

SESSION 2026

**AGREGATION
CONCOURS EXTERNE**

Section : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR

**Option : SCIENCES INDUSTRIELLES DE L'INGÉNIEUR
ET INGÉNIERIE ÉLECTRIQUE**

**MODÉLISATION D'UN SYSTÈME, D'UN PROCÉDÉ
OU D'UNE ORGANISATION**

Durée : 6 heures

Calculatrice autorisée selon les modalités de la circulaire du 17 juin 2021 publiée au BOEN du 29 juillet 2021.

L'usage de tout ouvrage de référence, de tout dictionnaire et de tout autre matériel électronique est rigoureusement interdit.

Il appartient au candidat de vérifier qu'il a reçu un sujet complet et correspondant à l'épreuve à laquelle il se présente.

Si vous repérez ce qui vous semble être une erreur d'énoncé, vous devez le signaler très lisiblement sur votre copie, en proposer la correction et poursuivre l'épreuve en conséquence. De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, vous devez la (ou les) mentionner explicitement.

NB : Conformément au principe d'anonymat, votre copie ne doit comporter aucun signe distinctif, tel que nom, signature, origine, etc. Si le travail qui vous est demandé consiste notamment en la rédaction d'un projet ou d'une note, vous devrez impérativement vous abstenir de la signer ou de l'identifier. Le fait de rendre une copie blanche est éliminatoire

Tournez la page S.V.P.

A

INFORMATION AUX CANDIDATS

Vous trouverez ci-après les codes nécessaires vous permettant de compléter les rubriques figurant en en-tête de votre copie.

Ces codes doivent être reportés sur chacune des copies que vous remettrez.

Concours	Section/option	Epreuve	Matière
EAE	1415A	102	2680

Définition de l'épreuve

À partir d'un dossier technique comportant les éléments nécessaires à l'étude, l'épreuve a pour objectif de vérifier que le candidat est capable de synthétiser ses connaissances pour modéliser un système technique dans le domaine de la spécialité du concours dans l'option choisie en vue de prédire ou de vérifier son comportement et ses performances.

Conseils aux candidats

Il est demandé aux candidats :

- de rédiger les réponses aux différentes parties sur des feuilles de copie séparées et clairement repérées ;
- de numéroter chaque feuille de copie et indiquer le numéro de la question traitée ;
- de rendre tous les documents réponses, même non complétés ;
- d'utiliser exclusivement les notations indiquées dans le sujet lors de la rédaction des réponses ;
- de justifier clairement les réponses ;
- d'encadrer ou souligner les résultats ;
- de présenter lisiblement les applications numériques, sans omettre les unités, après avoir explicité les expressions littérales des calculs ;
- de formuler les hypothèses nécessaires à la résolution des problèmes posés si celles-ci ne sont pas indiquées dans le sujet.

Organisation du sujet

Ce sujet comporte trois parties :

- Énoncé page 2 à page 35
- Documents techniques page 36 à page 41
- Document réponse (à rendre avec la copie) page 42 à page 53

LA TOUR À FLUX DE BARBEAU

1. MISE EN SITUATION

1.1. Contexte général

Le réchauffement de la planète est expliqué scientifiquement par une augmentation de la concentration en gaz à effet de serre dans l'atmosphère. Le dioxyde de carbone (CO₂) est le deuxième gaz à effet de serre le plus important dans l'atmosphère, après la vapeur d'eau.

Les écosystèmes jouent un rôle primordial dans les échanges de CO₂ avec l'atmosphère. Le sens et l'intensité de ces échanges varient au cours des cycles jour/nuit, des saisons et en fonction des conditions environnementales (sécheresse, température, etc.).

Les chercheurs ont mis en place des dispositifs expérimentaux pour mesurer les flux de CO₂ échangés entre l'atmosphère et les écosystèmes et ainsi mieux comprendre leur rôle et anticiper leur réponse aux changements climatiques. Des capteurs hautes technologies ont été ainsi disposés au sommet de tours dépassant les cimes des arbres et communément appelées « tours à flux ».

1.2. La tour à flux de Barbeau

L'équipe Ecophysiologie végétale du laboratoire ESE (Écologie, Société et Évolution) dispose d'une tour à flux sur un site expérimental forestier situé dans la forêt domaniale de Barbeau, à 53 kilomètres au sud-est de Paris. Les capteurs sont disposés sur un pylône de 35 mètres de hauteur qui traverse et surplombe la canopée (figure 1).



Figure 1 : Photos de la tour à flux de Barbeau
ESE - Daniel BERVEILLER (Ingénieur de recherche CNRS)

Le site de cette tour à flux est l'un des 15 sites français (14 en France métropolitaine et 1 en Guyane française) de l'infrastructure de recherche européenne ICOS (Integrated Carbon Observation System), dédiée à l'observation et au suivi précis, sur le long terme, des flux de gaz à effet de serre dans différents types d'écosystèmes. Les données sont accessibles en ligne sur la base de données ICOS.

La mesure des flux de CO₂ (qui a lieu en continu depuis mars 2005 au rythme de 20 mesures par seconde) se base sur la méthode de la covariance des turbulences et utilise un anémomètre sonique tridimensionnel et un analyseur rapide CO₂ & H₂O infrarouge (figure 2). De nombreux capteurs complètent ce dispositif afin d'expliquer les variations de flux observées.

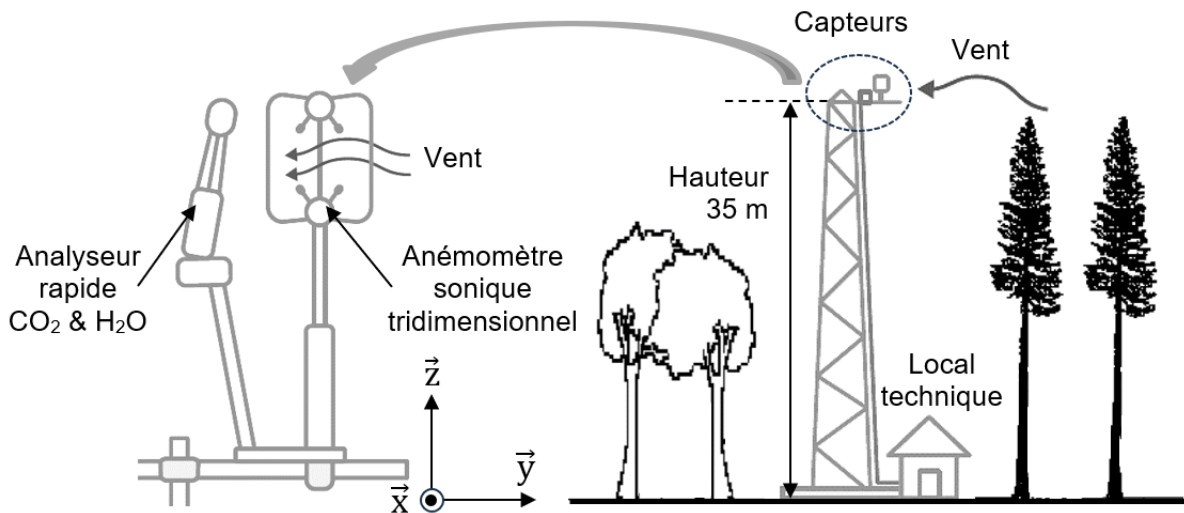


Figure 2 : Implantation de l'anémomètre sonique tridimensionnel et de l'analyseur rapide CO₂ & H₂O sur la tour à flux étudiée

Le schéma de raccordement de l'analyseur et de l'anémomètre au réseau local informatique du site expérimental est décrit sur la figure 3.

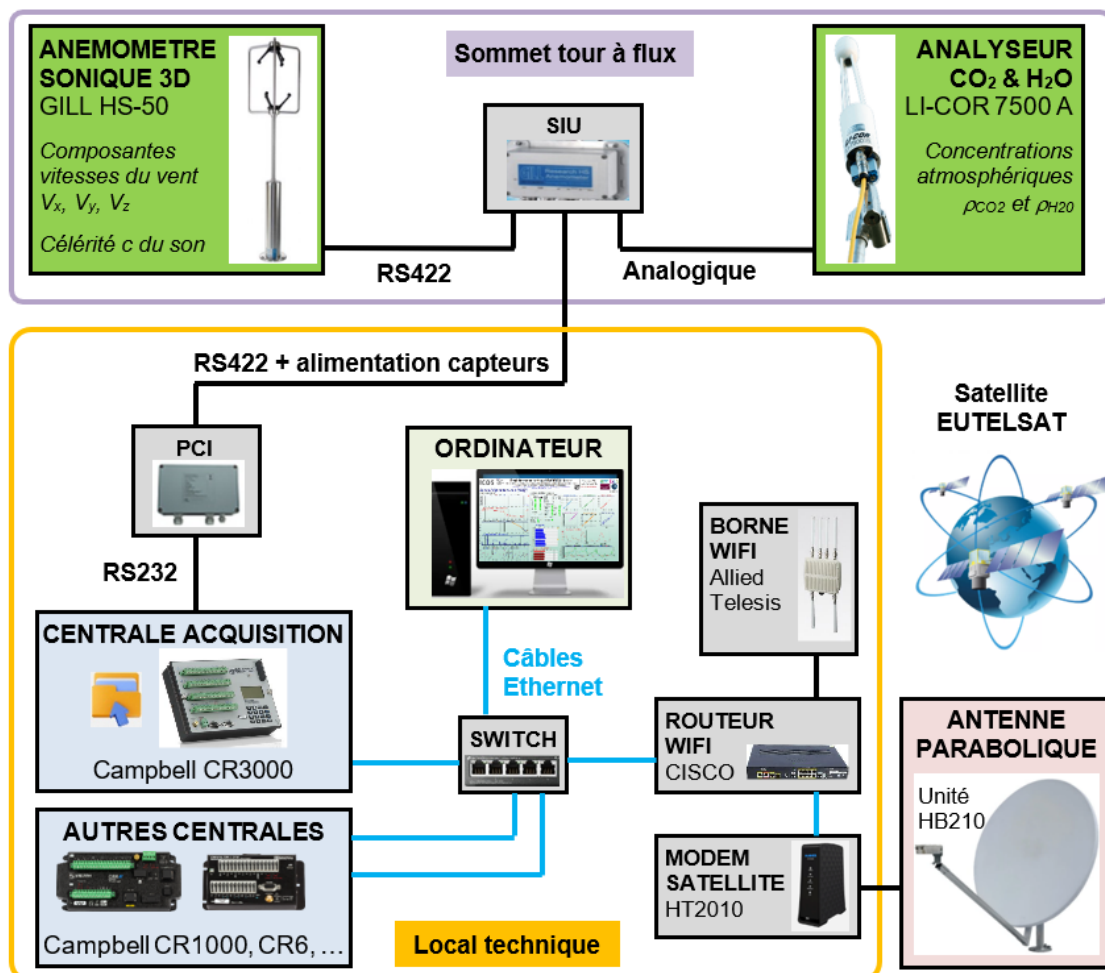


Figure 3 : Schéma de raccordement de l'anémomètre sonique tridimensionnel et de l'analyseur rapide CO₂ & H₂O au réseau local du site expérimental

Les variables instantanées mesurées par ces deux capteurs sont les composantes de la vitesse du vent (V_x , V_y , V_z), la célérité c du son et les concentrations molaires volumiques ρ_{CO_2} et ρ_{H_2O} respectivement de CO₂ et de vapeur d'eau H₂O.

Le calcul d'un flux de matière (CO_2 , H_2O , ...) nécessite la collecte de données synchrones. L'unité SIU (Sensor Input Unit) assure la synchronisation des flux de données issues des deux capteurs. Ces données sont ensuite transmises par liaison série RS422 à l'interface PCI (Power and Communications and Interface unit). Celle-ci permet d'alimenter en énergie électrique l'anémomètre et l'analyseur et convertit le signal de données RS422 en R232 en vue de son acquisition par la centrale Campbell CR3000.

La majorité des capteurs exploités sur le site sont connectés à des centrales d'acquisition Campbell (plusieurs CR3000 et CR1000, CR6, etc.). Ces centrales d'acquisition sont reliées à un ordinateur par câbles Ethernet. Quotidiennement, les données sont téléchargées automatiquement depuis le local technique, au travers d'une connexion satellite.

Ce sujet comporte 5 parties largement indépendantes (parties 2 à 6) :

- | | |
|---|----------------|
| 2. Principe de la mesure du flux de CO_2 | (7 questions) |
| 3. Acquisition de la vitesse du vent | (38 questions) |
| 4. Liaison satellite | (15 questions) |
| 5. Exploitation des données | (5 questions) |
| 6. Synthèse | (2 questions) |

Les différentes parties sont elles-mêmes constituées de sous-parties indépendantes.

2. PRINCIPE DE LA MESURE DU FLUX DE CO_2

2.1. Technique de covariance des turbulences

Les objectifs sont de caractériser le flux de CO_2 et de déterminer le nombre de mesures nécessaire à son calcul.

La covariance de turbulence (Eddy covariance en anglais) est une technique utilisée dans le monde entier pour quantifier les échanges de dioxyde de carbone, de vapeur d'eau et d'autres gaz entre les écosystèmes et l'atmosphère.

Dans cette méthode, les mouvements de l'air peuvent être modélisés par une succession de petits tourbillons (figure 4), chaque tourbillon transportant ici du CO_2 .

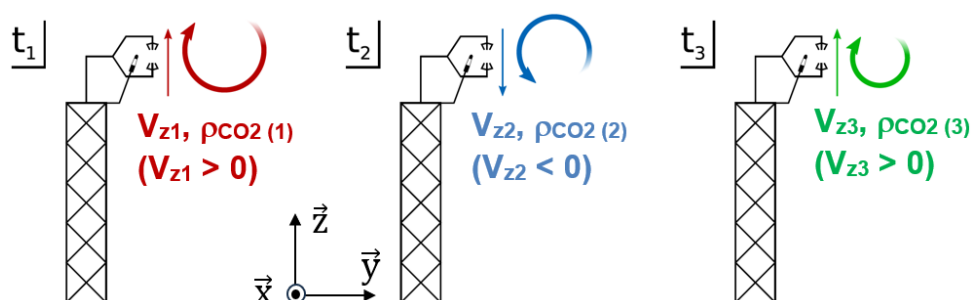


Figure 4 : Schéma explicatif de la méthode de la covariance des turbulences

Aux temps t_1 et t_3 , des tourbillons d'air transportent du CO_2 vers le haut aux vitesses V_{z1} et V_{z3} avec des concentrations molaires volumiques $\rho_{\text{CO}_2(1)}$ et $\rho_{\text{CO}_2(3)}$.

