

Projet intégré EIT : Contrôle de robot et commande sonore

Henry Chou, Antoine Jacques-Jourion et Alieldin Sakr

May 18, 2025

1 Introduction

Ce projet consiste en la réalisation d'un robot télécommandé par ondes sonores, capable de se déplacer avec précision de manière autonome. Il doit répondre à des instructions de translation et de rotation. L'ensemble de la mécanique est fourni, et le matériel est imposé. Le système repose sur deux moteurs à courant continu équipés d'encodeurs, un driver adapté et un microcontrôleur *dsPIC33FJ128MC802* servant à la démodulation et au contrôle.

Le cahier des charges se décline naturellement en trois axes principaux, qui structurent ce rapport. Tout d'abord, une chaîne d'acquisition doit être conçue pour conditionner le signal audio capté par un microphone en vue de sa numérisation via un convertisseur analogique-numérique (ADC) (section 2). Le signal numérisé est ensuite décodé pour identifier l'ordre transmis (section 3). Enfin, une fois l'ordre interprété, le robot doit l'exécuter avec précision, ce qui nécessite la mise en place d'une boucle de régulation (section 4).

Le rapport se conclut par une évaluation expérimentale des performances du robot dans un environnement réaliste.

2 Chaîne d'acquisition

Le cahier des charges ne fixant aucune contrainte de distance de communication, nous avons défini des spécifications raisonnables : le robot doit pouvoir être contrôlé à 2 mètres de distance, à l'aide d'un téléphone dont le volume est réglé au maximum. Notre chaîne d'acquisition doit respecter les critères suivants :

- Capteur : microphone piézoélectrique avec un étage de sortie à transistor intégré [1].
- Amplitude du signal en entrée (à une distance de 2m) : 1.8mV (voir section 2.2)

- R_{source} : 2.2k Ω
- Bande passante du capteur : 20-20000 Hz
- Offset non désiré du signal d'entrée : 2.4V
- Bande passante du signal en entrée : 800-1200Hz
- Alimentation 3.3V
- Plage de tensions en sortie : 0-3.3V

Nous avons choisi la topologie suivante :

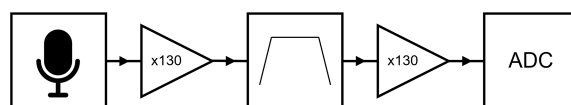


Figure 1: Schéma bloc de la chaîne d'acquisition

Il y a d'abord un préamplificateur qui permet d'améliorer le SNR par rapport aux bruits et parasites en aval. Un filtre passe-bande atténue les composantes hors de la bande d'intérêt et fait office de filtre anti-repli. On a ensuite un deuxième étage de gain qui amène le signal à la plage d'entrée de l'ADC. Cet étage¹ ne peut être placé avant le filtre, car il risquerait de saturer en amplifiant le bruit non filtré.

Le signal en sortie peut tout de même saturer si le signal en entrée est trop fort. Par exemple si on se place à une distance inférieure à 2m. Cela ne pose néanmoins pas problème, car seule la fréquence du signal nous intéresse. Un sinus de 800 Hz saturé devient une onde carrée dont la fréquence fondamentale est toujours de 800 Hz, ce qui n'affecte pas significativement le résultat de la corrélation (voir section 3.2).

2.1 Choix des composants

L'ensemble du circuit a été dimensionné en fonction des composants disponibles au laboratoire. Nous avons

¹Les étages de gain sont identiques, 130 est le gain maximal réalisable avec la topologie et les composants choisis

utilisé des valeurs standard de la série E12 pour les résistances et E6 pour les condensateurs. Concernant les amplificateurs opérationnels, nous avons utilisé les modèles MCP6021 (simple) et MCP6284 (quadruple), dont les principales caractéristiques sont résumées ci-dessous [2] [3] :

Caractéristique	MCP6021	MCP6284
GBW	10 MHz	5 MHz
Slew Rate	7 V/μs	2.5 V/μs
V_{OS}	±0.5 mV	±3 mV
I_O	±1 pA	±1 pA
I_B	±1 pA	±1 pA
e_{ni}	8.7 nV/√Hz	16 nV/√Hz
f_{ce}	1 kHz	1 kHz
i_{ni}	3fA/√Hz	3fA/√Hz
f_{ci}	Non spécifiée	Non spécifiée

Table 1: Caractéristiques des MCP6021 et MCP6284

V_{OS} , I_O et I_B désignent les tensions et courants de décalage présents aux entrées. e_{ni} et i_{ni} représentent les densités spectrales de bruit en tension et en courant, associées respectivement aux fréquences de coin f_{ce} et f_{ci} . f_{ci} n'est pas mentionnée dans les fiches techniques, et aucune figure ne précise la densité spectrale de bruit en courant. On suppose alors $f_{ci} = 0$ Hz, ce qui revient à considérer uniquement du bruit blanc. Cette approximation conduit à une sous-estimation du bruit réel.

2.2 Microphone

Le microphone est essentiellement un JFET dont la grille est reliée à un condensateur de charge constante Q [4] :

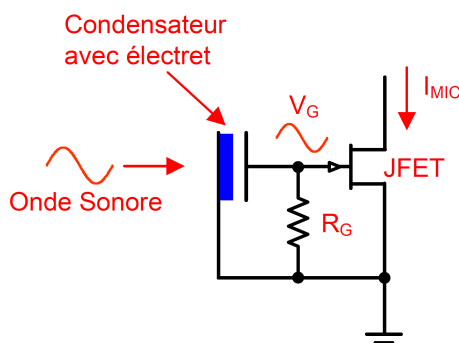


Figure 2: Schéma simplifié du micro [4]

L'onde sonore fait vibrer la membrane du condensateur, modifiant ainsi sa capacité. Puisque $Q = C \cdot V$, la tension de grille V_G varie en fonction du signal sonore, ce qui contrôle le courant traversant le canal du JFET.

