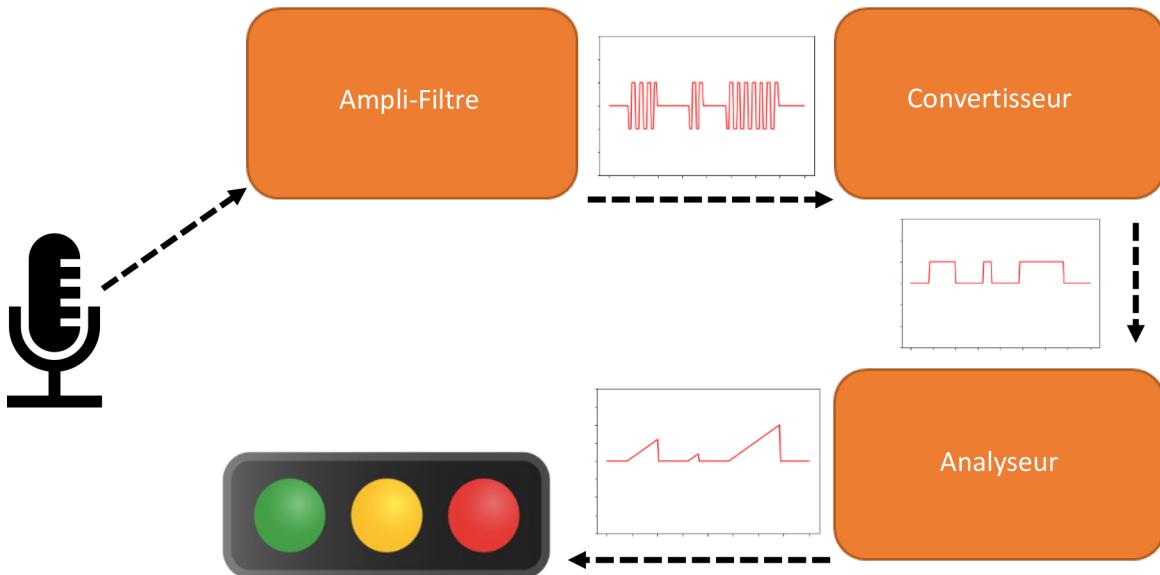


FIGURE 17 – Schéma block du récepteur

4.2 Ampli-filtre

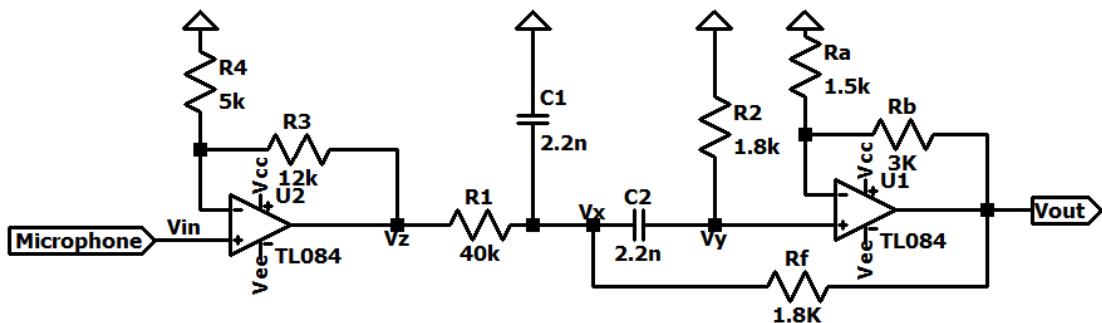


FIGURE 18 – Schéma du bloc ampli-filtre

4.2.1 Objectif du bloc

Le but de ce bloc placé en sortie du microphone est d'amplifier et filtrer le signal. Cette partie du circuit possède deux utilités principales. Premièrement, les différents composants du circuit génèrent du bruit électrique qu'il est bon de filtrer. En effet, on désire éviter un déclenchement des LED's après amplification du signal dans le cas où le signal est si faible qu'il se confond en amplitude avec le bruit résiduel. Deuxièmement, le filtre permet d'atténuer un éventuel bruit acoustique ayant une fréquence correspondant à la bande passante du microphone. C'est pourquoi nous avons décidé d'utiliser un montage amplificateur suivi d'un filtre passe bande Sallen-Key d'ordre 2. Ce filtre simple à l'avantage de nécessiter peu de composants. Enfin, nous utilisons une version de la structure de Sallen-Kelly qui permet d'avoir un gain non nul dans la bande passante.

4.2.2 Mise en équation des différents paramètres

En effectuant une loi des noeuds en V_x , en utilisant un diviseur de tension en V_y et en considérant l'amplificateur opérationnel comme idéal ($V_+ = V_-$), nous obtenons les 3 équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{V_z - V_x}{R_1} = \frac{V_x - V_{out}}{R_f} + \frac{V_x V_y}{sC_2} + \frac{V_x}{sC_1} \\ V_y = V_x \frac{sR_2 C_2}{sR_2 C_2 + 1} \\ V_y = V_{out} \frac{R_a}{R_a + R_b} \end{cases}$$

En isolant V_x dans la première équation, en le substituant dans la deuxième et en égalant le résultat obtenu avec la troisième, nous obtenons la fonction de transfert du filtre sous forme canonique :

$$H(s) = \frac{(1 + \frac{R_b}{R_a}) \frac{s}{R_1 C_1}}{s^2 + s(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{R_b}{R_a R_f C_1}) + \frac{R_1 + R_f}{R_1 R_f R_2 C_1 C_2}}$$

Par identification avec la fonction de transfert générale d'un filtre passe bande de ce type :

$$H(s) = \frac{G \frac{s}{R_1 C_1}}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + (\omega_0)^2}$$

