

Télémètre ultrasonore à impulsions

I. Présentation

I.1 Présentation générale

En robotique, il est courant d'utiliser la technologie des ultrasons pour détecter les obstacles proches du robot. Selon le résultat de mesure de distance, il est possible d'agir à travers un algorithme particulier sur les moteurs pour éviter (ou atteindre) des obstacles se trouvant sur la trajectoire du robot.

Plusieurs techniques sont utilisées pour la mesure de distance par ultrasons. Nous présentons ici une méthode couramment utilisée, c'est la méthode de mesure de temps de vol appelée aussi « Pulse-Echo » (Figure 1). Cette technique repose sur la mesure de *temps de retard* entre l'onde émise et l'écho renvoyé par la cible dont on cherche à déterminer la distance.

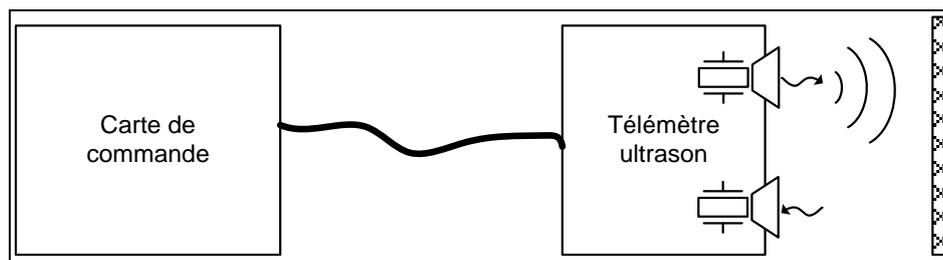


Figure 1 : Schéma de principe du télémètre ultrasonore à impulsions

Le télémètre envoie des trains d'impulsions de durée τ , l'onde se propage de manière conique dans l'air et se réfléchit sur le premier obstacle rencontré après un temps t_0 . Ces trains se répètent à une fréquence f_r afin de déterminer en temps réel la distance séparant l'obstacle du capteur. La figure 2 illustre le principe général.

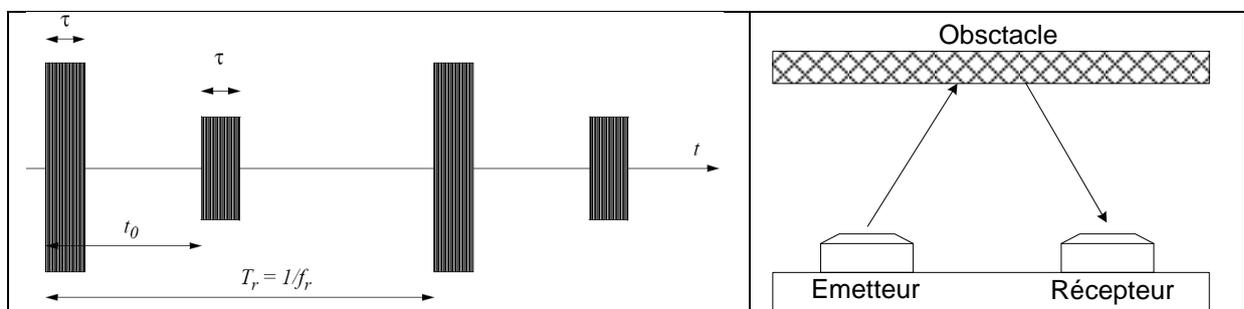


Figure 2 : Principe générale de détection d'obstacle

Le temps d'aller et de retour, que met le train d'impulsions pour atteindre l'obstacle et revenir au récepteur est proportionnel à la distance d qui sépare le capteur de l'obstacle. Connaissant la vitesse de déplacement du son dans l'air ($v \approx 340m/s$), il est possible de déterminer la distance d selon la formule suivante:

$$d = \frac{v \cdot t_0}{2}$$

I.2 Synoptique du système

Dans ce sujet, nous proposons d'étudier le télémètre ultrasonore à impulsions ainsi que la partie décodage relative à la carte de commande.

Le schéma synoptique du télémètre ultrasonore à impulsions est présenté dans la figure 3.

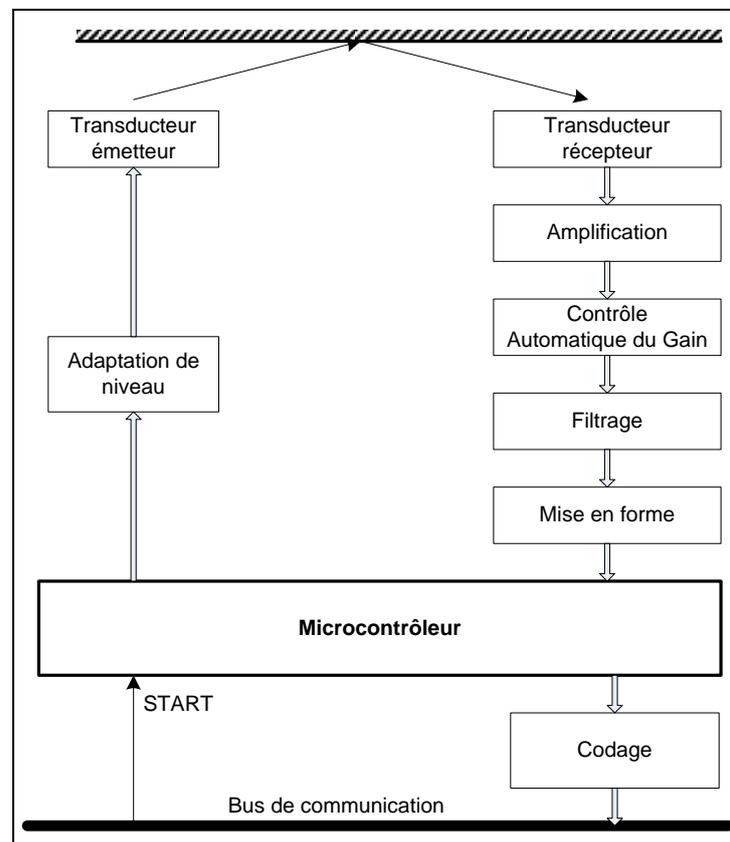


Figure 3 : Schéma synoptique du télémètre ultrasonore

II. Etude du système

D'après le schéma synoptique (cf, figure 3) nous proposons de décomposer le système en quatre parties :

- Partie A : Transducteur émetteur.
- Partie B : Transducteur récepteur.
- Partie C : Programmation du Microcontrôleur.
- Partie D : Codage et décodage des données.