On polarise le JFET en réalisant un montage à source commune (figure 3):

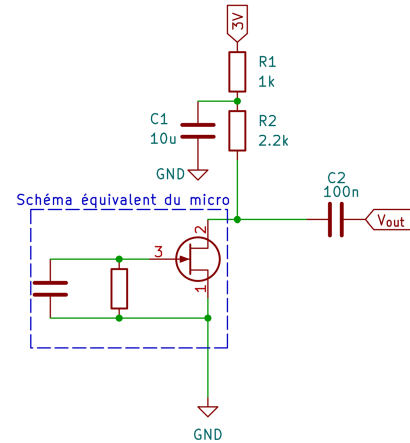


Figure 3: Montage à source commune [5]

Les valeurs des composants sont celles recommandées par [5]. C_2 supprime la composante continue provenant de la polarisation. R_1 et C_1 forment un filtre passe-bas de fréquence de coupure $f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 15$ Hz, qui empêche les bruits et parasites provenant de l'alimentation de se propager jusqu'à la sortie. Ce filtre est particulièrement critique, comme on peut le voir à la figure suivante :

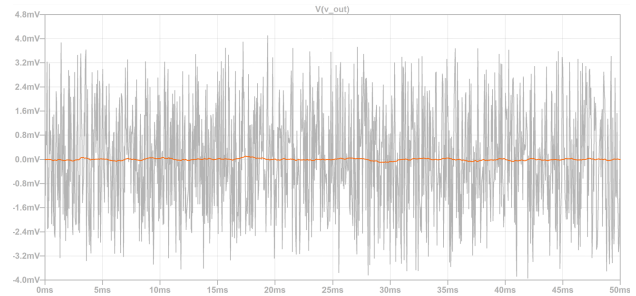


Figure 4: Comparaison du bruit en sortie avec et sans condensateur de découplage

Cette figure est obtenue en introduisant du bruit sur l'alimentation à l'aide de la fonction *white()* de LTspice. La simulation confirme donc qu'en l'absence du filtre sur la polarisation, le bruit de l'alimentation se retrouve à la sortie.

Passons à l'équivalent à petits signaux. On remplace le JFET par une source de courant de résistance infinie, les condensateurs par des court-circuits et l'alimentation par une masse :

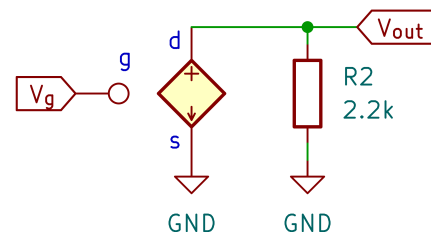


Figure 5: Equivalent à petits signaux

Le circuit devient remarquablement simple. Il s'agit d'une source de courant avec une résistance $R_{source} = R_2 = 2.2k\Omega$. De manière équivalente, le microphone peut être vu comme une source de tension $v = R_2 i$ avec une résistance R_2 en série.

Nous pouvons alors déterminer expérimentalement la tension et le courant fournis par le microphone. Le circuit a été monté sur breadboard, et une application mobile a été utilisée pour générer une onde sonore. À une distance de 2m, on mesure une tension de $1.8mV$, soit un courant $i = \frac{1.8 \cdot 10^{-6}}{2.2} = 0.82\mu A$.

2.3 Référence de tension

La suite de la chaîne d'acquisition se compose de montages à amplificateurs opérationnels qui nécessitent l'ajout d'une tension de décalage, car l'alimentation est asymétrique. La manière la plus simple de l'introduire consiste à utiliser des diviseurs résistifs. Cependant, les filtres exigent une référence à faible impédance, afin de ne pas altérer la position de leurs pôles (voir section 2.5). Dès lors, nous avons décidé d'ajouter un suiveur de tension à la suite d'un diviseur résistif pour créer cette référence de tension :

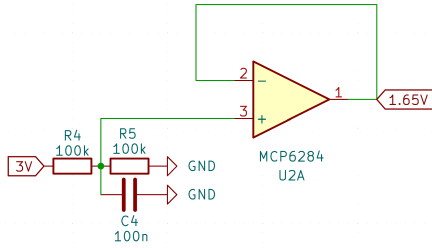


Figure 6: Référence de tension

En régime continu, C_4 se comporte comme un circuit ouvert, ce qui permet d'obtenir la moitié de la tension d'alimentation en sortie du montage.

C_4 , R_4 et R_5 forment un filtre passe bas avec $f_c = \frac{1}{2\pi(R_4/R_5)C_4} = 31Hz$. Il permet d'éliminer les bruits et parasites de l'alimentation.

2.4 Préamplificateur

Comme mentionné en début de section 2, il faut amplifier le plus possible en début de chaîne afin d'améliorer le SNR. Néanmoins, le signal d'intérêt est potentiellement noyé dans des perturbations, qui peuvent venir du circuit (bruit et parasites) ou tout simplement de l'environnement (personnes qui parlent,...). Il semble donc pertinent de combiner amplification et filtrage sur ce premier étage pour réduire le risque de saturation. De plus, on désire minimiser le bruit généré, car il sera amplifié par les étages de gain en aval. En prenant ces éléments en compte, nous avons sélectionné la topologie inverseuse² présentée dans [4] :

²Le symbole du microphone a été modifié pour que le schéma soit plus compact.

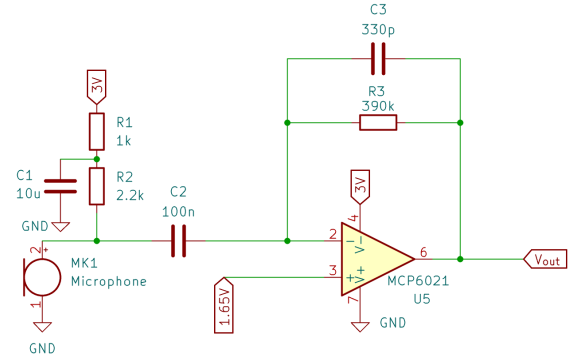


Figure 7: Topologie du Préamplificateur

Cette topologie inverseuse exploite intelligemment chaque composant, ce qui permet de réduire leur nombre par rapport à une topologie non-inverseuse (comme celle proposée dans [5]) et, par conséquent, de limiter le bruit généré par le circuit.

Par exemple, R_2 assure la polarisation du montage à source commune, tout en représentant la résistance de sortie de son équivalent de Thévenin. Elle joue donc également le rôle de résistance de gain.

Intéressons-nous à présent à C_2 : ce condensateur élimine la composante continue provenant de la polarisation du microphone, assure un gain unitaire pour la tension de décalage et forme, avec R_2 , un filtre passe-haut de fréquence de coupure $f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 723Hz$.

Par comparaison avec un montage inverseur classique, C_3 est ajoutée dans la rétroaction et forme, avec R_3 , un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure vaut $f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} = 1236Hz$.

L'étage dans son ensemble constitue donc un filtre passe-bande. Comme les fréquences de coupure sont relativement proches des limites de la bande passante du signal, le gain est inférieur au rapport des résistances $\frac{R_3}{R_2}$. Pour connaître sa valeur exacte, il faut évaluer le module de la réponse en fréquence :

$$G = |G(jw)| = \left| \frac{jw R_3 C_2}{(1 + jw R_2 C_2)(1 + jw R_3 C_3)} \right|$$

En remplaçant toutes les valeurs, on trouve des gains de 110.40 et 108.95 à 800 et 1200Hz.

Comme il s'agit du premier étage de gain, nous avons sélectionné le MCP6021, car il introduit le moins de bruit (Table 1). Son GBW de $10MHz$ permet un gain maximal de $\frac{10^7}{1200} = 8333$, ce qui est amplement suffisant pour notre application.