Au temps t_2 , un tourbillon transporte du CO_2 vers le bas à une vitesse V_{z2} avec une concentration molaire volumique $\rho_{\text{CO}_2(2)}$.

Notation : $\bar{x} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot dt$ représente la moyenne temporelle de $x(t)$ sur la période T .

À cause de leur caractère aléatoire, les phénomènes turbulents ne peuvent être caractérisés que de manière statistique. D'un point de vue mathématique, le flux de CO₂ noté F_{CO_2} est représenté par :

$$F_{CO_2} = \overline{\rho'_{CO_2} \cdot V'_z}$$

où ρ'_{CO_2} et V'_z représentent les fluctuations de ρ_{CO_2} et V_z autour de leur valeurs moyennes respectives :

$$\rho'_{CO_2} = \rho_{CO_2} - \overline{\rho_{CO_2}} \quad \text{et} \quad V'_z = V_z - \overline{V_z}$$

Ce flux échangé entre l'écosystème forestier et l'atmosphère représente la différence entre la photosynthèse et la respiration de l'écosystème. Si la photosynthèse est supérieure à la respiration alors l'écosystème est considéré comme un puits de carbone. Inversement, si la respiration est supérieure à la photosynthèse alors l'écosystème est considéré comme une source de carbone.

Une valeur positive de F_{CO_2} traduit une émission de CO₂ tandis qu'une valeur négative traduit une séquestration (captation et stockage) de CO₂.

Question 1

Sur les documentations techniques DT1 et DT2 des capteurs, relever les unités des grandeurs physiques ρ_{CO_2} et V_z observées, avec leurs étendues de mesure. En déduire l'unité du flux F_{CO_2} .

D'un point de vue pratique, le flux F_{CO_2} est calculé à partir de N mesures de ρ_{CO_2} et V_z , notées respectivement $\rho_{CO_2}[k] = \rho_{CO_2}(k \cdot T_e)$ et $V_z[k] = V_z(k \cdot T_e)$ où T_e représente la période d'échantillonnage. Le flux F_{CO_2} s'exprime alors par :

$$F_{CO_2} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (\rho_{CO_2}[k] - \overline{\rho_{CO_2}}) \cdot (V_z[k] - \overline{V_z})$$

Question 2

Rappeler, en utilisant le symbole de sommation \sum , les expressions des moyennes arithmétiques $\overline{\rho_{CO_2}}$ et $\overline{V_z}$ obtenues à partir des N mesures de ρ_{CO_2} et V_z .

Pour déterminer le nombre N de mesures, deux paramètres importants nécessitent d'être fixés : la fréquence d'échantillonnage $f_e = 1/T_e$ et la période d'observation T du signal. Ils permettent de capturer l'ensemble du spectre du signal turbulent.

Question 3

Sachant que $f_e = 20$ Hz et $T = 30$ minutes, calculer la valeur de N .

2.2. Transmission et sauvegarde des mesures dans la centrale d'acquisition

Les objectifs sont de caractériser la transmission série entre les capteurs et la centrale d'acquisition et de déterminer les capacités mémoire minimale du système de sauvegarde interne et de la carte Compact Flash.

Les grandeurs physiques V_x , V_y , V_z , c , ρ_{CO2} et ρ_{H2O} mesurées par les capteurs sont horodatées, numérotées et transmises par une liaison série asynchrone RS422 puis RS232 entre l'unité SIU et la centrale d'acquisition Campbell CR3000 (figure 3).

L'unité SIU est reliée à l'interface PCI grâce à un câble blindé relié à la terre avec deux paires torsadées pour les signaux (figure 5). Les extrémités des connexions peuvent nécessiter des résistances de terminaison. Les lignes des données doivent être séparées des lignes de puissance afin d'éviter des interférences sur les signaux transmis.

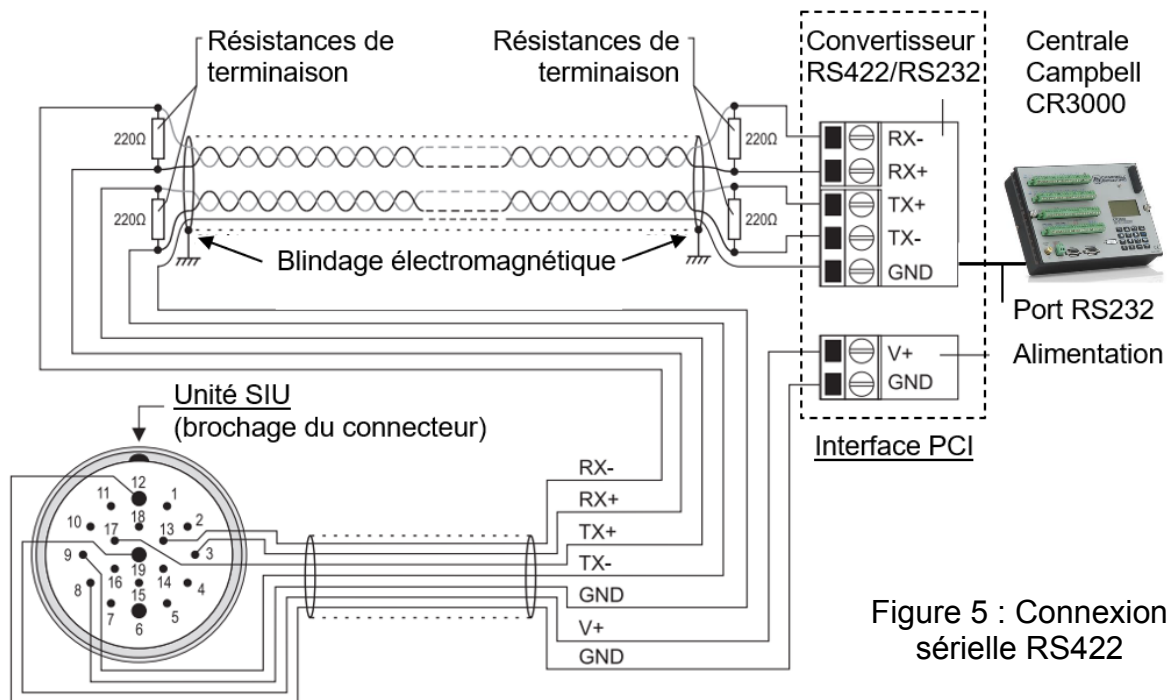


Figure 5 : Connexion série RS422

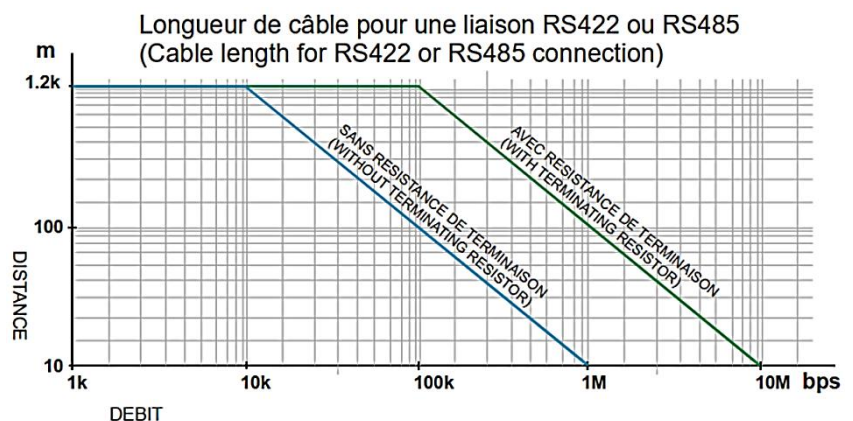
Question 4

Préciser, en argumentant les réponses :

- si les signaux RS422 sont transmis en mode différentiel (ou symétrique) ou en mode commun (ou asymétrique) ;
- si la liaison RS422 est unidirectionnelle (SIMPLEX), bidirectionnelle alternée (HALF DUPLEX) ou bidirectionnelle simultanée (FULL DUPLEX).

Le figure 6 donne la longueur maximale de câble en mètre pour une liaison RS422 ou RS485 en fonction du débit de transmission en bps (bits par seconde).

Figure 6 : Longueur maximale de câble en fonction du débit de transmission



Question 5

Relever, sur la documentation technique DT1, le débit maximal de l'anémomètre sonique sur le port RS422.

Justifier, à partir de la figure 6, la nécessité ou non de résistances de terminaison.

Question 6

Présenter en quelques lignes le mécanisme de transfert de données sur une transmission série asynchrone UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) et les paramètres de configuration à implémenter au niveau de l'émetteur et du récepteur.

Les données reçues sur le port série de la centrale Campbell CR3000 sont enregistrées dans sa mémoire interne. Toutes les 30 minutes, elles sont sauvegardées dans une carte mémoire amovible Compact Flash externe, connectée à la centrale via un adaptateur. La mémoire interne de la centrale d'acquisition est alors effacée.

Le format de transmission du fichier des données (figure 7) repose sur la transmission de caractères codés ASCII. L'espace entre chaque donnée correspond à un caractère.

Date	Heure	Numéro	V _x	V _y	V _z	Célérité	ρ _{CO2}	ρ _{H2O}
2023-05-30	13:30:00.05	0	-4.69	2.36	-0.73	344.80	16.17722	620.8800
2023-05-30	13:30:00.10	1	-4.50	2.20	-0.18	344.80	16.18177	618.9768
2023-05-30	13:30:00.15	2	-3.80	2.02	+0.10	344.85	16.19194	618.7272
2023-05-30	13:30:00.20	3	-3.69	1.83	-0.10	344.83	16.22753	623.2200
2023-05-30	13:30:00.25	4	-3.57	1.69	+0.08	344.84	16.18953	619.1640

Figure 7 : Extrait du fichier de données

En cas de défaillance du système d'alimentation électrique de la tour à flux, des batteries de secours prennent le relais. Elles sont dimensionnées pour assurer une autonomie de fonctionnement de 5 jours limitée aux centrales d'acquisition et aux capteurs. La carte mémoire Compact Flash (CF) doit donc garantir l'enregistrement de 5 jours de mesures.

Question 7

Estimer les capacités mémoires minimales du système de sauvegarde interne de la centrale et de la carte CF. Proposer, à l'aide du tableau de la figure 8, un numéro de modèle de carte CF susceptible de convenir.

Type de carte	Taille (Mo)	Silicon Systems
CF	64	SSD-C64MI-3038
CF	256	SSD-C25MI-3038
CF	1024	SSD-C01GI-3038
CF	2048	SSD-C02GI-3038

Figure 8 : Numéro de modèle de carte CF pour centrale Campbell CR3000

3. ACQUISITION DE LA VITESSE DU VENT

3.1. Principe de mesure de la vitesse du vent

Les objectifs sont d'analyser le schéma de principe de fonctionnement de l'anémomètre sonique et d'établir l'expression numérique de la composante verticale de la vitesse du vent nécessaire au calcul du flux de CO₂.

L'anémomètre mesure la vitesse du vent selon trois axes soniques non orthogonaux grâce à trois paires de transducteurs numérotées 1, 2 et 3 sur la figure 9.

Chaque paire de transducteurs envoie deux ondes soniques de sens opposé. La vitesse de vent V_1 le long de l'axe 1 des transducteurs est déterminée en mesurant le temps écoulé entre l'émission et la réception des ondes dans les deux sens (figure 10). L'onde sonore se déplace à la célérité c et est ralentie (cas a) ou accélérée (cas b), rencontrant une vitesse de vent V_1 qui se soustrait, respectivement s'ajoute, à la célérité.

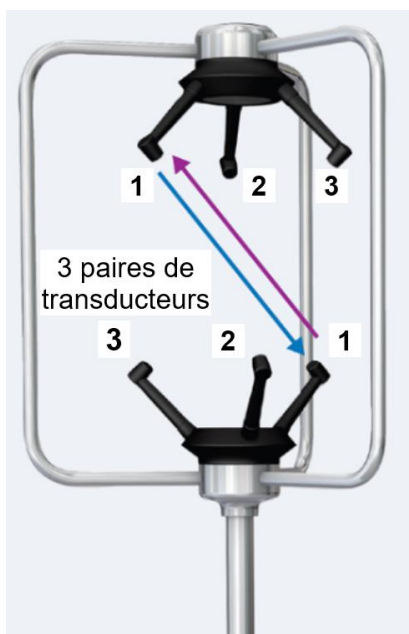


Figure 9 : Anémomètre sonique tridimensionnel

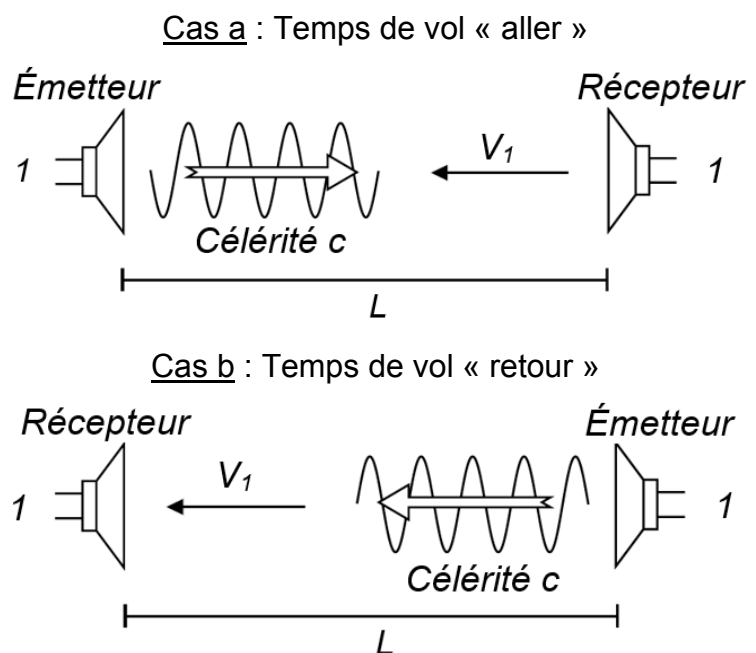


Figure 10 : Schéma de principe du fonctionnement de l'anémomètre sonique à une dimension

Notations adoptées

- t_a temps de vol « aller » de la première onde le long de l'axe 1 du transducteur (en s) ;
- t_r temps de vol « retour » de la seconde onde dans le sens opposé (en s) ;
- V_1 vitesse du vent le long de l'axe 1 des transducteurs (en $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$) ;
- L distance séparant les transducteurs (en m) ;
- c célérité du son dans l'air (en $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$).

Question 8

Exprimer t_a et t_r en fonction de V_1 , c et L .

En combinant ces expressions, montrer que V_1 et c ne dépendent que de L , t_a et t_r .

Préciser l'intérêt de ce principe (émission et réception combinées) par rapport à un simple émetteur et un simple récepteur (émission et réception séparées).