Nous trouvons la fréquence de coupure f_0 , la facteur de qualité Q , le gain DC G et le gain à la fréquence de coupure A_m :

$$\begin{cases} f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_f + R_1}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_f}} \\ Q = \frac{\sqrt{(R_1 + R_f) R_1 R_f R_2 C_1 C_2}}{R_1 R_f (C_1 + C_2) + R_2 C_2 (R_f - \frac{R_b}{R_a} R_1)} \\ G = 1 + \frac{R_b}{R_a} \\ A_m = G \cdot Q \end{cases}$$

Nous avons remarqué en laboratoire le principal défaut de notre filtre. A gain DC trop grand, le signal oscille et ne fonctionne plus comme nous le souhaitons. On peut s'en rendre compte par calcul, après quelques simplifications où $R1 = Rf = R$, $R2 = 2R$ et $C1 = C2 = C$. Nous trouvons :

$$\begin{cases} Q = \frac{1}{3-G} \\ A_m = G \cdot Q = \frac{G}{3-G} \end{cases}$$

En effet, quand G se rapproche de 3, le gain A_m tend vers l'infini et fait osciller le circuit. C'est pourquoi nous avons décidé d'ajouter un montage amplificateur non-inverseur en entrée de notre filtre. L'équation du gain G_a est :

$$V_{in} = V_z (1 + \frac{R_3}{R_4}) \Leftrightarrow G_a = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

4.2.3 Dimensionnement

En posant $C_1 = C_2 = C$, nous remarquons que le facteur de qualité Q devient indépendant de C . Ce qui nous permet de choisir avec précision la fréquence de coupure sans faire varier le facteur de qualité. Nous construisons donc un filtre de fréquence $f_0 = 41kHz$ et de gain total à la fréquence de coupure $A_m \cdot G_a = 10$, tout en optimisant le fracteur de qualité Q . Ces contraintes nous permettent de déterminer la valeur des composants :

Composant	Valeur
R_1	$40k\Omega$
R_2	$1.8k\Omega$
R_f	$1.8k\Omega$
R_a	$1.5k\Omega$
R_b	$3k\Omega$
$C_1 = C_2$	$2.2nF$
R_3	Potentiomètre d'une valeur $50k\Omega$ (utilisé à $12k\Omega$) ²
R_4	$5k\Omega$

4.2.4 Simulations & résultats expérimentaux

Analysons maintenant les différents graphes de ce bloc.

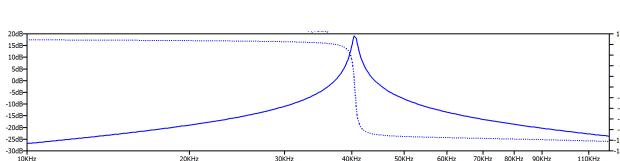


FIGURE 19 – Simulation du diagramme de Bode de l'ampli-filtre

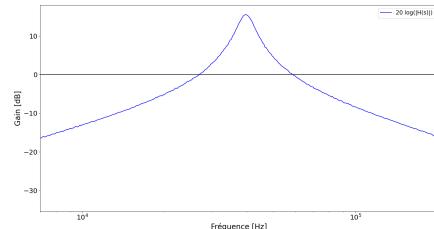


FIGURE 20 – Mesures expérimentales du diagramme de Bode de l'ampli-filtre

Sur le premier graphe, nous remarquons bien un gain de $20dB$ à la fréquence de coupure avec des pentes d'alternativement $20dB/decade$ et $-20dB/decade$ de part et d'autre de f_0 . La phase quant-à-elle ne nous intéresse pas pour notre application. Nous observons ensuite que nos mesures expérimentales correspondent à la simulation.

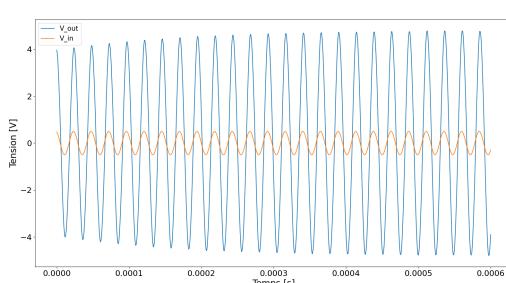


FIGURE 21 – Simulation des tensions V_{in} et V_{out} en fonction du temps à $41kHz$

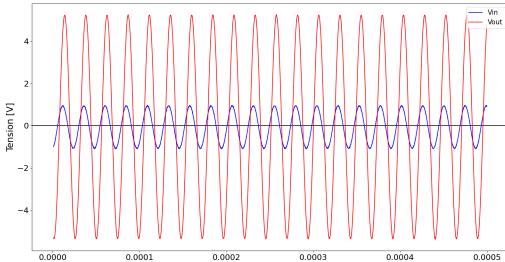


FIGURE 22 – Mesures expérimentales des tensions V_{in} et V_{out} en fonction du temps à $41kHz$

2. Le potentiomètre nous permet de faire varier le gain G_A facilement au besoin.

Ensuite, l'analyse des différentes fréquences V_{in} et V_{out} en fonction du temps nous permettent de mettre en évidence le comportement de notre filtre. A 41kHz , le signal est bien amplifié d'un facteur 10. Et comme attendu, les mesures réels correspondent encore à notre simulation.

4.3 Convertisseur

4.3.1 Objectif du bloc

Après que le signal ait été amplifié et filtré, il faut le convertir en un signal de type DC, c'est l'objectif de ce bloc appelé Convertisseur. Pour ce faire, nous avons implémenté un détecteur de crêtes afin de récupérer uniquement les crêtes du signal AC reçu. Ainsi qu'un montage comparateur permettant de convertir la tension de sortie du détecteur en une tension constante et donc plus facilement interprétable par le bloc analyseur.