Le préamplificateur été validé en simulation à l'aide de LTSpice en modélisant le microphone par une source de courant :

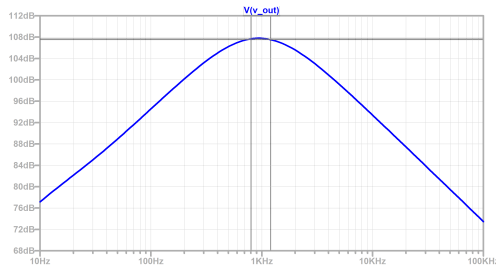


Figure 8: Réponse en fréquence simulée dans LTSpice

Le gain transimpédance ³ à 800Hz est de 107.7dB. On obtient le gain en tension en divisant par R_2 , on a donc $G' = \frac{10^{107.7/20}}{2.2 \cdot 10^3} = 110$. Ce résultat est cohérent avec les calculs précédents 2.4. En pratique, les erreurs sur les valeurs des composants changent le rapport des résistances et déplacent les pôles. On mesure un gain expérimental d'environ 130.

2.5 Filtre passe-bande

Idéalement, le filtre devrait être d'ordre aussi élevé que possible afin de réduire le bruit. Cependant, un amplificateur opérationnel est requis tous les deux ordres.

L'espace disponible pour le PCB étant limité à 6 cm × 10 cm, nous avons choisi d'utiliser un MCP6021 et un MCP6284 1, soit un total de 5 amplificateurs pour l'ensemble de la chaîne.

Parmi ceux-ci, 3 sont nécessaires pour les deux étages de gain et la génération de la référence de tension, ce qui en laisse 2 pour la réalisation du filtre.

Nous avons opté pour un filtre passe-bande plutôt qu'un filtre passe-bas. En effet, le microphone capte des signaux compris entre 20 Hz et 20 kHz, ce qui rend nécessaire un filtrage des deux extrémités du spectre.

Le filtre a ensuite été dimensionné à l'aide de l'outil FilterLab de Microchip en utilisant les paramètres suivants :

Paramètre	Valeur
Type de filtre	Passe-bande
Type de réponse	Butterworth
Bande passante	800–1200 Hz
Ordre du filtre	4
Série de résistances	E12
Série de condensateurs	E6
Amplificateur utilisé	MCP6284

Table 2: Paramètres de dimensionnement du filtre

L'outil a généré un filtre passe-bande de type MFB respectant les paramètres donnés :

³La source utilisée est une source de courant, le gain est calculé par rapport à celle-ci

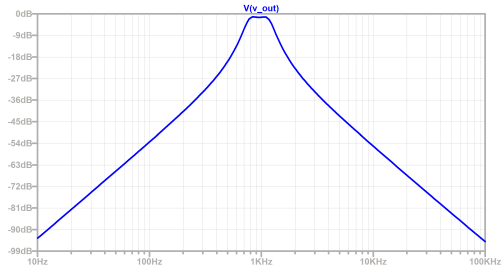


Figure 9: Réponse en fréquence du filtre

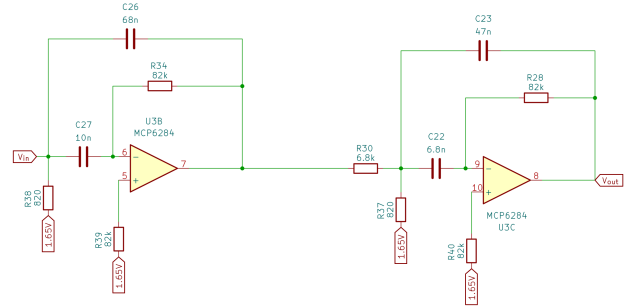


Figure 10: Filtre passe-bande MFB

R_{37} et R_{38} sont relativement faibles, toute résistance additionnelle modifie la position des pôles et donc la réponse en fréquence. En utilisant un diviseur résistif composé de 2 résistances de 100kΩ au lieu d'une source idéale, on obtient la réponse suivante :

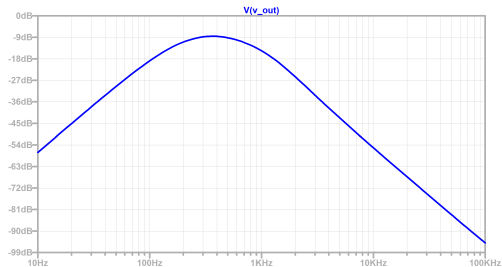


Figure 11: Réponse en fréquence modifiée

La bande passante se déplace, s'élargit et la pente est réduite. Ce n'est évidemment pas le résultat recherché. Il faut donc utiliser une référence de tension avec une faible impédance de sortie comme discuté précédemment 2.3.

2.6 Etage de gain final

Nous avons décidé de réutiliser la même topologie que celle du préamplificateur 2.4, car elle permet d'amplifier et de filtrer simultanément.

Le choix des résistances de gain est limité par les valeurs des condensateurs, car il faut conserver des fréquences de coupures autour de 800 et 1200Hz. Les valeurs sélectionnées correspondent aux composants disponibles au laboratoire permettant le plus grand gain ($G = 110$). Ce gain est amplement suffisant pour une opération à 2 mètres.

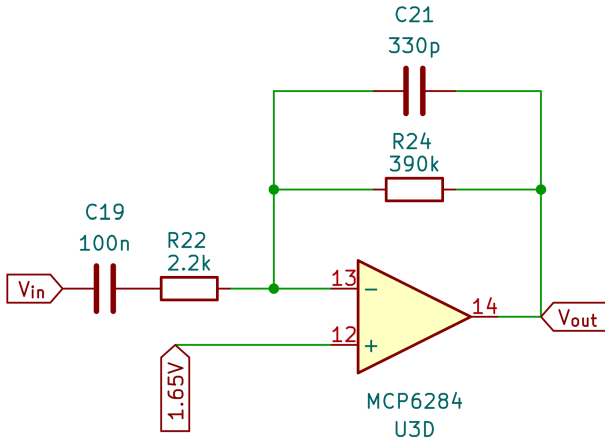


Figure 12: Etage de gain final

Si un gain plus élevé est requis, il est possible de contourner la contrainte sur les fréquences en retirant C_{21} , ce qui permet de choisir librement R_{24} afin d'ajuster le gain. On perd toutefois en robustesse, car un filtre est alors supprimé.