Les angles et vecteurs caractéristiques sont définis sur la figure 11.
 Le repère orthonormé direct $(O, \vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ est lié à l'anémomètre sonique. L'axe (O, \vec{x}) est décalé de 30° dans le plan horizontal (O, \vec{x}, \vec{y}) par rapport au nord magnétique.
 Le repère normé $(O, \vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$ est rattaché aux trois paires de transducteurs ($k = 1, 2$ et 3).

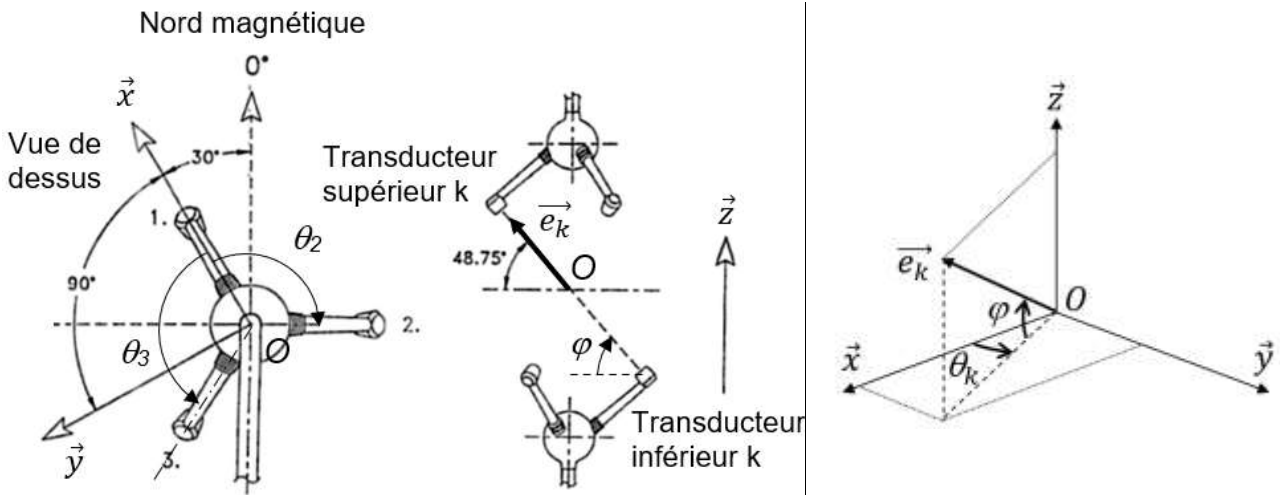


Figure 11 : Définition des axes et des angles d'azimut θ_k et d'élévation φ dans le référentiel de l'anémomètre ($k \in [1;2;3]$)

Les notations et valeurs suivantes sont adoptées :

- | | | |
|------------|--|-------------------------|
| θ_1 | angle d'azimut de l'axe (O, \vec{e}_1) défini par rapport à l'axe (O, \vec{x}) : | $\theta_1 = 0^\circ$ |
| θ_2 | angle d'azimut de l'axe (O, \vec{e}_2) défini par rapport à l'axe (O, \vec{x}) : | $\theta_2 = -120^\circ$ |
| θ_3 | angle d'azimut de l'axe (O, \vec{e}_3) défini par rapport à l'axe (O, \vec{x}) : | $\theta_3 = +120^\circ$ |
| φ | angle d'élévation des axes (O, \vec{e}_k) par rapport au plan horizontal : | $\varphi = 48,75^\circ$ |

Les composantes du vecteur vitesse vent \vec{V}_{vent} selon les trois axes (O, \vec{e}_k) sont notées V_k et comptées positivement dans le sens transducteur inférieur \rightarrow transducteur supérieur.

$$\vec{V}_{vent} = V_1 \vec{e}_1 + V_2 \vec{e}_2 + V_3 \vec{e}_3$$

Elles sont ensuite transformées en composantes V_x, V_y, V_z dans la base $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ par une matrice de passage A de dimension 3×3 :

$$\begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{pmatrix} = A \cdot \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix}$$

Question 9

Exprimer le vecteur unitaire \vec{e}_k dans la base orthonormée directe $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ en fonction des angles θ_k et φ .

Soit B La matrice de passage de la base $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ à la base $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$:

$$\begin{pmatrix} \vec{e}_1 \\ \vec{e}_2 \\ \vec{e}_3 \end{pmatrix} = B \cdot \begin{pmatrix} \vec{x} \\ \vec{y} \\ \vec{z} \end{pmatrix}$$

Question 10

Exprimer littéralement la matrice B en fonction des angles θ_1 , θ_2 , θ_3 et φ .
Effectuer l'application numérique.

L'inversion de cette matrice conduit à la matrice A recherchée :

$$A = B^{-1} = \begin{pmatrix} 1,0111 & -0,5056 & -0,5056 \\ 0 & -0,8756 & 0,8756 \\ 0,4434 & 0,4434 & 0,4434 \end{pmatrix}$$

Cette matrice, unique pour chaque anémomètre, est stockée dans la mémoire du boîtier électronique de commande intégré.

Question 11

Déduire de cette matrice l'expression numérique de la composante verticale V_z de la vitesse du vent en fonction de V_1 , V_2 et V_3 .

3.2. Modélisation des transducteurs piézoélectriques

Les objectifs sont de déterminer les paramètres d'un modèle électrique simplifié des transducteurs piézoélectriques au voisinage de la fréquence de résonance et de comparer avec le modèle proposé par le fabricant.

Les ultrasons sont des ondes acoustiques dont la fréquence est comprise entre 20 kHz et quelques MHz. Ils peuvent être utilisés pour la mesure de distances ou le repérage d'objet.

L'émetteur est un transducteur à ultrasons piézoélectrique ; l'application d'une perturbation électrique permet de le faire osciller pendant un temps très court à sa fréquence de résonance. Le récepteur est aussi un transducteur à ultrasons piézoélectrique, dont la fréquence doit être identique à celle de l'émetteur. La représentation d'un transducteur ultrasonore mono-élément plan est donnée sur la figure 12.

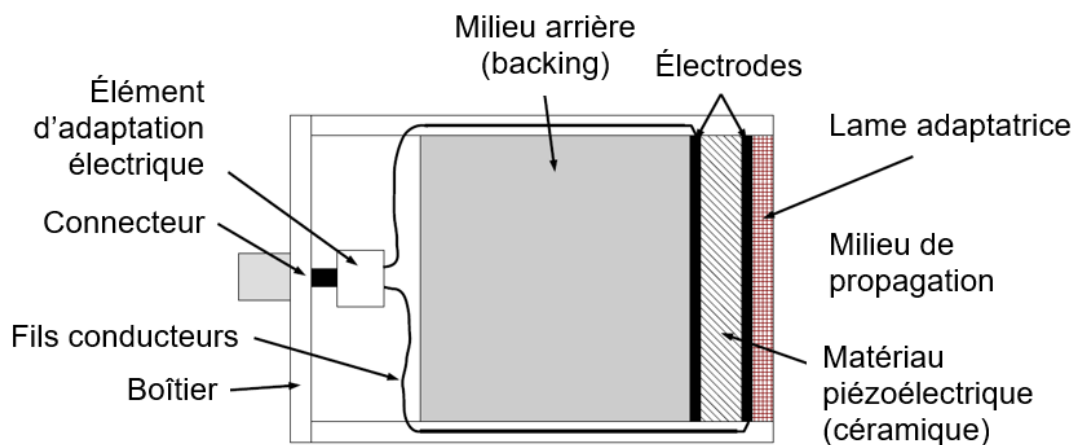


Figure 12 : Représentation d'un transducteur ultrasonore mono-élément plan

Les transducteurs utilisés sont issus de la série 40 du fabricant MURATA (MA40 SERIES). Leurs caractéristiques partielles sont détaillées dans le tableau de la figure 13.

Part number	MA40E7R/S	MA40S4R/S	MA40B8R/S	MA40B7	MA40E7S-1	MA40S5	MA40E8-2	MA40MF14-1B
Construction	Waterproof type	Open structure type (1)			Waterproof type	Open structure type (1)	Waterproof type	
Using Method	Receiver or Transmitter type			Combined use type				
Nominal Frequency (kHz)	40							
Capacitance (pF)	2200 ±20%	2550 ±20%	2000 ±20%	2000 ±20%	2200 ±20%	2550 ±20%	2800 ±20%	4000 ±20%
Operating Temp. Range (°C)	-30 à +85	-40 à +85	-30 à +85			-40 à +85	-30 à +85	
Detectable Range (m)	0,2 à 3	0,2 à 4	0,2 à 6	0,2 à 4	0,2 à 3	0,2 à 2,5	0,2 à 1,5	
Allowable Input Voltage (Vpp : peak to peak) (Rectangular wave)	85 Vpp Pulse width 0.4ms Interval 100ms	20 Vpp Continuous signal	40 Vpp Continuous signal	100 Vpp Pulse width 0.4ms Interval 100ms		60 Vpp Pulse width 0.4ms Interval 100ms	160 Vpp Pulse width 0.8ms Interval 60ms	

(1) cannot be used in outdoor applications

Figure 13 : Caractéristiques partielles des transducteurs MURATA (MA40)

Question 12

Au regard du principe de mesure de la vitesse du vent et des conditions environnementales, préciser, en le justifiant, les références des transducteurs susceptibles de convenir.

Le concepteur de l'anémomètre retient finalement les transducteurs MA40E7S-1. L'analyse fréquentielle (figure 14) de leur impédance électrique permet de localiser précisément la zone de résonance.

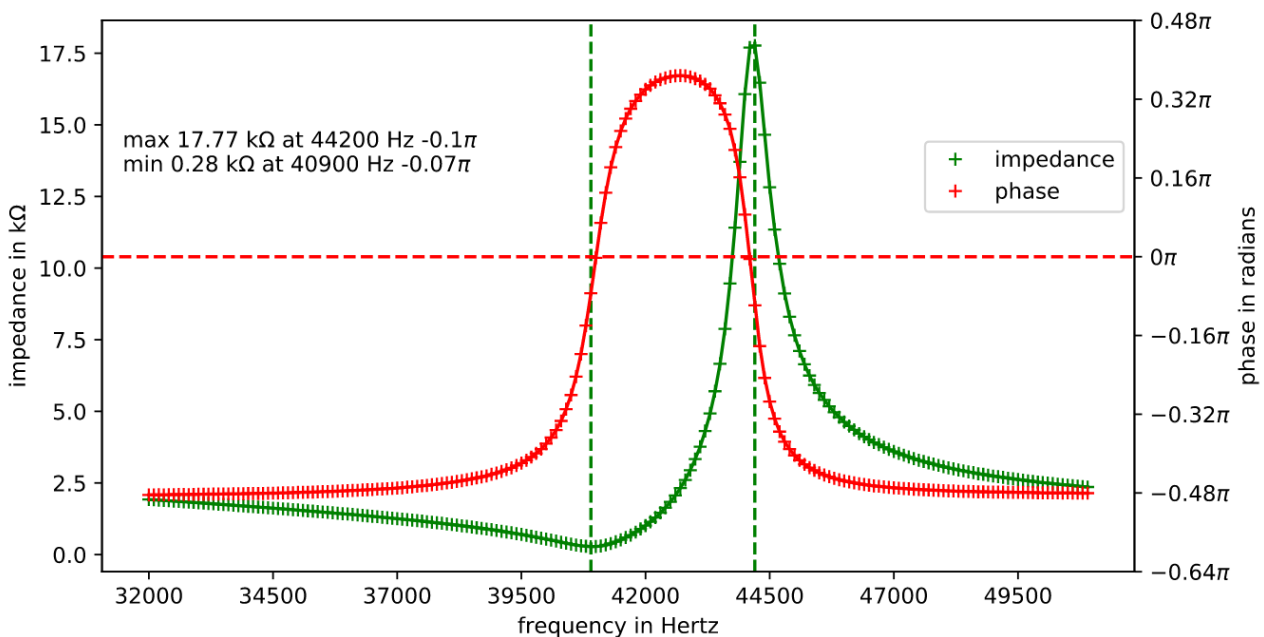


Figure 14 : Impédance et phase du transducteur MA40E7S-1 en fonction de la fréquence

La courbe caractéristique de l'impédance Z en ohms d'un transducteur piézoélectrique fait apparaître un minimum Z_{min} à la fréquence dite de résonance f_r . C'est à cette fréquence qu'il faut exciter le transducteur piézoélectrique pour obtenir une émission d'ultrasons car elle coïncide avec la fréquence de résonance mécanique. L'impédance Z atteint ensuite un maximum Z_{max} à la fréquence dite d'anti-résonance f_{ar} .

Question 13

Relever, sur le diagramme fréquentiel de la figure 14, les valeurs de Z_{min} , Z_{max} , f_r et f_{ar} . Définir, en le justifiant, le comportement (inductif, capacitif, résistif) du transducteur pour des fréquences inférieures à f_r , comprises entre f_r et f_{ar} et supérieures à f_{ar} .

Un transducteur piézoélectrique peut être représenté au voisinage de sa fréquence de résonance f_r par le modèle de Butterworth Van Dyke (BVD) donné figure 15.

Notations adoptées

- la capacité C_0 représente la capacité entre les deux électrodes métalliques. Elle est donnée par le fabricant : $C_0 = 2200 \text{ pF}$;
- l'inductance L_1 est proportionnelle à la masse en mouvement de la céramique ;
- la capacité C_1 symbolise l'élasticité du matériau ;
- la résistance R_1 représente les pertes d'énergie mécanique dans le matériau et l'énergie mécanique rayonnée dans le milieu de propagation ;
- la fréquence des grandeurs électriques est notée f .

La partie motionnelle du modèle est représentée par la branche série R_1, L_1, C_1 . Elle traduit les propriétés mécaniques de l'élément vibrant.

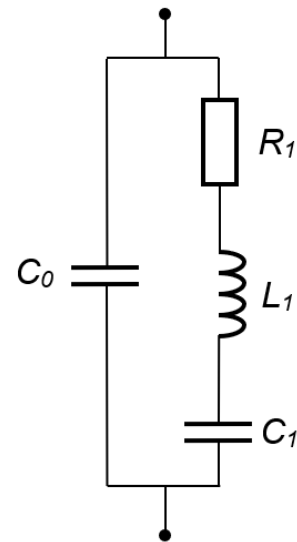


Figure 15 : Modèle de Butterworth Van Dyke

Hypothèse simplificatrice pour les questions 14 à 16

- Les pertes sont négligées : $R_1 = 0$

Question 14

Exprimer l'impédance équivalente complexe \underline{Z} du modèle BVD de la figure 15 en fonction de L_1, C_0, C_1 et f .