Le signal d'entrée est une somme de deux signaux, l'un possédant l'information de l'activation sous une forme carrée, l'autre une simple sinusoïde. Le convertisseur permet de récupérer uniquement le premier signal.

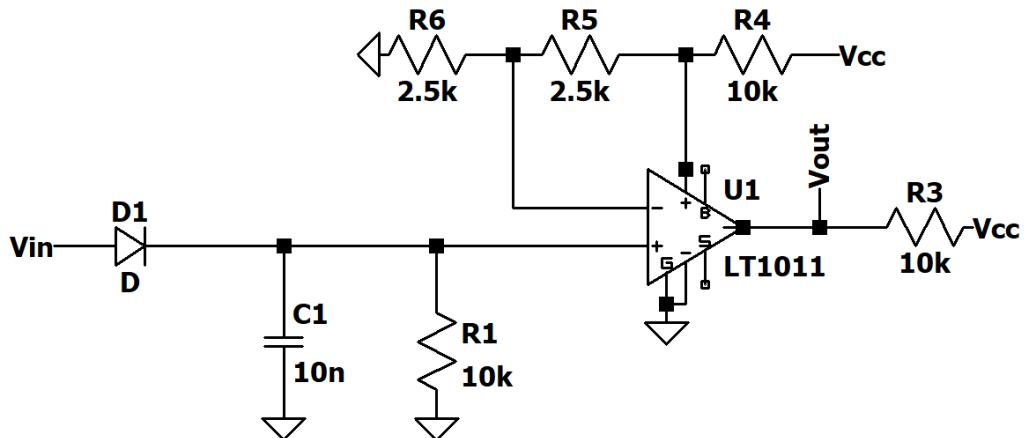


FIGURE 23 – Détecteur de crête suivi du comparateur

4.3.2 Mise en équation des différents paramètres

Nous pouvons maintenant exprimer les paramètres de ce bloc qui nous permettrons de dimensionner les composants du circuit.

Sachant que la fréquence de coupure est la fréquence à laquelle l'amplitude de sortie est à $\frac{1}{\sqrt{2}}$ de la valeur maximale. Et que l'amplitude de la fonction de transfert est :

$$|H(j\omega)| = \frac{\frac{1}{RC}}{\sqrt{\omega^2 + (\frac{1}{RC})^2}} \quad (4.1)$$

En isolant ω lorsque $|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$, nous obtenons l'expression de la fréquence de coupure¹ :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.2)$$

1. Avec $\omega_c = 2\pi RC$

Constante de temps lors du chargement de la capacité :

$$\tau_c = R_D C \quad (4.3)$$

Constante de temps lors de la décharge :

$$\tau_d = RC \quad (4.4)$$

Pour ce qui est du comparateur :

$$\begin{cases} V_{out} = V_{cc} & si \quad V_{in+} > V_{in-} \\ V_{out} = V_{ee} & si \quad V_{in+} < V_{in-} \end{cases}$$

Avec V_{in+} et V_{in-} les tensions d'entrée de l'ampli-op, V_{cc} et V_{ee} les tensions d'alimentation et V_{out} la tension de sortie. Dans ce cas-ci, V_{ee} est reliée à la masse et vaut donc 0 V.

4.3.3 Dimensionnement

En simulant un signal proche de la réalité (fréquence de 41kHz), nous cherchons à obtenir un signal DC d'une amplitude proche de 5V qui pourra ensuite être interprété par le bloc analyseur. Pour ce faire, la fréquence de coupure devra être inférieure à la fréquence du signal porteur (autour de 41kHz dans notre cas) afin de ne garder que les valeurs maximales atteintes par la sinusoïde. Celle-ci dépend de la valeur de R et de C comme expliqué précédemment (cfr éq 4.2). Comme R_D est beaucoup plus faible que R , $\tau_c \ll \tau_d$. Nous avons donc choisi des valeurs de R et C de façon à obtenir une décharge lente (et donc récupérer seulement les crêtes), et une fréquence de coupure valant 1600Hz.

Ainsi, à l'aide de l'équation 4.2, nous avons trouvé 10nF et 10kΩ pour la capacité et la résistance respectivement afin que la tension de sortie du détecteur de crête (V_{det} cfr fig 24) ne descende pas en dessous de la tension de seuil fixée par le comparateur (2.5V dans notre cas).

Le choix d'un LM319 se justifie par le fait que la fréquence du signal est trop élevée que pour utiliser un ampli-op classique.

Composant	Description	Valeur
Diode 3	Définit une tension de seuil	/
C1	Permet de ralentir la chute de tension le temps que la prochaine crête arrive.	10nF
R1	Résistance permettant la décharge de la capacité.	10kohms
LM319	Montage comparateur	/
R3	Résistance de "pull-up" pour tirer la tension flottante vers le haut.	10kohms
R4, R5, R6	Participent au diviseur de tension pour l'entrée - et la borne + du LM319	10, 2.5, 2.5 kohms

4.3.4 Simulations & résultats expérimentaux

Le signal de la simulation est généré au moyen d'un interrupteur commandé en tension. Nous pouvons observer que la tension en sortie du comparateur atteint 5V lorsque V_{det} est au dessus de 2,5V.