2.7 Circuit Final

Le circuit final consiste en la mise en cascade des différents étages présentés :

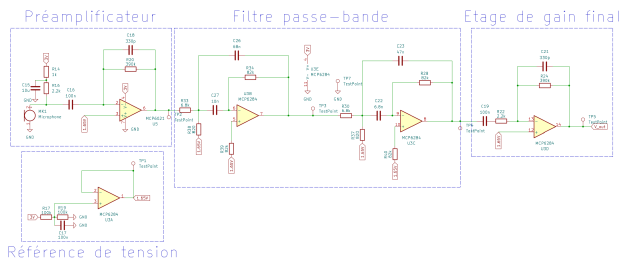


Figure 13: Circuit final

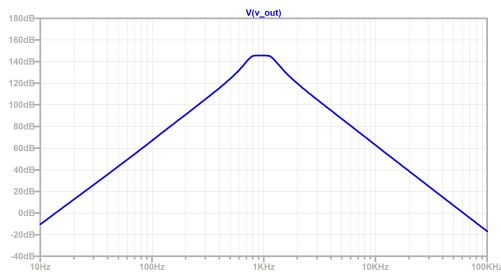


Figure 14: Réponse en fréquence de la chaîne

La bande passante se situe bien entre 800 et 1200 Hz, avec une atténuation de -80 dB/décade de part et d'autre.

2.8 Analyse du bruit

LTspice permet d'évaluer la densité spectrale de bruit en sortie de la chaîne d'acquisition:

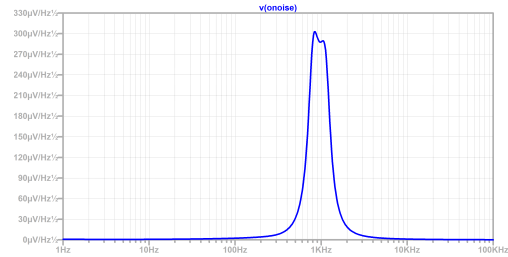


Figure 15: Densité Spectrale de bruit en sortie de la chaîne

En intégrant cette densité⁴, on obtient la valeur RMS du bruit : $E_n = 6.75mV$. En supposant que le signal recouvre toute la plage d'entrée de l'ADC, on obtient:

$$SNR = 10 \log \frac{1.65^2}{2 \cdot 6.75^2 \cdot 10^{-6}} = 44.75dB$$

En pratique, le SNR diminue avec l'augmentation de la distance, ainsi qu'avec le niveau de bruit ambiant capté par le microphone.

2.9 Evaluation des performances

La performance du circuit pour des signaux dans la bande passante a été validée. Nous avons pu relever les gains transimpédance à 400 et 2500Hz, respectivement de 116 et 120dB. Ceci correspond bien à la réponse théorique 14.

Néanmoins la réponse en fréquence exacte n'a pas pu être relevée. En effet, dans les basses fréquences, l'atténuation est telle qu'il faut envoyer un signal assez fort en entrée pour savoir le mesurer en sortie. Avec un téléphone cela n'est pas possible, car les basses ne vont pas assez fort. Un générateur a alors été utilisé, mais ce dernier présentait un niveau de bruit trop élevé. Peu importe la fréquence en entrée, le bruit dans la bande passante était tellement amplifié que la sortie présentait toujours un signal saturé avec une fréquence comprise dans la bande passante. Dans la bande passante, le gain est tel que le signal en entrée est trop faible pour être mesuré. Pour les hautes fréquences, on retrouve les mêmes problèmes que pour les faibles fréquences.

Pour une entrée bruitée, le signal en sortie a toujours une fréquence entre 800 et 1200Hz. On peut donc conclure que la bande passante est bien ajustée et les autres fréquences suffisamment atténuées.

3 Télécommunication

La communication audio se fait avec un codage de type *frequency shift keying* (FSK) binaire. La démodulation se fait de façon numérique avec une corrélation discrète. Les commandes sont envoyées sous formes de trames de commandes détaillées à la table 3. Celles-ci

⁴ctrl + clic dans LTspice

sont composées d'un préambule, des données et d'un bit de parité. Les données contiennent le type d'ordre et l'amplitude du mouvement à réaliser. Le préambule sert à la détection du début et à la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur.

Préambule	Données		Postambule
	ordre	amplitude	parité
chirp	1 bit	9 bits	1 bit

Table 3: Structure d'une trame

3.1 Modulation

Le cahier des charges spécifie une fréquence de base $f_0 = 800\text{Hz}$ et un écart entre les fréquences $\Delta f = 400\text{Hz}$. Les signaux possibles sont définis comme suit :

$$s_i(t) = A \cos(2\pi(f_0 + i \cdot \Delta f)t) \quad i = 0 \text{ ou } 1 \quad (1)$$

La modulation et la démodulation sont analysées dans la suite à l'aide de concepts repris dans le cours d'ELEC-H311 [6]. Pour garantir l'orthogonalité des signaux, il existe plusieurs conditions sur T la durée d'un symbole. La démodulation est réalisée avec un récepteur non cohérent donc la condition d'orthogonalité s'écrit :

$$\frac{1}{\mathcal{E}} \left| \int_0^T s_m(t) e^{i2\pi(f_0 + n\Delta f)t} dt \right| = \delta_{nm}$$

où \mathcal{E} une constante réelle. Donc pour $m = 0$ et $n = 1$ on a pour la partie réelle :

$$\begin{aligned} & \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt \\ &= \int_0^T \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi(f_0 + \Delta f)t) dt \\ &= \frac{1}{2} \int_0^T [\cos(2\pi(2f_0 + \Delta f)t) + \cos(2\pi\Delta f t)] dt \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin(2\pi(2f_0 + \Delta f)t)}{2\pi(2f_0 + \Delta f)} + \frac{\sin(2\pi\Delta f t)}{2\pi\Delta f} \right]_0^T \\ &= \frac{1}{2} [a \sin(2\pi(2f_0 + \Delta f)T) + b \sin(2\pi\Delta f T)] = 0 \end{aligned}$$

où a, b sont des constantes réelles. En procédant de façon presque identique pour la partie imaginaire, on trouve :

$$\begin{cases} a \sin(2\pi(2f_0 + \Delta f)T) + b \sin(2\pi\Delta f T) = 0 \\ a \cos(2\pi(2f_0 + \Delta f)T) + b \cos(2\pi\Delta f T) - a - b = 0 \end{cases}$$

Ce qui donne les conditions suivantes sûr $f_0, \Delta f$ et T avec $k_i \in \mathbb{Z}$:

$$\begin{cases} 2\pi\Delta f T = k_1\pi \\ 4\pi f_0 T = k_2\pi \\ 2\pi\Delta f T = 2k_3\pi \\ 4\pi f_0 T = 2k_4\pi \end{cases}$$

Les 2 premières conditions sont rendues redondantes par les 2 dernières. La période minimum est donc : $T = \frac{1}{\Delta f}$. La dernière condition impose que $f_0 = \frac{k_4}{2T}$. Ce qui signifie que $T = \frac{k_3}{\Delta f} = \frac{k_4}{2f_0}$. Or ici $f_0 = 2\Delta f$ donc la condition la plus contraignante est la suivante :

$$T = \frac{k_3}{\Delta f} = k \cdot 2.5\text{ms} \quad (2)$$

Le cahier des charges ne donne pas de contrainte sur le temps d'envoi de la commande. Il est donc préférable de minimiser le taux d'erreur par bit et donc maximiser T . Qualitativement un temps d'envoi de commande de moins de 2 seconde est tout à fait tolérable par rapport à la durée d'exécution d'une commande. Une valeur de $k = 50$ a été choisie ce qui donne une durée d'envoi des 10 bits de 1.250s.