Question 15

Donner les valeurs numériques de Z_{min} et de Z_{max} dans le cadre de cette hypothèse. En déduire les expressions de f_r et f_{ar} en fonction de L_1, C_0 et C_1 .

Question 16

Calculer les valeurs de L_1 et C_1 pour les valeurs de f_r et f_{ar} relevées sur le diagramme fréquentiel de la figure 14.

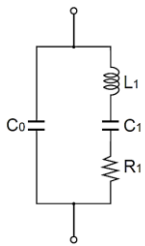
Hypothèses d'études pour les questions 17 à 18

- Les expressions et valeurs des fréquences f_r et f_{ar} obtenues aux questions 15 et 16 restent inchangées.
- La résistance R_1 n'est plus négligée.
- La valeur de Z_{min} est celle relevée sur le diagramme fréquentiel de la figure 14.

Question 17

Dessiner le modèle BVD de la figure 15 pour $f = f_r$.
En déduire l'expression de Z_{min} en fonction de C_0, R_1 et f_r .
Calculer la valeur de R_1 .

Le fabricant fournit la courbe caractéristique de l'impédance du transducteur à ultrasons piézoélectrique utilisé ainsi que les paramètres du modèle BVD correspondant (figure 16).



L₁ : Serial Inductance
 C₁ : Serial Capacitance
 R₁ : Serial Resistance
 C₀ : Parallel Capacitance

L₁ = 51 mH

C₁ = 290 pF

R₁ = 208 Ω

C₀ = 1880 pF

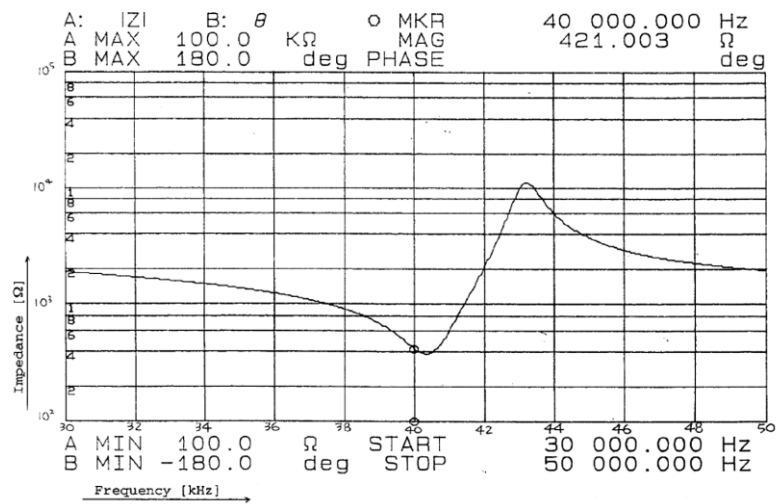


Figure 16 : Paramètres du modèle BVD et impédance du transducteur à ultrasons

Les diagrammes fréquentiels suivants (figure 17) permettent de comparer les valeurs des impédances et des phases en fonction de la fréquence pour les deux jeux de paramètres : les paramètres « fabricant » et les paramètres C₀, C₁, L₁ et R₁ calculés précédemment en tenant compte des différentes hypothèses simplificatrices émises.

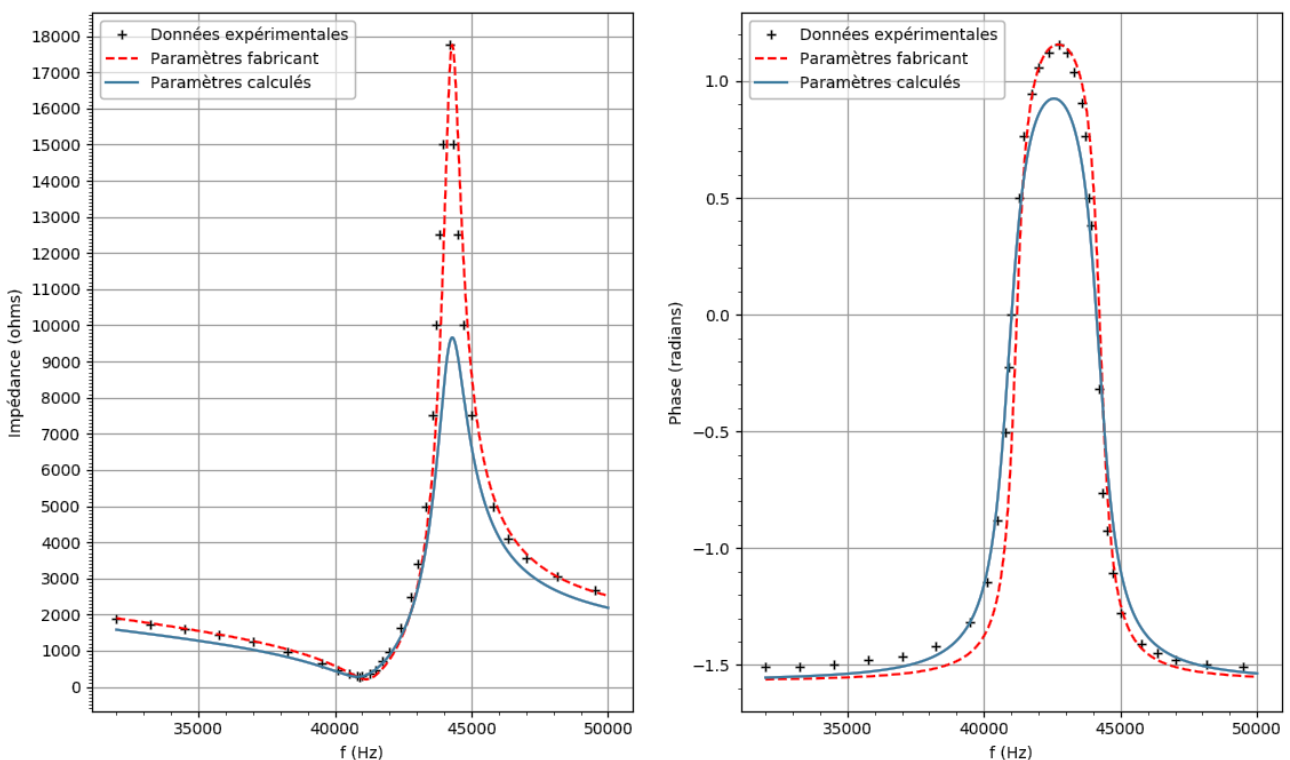


Figure 17 : Impédances et phases issues du modèle BVD pour les deux jeux de paramètres

Question 18

Analyser et commenter les écarts entre les relevés expérimentaux et les modèles (fabricant et calculés) autour des fréquences f_r et f_{ar} .

3.3. Pilotage des transducteurs piézoélectriques

L'objectif est d'analyser la structure électronique permettant de générer un train d'impulsions périodiques de fréquence f_r pour l'émission des ultrasons.

Des circuits appropriés et très différents sont nécessaires pour répondre aux exigences de commande du transducteur en mode émission et pour la mise en forme des signaux issus du transducteur en mode réception.

Les différents transducteurs sont pilotés par des circuits intégrés d'interface de capteur ultrasonique, communément appelés SoC (Système on Chip) comme les circuits PGA 450 ou PGA 460 de Texas Instruments (figure 18).

Ces dispositifs semi-conducteurs hautement intégrés constituent une solution compacte et optimisée en termes de coût et de performances par rapport aux solutions de capteurs ultrasoniques discrets.

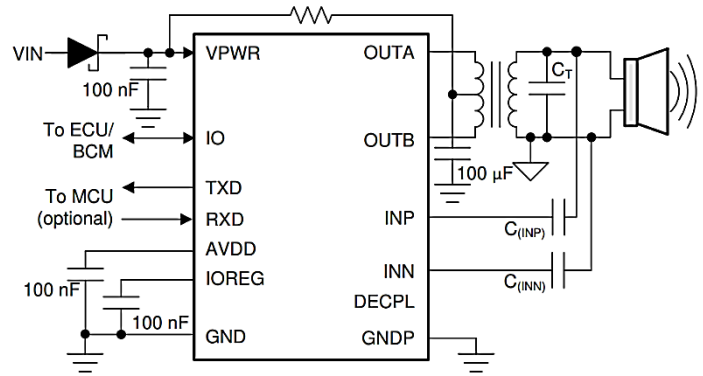


Figure 18 : Circuit PGA 460 avec transformateur élévateur

Le schéma fonctionnel correspondant simplifié est donné sur la figure 19.

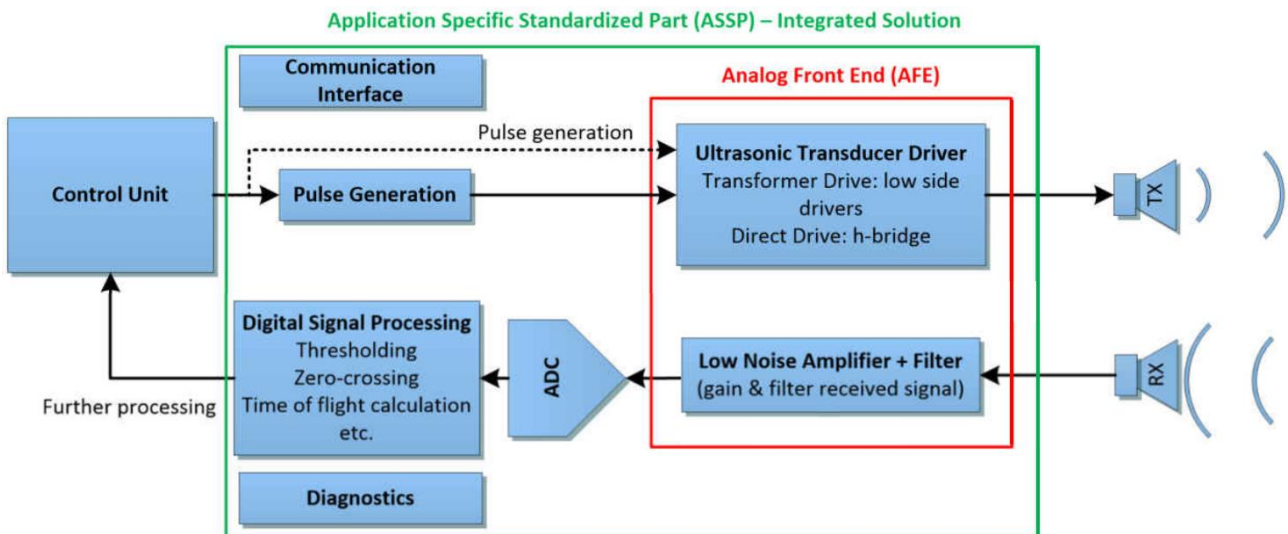


Figure 19 : Schéma fonctionnel du système à ultrasons

Le SoC se compose d'un circuit d'entrée analogique (AFE) chargé de commander l'émetteur (TX) dans une topologie basée sur un transformateur élévateur (Transformer Drive) ou dans une topologie à commande directe (Direct Drive) avec des transistors MOSFET externes.

Le SoC fournit également l'ensemble du conditionnement (amplification et filtrage) du signal reçu par le récepteur (RX) pour le préparer à un traitement numérique ultérieur avec un processeur dédié (DSP). Le microcontrôleur du SoC et la mémoire du programme permettent une configurabilité complète pour l'application finale envisagée (Time of flight calculation - calcul du temps de vol en français).

L'étude est limitée dans ce sujet à quelques fonctions (parties 3.3 à 3.7) de ce SoC.

Le schéma structurel partiel (figure 20) décrit le principe de génération du train d'impulsions périodiques de fréquence f_r pour le pilotage de l'émetteur par l'AFE avec un transformateur élévateur externe à point milieu (topologie « Transformer Drive »).

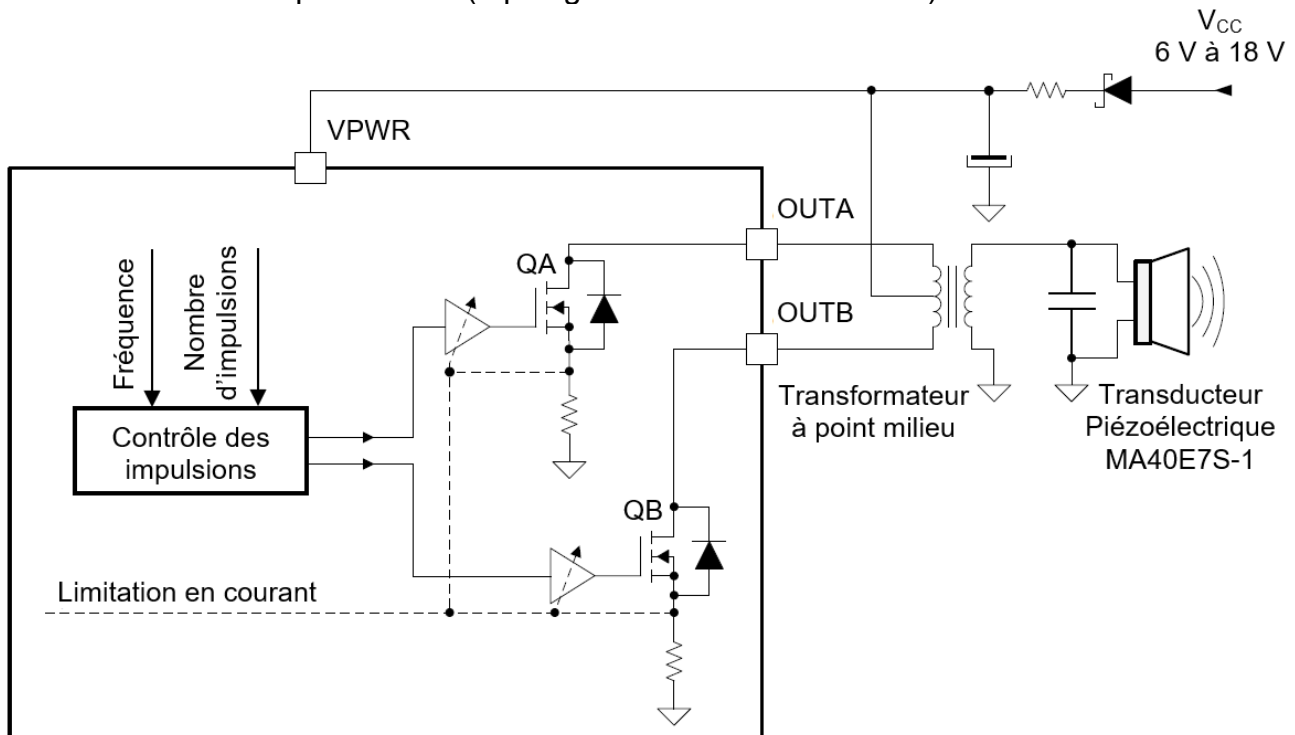


Figure 20 : Schéma structurel partiel du générateur d'impulsions

Le primaire est connecté aux bornes de sortie OUTA et OUTB du SoC tandis que le secondaire alimente le transducteur piézoélectrique. Le découplage galvanique effectué par le transformateur permet de placer la masse sur une des bornes du secondaire, ce qui est nécessaire pour utiliser ce transducteur aussi pour la réception.