A. Transducteur émetteur

Afin d'avoir un niveau électrique suffisant pour commander le transducteur émetteur, les signaux issus du microcontrôleur seront traités par un circuit d'adaptation de niveau, présenté dans la figure 4. Le circuit CD4049 est alimenté par une tension $V_{DD} = 12V$.

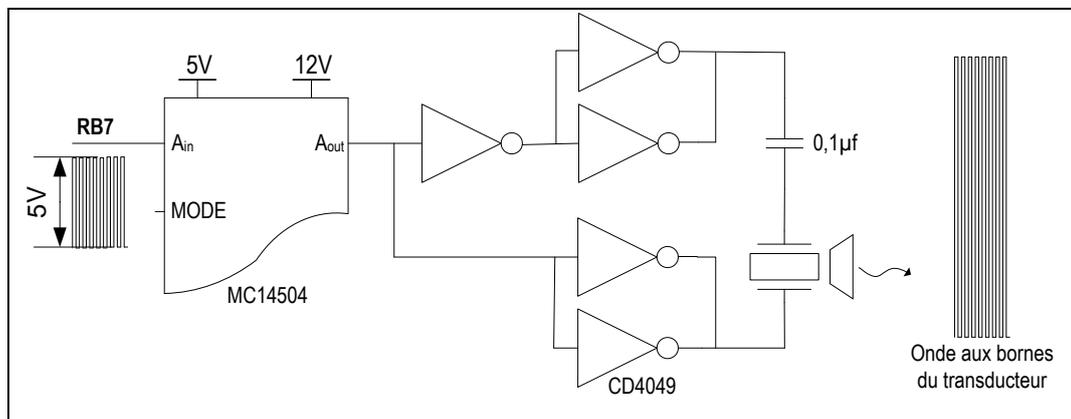


Figure 4 : Schéma électrique du circuit d'adaptation de niveau

- A.1 *Quel est le rôle du circuit MC14504 (voir annexe A1) ? À quel niveau doit-on connecter la broche MODE ?*
- A.2 *Le transducteur ultrason consomme environ 15mA, justifier l'utilisation de deux portes logiques en parallèle (voir annexe A2).*
- A.3 *Donner l'amplitude crête à crête de la tension aux bornes du transducteur.*
- A.4 *Proposer un autre schéma d'adaptation de niveau.*

B. Transducteur récepteur

B1 Amplification

La tension de sortie du transducteur ultrason varie de 20mV à 200mV suivant la distance. On se propose de faire l'amplification du signal afin de faciliter sa détection. La figure 5 représente le schéma du montage utilisé. Les amplificateurs sont supposés parfaits.

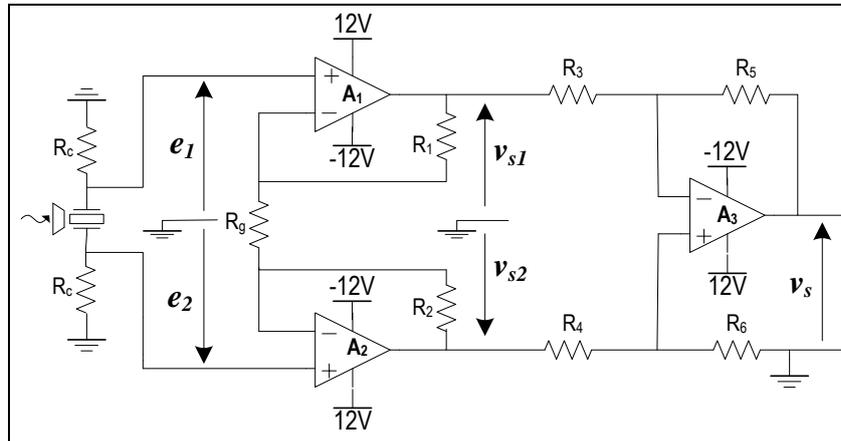


Figure 5 : Schéma électrique de l'étage d'amplification

On donne $R_1 = R_2 = 27k\Omega$; $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 25k\Omega$.

- B1.1** Exprimer la tension de sortie v_s en fonction des tensions v_{s1} et v_{s2} .
- B1.2** Exprimer la tension de sortie v_s en fonction des tensions d'entrées e_1 et e_2 . Déduire que l'amplificateur étudié constitue un amplificateur différentiel idéal de gain A_d qu'on précisera.
- B1.3** Calculer la valeur de R_g permettant d'avoir une tension de sortie maximale de 2V.
- B1.4** En réalité, les résistances ne sont pas rigoureusement égales ; pour étudier l'effet de tolérance des résistances, nous prenons $R_3 = R_4 = R_5$; $R_6 = R_5(1 + \varepsilon)$ avec $\varepsilon \ll 1$.

B1.4.1 Calculer la nouvelle tension de sortie v_s en fonction de v_{s1} et v_{s2} .

B1.4.2 Mettre la tension de sortie v_s sous la forme suivante :

$$v_s = A'_d \cdot v_d + A_c \cdot v_c \text{ avec } v_d = e_1 - e_2 \text{ et } v_c = (e_1 + e_2)/2.$$

B1.4.3 Nous supposons que $|A'_d| = |A_d|$ et que le taux de réjection en mode commun $TRMC = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| < 60\text{dB}$, Calculer la précision sur la résistance R_6 .

B2 Contrôle automatique du gain (CAG)

L'amplitude du signal reçu varie suivant la distance de 20mV à 200mV (soit de 0,2 à 2V après amplification). L'utilisation d'un dispositif de contrôle automatique du gain (CAG) améliore la précision puisqu'il présente à sa sortie un signal constant indépendamment de la distance. La figure 6 représente le schéma simplifié d'un CAG à base d'un multiplieur AD633 (annexe B1).