3.2 Démodulation

La démodulation du signal reçu $e(t)$ est réalisée par corrélation avec deux vecteurs de base en quadrature de phase ($s_i(t)$ et $s_i(t)\angle 90^\circ$) pour chaque symbole possible. La corrélation C_i avec la fréquence est donnée par la racine carrée de la somme quadratique des deux corrélations.

$$C_i = \sqrt{\left(\int_0^T e(t) s_i(t) dt \right)^2 + \left(\int_0^T e(t) s_i(t) \angle 90^\circ dt \right)^2}$$

Mais cette corrélation doit se faire numériquement. L'équation discrétisée est :

$$C_i = \sqrt{\left(\sum_{l=0}^{N-1} e(l/F_s) s(l/F_s) \right)^2 + \left(\sum_{l=0}^{N-1} e(l/F_s) s(l/F_s) \angle 90^\circ \right)^2} \quad (3)$$

3.3 Corrélation en pratique

Le dsPic est un microcontrôleur 16 bits, il serait donc idéal d'effectuer la corrélation avec des int16. En effet, il n'y a pas de support hardware pour des float dans l'ALU du dsPic [7]. Cependant, pour s'assurer qu'il n'y a pas d'overflow, pour une corrélation de N échantillons entre un signal d'entrée avec n bits et un signal de référence de m bits, il faut au minimum :

$$k = n + m + \lceil \log_2(N) \rceil \quad (4)$$

L'ADC de DSPic est configurable pour une sortie en $n = 10$ ou 12 bits. La longueur maximale de signal considérée est de $N \approx 700$ échantillons donc il faut au minimum sans prendre en compte le signal de référence $10 + \lceil \log_2(600) \rceil = 19$ bits. Il est donc nécessaire de travailler avec 32 bits.

Cependant, même avec 32 bits, il y aura des problèmes d'overflow lors du calcul du carré de la corrélation. Donc pour éviter ce problème, la somme des

valeurs absolue a été réalisée. La perte de précision est relativement faible comme illustré à la figure 16.

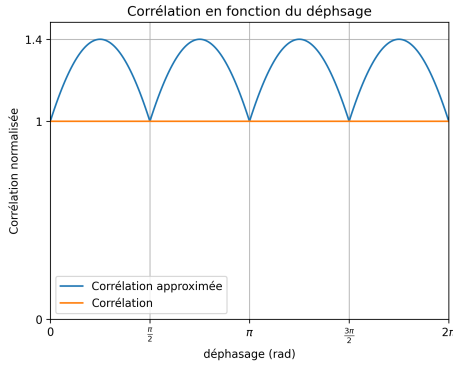


Figure 16: Comparaison de la corrélation non cohérente exacte et approximative

La sélectivité de la corrélation discrète est représentée à la figure 17. Puisque la condition d'orthogonalité 2 est respectée et que la période d'échantillonnage $T_s = 1/F_s$ est telle que $T = k_1 T_s$, $k_1 \in \mathbb{N}_0 \Leftrightarrow (k_3 F_s)/\Delta f \in \mathbb{N}_0$ (où k_3 est défini dans l'équation 2), la corrélation avec un symbole possède une réjection parfaite de l'autre symbole. Dans le graphique, -300dB correspond à la limite de la précision des opérations avec des float.

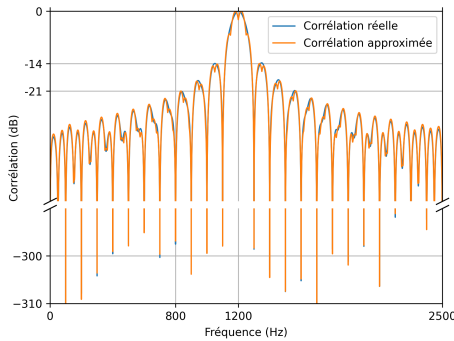


Figure 17: Sélectivité fréquentielle de la corrélation avec 1200Hz pour un temps de corrélation de $T = 4/\Delta f = 1\text{ms}$ et une fréquence d'échantillonnage de $F_s = 5\text{kHz}$

Le code optimisé permet de corréliser 2500 échantillons par milliseconde. En effet, il met 400ns ou 16 cycles d'horloge à 40MHz par échantillon⁵.

Il est intéressant de noter que le signal envoyé est légèrement plus long que la durée de la corrélation pour s'assurer que malgré des erreurs de synchronisation potentielles, la corrélation se fasse sur le bon symbole sans déborder sur le suivant.

3.4 Détection du début et synchronisation

Le problème le plus difficile à résoudre dans le cadre de la réception de message est l'implémentation d'une détection de début robuste avec un minimum de faux positifs. En effet, simplement utiliser un signal à une seule fréquence pour détecter le début d'un message fonctionne mal puisqu'il y a des perturbations aux fréquences d'intérêt. Le système serait dépendant d'un seuil fixe qui devrait être choisi de façon conservative pour éviter les faux positifs, diminuant ainsi la portée maximale du dispositif.

À ce problème de sensibilité, se rajoute l'imprécision temporelle de la détection par corrélation d'un signal sinusoïdal. En effet, comme illustré à la figure 18, l'auto-corrélation est très étalée dans le temps et l'instant de détection du début dépendra donc fortement de l'amplitude du signal reçu (et donc de la distance).

Pour palier à ces deux problèmes, un chirp est utilisé comme préambule. Le chirp a une autocorrélation avec un maximum bien distinct lorsque les 2 signaux corrélés sont parfaitement alignés.