Le circuit d'attaque du primaire est constitué de deux transistors MOSFET QA et QB. Le bloc « Contrôle des impulsions » génère les impulsions haute fréquence de commande des grilles des transistors MOSFET.

Le document technique DT3 présente les registres FREQUENCY, PULSE et CURR_LIM du microcontrôleur dont la configuration permet de définir :

- la valeur de la fréquence des impulsions (de 30 à 80 kHz) ;
- le nombre d'impulsions sur les sorties OUTA et OUTB (de 0 à 31) ;
- la limitation en courant au primaire du transformateur (de 50 mA à 500 mA).

Question 19

À l'aide de la documentation technique DT3, compléter sur le document réponse DR1, la configuration des registres (en binaire et en hexadécimal) permettant la génération d'un train de 10 impulsions de fréquence f_r sur les sorties OUTA et OUTB avec une limitation en courant de 400 mA.

Pour établir les formes d'ondes typiques des tensions, l'étude du générateur d'impulsions se ramène, pour simplifier, au montage suivant (figure 21) dans lequel la limitation en courant n'est pas prise en compte.

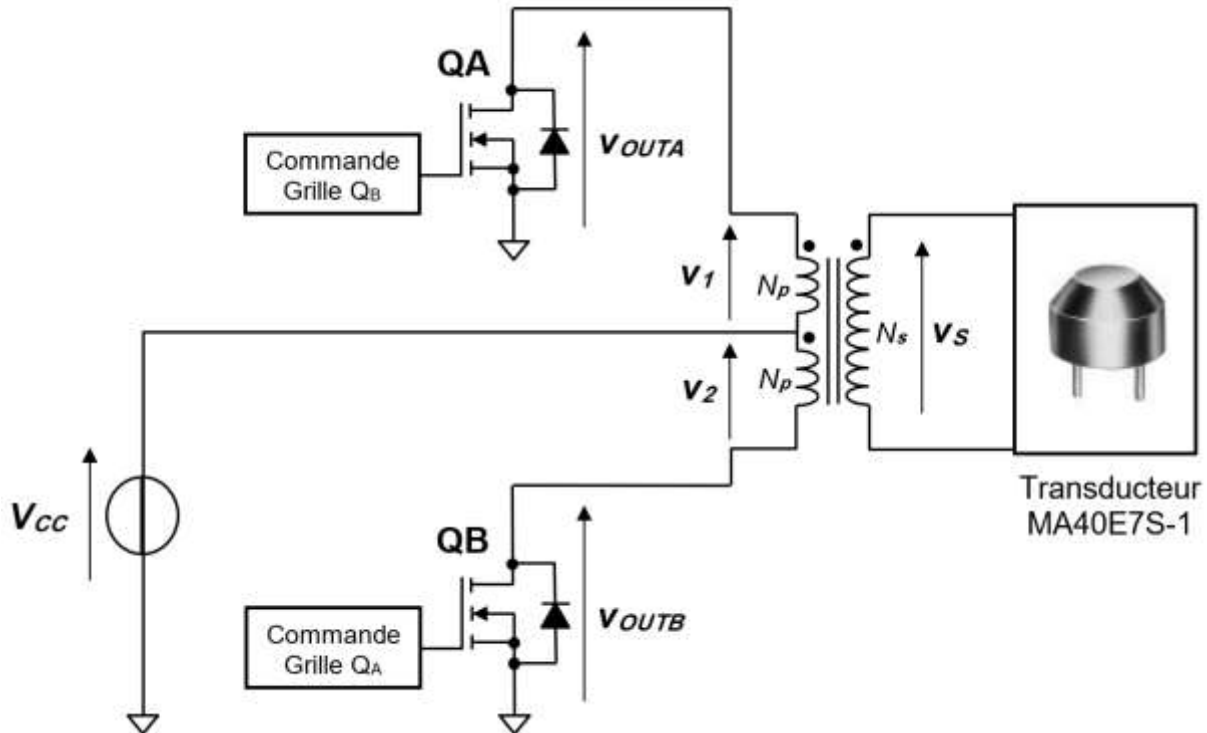


Figure 21 : Schéma structurel simplifié du générateur d'impulsions

Notations adoptées

V_{OUTA} et V_{OUTB} sont respectivement les tensions en sortie des broches OUTA et OUTB .

V_{CC} est la tension continue d'alimentation du circuit : $V_{CC} = 10 \text{ V}$.

v_1 et v_2 sont les tensions aux bornes des deux enroulements du primaire.

v_s est la tension aux bornes du secondaire du transformateur.

N_p et N_s sont les nombres de spires des enroulements primaires et secondaires : $N_s = 3 \cdot N_p$.

Hypothèses d'études

- Les transistors QA et QB sont supposés parfaits (pas de chute de tension à l'état passant et interrupteur ouvert à l'état bloqué). Leurs commutations sont instantanées. La période de commande des transistors est notée $T_r = 1/f_r$.
- Le transistor QA est commandé à l'amorçage sur $[0 ; T_r/2]$ et au blocage sur $[T_r/2 ; T_r]$. Le transistor QB est commandé au blocage sur $[0 ; T_r/2]$ et à l'amorçage sur $[T_r/2 ; T_r]$.
- Le transformateur est supposé parfait (résistances des enroulements nulles et circuit magnétique parfait).
- Le transducteur est modélisé par le modèle BVD du fabricant ou celui obtenu par calcul.

Question 20

Après analyse de la structure, tracer sur le document réponse DR2 les allures des tensions v_1 et v_2 sur $[0 ; 4T_r]$. En déduire les allures des tensions V_{OUTA} , V_{OUTB} et v_s . Préciser les valeurs des amplitudes. En se référant au tableau de la figure 13, vérifier que les niveaux de tension sont respectés.

Prise en compte des imperfections du transformateur

Le schéma équivalent d'un transformateur parfait est complété d'éléments supplémentaires (inductances, résistances, capacités) visant à modéliser ses "imperfections". Celle ayant un impact déterminant sur les performances du transducteur est l'inductance de fuites côté secondaire. En effet, elle introduit une dérive de la fréquence de résonance f_r du transducteur, se traduisant par une perte en SPL (Sound Pressure Level).

Pour y remédier, un condensateur d'accord de capacité C_a est ajouté en parallèle sur le transducteur (figure 22).

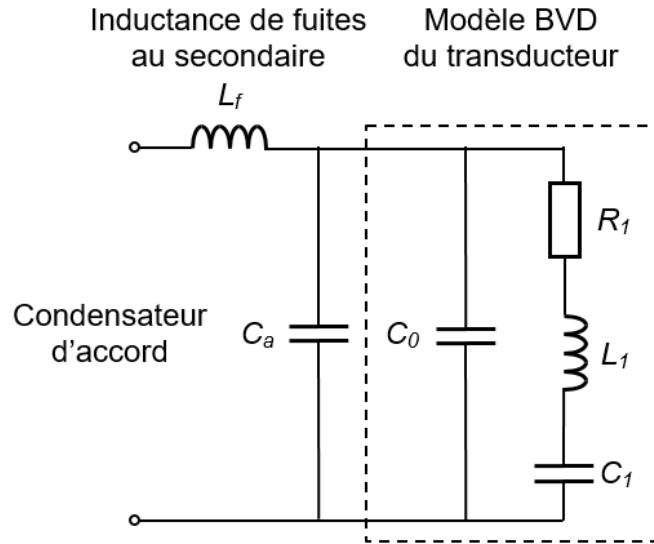


Figure 22 : Modèles électriques du transducteur et du transformateur avec condensateur d'accord

Question 21

À la résonance ($f = f_r$), la réactance de la branche série (R_1, L_1, C_1) est nulle. Exprimer, pour $f = f_r$, l'impédance complexe Z_r du circuit de la figure 22 en fonction de R_1, L_f, C_0, C_a et f_r . Montrer alors que l'impédance Z_r est minimale pour :

$$C_a = \frac{L_1 C_1}{L_f} - C_0$$

Effectuer l'application numérique en considérant les paramètres « fabricant » suivants :

$$C_0 = 1880 \text{ pF} \quad C_1 = 290 \text{ pF} \quad L_1 = 51 \text{ mH} \quad L_f = 6 \text{ mH} \quad R_1 = 208 \text{ } \Omega$$

3.4. Réception des ondes ultrasonores : amplification et filtrage

L'objectif est d'analyser la structure électronique permettant de traiter le signal reçu par le transducteur récepteur avant numérisation.

La réception de l'onde ultrasonore émise par le transducteur émetteur est effectuée par le transducteur récepteur. Le signal reçu correspond à la réponse transitoire typique d'un oscillateur amorti à une excitation périodique. L'amplitude crête augmente très rapidement pendant les premières périodes du signal reçu puis se stabilise à une amplitude constante.

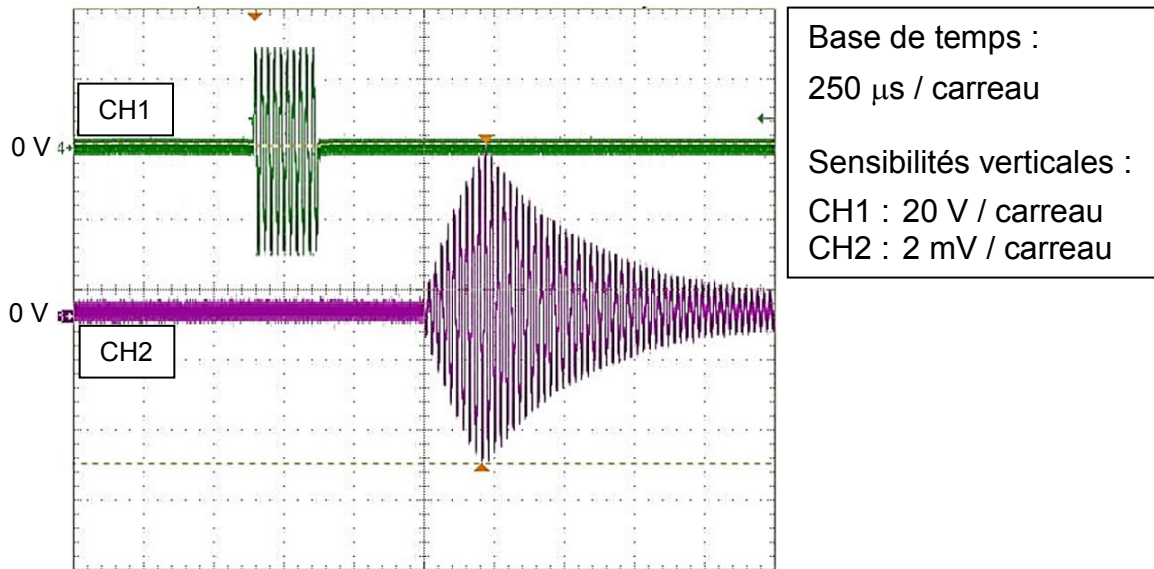


Figure 23 : Signal d'excitation du transducteur émetteur (CH1) et signal en sortie du transducteur récepteur (CH2) pour une vitesse de vent nulle

Le temps de vol (ou temps de propagation de l'onde ultrasonore) correspond au temps s'écoulant entre l'instant où débute l'excitation du transducteur émetteur et l'instant de détection du signal de réception en sortie du transducteur récepteur.

Question 22

En considérant une vitesse de vent nulle et une célérité $c = 343 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ à une température de 20°C , estimer, à partir de l'oscillogramme de la figure 23, la distance L entre les deux transducteurs.

La faible amplitude du signal reçu (quelques mV) impose une amplification importante avec un minimum de bruit ajouté, ainsi qu'un filtrage analogique en sortie du transducteur récepteur. Ces opérations sont réalisées par un amplificateur à bas bruit LNA (Low Noise Amplifier) d'amplification A_V réglable, associé à un filtre analogique constitué de deux condensateurs externes C_2 et de résistances R_2 et R_3 intégrées dans l'AFE (figure 24).

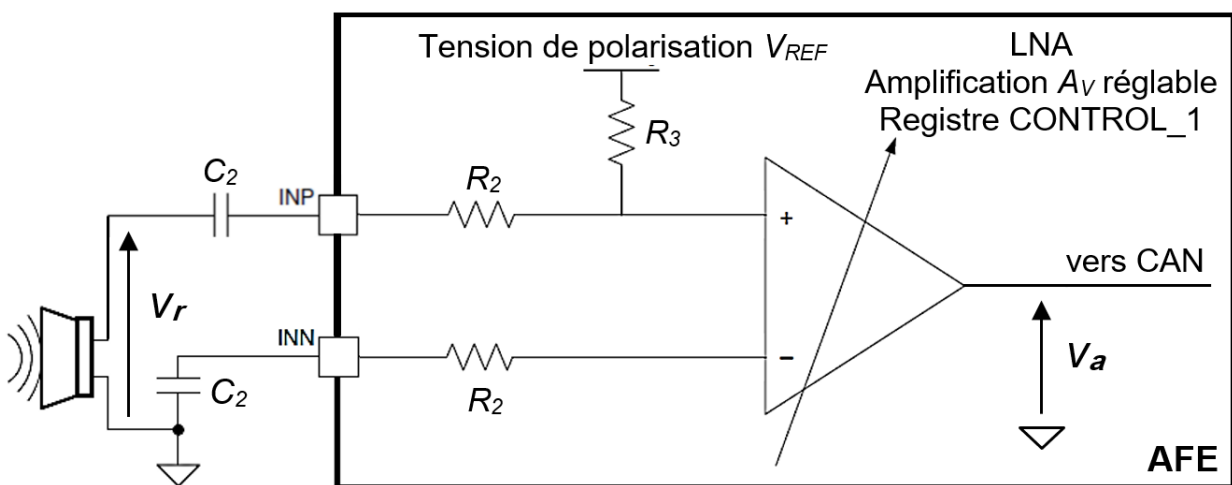


Figure 24 : Schéma de principe de l'amplificateur à bas bruit (LNA) et du filtre analogique

L'amplification A_V est configurable en fixant les bits LNA_GAIN1 et LNA_GAIN0 (figure 25) aux valeurs appropriées dans le registre CONTROL_1.