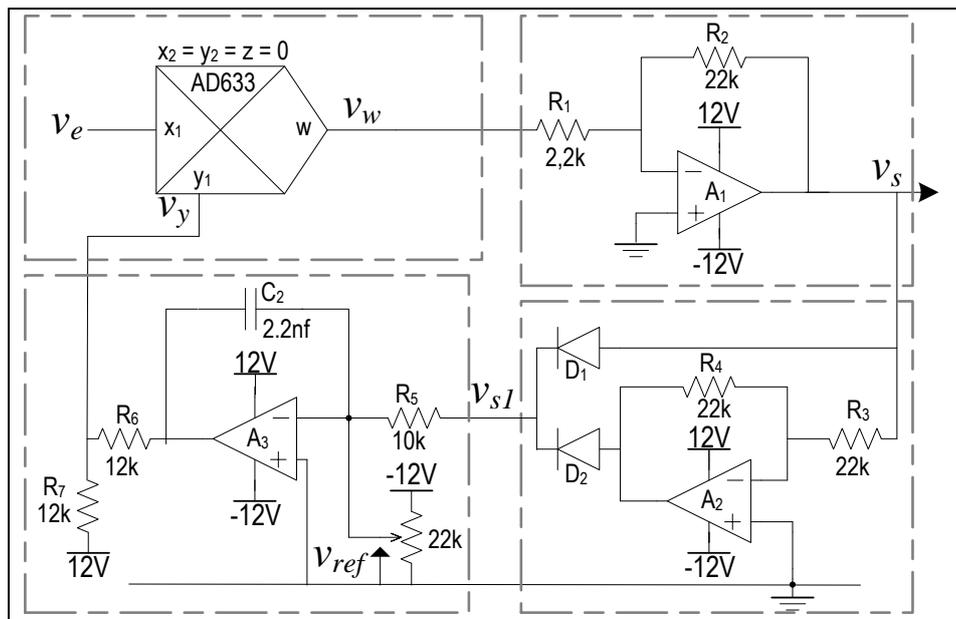


Figure 6 : Schéma électrique du CAG

- B2.1** Enumérer la fonction des différents blocs du montage de la figure 6.
- B2.2** Donner l'expression de la tension $v_s = f(v_e, v_y)$. Justifier le choix des résistances R_1 et R_2 .
- B2.3** Déterminer les valeurs minimale et maximale de la tension v_y , si nous supposons que la tension de saturation des amplificateurs est $V_{sat} = \pm 12V$.
- B2.4** Déterminer la plage de variation de la tension d'entrée v_e pour que le CAG reste fonctionnel.
- B2.5** En supposant que la tension d'entrée est sinusoïdale
- B2.5.1** Calculer la valeur moyenne de la tension v_{s1} .
- B2.5.2** Calculer la valeur de la tension de référence v_{ref} pour maintenir une tension de sortie d'amplitude 2V.

B3 Filtrage

Pour conserver les signaux émis autour de 40kHz et supprimer les autres gammes de fréquences (les bruits ambiants) nous adoptons un filtre passe bande dont on développera les étapes de synthèse.

Nous désirons concevoir un filtre passe bande sélectif par technique d'approximation. Pour ce faire il est proposé de réaliser un filtre passe-bande par transformation fréquentielle d'une structure passe-bas.

B3.1 Synthèse d'un filtre passe-bas de Butterwoth

Il s'agit de synthétiser un filtre passe bas avec un affaiblissement maximal $< 3dB$ pour des fréquences $f < 40kHz$ et un affaiblissement minimal $> 16dB$ pour des fréquences $f > 50kHz$.

B3.1.1 Tracer le gabarit du filtre

B3.1.2 Déterminer l'ordre n du filtre à partir de l'abaque (annexe B2). Vérifier analytiquement la valeur trouvée.

On rappelle que les filtres de Butterworth (maximalement plats) sont des filtres de la forme :

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \Omega^{2n}}$$

Avec $\varepsilon = (10^{A_{max}} - 1)^{\frac{1}{2}}$ et $\Omega = \frac{\omega}{\omega_p}$

B3.1.3 Donner la fonction de transfert $H(j\omega)$ sous la forme canonique (rapport d'une constante et d'un produit de polynomes en $j\Omega$ et dont les racines se trouvent sur le cercle unité).

B3.1.4 Calculer l'atténuation $20 \log(|H(j\omega)|)$ pour les fréquences $f = 40kHz$ et $f = 50kHz$.

B3.1.5 Si nous choisissons d'approximer le gabarit du filtre par une structure au sens de Tchebychev. Calculer les nouvelles valeurs des paramètres déjà cités (annexe B3) et préciser quels sont les avantages et les inconvénients derrière cette approximation.

On rappelle que les filtres de Tchebychev ont la forme :

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\Omega)}$$

Avec $C_n = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(x)) \text{ pour } 0 \leq x \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(x)) \text{ pour } 1 < x \leq \infty \end{cases}$ le polynôme de Tchebychev et $\Omega = \frac{\omega}{\omega_p}$

B3.2 Synthèse d'un filtre passe-bande de Butterworth

A partir du filtre passe-bas de Buttewhorth déjà synthétisé, nous désirons réaliser un filtre passe bande de Butterworth avec une bande passante $B=20\text{kHz}$ et des fréquences de la bande atténuée $f_{c1} = 20\text{kHz}$ et $f_{c2} = 60\text{kHz}$.

B3.2.1 Définir les différentes étapes de la démarche à suivre.

B3.2.2 Calculer les nouveaux paramètres et dessiner le nouveau gabarit.

B3.3 Choix d'une structure de réalisation

Pour réaliser ce filtre nous utilisons deux filtres en cascade (passe-bas et passe-haut ou bien deux structures passe-bande).

B3.3.1 Le schéma de la première structure de réalisation est donné dans la figure 7.

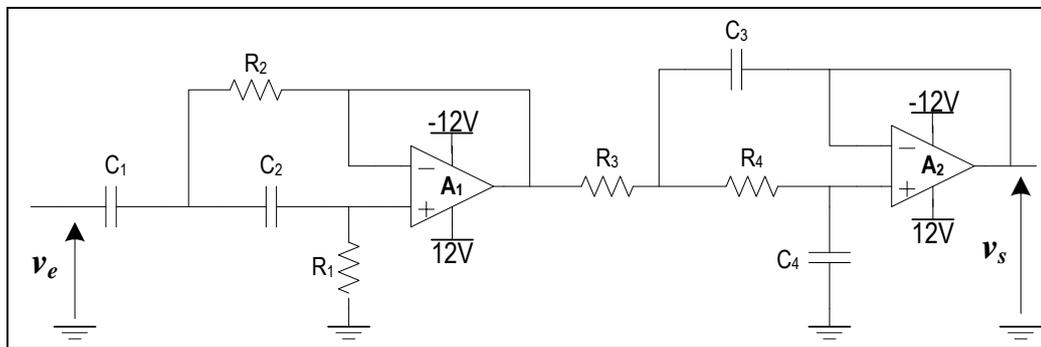


Figure 7 : Schéma électrique du filtre passe-bande

B3.3.1.1 Identifier et déterminer la fonction de transfert de la structure passe-bas.