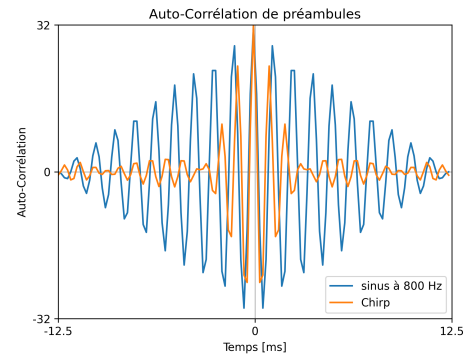


Figure 18: Auto-corrélation discrète pour $T = 10/\Delta f = 12.5\text{ms}$ et $F_s = 5\text{kHz}$

Pour permettre au système d'avoir une réjection des faux positifs constantes dans un environnement bruité et calme, mais tout de même une performance maximale, un seuil dynamique est utilisé. Une *exponential moving average* (EMA) du résultat de la corrélation est utilisée pour établir le niveau de bruit ambiant [8]. L'avantage de l'EMA est qu'elle ne requiert que le stockage d'une seule valeur en mémoire tout en donnant une bonne approximation du bruit moyen sur une longue période.

$$\begin{aligned} a_0 &= x_0 \\ a_i &= \alpha C_i + (1 - \alpha) a_{i-1}, \quad i > 0 \end{aligned} \quad (5)$$

La détection de début se fait donc avec un seuil relatif, lorsque la corrélation à l'instant i , C_i dépasse X fois la corrélation moyenne précédente a_{i-1} , alors l'instant i est considéré comme le début du message. Ceci est très robuste même pour un environnement très bruité comme illustré à la figure 19.

⁵Mesuré expérimentalement pour la corrélation uniquement

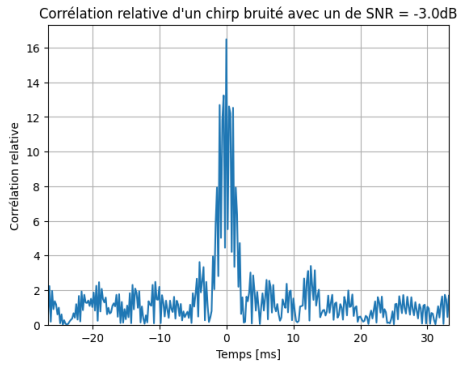


Figure 19: Corrélation relative théorique d'un chirp bruité avec $F_s = 5kHz$ et une durée de chirp de 133ms.

Le calcul se fait en temps réel après chaque échantillon mesuré, l'entière de la corrélation est réalisée. Plus le chirp est long plus la détection est robuste. La durée du chirp a donc été sélectionnée proche du maximum d'échantillons qui peuvent être corréliée en une période d'échantillonnage. La fréquence d'échantillonnage choisie est $F_s = 5000Hz$ comme compromis entre fréquence de Nyquist suffisamment élevée et période assez longue pour permettre le calcul de la corrélation.

3.5 Validation pratique

3.5.1 Validation de la détection des symboles

Pour développer le code de la corrélation, un script simple a été conçu : il corrèle en permanence le signal d'entrée, allume une LED lorsque le symbole s_1 présente la plus forte corrélation, et l'éteint lorsqu'il s'agit du symbole s_0 . Un générateur de signal, connecté directement à l'ADC, a été utilisé pour fournir les signaux d'entrée. Cela a permis de vérifier que la démodulation fonctionne correctement jusqu'à une amplitude de 7 mV.

Il n'est pas aisé d'évaluer précisément le taux de réussite en observant visuellement l'état de la LED indicatrice. On utilise donc un oscilloscope pour mesurer la tension de la broche qui commande la LED. Le taux de réussite obtenu avec le générateur de fonction est présenté à la figure 20.

3.5.2 Validation de la détection du préambule

Il est plus difficile de générer un chirp correct avec un générateur de signaux. Cela n'a donc été réalisé que lors de tests préliminaires pour évaluer la faisabilité. Ces tests ont montré que le microcontrôleur sait précisément détecter la fin d'un chirp.

En pratique avec la chaîne d'instrumentation, le chirp est détecté de façon stable jusqu'à plus de 10m. Ce qui est plus élevé que la distance maximale à laquelle la corrélation des symboles fonctionne.

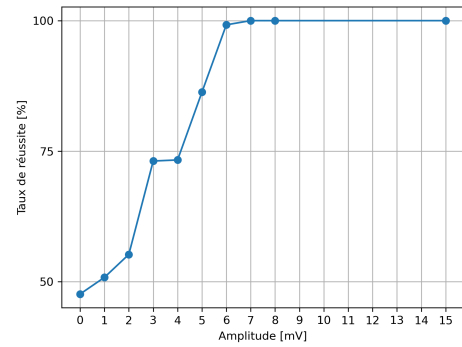


Figure 20: Robustesse expérimentale de la corrélation pour des petits signaux d'entrée à l'ADC. Mesuré pendant 80s soit 640 symboles de 0.125s

4 Contrôle et déplacement

Dans le cadre de ce projet, le robot doit être capable d'effectuer des translations en ligne droite ainsi que des rotations sur place. Afin de garantir qu'il suive la trajectoire souhaitée avec précision, une régulation est nécessaire. Celle-ci s'appuie sur les encodeurs intégrés aux deux moteurs, qui permettent de mesurer la rotation des roues dont on déduit la position qui est la grandeur réglée du système.

Le cahier des charges préconise l'implémentation d'un régulateur polaire, composé de deux boucles de rétroaction agissant simultanément sur les deux moteurs (voir figure 21). L'une des boucles reçoit en entrée la consigne de translation, tandis que l'autre traite la consigne de rotation.

Ces deux boucles utilisent naturellement des gains proportionnels distincts. Les valeurs de ces gains dépendent également du type de commande (translation ou rotation), car les mécanismes mis en jeu sont différents.

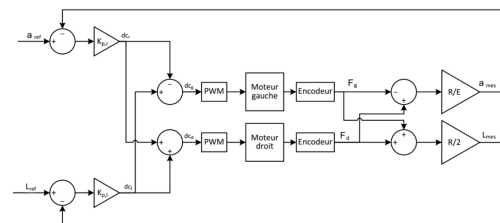


Figure 21: Régulation en boucle fermée [9]

4.1 implémentation du régulateur

Pour implémenter ce régulateur, il est nécessaire de définir judicieusement les signaux de référence à appliquer en fonction du temps, afin de guider le robot vers sa destination finale. Il n'est pas envisageable de fournir directement la position finale comme consigne, car cela reviendrait à introduire, dès l'instant initial, une erreur égale à la distance ou à l'angle à

parcourir. Une telle erreur saturerait l'une des deux boucles de régulation, ce qui perturberait également l'autre boucle. La correction de cette erreur ne pourrait alors intervenir qu'à l'arrivée, une fois la première boucle stabilisée, entraînant une perte de précision et une mauvaise coordination des mouvements.

Par exemple, si l'on envoie une commande de translation de 1 m, les erreurs de rotation ne seront corrigées qu'une fois cette distance parcourue. Le robot risque alors d'avancer dans une mauvaise direction. Une erreur initiale aussi importante peut également provoquer une réponse trop brutale, entraînant un glissement des roues. Ce glissement n'est pas détecté par les encodeurs, qui mesurent uniquement la rotation des roues, puisque les roues auront bien tourné de la distance demandée. Ce type d'erreur peut aussi conduire à la saturation des moteurs. Dans tous les cas, le robot ne suivrait pas correctement la trajectoire souhaitée. Pour éviter ces instabilités, il est donc essentiel de fournir un signal de référence croissant progressivement, afin de générer des erreurs modérées que le système peut corriger avec une réponse raisonnable.