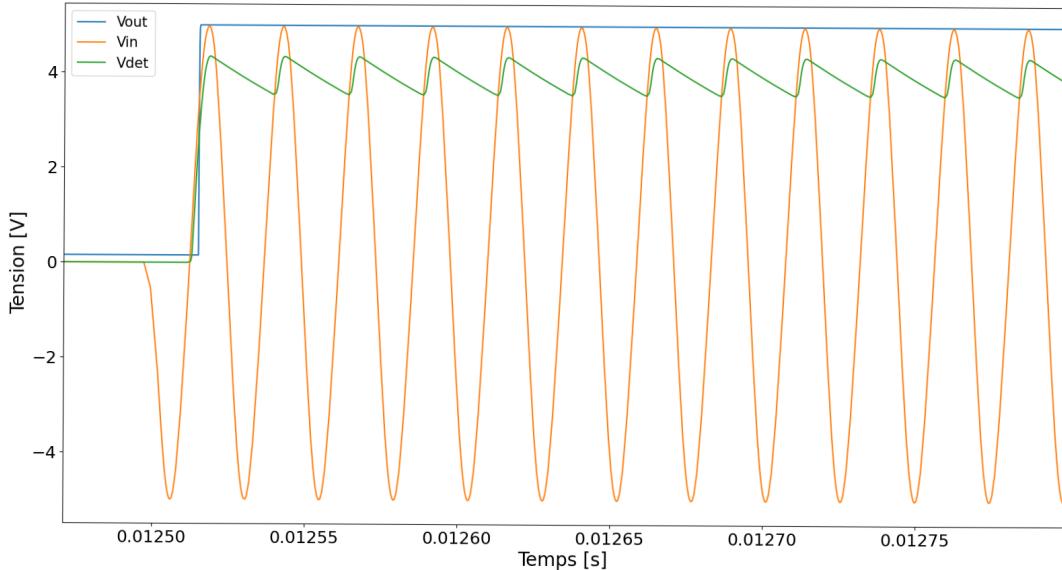


FIGURE 24 – Zoom sur V_{out} , V_{in} et V_{det} : Simulation

Voici les graphes que nous avons obtenu après avoir construit ce bloc avec les composants décrits ci-dessus. On remarquera que, hormis le léger bruit, les résultats pratiques correspondent parfaitement à la simulation présentée ci-dessus. Pour produire le graphe présenté à la figure 25, nous avons appuyé pendant différents temps sur un bouton (liant le générateur de tension sinusoïdale et l'entrée de notre circuit), afin de représenter au mieux le signal reçu via le bloc précédent. Le détecteur de crête s'est comporté de la même manière peut importe le temps d'appui, ce qui était attendu.