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
LOW NOISE AMPLIFIER						
A_V	Gain	LNA_GAIN setting = 0b00	1680	1750	1820	V/V
		LNA_GAIN setting = 0b01	892	930	968	
		LNA_GAIN Setting = 0b10	496	517	538	
		LNA_GAIN Setting = 0b11	99	104	109	
Bit	LNA_GAIN1	LNA_GAIN0	Nominal Gain Value			
BIT2: LNA_GAIN0	0	0	1750 V/V (63.52 dB)			
	0	1	930 V/V (59.08 dB)			
BIT3: LNA_GAIN1	1	0	517V/V (53.98 dB)			
	1	1	104 V/V (40.00 dB)			

Figure 25 : Configuration des bits du registre CONTROL_1

Le signal reçu v_r subit un filtrage, une amplification et un décalage afin de couvrir en sortie du LNA la majeure partie de la plage de conversion du CAN unipolaire (0 / 5 V) 12 bits.

Pour établir l'expression liant le signal reçu v_r au signal v_a , l'étude du LNA se ramène, pour simplifier, au montage suivant (figure 26) dans lequel l'Amplificateur Linéaire Intégré (ALI) est supposé parfait et alimenté en 0 / 5 V.

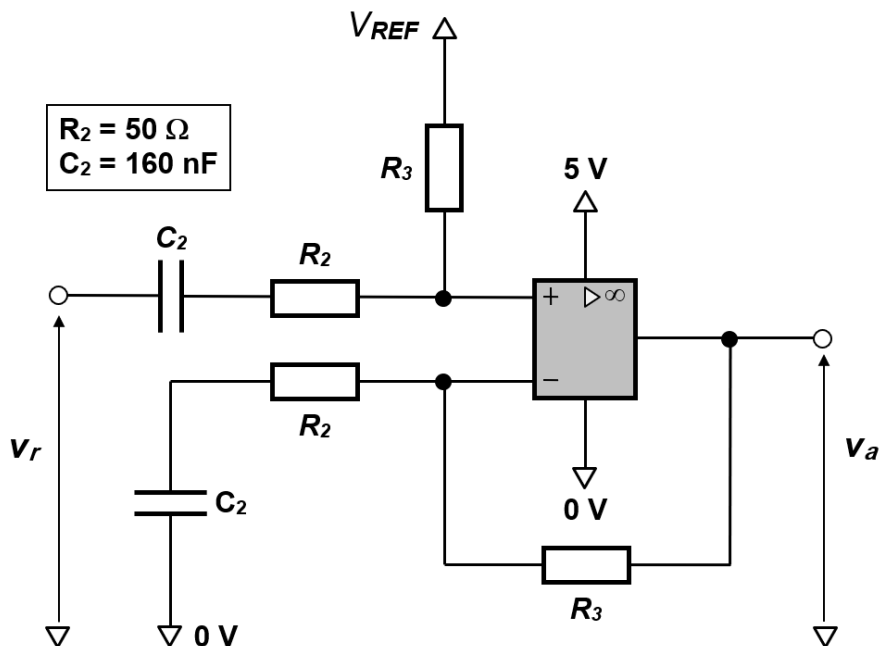


Figure 26 : Schéma structurel simplifié pour la mise en forme du signal reçu

La tension V_{REF} est une tension continue fixée à la moitié de la pleine échelle du CAN.

Les valeurs des deux résistances R_3 sont modifiables à l'aide du registre CONTROL_1 du microcontrôleur par un dispositif électronique non étudié. Dans ces conditions, l'amplification réglable A_V du LNA est définie par $A_V = R_3 / R_2$.

Question 23

Donner, en la justifiant, l'expression de $v_a(t)$ en régime continu.

Les amplitudes complexes associées aux grandeurs temporelles $v_r(t)$ et $v_a(t)$ sont notées \underline{V}_r et \underline{V}_a . La pulsation des grandeurs électriques en régime sinusoïdal est notée ω .

Question 24

En supposant $V_{REF} = 0$, montrer que $\underline{V}_a = \underline{H}(j\omega) \cdot \underline{V}_r$.

Exprimer $\underline{H}(j\omega)$ en fonction de ω , A_V , R_2 et C_2 .

En déduire la valeur de la fréquence de coupure f_c et le type de filtre ainsi réalisé.

Question 25

À l'aide de l'oscillogramme de la figure 23 et du tableau de la figure 25, proposer, en la justifiant, une valeur pour l'amplification A_V .

L'ALI utilisé présente une valeur typique $GBW = 100$ MHz (Gain Bandwidth Product).

Question 26

Déterminer la fréquence de coupure typique due à la bande passante de l'ALI utilisé. Tracer sur le document DR3 le diagramme de Bode asymptotique de la courbe de gain de la structure définie sur la figure 26.

3.5. Réception des ondes ultrasonores : bruit en sortie du LNA

L'objectif est de déterminer la tension efficace de bruit en sortie du LNA afin de vérifier sa compatibilité avec la résolution du CAN en bits.

Le bruit d'un ALI est modélisé par une source de courant de densité spectrale ⁽¹⁾ $i_n(f)$ en A / \sqrt{Hz} et par une source de tension de densité spectrale $e_n(f)$ en V / \sqrt{Hz} (figure 27).

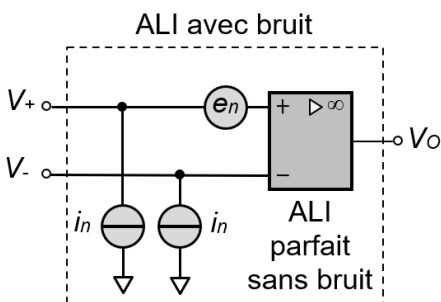


Figure 27 : Modèle d'un ALI avec bruit

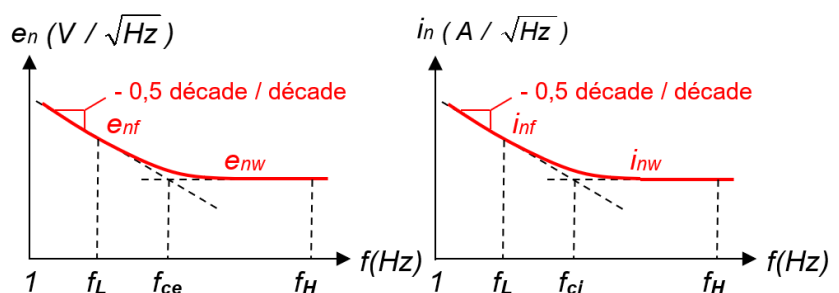


Figure 28 : Densités spectrales de bruits en tension et en courant (échelles logarithmiques)

Les deux bruits de base d'un ALI sont le bruit blanc (white noise) et le bruit de scintillement (flicker noise, $1/f$). Les densités spectrales de bruit de scintillement, notées e_{nf} et i_{nf} (figure 28) diminuent avec la fréquence à raison de 0,5 décade / décade. Les densités spectrales de bruit blanc, notées e_{nw} et i_{nw} restent constantes avec la fréquence f .

(1) Par simplification, les densités spectrales d'amplitude $i_n(f)$ et $e_n(f)$ sont appelées « densités spectrales ».

Au-dessus d'une certaine valeur en fréquence (fréquences f_{ce} et f_{ci}), le bruit blanc domine. En dessous de cette valeur, c'est le bruit de scintillement qui est prépondérant.

La tension et le courant efficaces de bruit E_n et I_n dans une plage donnée de fréquences $[f_L, f_H]$ s'obtiennent à partir des densités spectrales de bruit $e_n(f)$ et $i_n(f)$ par les relations :

$$E_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e_n^2(f) \cdot df} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} (e_{nf}^2(f) + e_{nw}^2) \cdot df} \quad \text{et} \quad I_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} i_n^2(f) \cdot df} = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} (i_{nf}^2(f) + i_{nw}^2) \cdot df}$$

Où f_L et f_H sont respectivement les fréquences limites basse (Low) et haute (High).

Question 27

À partir de la figure 28, donner l'équation de la caractéristique asymptotique de $\log_{10}(e_{nf})$ en fonction de $\log_{10}(f)$. En déduire l'expression de $e_{nf}(f)$ en fonction de e_{nw} , f_{ce} et f . Par similitude, donner l'expression de $i_{nf}(f)$ en fonction de i_{nw} , f_{ci} et f .

Question 28

Montrer que la tension et le courant efficaces de bruit peuvent s'écrire :

$$E_n = e_{nw} \cdot \sqrt{f_{ce} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + f_H - f_L} \quad \text{et} \quad I_n = i_{nw} \cdot \sqrt{f_{ci} \cdot \ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + f_H - f_L}$$

Le document réponse DR4 donne les graphes des densités spectrales de bruits en tension et en courant en fonction de la fréquence, pour l'ALI utilisé dans le LNA.

Question 29

Estimer graphiquement sur le document réponse DR4 les valeurs de e_{nw} , i_{nw} , f_{ce} et f_{ci} . En déduire les valeurs de E_n et I_n pour $f_L = 20$ kHz et $f_H = 200$ kHz.

L'analyse du bruit total en tension efficace E_{on} en sortie du LNA se ramène à l'étude du circuit électrique équivalent suivant (figure 29) dans lequel la source de signal est éteinte.

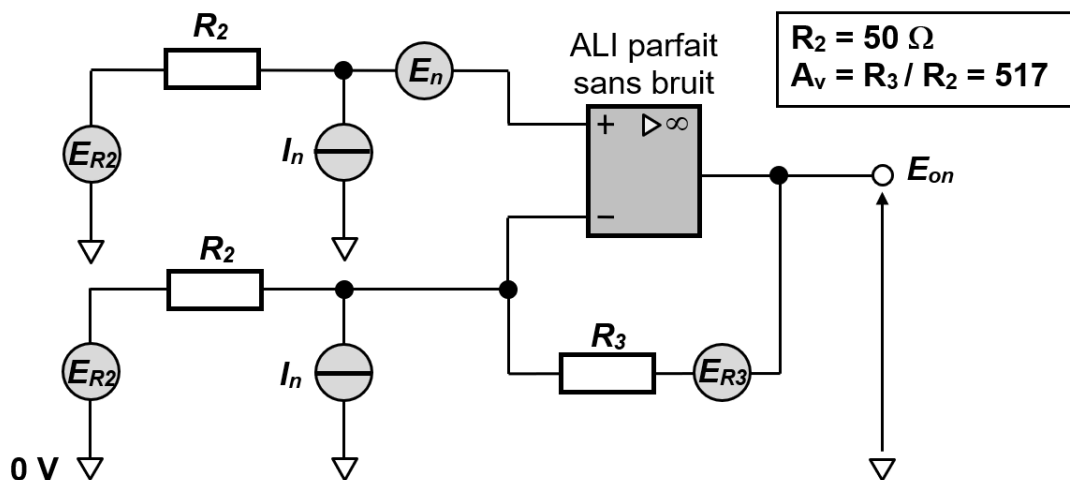


Figure 29 : Modélisation des sources de bruit

Hypothèse : Les sources de bruit ne sont pas corrélées.

La valeur efficace E_R du bruit en tension produit par une résistance R dans une bande de fréquences donnée s'écrit :

$$E_R = \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T_a \cdot R \cdot (f_H - f_L)}$$

dans laquelle :

- k_B constante de Boltzmann ($k_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$)
- T_a température absolue en Kelvin
- R résistance en ohms
- f_H limite haute en fréquence en Hz
- f_L limite basse en fréquence en Hz

Étude du bruit extrinsèque à l'ALI

Les sources de bruit E_n et I_n intrinsèques à l'ALI sont éteintes.

Question 30

Montrer, en appliquant le principe de superposition, que le bruit en tension efficace E_{on-R} en sortie du LNA, lié aux résistances R_2 et R_3 , peut se mettre sous la forme :

$$E_{on-R} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \sqrt{4 \cdot k_B \cdot T_a \cdot ((R_2 // R_3) + R_2) \cdot (f_H - f_L)}$$

Où $R_2 // R_3$ est la résistance équivalente à R_2 en parallèle avec R_3 .

Étude du bruit intrinsèque à l'ALI

Une démarche identique conduit à :

$$E_{on-ALI} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \sqrt{E_n^2 + (R_2 \cdot I_n)^2 + ((R_2 // R_3) \cdot I_n)^2}$$

Question 31

Calculer E_{on-R} et E_{on-ALI} pour une température de 40°C avec $f_L = 20 \text{ kHz}$ et $f_H = 200 \text{ kHz}$. En déduire la valeur du bruit total en tension efficace E_{on} en sortie du LNA définie par :

$$E_{on} = \sqrt{E_{on-R}^2 + E_{on-ALI}^2}$$

Le bruit total en tension est modélisé, pour simplifier, par une tension alternative sinusoïdale de valeur efficace $E_{on} = 330 \mu\text{V}$. Le nombre de bits du CAN est compatible avec ce bruit si la valeur crête à crête du bruit en tension reste inférieure au quantum du CAN.

Question 32

Calculer le quantum q du CAN unipolaire (0 / 5 V) 12 bits. Conclure quant à l'objectif.

3.6. Réception des ondes ultrasonores : conversion analogique - numérique

L'objectif est d'analyser le fonctionnement du CAN à approximations successives afin de vérifier la compatibilité de la durée de conversion avec la période d'échantillonnage.

Le CAN utilisé pour la numérisation du signal v_a est un CAN à approximations successives. Son architecture simplifiée est présentée sur la figure 30.

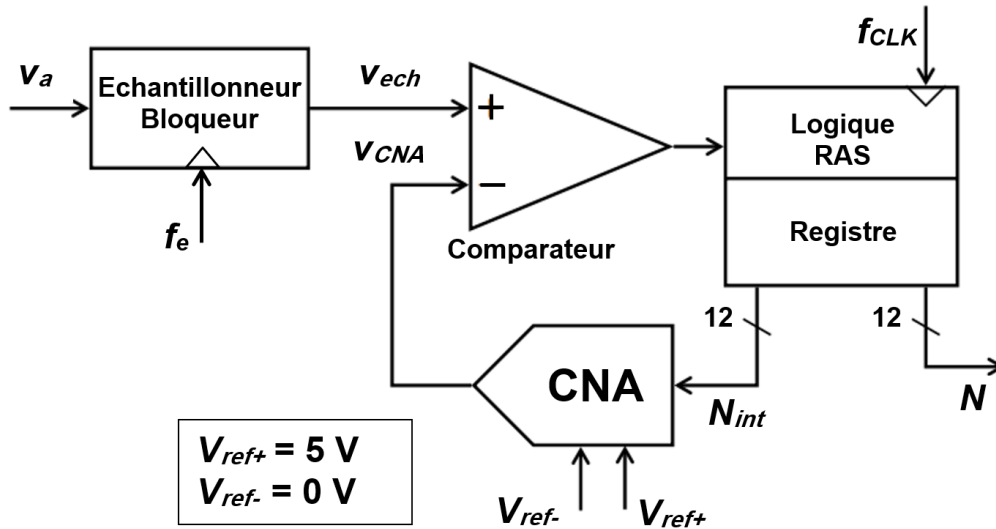


Figure 30 : Architecture d'un CAN à approximations successives 12 bits

Le signal analogique v_a à convertir est échantillonné et bloqué pendant toute la phase de conversion. Le CAN possède une boucle de rétroaction, constituée d'un CNA de même résolution (12 bits) et d'un comparateur qui commande un Registre à Approximations Successives (RAS) donnant son nom à cette architecture.