B3.3.1.2 Identifier et déterminer la fonction de transfert de la structure passe-haut.

B3.3.2 Le schéma de la deuxième structure de réalisation est donné dans la figure 8.

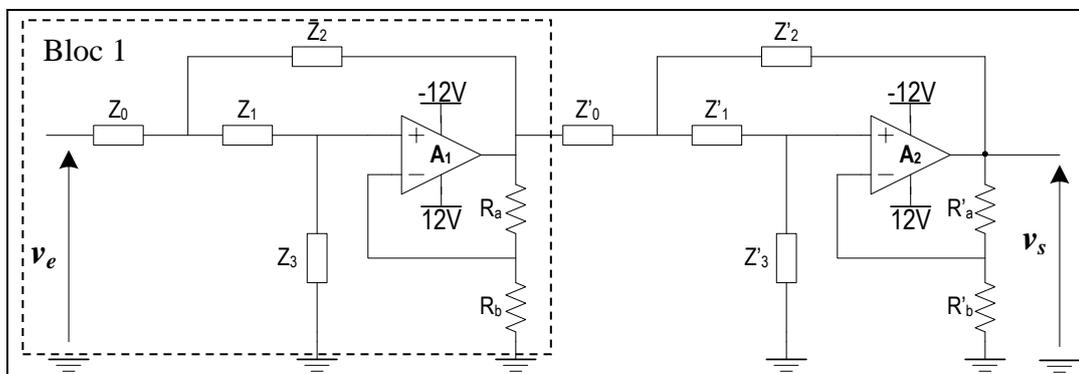


Figure 8 : Schéma électrique d'un filtre passe-bande

B3.3.2.1 Montrer que la fonction de transfert complexe du bloc 1 s'écrit sous la forme :

$$H = \frac{v_{s1}}{v_e} = \frac{KZ_2Z_3}{Z_0Z_3(1 - K) + Z_0(Z_1 + Z_2) + Z_2(Z_1 + Z_3)}$$

Avec K gain de l'amplificateur A1

B3.3.2.2 Dans le cas ou $Z_1 = Z_3 = R$; $Z_0 = Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$ Donner la fonction de transfert complexe $H(j\omega)$.

B3.3.3 Parmi les structures de réalisation proposées, choisir la plus adéquate ; Justifier votre réponse.

B4 Circuit de mise en forme

Le circuit de mise en forme a pour fonction de délivrer une impulsion au microcontrôleur lors de la réception de l'onde réfléchie. Son schéma électrique est donné à la figure 9.

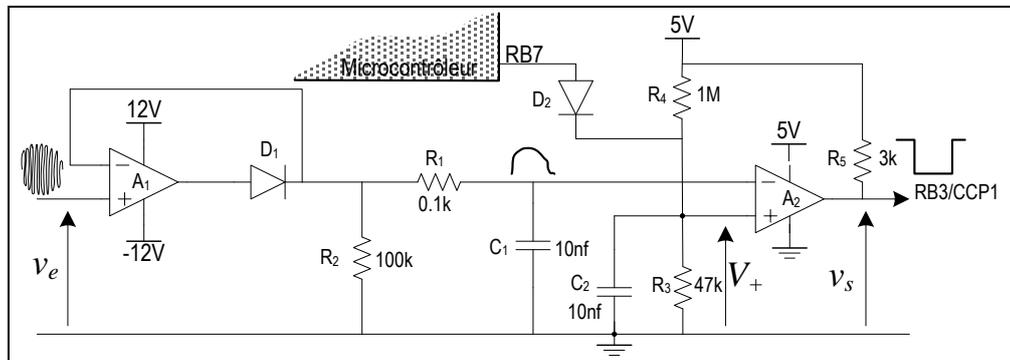


Figure 9 : Schéma électrique du circuit de mise en forme

Quant au schéma de la figure 10, il représente l'étage d'entrée du circuit de mise en forme. L'amplificateur A_1 et la diode D_1 sont supposés parfaits, la tension d'entrée $v_e = 2\sin(2\pi 40 \cdot 10^3 t)$.

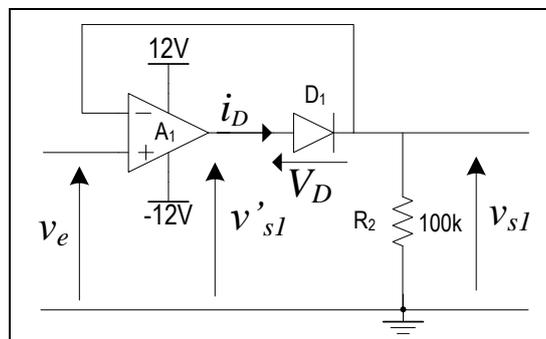


Figure 10 : Etage d'entrée du circuit de mise en forme

B4.1 Préciser, selon la tension d'entrée, la conduction de la diode D_1 , Exprimer alors v'_{s1} et v_{s1} .

B4.2 Tracer sur le document réponse DR1 la caractéristique $v_{s1} = f(v_e)$.

On considère ici que l'amplificateur A_1 a un gain fini $A_0 = 10^5$ et une impédance d'entrée infinie. La diode D_1 est caractérisée par une tension de seuil $V_D = 0,4V$ dans le sens direct et une résistance infinie dans le sens inverse.

- B4.3** Calculer la valeur minimale de la tension d'entrée v_e pour que la diode devienne passante.
- B4.4** Représenter la caractéristique $v_{s1} = f(v_e)$ sur le document réponse DR1.
- B4.5** Représenter sur le document réponse DR2, l'évolution temporelle de la tension $v_{s1}(t)$.
- B4.6** Comparer le montage étudié à la figure 10 au circuit proposé à la figure 11 suivante :

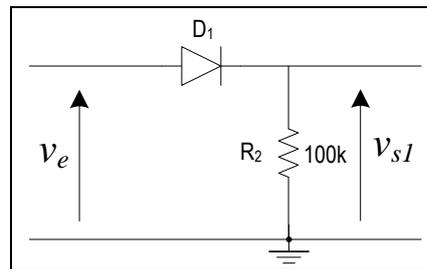


Figure 11 : Etage d'entrée

L'étage R_1C_1 de la figure 9, permet de transformer la série d'impulsions reçus en une impulsion unique.