Pour choisir le profil de vitesse on peut s'intéresser à plusieurs critères dont l'adaptabilité du robot à plusieurs surfaces et à plusieurs choix de moteurs, la facilité de réglage du profil et le contrôle qu'il donne sur les paramètres principaux du déplacement. Par exemple la vitesse et l'accélération doivent respecter les capacités des moteurs choisis à tout instant. L'accélération doit également respecter une limite dépendante de l'adhésion entre les roues et le sol sur lequel le robot est déployé pour éviter les glissements.

En tenant compte de ces critères, le signal de référence a été conçu pour suivre un profil de vitesse trapézoïdal, avec une pente et une vitesse maximale fixées pour toutes les commandes (voir figure 22). Comme l'accélération est imposée, il est possible que, selon la distance à parcourir $L_{command}$, la vitesse maximale ne soit pas atteinte pendant la phase d'accélération. Dans ce cas, le profil de vitesse obtenu est de forme triangulaire tel que montrée sur la figure 23.

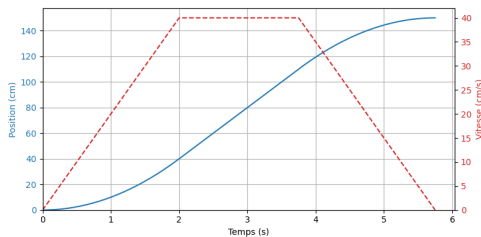


Figure 22: Graph de position et vitesse pour le cas limité en vitesse

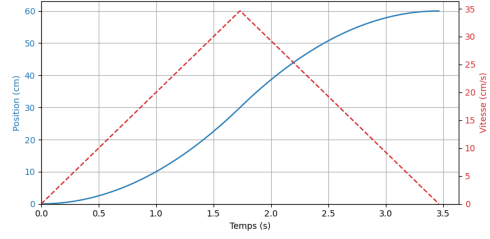


Figure 23: Graph de position et vitesse pour le cas limité en accélération

Chaque cas possède ses propres équations de mouvement. Dans le cas limité par la vitesse maximale, la position s'exprime comme suit pour les trois phases du mouvement

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \frac{1}{2}at^2, & \text{pour } 0 \leq t < t_1 \\ x_2(t) &= \frac{1}{2}at_1^2 + v_{\max}(t - t_1), & \text{pour } t_1 \leq t < t_2 \\ x_3(t) &= \frac{1}{2}at_1^2 + v_{\max}(t_2 - t_1) \\ &\quad + v_{\max}(t - t_2) - \frac{1}{2}a(t - t_2)^2, & \text{pour } t_2 \leq t \leq t_f \end{aligned}$$

où

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{v_{\max}}{a_{\max}} \\ t_2 &= \frac{L_{command} - \frac{v_{\max}^2}{a_{\max}}}{V_{\max}} + t_1 \\ t_f &= t_1 + t_2 = \frac{L_{command}}{v_{\max}} + t_1 \end{aligned}$$

Pour le cas limité en accélération, il y a uniquement 2 phases de vitesse :

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \frac{1}{2}at^2, & \text{pour } 0 \leq t < t_1 \\ x_2(t) &= \frac{1}{2}at_1^2 + v_{\text{peak}}(t - t_1) \\ &\quad - \frac{1}{2}a(t - t_1)^2, & \text{pour } t_1 \leq t \leq 2t_1 \end{aligned}$$

où

$$\begin{aligned} t_1 &= \sqrt{\frac{L_{command}}{a}} \\ v_{\text{peak}} &= at_1 = \sqrt{aL_{command}} \end{aligned}$$

4.2 Validation de la Régulation

Pour évaluer les performances de la régulation, deux tests ont été réalisés : l'un pour la régulation en ligne droite et l'autre pour la rotation. Chaque distance ou angle a été mesuré trois fois, et l'erreur a été moyennée.

Pour les tests en ligne droite, quatre distances ont été sélectionnées : deux inférieures à la distance minimale requise pour atteindre un profil de vitesse trapézoïdal,

soit v_{\max}^2/a , et deux supérieures à cette valeur, incluant la distance maximale que le robot peut parcourir (255cm) (figure 24). L'erreur relative tend à rester constante pour l'ensemble des mesures, ce qui indique que son origine est probablement liée à l'incertitude sur le rayon des roues.

Pour les tests en rotation, trois angles ont été choisis : deux valeurs typiques, 90° et 180° , ainsi que l'angle maximal que le robot peut effectuer, soit 255° (figure 25).

Finalement, on remarque que toutes les erreurs sont inférieures à 4 % de la commande, ce qui est acceptable.

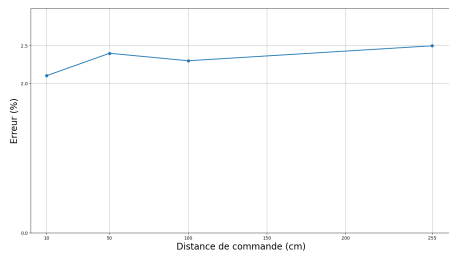


Figure 24: Erreur moyenne sur 3 essais en fonction de la distance de commande

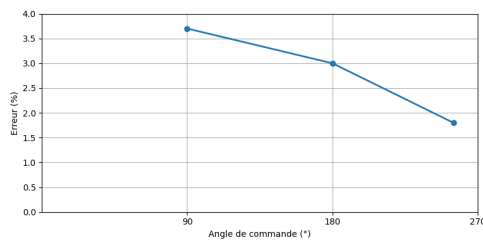


Figure 25: Erreur moyenne sur 3 essais en fonction de l'angle de commande

4.3 Configuration du dsPic

Pour interpréter correctement les données envoyées par les encodeurs, il faut configurer les périphériques QEI en suivant les instructions de la datasheet [7]. Leur résolution peut être réglée en mode x2 ou X4. Nous avons utilisé le mode x2 qui est moins précis, mais incrémente le compteur de 16 bits moins vite, ce qui évite de devoir gérer les overflows. En effet, un tour de roue incrémente le compteur de 1920, on peut donc effectuer 17 tours de roues⁶ avant que le compteur ne déborde, ce qui est suffisant pour parcourir 2m55.

Pour contrôler le moteur, il faut configurer les pins dotés de modules PWM, les instructions de la datasheet ont été suivies. Concernant la fréquence, elle doit être suffisamment élevée par rapport aux constantes de temps du moteur, tout en étant inférieure à la valeur maximale supportée par les drivers (100kHz) [9]. Cela

⁶en considérant un int16 (signé)

laisse donc une marge assez grande. Le registre de fréquence a été configuré sur 10000 de manière à pouvoir raisonner rapidement avec le duty cycle. Cela représente une fréquence de $4kHz$.