Le fonctionnement du CAN est cadencé par le signal d'horloge CLK de l'oscillateur interne. La fréquence f_{CLK} est égale à 16 MHz. La fréquence d'échantillonnage est $f_e = 1$ MHz.

Le principe de conversion est basé sur une recherche du code de sortie par dichotomie. À chaque coup d'horloge (CLK), l'intervalle de recherche est divisé par 2 et la valeur du mot N_{int} est modifiée. Le principe est décrit par l'algorithme donné sur la figure 31. La mise à 1 du bit de poids j dans N_{int} incrémente la tension v_{CNA} de $2^j \cdot q$ où q est le quantum du CNA.

Question 33

Sur le document réponse DR5, pour les cinq premières itérations de la boucle « Tant que » :

- indiquer la valeur en binaire prise par le mot N_{int}
- tracer l'évolution de la tension v_{CNA}

au moment de l'exécution de la ligne « Appliquer N_{int} en entrée du CNA » dans le cas où $v_{ech} = v_a = 4$ V.

Question 34

Exprimer, en nombre de périodes T_{CLK} du signal d'horloge, la durée T_{conv} que met le CAN à réaliser une conversion. Faire l'application numérique et conclure quant à l'objectif.

```

# Initialisation
Nint = 0000 0000 0000      # Nint est codé en binaire naturel
j = 11

# Conversion par approximations successives
Tant que j ≥ 0
  Nint[j] = 1                # Affecter 1 au bit de poids j de Nint
  Appliquer Nint en entrée du CNA
  Si VCNA > Vech
    Nint[j] = 0              # Remettre le bit de poids j de Nint à 0
  Fin si
  j = j - 1
Fin tant que

# Communication résultat sortie du CAN
N = Nint

```

Figure 31 : Algorithme de conversion par approximations successives

3.7. Réception des ondes ultrasonores : chaîne de traitement numérique

Les objectifs sont d'analyser la chaîne de traitement numérique, de déterminer les équations de récurrence à implémenter dans le DSP (Digital Signal Processing) et de valider les fonctions du détecteur d'enveloppe numérique.

La méthode pour déterminer le temps de propagation entre le transducteur émetteur et le transducteur récepteur consiste à calculer une enveloppe numérique du signal de réponse. Le schéma fonctionnel du détecteur d'enveloppe numérique est donné sur la figure 32.

La comparaison de cette enveloppe avec un seuil ajustable définit l'instant d'apparition du signal de réponse au niveau du transducteur récepteur. Un algorithme (non étudié) adapte ce seuil en fonction des amplitudes des oscillations du signal de réponse. La détermination du temps de propagation s'effectue en calculant la différence entre l'instant d'excitation du transducteur émetteur et l'instant d'apparition du signal au niveau du transducteur récepteur.

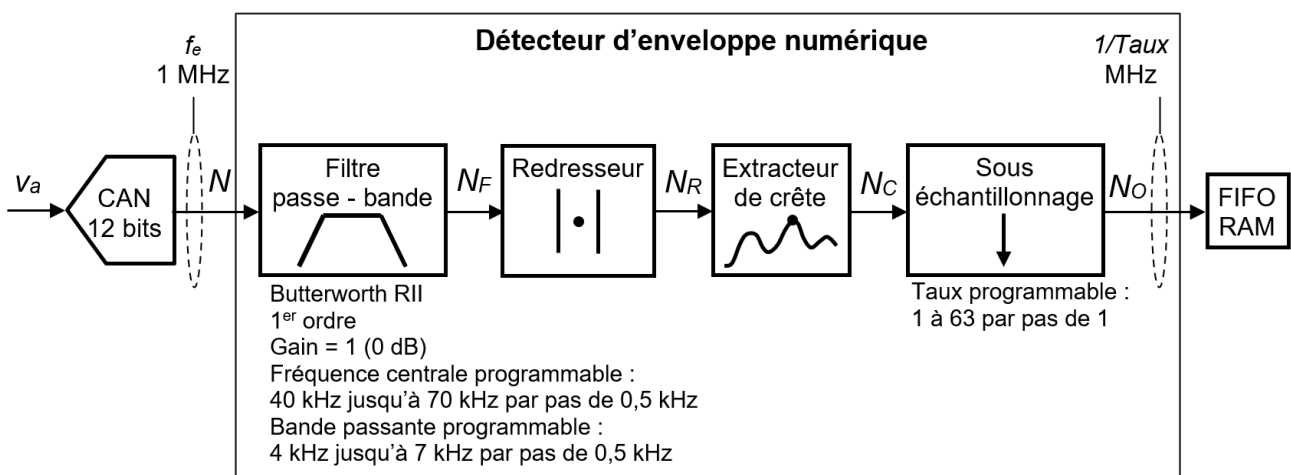


Figure 32 : Chaîne de traitement numérique pour la réception des ondes ultrasonores

Notations adoptées

$$f_e = \frac{1}{T_e} = 1 \text{ MHz}$$

Fréquence d'échantillonnage

N, N_F, N_R, N_C et N_O

Grandeurs numériques en sortie des différentes fonctions

$$X[k] = X(k \cdot T_e)$$

Valeur décimale d'une grandeur numérique X à l'instant $t = k \cdot T_e$

3.7.1. Filtre passe - bande

Le filtre utilisé est un filtre à réponse impulsionnelle infinie (RII). La procédure de synthèse du filtre, consiste à transformer les spécifications du filtre numérique aux spécifications d'un filtre analogique équivalent, puis d'appliquer la transformation bilinéaire pour déterminer la fonction de transfert en z du filtre. Les spécifications du filtre numérique sont les suivantes :

- Gain unitaire (0 dB) ;
- Fréquence centrale de 40 kHz ;
- Bande passante à -3 dB égale à 4 kHz ;
- Fréquence d'échantillonnage $f_e = 1$ MHz.

Les tableaux suivants rappellent les informations concernant la synthèse d'un filtre RII.

Filtre passe - bas de Butterworth normalisé	
Ordre du filtre	$H(p)$
1	$\frac{1}{p+1}$
2	$\frac{1}{p^2 + \sqrt{2} \cdot p + 1}$
3	$\frac{1}{(p^2 + p + 1) \cdot (p + 1)}$
Transformation des prototypes	
Type de transformation	Formule
Passe – bas \rightarrow Passe – bas ω_c : pulsation de coupure	$p \rightarrow \frac{p}{\omega_c}$
Passe – bas \rightarrow Passe – haut ω_c : pulsation de coupure	$p \rightarrow \frac{\omega_c}{p}$
Passe – bas \rightarrow Passe – bande ω_0 : pulsation centrale $\Delta\omega$: bande passante	$p \rightarrow \frac{1}{\Delta\omega} \cdot \frac{p^2 + \omega_0^2}{p}$
Passe – bas \rightarrow Coupe – bande ω_0 : pulsation centrale $\Delta\omega$: bande rejetée	$p \rightarrow \Delta\omega \cdot \frac{p}{p^2 + \omega_0^2}$
Correspondance des pulsations	Transformation bilinéaire
$\omega_a = \frac{2}{T_e} \cdot \tan\left(\frac{\omega_n \cdot T_e}{2}\right)$ ω_a : pulsation du filtre analogique ω_n : pulsation du filtre numérique	$p = \frac{z-1}{T_e \cdot z+1}$ T_e : période d'échantillonnage

Figure 33 : Aide à la synthèse d'un filtre RII

Question 35

Déterminer, pour le filtre analogique correspondant, la pulsation centrale ω_{ac} ainsi que les pulsations de coupure haute ω_{ah} et basse ω_{ab} .

Le filtre retenu est un filtre passe-bande de Butterworth d'ordre $n = 1$. L'ajustement des pulsations permet d'obtenir la bande analogique équivalente $\Delta\omega = 25\,534 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$.

Question 36

En appliquant la formule adaptée de transformation des prototypes, montrer que la fonction de transfert en p du filtre passe – bande analogique peut s'écrire :

$$H(p) = \frac{a \cdot p}{p^2 + b \cdot p + c}$$

Calculer les coefficients a , b et c .

Question 37

En appliquant la transformation bilinéaire, montrer que la fonction de transfert en z du filtre numérique peut s'écrire :

$$H(z) = \frac{a_0 - a_2 \cdot z^{-2}}{1 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}}$$

Calculer les coefficients a_0 , a_2 , b_1 et b_2 .

Quel que soit le résultat obtenu à la question précédente, il est désormais admis que la synthèse par la méthode bilinéaire conduit à la fonction de transfert :

$$H(z) = \frac{N_F(z)}{N(z)} = \frac{0,01241 - 0,01241 \cdot z^{-2}}{1 - 1,913 \cdot z^{-1} + 0,9752 \cdot z^{-2}}$$

Où $N_F(z)$ et $N(z)$ sont les transformées en z des signaux causaux $N_F[k]$ et $N[k]$.
Le calcul des pôles $p_{1,2}$ de $H(z)$ donne : $p_{1,2} = 0,9565 \pm 0,2456 \cdot i$

Question 38

Montrer, en analysant les valeurs des pôles, que ce filtre est stable.

Une simulation sur MATLAB permet de visualiser la réponse fréquentielle en module du filtre numérique. Cette réponse est donnée sur le document réponse DR6.

Question 39

En effectuant les constructions graphiques nécessaires sur le document réponse DR6, justifier que les spécifications demandées pour le filtre numérique sont respectées.

Question 40

En appliquant la transformée en z inverse, déterminer l'équation de récurrence liant la grandeur $N_F[k]$ aux grandeurs $N_F[k - 1]$, $N_F[k - 2]$, $N[k]$ et $N[k - 2]$.

3.7.2. Redresseur numérique

Le redressement (figure 34) permet de passer de la grandeur N_F à la grandeur N_R .

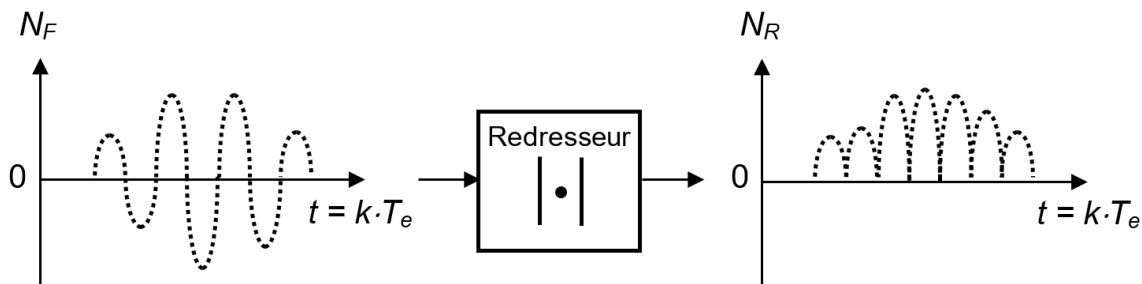


Figure 34 : redressement de la grandeur N_F

Question 41

Exprimer $N_R[k]$ en fonction de $N_F[k]$.

3.7.3. Extracteur de crête et sous - échantillonnage

L'extracteur de crête consiste en un simple algorithme de recherche de maximum. La sortie $Y[k]$ de l'extracteur est mise à jour si son entrée $X[k]$ est supérieure à la sortie précédente $Y[k - 1]$. Cet algorithme est illustré par le schéma suivant (figure 35) :

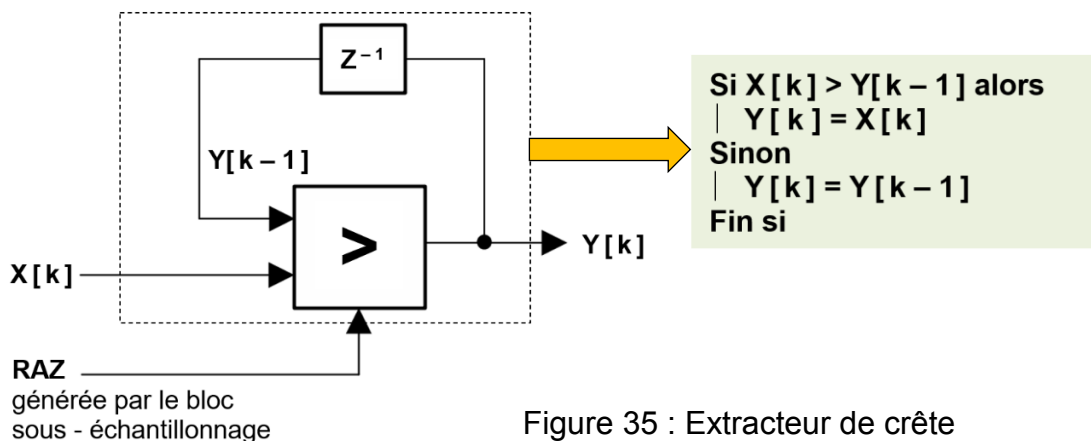


Figure 35 : Extracteur de crête

Le bloc de sous-échantillonnage, défini sur la chaîne de traitement numérique (figure 32), remplit deux fonctions :

- Génère le signal de réinitialisation (RAZ) pour l'extracteur de crête (figure 35) ;
- Génère la sortie N_O (figure 32).

Principe de fonctionnement

Le taux de sous-échantillonnage noté $Taux$ peut être fixé par l'utilisateur à n'importe quelle valeur entière comprise entre 1 et 63 en écrivant dans le registre DOWNSAMPLE.

Le bloc de sous-échantillonnage possède un compteur qui débute à 0 et compte jusqu'à la valeur $Taux$ programmée dans le registre DOWNSAMPLE. Lorsque le compteur atteint cette valeur, le contenu du compteur est remis à 0.

Dans le même temps, le bloc de sous-échantillonnage génère une réinitialisation de l'extracteur de crête : la dernière valeur en sortie de l'extracteur est mémorisée dans la FIFO RAM avant d'être remise à zéro par le signal RAZ.

Question 42

Donner les grandeurs numériques de la figure 32 associées aux grandeurs X et Y dans le schéma décrivant l'extracteur de crête (figure 35).

Question 43

Proposer, en le justifiant, une valeur pour le taux de sous-échantillonnage noté $Taux$. Compléter sur le document réponse DR7 l'algorithme d'extracteur de crête générant les grandeurs N_C et N_O à partir de la grandeur N_R .