- B4.7** Justifier le choix des valeurs des composants R_1 , C_1 et R_2 .
- B4.8** Peut-on éliminer la résistance R_2 ? Justifier votre réponse.
- B4.9** Représenter sur le document réponse DR2, l'allure de la tension $v_{c1}(t)$ aux bornes de la capacité C_1 .

Le comparateur analogique A_2 génère à sa sortie une impulsion négative de niveau TTL.

- B4.10** Quel est le rôle du pont diviseur R_3 , R_4 ? Calculer la tension V^+ aux bornes de la résistance R_3 et préciser le rôle de la capacité C_2 .

Les deux transducteurs sont montés côte à côte. Il est fort probable qu'au moment de l'envoi du train d'impulsions, l'onde émise par l'émetteur interfère sur le récepteur et peut provoquer un état de détection erratique. Pour éviter ce phénomène, il faut augmenter le seuil de commutation du comparateur A_2 au moment de l'émission du train d'impulsions.

- B4.11** Montrer que la présence de la diode D_2 élimine le phénomène d'interférence.
- B4.12** Représenter sur le document réponse DR2 la tension V^+ aux bornes de l'entrée positive du comparateur analogique A_2 .

C. Programmation du microcontrôleur

La génération des trains d'impulsions ainsi que le traitement du signal reçu sont réalisés par un microcontrôleur PIC16F628 cadencé à 16MHz (annexe C1).

Dès la réception de l'impulsion START, le microcontrôleur génère un train d'impulsions de fréquence 40kHz pendant 200 μ s. Cette onde est transmise par le circuit d'adaptation de niveau au transducteur émetteur. L'onde reçue par le récepteur est signalée, après sa mise forme par une impulsion ECHO appliquée à l'entrée de capture du microcontrôleur. Le temps mis entre l'envoi du train d'impulsions et la réception du signal ECHO permet de déterminer la distance (figure 12).

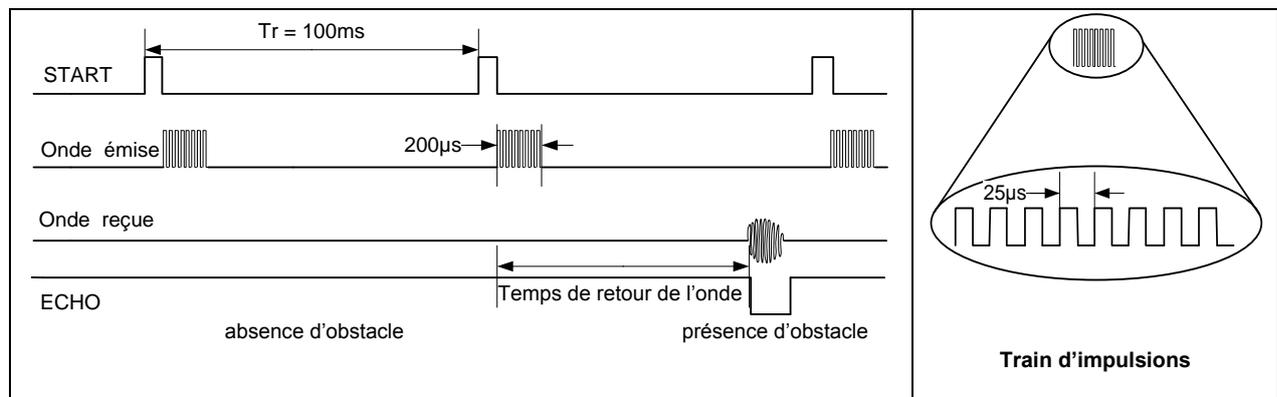


Figure 12 : Chronogramme des signaux de mesure de la distance

C1 Génération des trains d'impulsions

Le microcontrôleur génère à sa sortie **RB7**, huit impulsions à une fréquence de 40kHz (soit une période de 25 μ s). Cette période est fixée par le Timer0 dont la documentation est donnée à l'annexe C1.

Afin de générer le signal voulu, le Timer0 est configuré pour qu'il déborde toutes les 12,5 μ s.

- C1.1** *Quel est le mode de fonctionnement du Timer0.*
- C1.2** *Justifier le choix de la période de débordement proposée.*
- C1.3** *Quel est valeur de la période d'entrée du Timer0?*
- C1.4** *Calculer alors la valeur de prédivison, ainsi que la valeur initiale à charger dans le registre TMR0 (on la note TMR0init).*
- C1.5** *Donner le mot de configuration à charger dans le registre OPTION_REG ; Nous admettons que les bits 6 et 7 de ce registre doivent être initialisés à 10.*

C1.6 *Après la détection d'un front descendant du signal START appliqué à l'entrée RB5, Une procédure « EmissionTrainImpuls » génère le train d'impulsions demandé. Nous recommandons ici d'utiliser la méthode scrutation (Polling) pour la détection de débordement du Timer0. Donner l'algorithme (ou l'organigramme), ainsi que le programme de la procédure « EmissionTrainImpuls ».*

Note : On rappelle que, le candidat à le libre choix de programmer en Assembleur, en MikroC, en MikroPascal, en PICC de CCS ou PICC de HiTech.

C2 Réception de l'onde réfléchie

Comme déjà mentionné précédemment, la distance entre le capteur et l'obstacle est proportionnelle au temps mis par l'onde ultrasonore pour parcourir le trajet capteur-obstacle-capteur. Après amplification et mise en forme, le signal ECHO est appliqué à l'entrée **RB3/CCP1** du microcontrôleur.

Nous envisageons, l'utilisation du module CCP en mode capture pour la détermination du temps de retour de l'onde réfléchie (voir annexe C1).

La procédure à suivre consiste à :

- Initialiser à zéro le registre TMR1 (TMR1H, TMR1L) après la détection du front descendant du signal START (début de comptage du temps). Cette initialisation devrait être mise dans la procédure **EmissionTrainImpuls**. Nous supposons dans ce qui suit que cette initialisation a été déjà faite.
- Attendre le signal ECHO.
- Lire le contenu du registre CCPR1 (CCPR1H, CCPR1L).