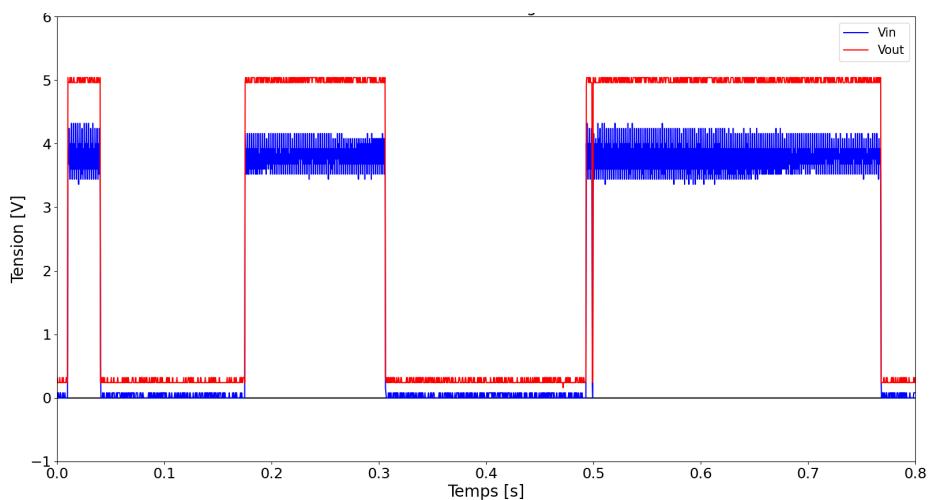


FIGURE 25 – Tension de sortie du montage Convertisseur : Mesures

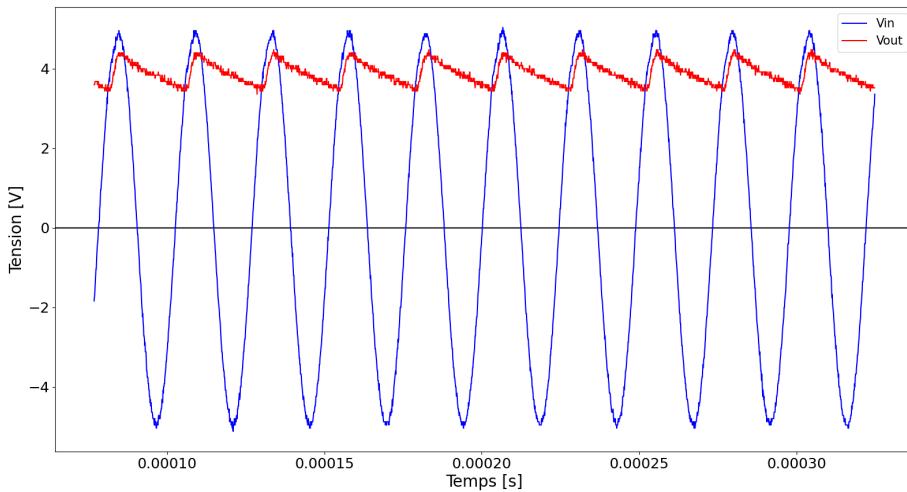


FIGURE 26 – Zoom sur les différentes tensions : Mesures

4.4 Analyseur

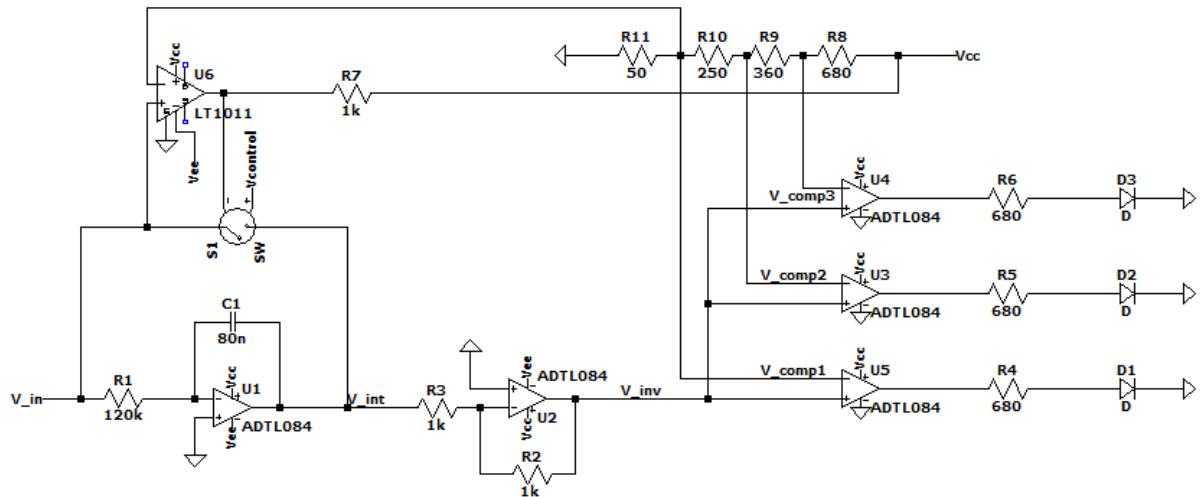


FIGURE 27 – Schéma du bloc analyseur

4.4.1 Objectif du bloc

Il est maintenant temps d'identifier les différents caractères possibles du signal. C'est justement le rôle du bloc analyseur qui permet de savoir si l'on reçoit un point, une barre ou un espace. Il permet de transformer l'information temporelle reçue en un signal lumineux compréhensible par l'utilisateur.

Après que le signal ait été traité par les deux blocs précédents, il possède la forme suivante :

- Une tension DC à 5 V lors de la réception d'un caractère, celle-ci durant 5ms, 10ms ou 20ms.
- Une tension nulle autrement.

L'analyseur est composé de deux parties. Il contient au début un montage intégrateur inverseur. Comme la tension d'entrée est constante à 5 V lorsque le signal est présent, cet intégrateur permet de faire croître linéairement l'amplitude de la tension de sortie. Comme l'émission du signal se fait sur des durées différentes, la tension de sortie atteint une amplitude différente selon le caractère. Comme celle-ci augmente négativement, le montage intégrateur est directement suivi d'un montage inverseur qui ne fait que remettre cette tension dans les positifs.

Cependant, le montage ne peut faire qu'augmenter l'amplitude de la tension de sortie, qui finit donc par atteindre les bornes et devient ininterprétable. Pour éviter cela, nous avons besoin d'un "reset", une remise à zéro de la tension de sortie quand le signal n'est plus émis (= tension d'entrée nulle). C'est pour cela qu'en parallèle de l'intégrateur se trouve un interrupteur commandé qui relie la tension d'entrée et de sortie lorsque $V_{in} < V_{control}$.

La deuxième partie est, quant à elle, constituée de trois montages comparateur en parallèle, chacun ayant une tension de comparaison différente créée par un diviseur de tension. Chaque montage est suivi à sa sortie d'une résistance en série avec une diode LED. Ainsi, lorsque le signal est reçu, l'amplitude de la tension de sortie de l'inverseur est comparée à chacune des tensions de comparaison. Si elle est supérieure à l'une d'elle, le montage comparateur délivre alors une tension de 15 V à sa sortie, la résistance permettant de limiter le courant à travers la LED.

De telle manière, si le signal reçu correspond à un point, une barre ou un espace, il y a respectivement une, deux ou trois LED's qui s'allument.

4.4.2 Mise en équation des différents paramètres

La relation entrée - sortie de l'intégrateur inverseur est donnée par :

$$V_{int} = \frac{-1}{R_1 C} \int_{\Delta t} V_{in}(t) dt \quad (4.5)$$

Or, V_{in} étant constant lors de la réception d'un caractère, l'équation devient :

$$V_{int} = \frac{-V_{in}}{R_1 C} \Delta t$$

Le rôle de l'inverseur est de retrouver un signal de tension positive, comparable avec les tensions de référence. Un facteur de gain est déterminé par le rapport des résistances. On obtient finalement cette expression :

$$V_{inv} = \frac{R_2}{R_3} \frac{V_{in}}{R_1 C} \Delta t$$

Grâce au "reset", V_{inv} retombe à 0 V en fin de réception du caractère.

Le courant passant dans la résistance, et donc dans la LED, lorsque le comparateur s'active ($V_{inv} > V_{compi} \quad i \in [1, 2, 3]$) suit la relation :

$$I = \frac{V_{out} - V_{LED}}{R_{LED}}$$

Où V_{out} correspond à la tension de sortie du montage comparateur, V_{LED} à la tension aux bornes de la LED¹ et R_{LED} à la résistance la précédant².

1. Environ 2V selon la datasheet des Leds MCL034BD, MCL034GD et MCL034MD
2. Les résistances R_4 , R_5 ou R_6 dans le schéma du bloc analyseur.