5 Expérience utilisateur

L'opportunité de faire fabriquer gratuitement un PCB s'est présentée, en profitant d'un espace libre sur une commande passée pour un autre cours⁷. Le PCB remplace la breadboard, ce qui améliore la portabilité et réduit le risque de déconnexions de câbles.

Pour faciliter l'utilisation du robot, une LED d'état a été implémentée. Elle est allumée lorsque le robot est prêt à recevoir une commande avant de s'éteindre après un court instant. Cette LED s'allume ensuite lorsqu'un chirp est détecté.

Le robot doit pouvoir être utilisé confortablement en conditions réelles. Ses performances ont donc été évaluées dans une pièce occupée, avec des conversations en arrière-plan et un bruit ambiant non contrôlé. La validation a été réalisée en envoyant des commandes de rotation à différentes distances et en mesurant le taux de réussite (figure 26).

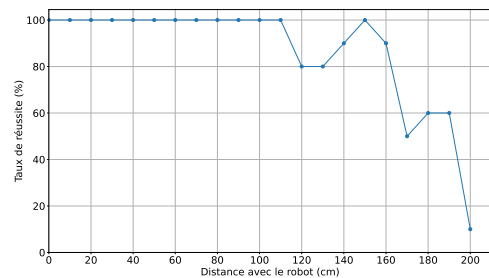


Figure 26: Taux de réussite moyen sur 10 essais

Le robot se montre globalement robuste jusqu'à une distance de 160 cm. Une diminution des performances est observée entre 120 et 150 cm, probablement liée à une augmentation du bruit ambiant durant les tests. Au-delà de 200 cm, les performances chutent nettement. On observe donc un effet de seuil : tant que le SNR est suffisant, la corrélation fonctionne correctement et la commande est bien interprétée.

Dans l'ensemble des essais, le chirp a toujours été détecté avec succès. Les échecs provenaient majoritairement d'un bit de parité erroné, empêchant ainsi toute réaction du robot. Un seul cas de commande incorrecte a été observé à 200 cm : le robot a bien effectué une rotation, mais d'un mauvais angle, probablement en raison d'un nombre pair de bits erronés.

Enfin, dans des conditions idéales, le robot a pu exécuter une commande envoyée à une distance de 500 cm.

⁷Le cours d'électronique analogique ELEC-H314

6 Méthodologie et déroulement

Le projet a été découpé en 3 parties complètement indépendantes : la chaîne d'acquisition, la télécommunication et le contrôle. Puisque l'équipe comporte 3 membres, cela a permis une découpe aisée des tâches.

Le développement du projet s'est d'abord concentré sur la création d'un *minimum viable product* pour permettre le développement rapide des différents blocs fonctionnels. Chaque étape a d'abord été testée en isolation avant d'être intégrée dans le robot complet. Une fois qu'un robot complet fonctionnel a été obtenu, la performance a été améliorée petit à petit en revenant sur les pistes d'améliorations qui avaient été laissées sur le côté lors du développement initial.

Cette approche nous a permis de développer un prototype entièrement fonctionnel exactement 1 mois et demi avant la fin du projet (le 4 avril). Le temps restant nous a permis d'optimiser la performance et l'expérience utilisateur.

7 Conclusion

Ce projet nous a permis de concevoir un système de commande de robot complet avec une communication par signaux sonores, intégrant des aspects d'électroniques, d'informatique bas niveau et d'automatique. Un premier prototype fonctionnel a été obtenu. L'ensemble des spécifications initiales a été satisfait, tant au niveau de la réception fiable des ordres que de leur exécution avec une précision adéquate.

La structuration du travail en trois modules indépendants — acquisition, télécommunication et contrôle — a favorisé un développement efficace et une intégration progressive des sous-systèmes. La chaîne d'acquisition a été conçue pour maximiser le rapport signal à bruit dans la bande passante ciblée (800–1200 Hz), et la robustesse du décodage a été assurée par l'utilisation de techniques de corrélation optimisées, notamment pour la détection du préambule. Côté commande, la mise en œuvre de profils de vitesse à pentes contrôlées a permis de limiter les erreurs transitoires, d'assurer un suivi de trajectoire cohérent et éviter les dérapages.

Le système présente une réponse robuste face au bruit ambiant jusqu'à une distance de 160 cm et maintient une erreur relative inférieure à 4 % dans les tests de déplacement. Plusieurs pistes d'améliorations n'ont pas pu être explorées : la précision des déplacements est limitée par les mesures physiques du robot, il pourrait être calibré pour augmenter cette précision. D'autre part, la chaîne d'acquisition pourrait être améliorée avec un filtre de plus haut ordre.

Enfin, ce projet a été une excellente opportunité d'appliquer concrètement des connaissances multidisciplinaires et de développer une rigueur de travail en équipe, allant de la conception à la validation expérimentale.

Bibliography

- [1] Kingstate, *Datasheet kecg2740pbj*, 2004. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/50039.pdf>.
- [2] Microchip, *Datasheet mcp6021/1r/2/3/4*, 2023. [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MSLD/ProductDocuments/DataSheets/MCP6021-Data-Sheet-DS20001685.pdf>.
- [3] Microchip, *Datasheet mcp6281/1r/2/3/4/5*, 2019. [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/APID/ProductDocuments/DataSheets/20001811F.pdf>.
- [4] J. Caldwell, "Single-supply, electret microphone pre-amplifier reference design," *TI Designs Precision: Verified Design*, 2015. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ug/tidu765/tidu765.pdf?ts=1746569140599>.
- [5] R. Cittadini and F. Poulin, *Ts971 based electret condenser microphone amplifier*, 2002. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/application_note/an1534-ts971-based-electret-condenser-microphone-amplifier-stmicroelectronics.pdf.
- [6] F. Horlin, *Signaux et Systèmes de télécommunication*. Wireless Communications Group - Service OPERA - ULB, 2024.
- [7] Microchip, *Datasheet - 16-bit Digital Signal Controllers (up to 128 KB Flash and 16K SRAM) with Motor Control PWM and Advanced Analog*, Microchip, 2012. [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/OTH/ProductDocuments/DataSheets/70291G.pdf> (visited on 05/15/2025).
- [8] *Exponential smoothing*, in *Wikipedia*, Apr. 30, 2025. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Exponential_smoothing&oldid=1288152135 (visited on 05/15/2025).
- [9] M. Osée, *Répo du projet intégré d'électricité*, 2025. [Online]. Available: <https://gitlab.com/ulb-polytech/elech309/elech309-2025>.