C2.1 *Proposer une autre solution pour la mesure de distance.*

C2.2 *La portée maximale du télémètre étant de 4m, calculer le temps maximal mis par l'onde ultrasonore pour faire un aller et retour. Nous prenons $v = 340$ m/s.*

C2.3 *Le capteur ultrason MA40 a une résolution de l'ordre de 1cm (annexe C2), sur combien de bits doit-on alors coder la distance ?*

Le module CCP1 est configuré en mode capture sur front descendant. Le Timer1 est configuré en mode Timer (horloge interne) avec une prédivison de 4.

C2.4 *Calculer la période de débordement du Timer1.*

C2.5 *Avec une valeur de prédivison de 4, combien de bits du registre TMR1 (TMR1H, TMR1L) sont utilisés pour atteindre une distance de 4m ?*

C2.6 *Donner les mots de configuration des registres TICON et CCPICON.*

C2.7 Après la détection du signal *ECHO*, une procédure « *ReceptionEcho* » charge le contenu du registre *CCPRI* (*CCPRIH*, *CCPRIL*) dans la variable globale « *Distance* ». Donner l'algorithme (ou l'organigramme), ainsi que le programme de la procédure « *ReceptionEcho* ».

C3 Procédure de transmission de données

Le contenu de la variable *Distance* est transmis à la carte de commande pour prendre les décisions nécessaires. Nous traitons dans cette partie la procédure de transmission série synchrone.

La valeur à transmettre est codée sur 16 bits, le seizième bit non utilisé est forcé à 1 pour faciliter la détection de l'information lors de la réception. L'information est sérialisée à la vitesse de 32,768kbps (figure 13).

La procédure de transmission synchrone consiste à transférer les données bit par bit sur la broche **TX(RB2)** du microcontrôleur au rythme du signal d'horloge appliqué à l'entrée **RB0/INT** (le bit MSB est transmis le premier). La détection du front montant de l'horloge est gérée par interruption.

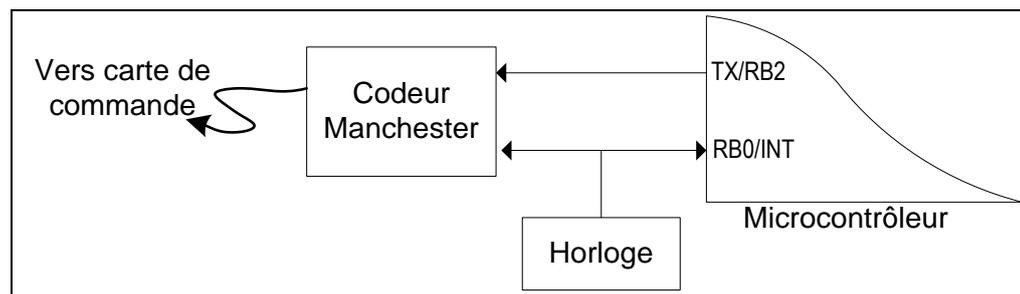


Figure 13 : Transmission série des données

- C3.1** Ecrire le code permettant de forcer le seizième bit de la variable « *Distance* » à 1.
- C3.2** Quels sont les bits à positionner (à mettre à 1) pour valider l'interruption externe *INT* ?
- C3.3** Donner l'algorithme puis le code de la routine d'interruption permettant de sérialiser le contenu de la variable « *Distance* » au rythme d'horloge appliqué à l'entrée *RB0/INT*.

D. Codage et décodage des données

La transmission de données nécessite un degré élevé de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, autrement dit, le récepteur doit travailler avec la même horloge que celle de l'émetteur, afin de détecter les données transmises correctement. Cela se fait simplement par l'envoi des données et de l'horloge en même temps. Dans cette partie nous nous intéressons à la transmission des données par codage et décodage Manchester.

D1 Etude du codeur

Le codage Manchester est obtenu par le mélange d'un signal horloge et d'un signal NRZ. De cette manière on peut, par exemple, matérialiser un « 1 » logique par une transition de $+V$ à $-V$ en milieu de période bit (T) et le « 0 » logique par une transition de $-V$ à $+V$. La figure 14 représente un exemple de données codées en Manchester.

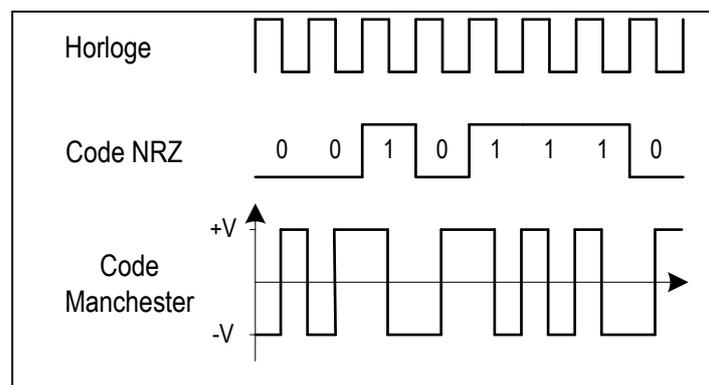


Figure 14 : Exemple du signal Manchester

La synchronisation des échanges entre émetteur et récepteur est toujours assurée, même lors de l'envoi de longues séries de 0 ou de 1. Par ailleurs, un bit 0 ou 1 étant caractérisé par une transition du signal et non par un état comme dans les autres codages, il est très peu sensible aux erreurs de transmission. La présence de parasites peut déformer le signal et le rendre incompréhensible par le récepteur, mais ne peut pas transformer accidentellement un 0 en 1 ou inversement.

Nous nous proposons de réaliser un codeur Manchester qui reçoit sur ses deux entrées d'une part le signal d'horloge et d'autre part les données représentées par un signal NRZ et qui permet de délivrer à sa sortie un signal correspondant au codage cité ci-dessus.

D1.1 Procédé élémentaire

D1.1.1 Proposer un procédé simple constitué par l'utilisation d'une porte logique que l'on précisera.

D1.1.2 Citer au moins deux avantages et un inconvénient à l'utilisation de ce type de codage.