4.4.3 Dimensionnement

Composant	Description	Valeur
R_1	Résistance du montage intégrateur	120kΩ
C_1	Capacité du montage intégrateur	80nF
R_2 et R_3	Résistances du montage inverseur	1kΩ
R_4 , R_5 et R_6	Résistances précédant les Leds	680Ω
D_1 , D_2 et D_3	Leds des montages comparateur	/
R_7	Résistance de pull-up	1kΩ
R_8	Résistance du diviseur de tension	6,8kΩ
R_9	Résistance du diviseur de tension	3,6kΩ
R_{10}	Résistance du diviseur de tension	2,5kΩ
R_{11}	Résistance du diviseur de tension	500Ω

Le dimensionnement de composants pour le montage intégrateur se fait via sa résistance et sa capacité. Elles agissent comme un facteur multipliant l'intégrale (voir 4.5). Les valeurs de l'amplitude maximale de cette intégrale valent respectivement 25mV, 50mV et 100mV. Comme nous pouvons utiliser des tensions entre 0V et 15V, nous allons choisir un facteur permettant de bien les distinguer dans cette zone. Avec des valeurs de 120kΩ pour la résistance et de 80nF pour la capacité, nous obtenons un gain légèrement supérieur 100, sortant des tensions de 2,5V, 5V et 10V. Ceci nous permet de bien différencier les caractères.

Pour ce qui est du montage inverseur, ses résistances agissent aussi comme un facteur multiplicatif. Cependant, les valeurs obtenues précédemment nous suffisent largement. Nous décidons donc de prendre deux résistances équivalentes de 1kΩ, donnant un gain de 1 qui n'influe pas sur l'amplitude de la tension de sortie.

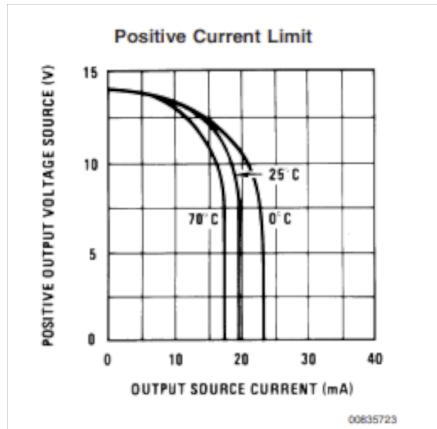


FIGURE 28 – Limites physiques de l'ampli op TL082

Les résistances suivant les montages comparateurs permettent de déterminer le courant passant dans la diode. Le courant idéal donné dans la datasheet des différentes LED's est de 20mA, ce qui nous arrange car l'ampli op ne peut nous donner un courant plus intense à 25°C, comme nous pouvons le remarquer dans le graphe des limites physiques de l'ampli op. En mettant une résistance de 680Ω, nous obtenons un courant légèrement en dessous de 19mA qui suffit à allumer la LED.

Pour le diviseur de tension, il sert à nous donner les tensions de références utiles au bloc. Par exemple, des tensions de comparaison utiles aux bornes des montages comparateur seraient de 0.5V, 3V et 7V. La tension idéale pour l'activation de l'interrupteur serait également de 0.5V.

Nous utilisons donc une résistance de $6,8k\Omega$, $3,6k\Omega$, $2,5k\Omega$ et de 500Ω pour y arriver. Ces valeurs assez hautes nous permettent de ne pas perdre trop de puissance inutilement.

Il ne reste plus que la résistance de pull-up du comparateur aux bornes de contrôle de l'interrupteur que nous fixons à $1k\Omega$.

4.4.4 Simulations & résultats expérimentaux

Malheureusement, bien que le bloc fonctionnait en simulation, nous n'avons pas réussi à le réaliser en pratique. Nous montrons donc ici les graphes des tensions obtenues lors de simulations, la Figure 28 représentant celle à la sortie de l'intégrateur avec interrupteur ainsi que celle sortant de l'inverseur. La Figure 29 représente quant à elle la tension sortie par un montage comparateur lors de son activation.

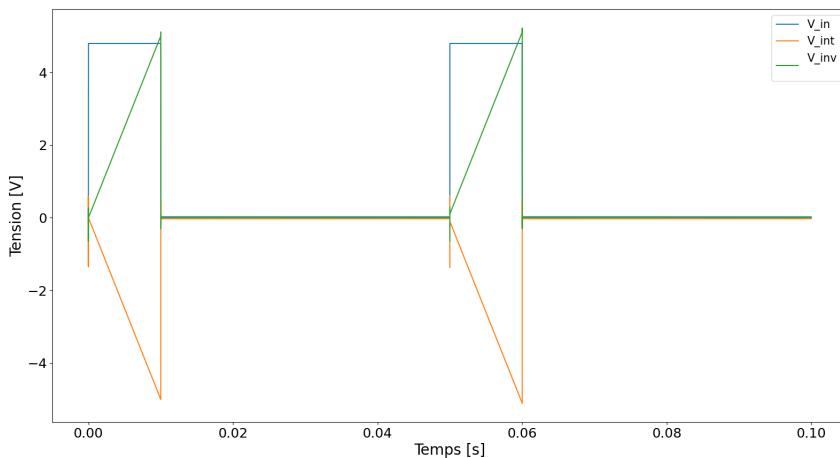


FIGURE 29 – Simulation de V_{int} et V_{inv} avec un signal reçu V_{in} de 10ms (barre)

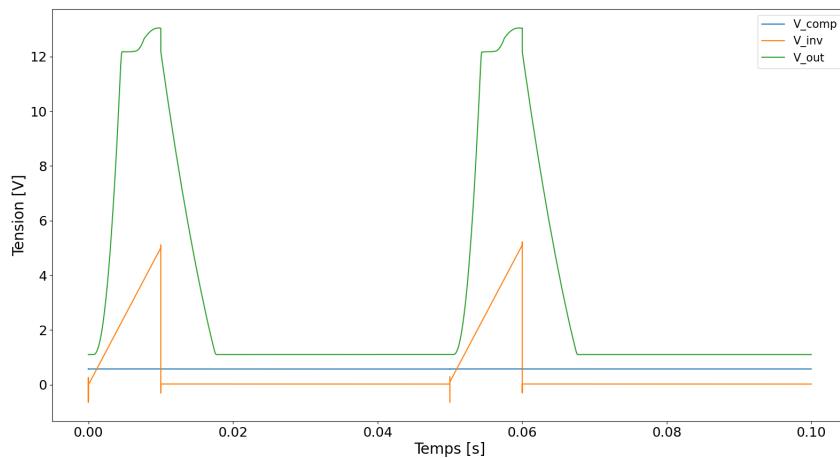


FIGURE 30 – Simulation de V_{out} en sortie du comparateur lors de son activation avec V_{comp} la tension de comparaison)