Pour bien synchroniser le signal envoyé et le signal reçu, une horloge précise est nécessaire. Plusieurs montages de multivibrateurs astables sont possibles. Nous nous intéressons aux trois cas suivants

D1.2 Astable à base d'un trigger de Schmitt

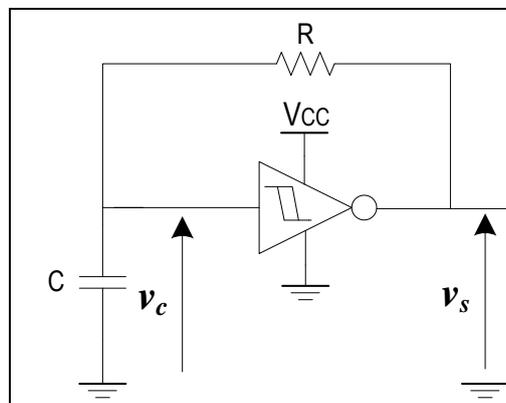


Figure 15 : Montage astable à base d'un trigger de Schmitt

Nous noterons par VT^- et VT^+ les seuils du trigger qui ont respectivement les tensions de 1,95 V et 3,05 V pour une alimentation $V_{CC} = 5$ V.

D1.2.1 Expliquer brièvement son fonctionnement.

D1.2.2 Pour une résistance $R = 1k\Omega$ et une capacité $C = 35$ nF, Donner la valeur de la fréquence du signal de sortie sachant que la période est donnée par:

$$T = R.C.\ln\left(\frac{V_{CC} - VT^-}{V_{CC} - VT^+} \times \frac{VT^+}{VT^-}\right).$$

D1.2.3 Quel est l'inconvénient de ce montage ?

D1.3 Astable à base d'un LM555

Un deuxième montage est possible à base du LM555 afin d'obtenir un astable qui délivrera le signal d'horloge (annexe D1)

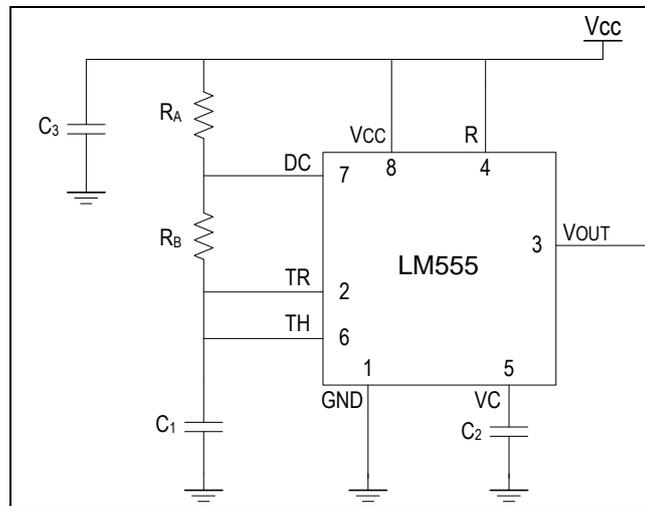


Figure 16 : Montage d'un astable à base d'un LM555

D1.3.1 A partir de l'annexe D1, déterminer la fréquence du signal de sortie en utilisant les valeurs numériques suivantes : $R_A = R_B = 1\text{ K}\Omega$; $C_1 = 15\text{ nF}$.

D1.3.2 Quelle est la valeur du rapport cyclique ? Représenter le signal de sortie.

D1.4 Multivibrateur à base de quartz

Nous donnons le schéma simplifié d'un générateur de fréquence de référence (figure 17) ainsi que le schéma de la structure équivalente qui normalise le quartz Q (figure 18). Les composants internes au CI utiles à la polarisation du transistor n'apparaissent pas.

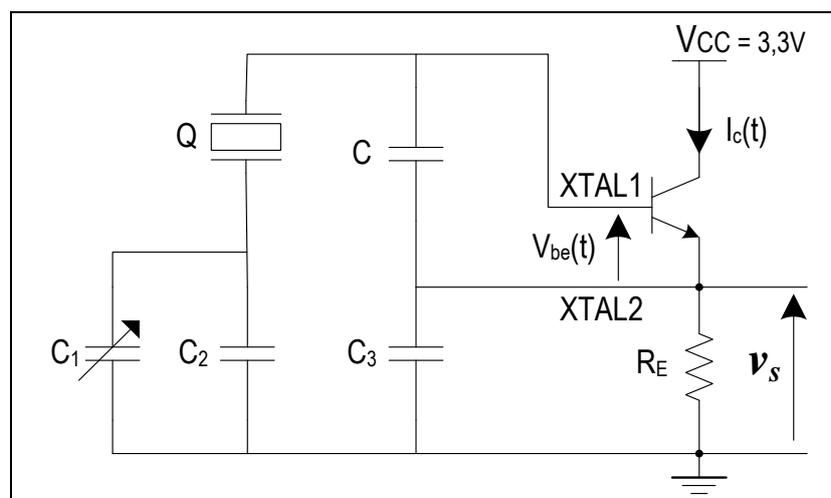


Figure 17 : Horloge à base de quartz

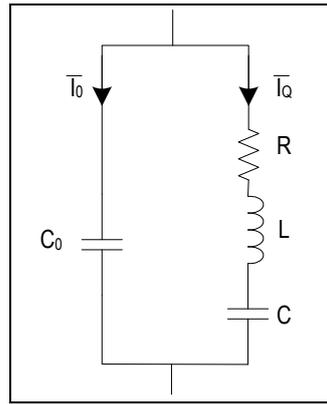


Figure 18 : Modèle équivalent d'un quartz

Pour la suite nous utiliserons les valeurs suivantes : $L = 0,1\text{H}$; $R = 10\Omega$; $\frac{C_0}{C} = 200$ et que la fréquence de résonance mécanique est de $f_m = 32,768\text{ KHz}$ (avec $\omega_m = 2\pi f_m$).

D1.4.1 Justifier la structure du dipôle équivalent au quartz.

D1.4.2 Calculer le coefficient de qualité Q du quartz ainsi que les valeurs des capacités C et C_0 .

Nous définissons le facteur de mérite M d'un quartz à une fréquence f proche de la fréquence de résonance mécanique par : $M = \frac{I_Q}{I_0}$ rapport des intensités $|I_Q|$ et $|I_0|$.

D1.4.3 Montrer que M peut être approché par $M = \frac{1}{R.C_0.\omega_m} = Q \cdot \frac{C}{C_0}$, et calculer M pour le quartz de la structure proposée.