C'est donc lors de la réalisation du prototype que nous avons rencontré un problème majeur. En effet, même si nous avons réussi à implémenter le montage intégrateur suivi du montage inverseur, ceux-ci ne fonctionnaient plus lorsqu'on les reliait à notre interrupteur.

Cependant, après quelques réflexions, nous avons trouvé de potentielles solutions afin que le bloc puisse éventuellement fonctionner. La première idée serait de relier une des bornes de l'interrupteur à la masse et l'autre borne à la fin du montage inverseur, afin que l'interrupteur ne joue pas le rôle de feedback sur le montage intégrateur. De plus, cela ne demande aucun composant supplémentaire.

Une deuxième option serait de mettre un montage suiveur à l'entrée de l'interrupteur pour éviter l'influence sur V_{in} . Néanmoins cette idée demande à nouveau un ampli op supplémentaire.

Un autre problème éventuel qui aurait pu poser problème est la durée d'allumage des LED's. En effet, nous pouvons voir sur la Figure 29 que la durée d'émission de lumière ne dépasse pas les 20ms. Ce temps est assez court comparé à la durée du clignement des yeux à environ 100ms³. Il aurait idéalement fallu allonger la durée d'alimentation des LED's.

Une solution envisageable aurait été de créer trois monostables qui auraient permis d'allumer les LED's sur une durée plus longue. Cependant, cela contraindrait la durée entre l'émission de deux caractères à ne pas dépasser celle d'émission de lumière au risque de rendre l'information incompréhensible.

³. Source : Wiki Monde, article en ligne consulté le 10 mai 2022 disponible à l'adresse <https://wikipedia.com/article/Nictation>