D1.4.4 Démontrer que les admittances complexes \bar{Y}_Q et \bar{Y}_O du circuit résonant R, L, C et du condensateur C_0 peuvent être approximées, pour une pulsation ω voisine de ω_m , par

$$\bar{Y}_Q \approx \frac{1}{R \left(1 + 2jQ \frac{\omega - \omega_m}{\omega_m} \right)} ; \bar{Y}_O \approx \frac{j}{R.M}$$

Influence de la résistance série R sur f_s et f_p .

D1.4.5 Calculer les fréquences f_s (résonance série) et f_p (antirésonance parallèle), pour lesquelles l'impédance du quartz est réelle. (nous utiliserons les expressions approchées précédentes).

D1.4.6 Pour les deux fréquences précédentes, calculer la valeur de l'impédance du quartz.

Pour le point de polarisation choisi (cf, figure 17) qui impose V_{be0} et I_S (courant de saturation du transistor), lorsque les oscillations existent à la fréquence f_0 nous admettons que la tension $V_{be}(t)$ peut s'écrire sous la forme :

$$V_{be}(t) = V_{be0} + V_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$$

D1.4.7 Montrer que la relation liant le courant collecteur (noté $I_c(t)$) à la tension $V_{be}(t)$ peut s'écrire sous la forme :

$$I_c(t) = I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{be0}}{V_T}\right) \cdot \exp\left(\frac{V_1 \cdot \cos(\omega_0 t)}{V_T}\right) = I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{be0}}{V_T}\right) \cdot \sum_n a_n \cdot \cos(n\omega_0 t)$$

en explicitant les différents termes.

D1.4.8 Etablir le schéma équivalent en petits signaux du transistor bipolaire (sans faire apparaître les impédances parasites).

D1.4.9 Donner le nom de ce type d'oscillateur. En utilisant le modèle du transistor qui vient d'être établi, donner le schéma équivalent de ce montage pour les petits signaux (faire clairement apparaître le modèle équivalent du quartz).

D1.4.10 Mettre en évidence la chaîne d'amplification ainsi que le réseau de contre-réaction.

D1.4.11 Exprimer littéralement la fréquence d'oscillation en fonction des éléments du montage. Montrer que cette fréquence est réglable.

D2 Etude du décodeur

Dans cette partie, nous présentons un circuit simple permettant le décodage Manchester. Ce circuit peut décoder un débit jusqu'à 90 Kbps de transmission de données codées.

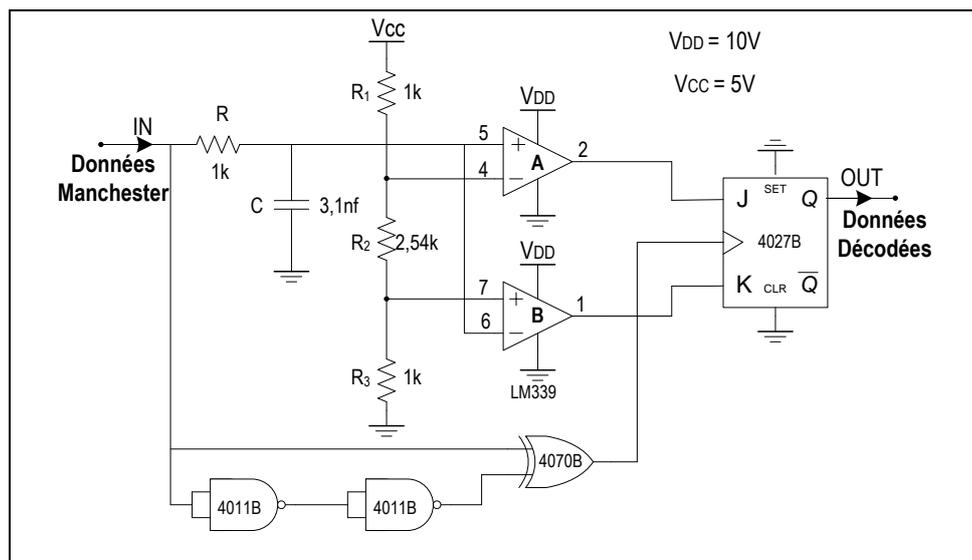


Figure 19 : Schéma de montage d'un décodeur Manchester

Nous utilisons l'hypothèse suivante :

$$\tau = \frac{T}{\ln(9)} \quad \text{et} \quad \tau = R \times C$$

τ : constante du temps et T : est la durée maximale des données codées en Manchester.

- D2.1** Expliquer brièvement le rôle du filtre constitué par la résistance R et la capacité C.
- D2.2** Est-ce que le choix des valeurs de R et de C tel qu'il est indiqué sur le montage vous semble-t-il correct ? Justifier votre réponse.
- D2.3** A quoi servent les deux comparateurs analogiques A et B utilisés ?
- D2.4** Pour les valeurs indiquées sur le montage, déterminer les niveaux électriques appliqués à l'entrée - (PIN 6) du comparateur A et à l'entrée + (PIN 5) du comparateur B.
- D2.4.1** Que représentent ces deux niveaux électriques.
- D2.4.2** Rappeler la table de vérité d'une bascule J-K. Quel est son rôle dans ce montage ?
- D2.4.3** Quelle est l'utilité des deux portes logiques NAND ?
- D2.4.4** A quoi sert la porte logique XOR ?

Nous avons obtenu à l'aide de ce montage le chronogramme suivant qui montre un décalage de temps entre le signal codé Manchester appliqué à l'entrée IN et le signal des données décodées à la sortie OUT de ce décodeur.

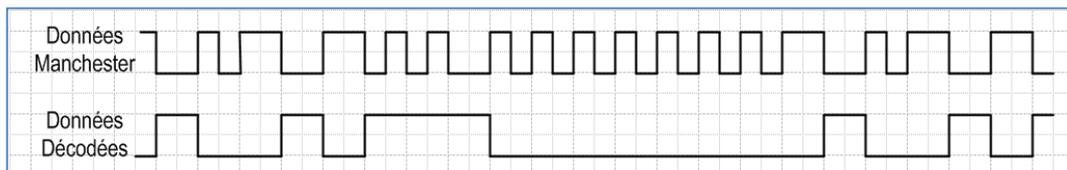


Figure 20 : Chronogramme des signaux d'entrée et de sortie du décodeur

- D2.5** Quelle est la cause de ce retard ?
- D2.6** Proposer une solution afin de synchroniser les deux signaux.