4.5 Schéma du circuit récepteur

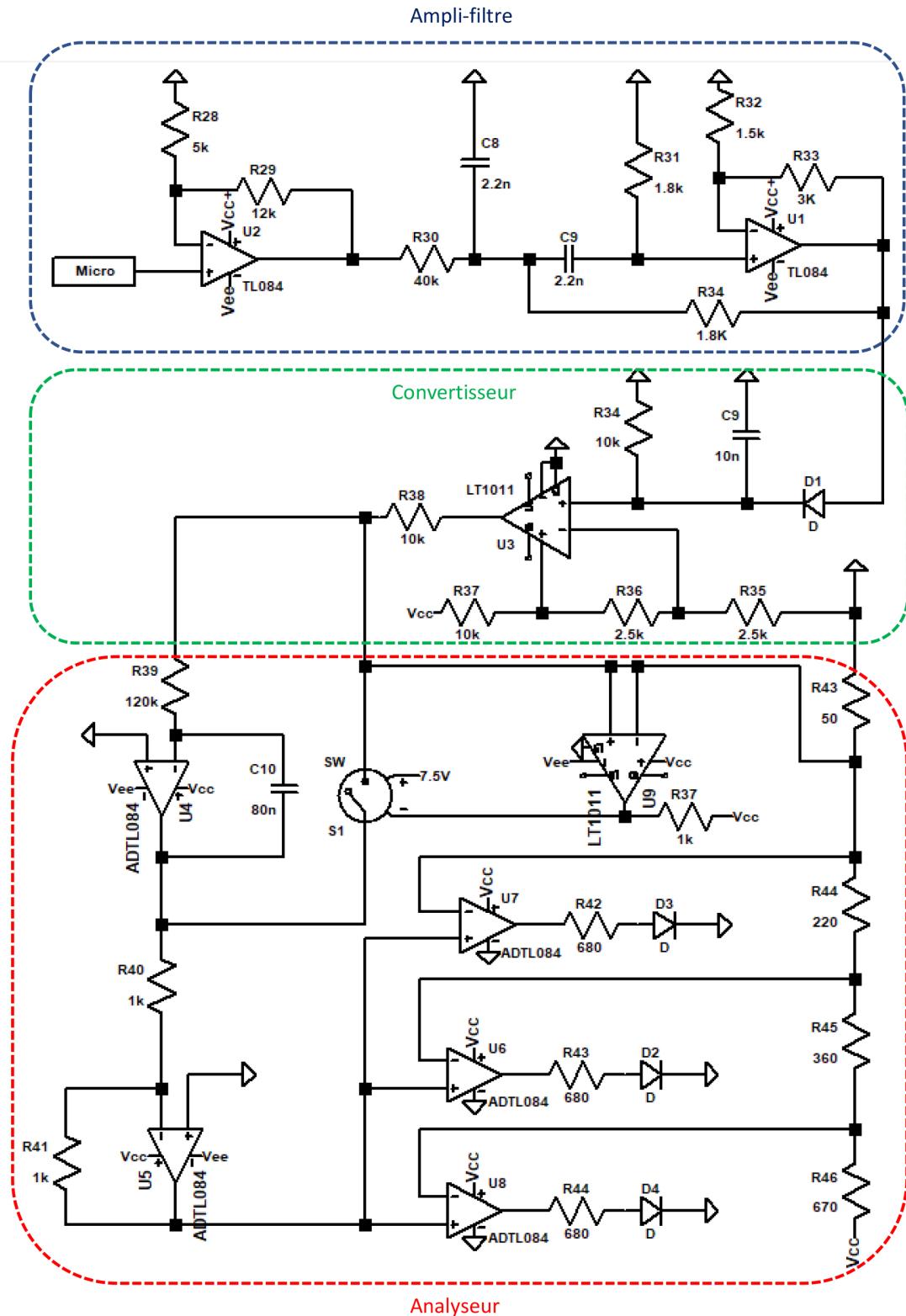


FIGURE 31 – Schéma du circuit récepteur

5 Limites du système et pistes d'amélioration

5.1 Fiabilité de l'analyseur

Après la réalisation du prototype, nous nous sommes rendus compte d'une amélioration pouvant être facilement mise en place au niveau de l'intégrateur du bloc analyseur. Afin de se débarrasser d'un éventuel DC parasite en entrée de l'intégrateur qui provoquerait une saturation constante du l'amplificateur opérationnel, nous aurions pu mettre en place un intégrateur à perte en plaçant une résistance en parallèle de C_1 .

5.2 Interprétation du message au récepteur

En plus des trois caractères de communication, nous aurions pu améliorer le bloc Analyseur. En effet, l'utilisation serait encore plus intuitive si seulement 1 des 3 LED's ne s'allume lorsqu'un caractère est envoyé (au lieu de 1, 2 ou 3 LED's simultanées). L'implémentation aurait nécessité davantage de composants mais une réflexion plus approfondie sur le sujet est susceptible de mener à une amélioration significative du système.

5.3 Limite du gain de l'Ampli-filtre

Etant donné le produit gain - bande passante fixe des amplificateurs opérationnels utilisés (TL082), Nous ne pouvons pas amplifier à volonté. En effet : $GBW = 4MHz$ et la fréquence du signal amplifié est celle reçue par le microphone ($41kHz$)

$$\Rightarrow G_{max} = \frac{4 \times 10^6}{41 \times 10^3} = 97.6$$

Où G_{max} est le gain maximal possible¹.

1. Le gain utilisé dans la section Ampli-filtre n'est que de 10 pour des raisons de proximité entre speaker et microphone lors des tests du prototype. Il est cependant intéressant de prendre note de cette limite de $G_{max} = 97.6$ pour d'éventuels tests longue portée.

6 Conclusion

Transmettre du language morse par ultrasons et le décoder via des signaux lumineux était l'objectif principal de ce projet. Pour arriver à ces fins, un émetteur capable de transmettre un signal à une fréquence précise est nécessaire, ainsi qu'un récepteur capable de traduire via des leds, le signal reçu. Le tout permet de distinguer les différents caractères du language morse.

En premier lieu, pour remplir ces objectifs, notre émetteur est constitué de 3 circuits monostables, d'un oscillateur et d'un interrupteur. Ces différents blocs permettent d'envoyer des impulsions à durée et fréquence définie au préalable. En second lieu, le récepteur va recevoir ce signal, le filtrer, détecter ses crêtes pour enfin l'intégrer. Cette intégration, d'amplitude variable, permet l'activation efficace des leds en fonction de la durée de l'impulsion émise.

Le dimensionnement de chaque bloc a d'abord été déterminé via des calculs. Des simulations ont permis la vérification des résultats et enfin des tests sur différents composants en laboratoire ont amenés à leur validation. Cependant, comme montré dans les précédentes sections, les non-idéalités des composants apportent une marge d'erreur assez importante qui rend l'implémentaton finale plus compliquée. Certaines valeurs de composants ont d'ailleurs été modifiées afin de contrecarrer les différences entre simulations et réalité.

La concrétisation de notre projet aurait été de voir les leds s'allumer en fonction des différents caractères du language morse. Or, notre circuit n'est, au final, pas totalement fonctionnel. Des pistes d'améliorations au niveau de notre circuit intégrateur ont été proposées même si ce ne sont que des hypothèses. Cet échec nous a cependant appris qu'il ne faut pas toujours se fier aux simulations et que les tests avec des composants réels ont une place primordiale dans un projet.

Pour conclure, même si le projet n'a pas abouti à son objectif final, il n'en est pas loin. De nombreuses parties du système remplissent leur fonction attendue et les pistes d'améliorations auraient peut-être abouti à une finalisation du projet. Il nous aura, dans tous les cas, apporté une expérience majeure dans notre cycle d'apprentissage.

A Liste du matériel nécessaire à la réalisation du prototype

Circuits intégrés :

- Comparateurs LM211P & LM329
- Amplificateurs opérationnels TL082 & TL084
- Interrupteurs CD4066

Composants usuels :

- Résistances - pas de restrictions sur les valeurs
- Capacités - pas de restrictions sur les valeurs
- Diodes LED's MCL034BD & MCL034GD & MCL034MD

Composants spécifiques :

- Boutons
- Haut-parleur MCUST10P40B07RO
- Microphone MCUSR10P40B07RO

Alimentation :

- Alimentation DC $\pm 15V$

Outils de mesure expérimentale :

- Adalm de Analog Devices
- MyDAQ de National Instruments
- Oscilloscopes laboratoires

Outil de simulation numérique :

- LTspice de Analog Devices

B Bibliographie

- Cours magistraux LELEC1101 par Prof. Claude Oetges
- Cours magistraux LEPL1106 par Prof. Luc Vandendorp & Prof. Julien Hendrickx
- Cours magistraux LELEC1370 par Prof. Christophe Craeye & Prof. Claude Oetges
- Syllabus Engineering Circuit Analysis 11th Edition Internation student version par J. David Irwin & R. Mark Nelms
- Syllabus Signals & Systems par Simon Haykin & Barry Van Veen
- Op Amps for Everyone : Chap 16 Active Filter Design Techniques, par Thomas Kugelstdat