Question 44

Donner la signification du terme FIFO RAM et rappeler son principe. Sachant que chaque valeur sauvegardée dans la FIFO RAM est codée sur 16 bits, déterminer sa capacité mémoire en octets pour observer un signal v_a sur une durée de 1,2 ms avec la valeur de $Taux$ précédente.

Les différentes équations de récurrence et l'algorithme d'extracteur de crête ont été implémentés en Python et testés sur le signal numérisé N issu du CAN. Les résultats du programme test sont consignés sur le document réponse DR8.

Question 45

Identifier sur le document réponse DR8 les graphes de N , N_F , N_R , N_C et N_O . Conclure quant à l'objectif.

4. LIAISON SATELLITE

4.1. Chaîne de transmission et réception des données

L'objectif est de caractériser la technique de modulation utilisée pour la transmission des données numériques.

L'émetteur / récepteur satellite HB210 collecte les signaux du satellite géostationnaire, réfléchis sur l'antenne miroir parabolique ou envoie des signaux par réflexion sur l'antenne miroir parabolique au satellite (figure 36).

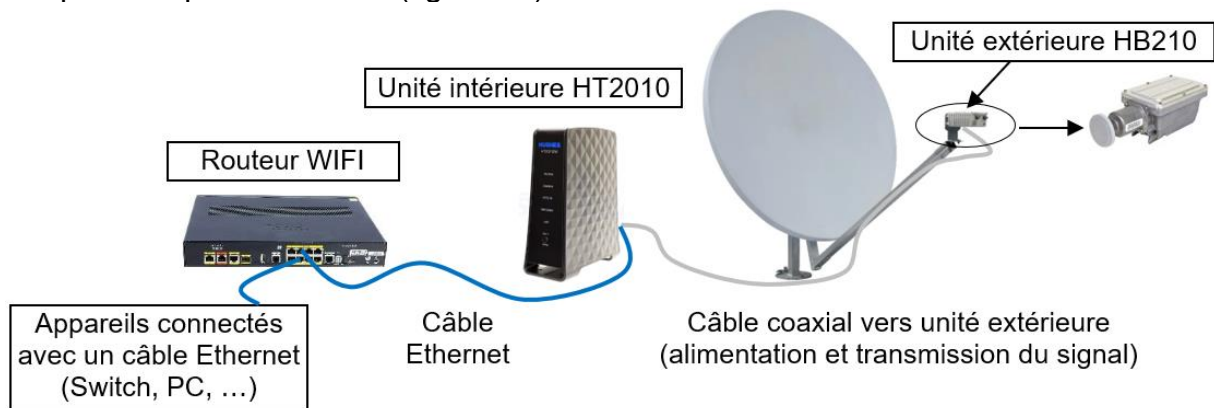


Figure 36 : Chaîne de transmission et réception des données

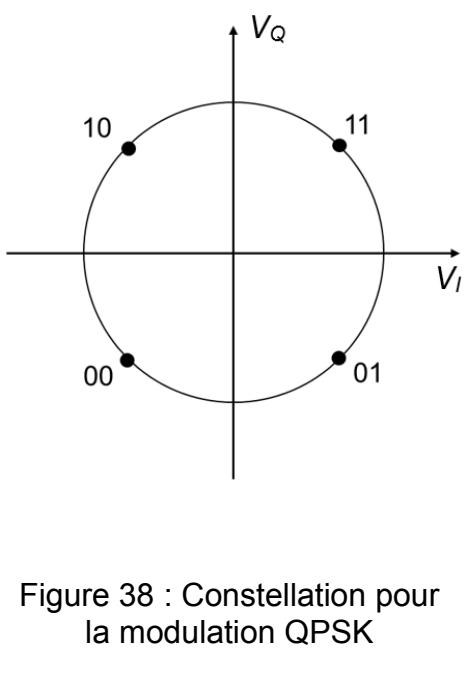
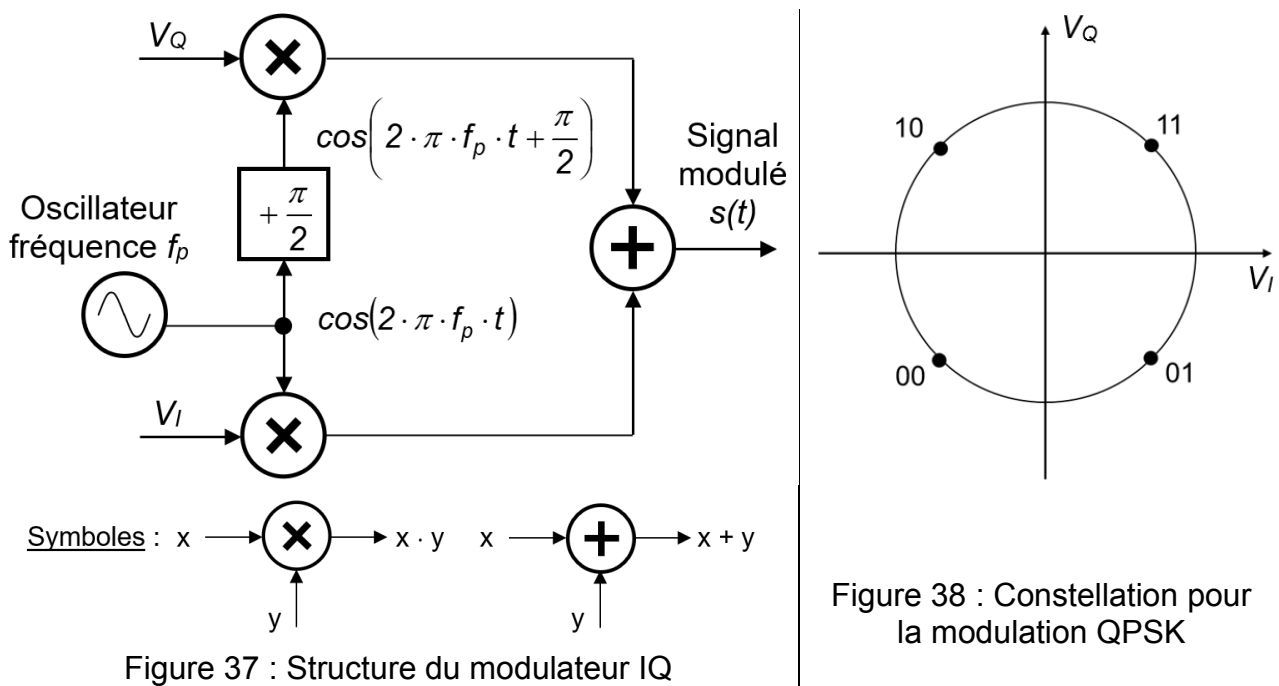
Question 46

Justifier l'utilisation d'une liaison satellite pour la transmission des données.

L'unité extérieure HB210 comprend, au niveau réception, une tête universelle LNB (Low Noise Block) dont le rôle est d'amplifier et de convertir les signaux reçus du satellite dans la gamme 17,3 à 20 GHz en signaux de fréquence intermédiaire dans la gamme 950 MHz à 2,125 GHz pour transmission sur le câble coaxial. Au niveau transmission, un BUC (Block Up Converter) joue un rôle similaire en convertissant, cette fois, les signaux basse fréquence (950 MHz à 2,125 GHz) en signaux haute fréquence (28,4 à 30 GHz).

L'unité intérieure HT2010 comprend un modem et un routeur. Les spécifications techniques des unités HB210 et HT2010 sont fournies sur la documentation technique DT4.

La modulation choisie pour la transmission des données est une modulation QPSK réalisée à l'aide d'un modulateur IQ dont le schéma simplifié est donné sur la figure 37. La constellation (diagramme IQ) de cette modulation est représentée sur la figure 38.



Le signal modulé $s(t)$ peut s'écrire sous la forme : $s(t) = A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t + \varphi_k)$.

f_p est la fréquence porteuse et φ_k le déphasage de la porteuse modulée par rapport à la porteuse de référence. φ_k varie dans l'intervalle $[0, 2\pi]$ et $k \in [0,3]$.

Question 47

Donner la signification de QPSK. Indiquer un des intérêts de ce type de modulation. Donner le nombre de symboles et le nombre de bits par symbole utilisés par cette modulation. En déduire la relation entre le débit binaire R_b en bits·s⁻¹ et le débit de symbole R_s en bauds.

Question 48

À partir du schéma du modulateur IQ donné sur la figure 37, exprimer le signal modulé $s(t)$ en fonction de l'entrée de la composante en phase V_I et de l'entrée de la composante en quadrature V_Q . En déduire les relations entre V_I , A et φ_k puis entre V_Q , A et φ_k .

Question 49

Compléter sur le document réponse DR9 le tableau des valeurs φ_k , V_I et V_Q pour chaque symbole en prenant $A = 1$ V.

Question 50

Sur le document DR10, représenter les signaux V_I et V_Q lorsque la séquence suivante est transmise : 1110100001110010. Préciser les amplitudes des signaux V_I et V_Q et l'échelle temporelle sachant que le débit de symbole R_s est égal à $10 \cdot 10^6$ bauds.

Le spectre du signal modulé QPSK est représenté sur la figure 39.

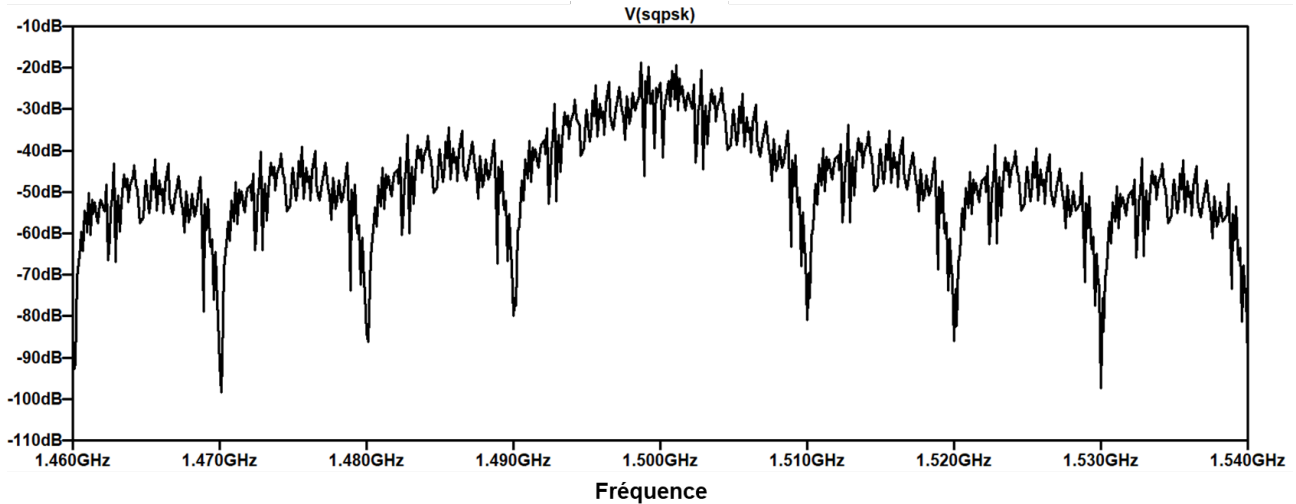


Figure 39 : Spectre du signal modulé QPSK

Question 51

À partir du spectre, donner la valeur de la fréquence porteuse f_p du signal modulé et retrouver la valeur du débit de symbole R_s . Donner, en justifiant, l'efficacité spectrale de cette modulation.

4.2. Étude du rapport Signal / Bruit à la réception des données

L'objectif est d'exprimer les rapports Signal / Bruit au niveau de l'antenne et Signal / Bruit par bit en fonction du facteur de mérite de l'antenne.

La qualité des données reçues dépend du rapport Signal / Bruit au niveau du modem. Il peut être approximé par le rapport Signal / Bruit au niveau de l'antenne.

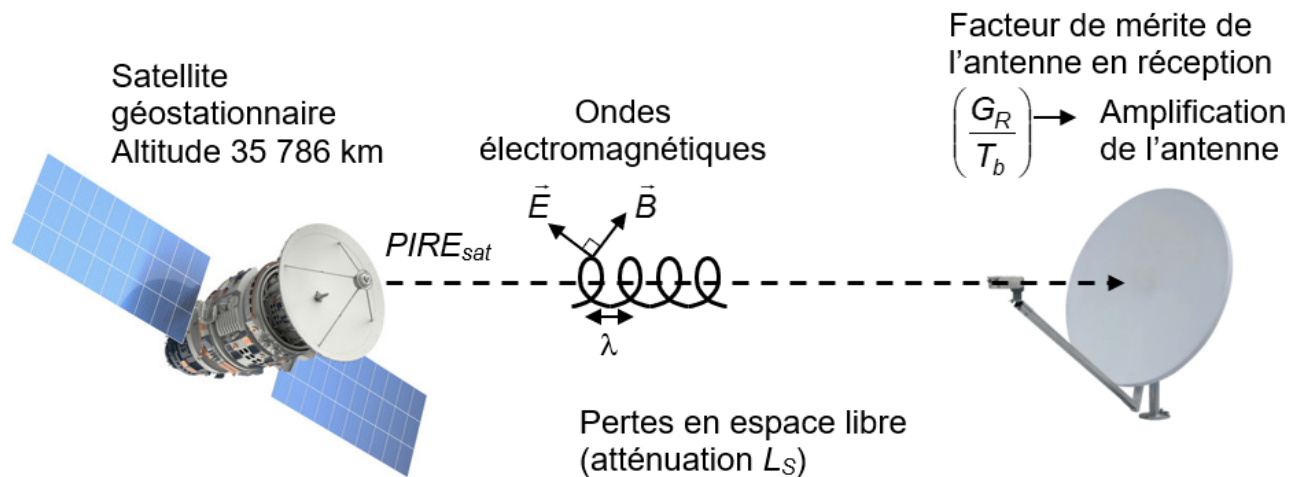


Figure 40 : Schéma de principe liaison descendante

Notations

G_R	amplification de l'antenne
L_S	atténuation en espace libre dans le vide
$(L_S)_{dB}$	atténuation en espace libre dans le vide en dB ($(L_S)_{dB} = 10 \cdot \log_{10} L_S$)
L_A	atténuation liée à l'atmosphère
$(L_A)_{dB}$	atténuation liée à l'atmosphère en dB ($(L_A)_{dB} = 10 \cdot \log_{10} L_A$)
$PIRE_{sat}$	puissance isotrope rayonnée du satellite sur la France : $(PIRE_{sat})_{dB} = 50$ dBW

L'expression de l'atténuation L_S en fonction de la distance d de propagation des ondes et de leur longueur d'onde λ est définie par :

$$L_S = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda} \right)^2$$

L'atténuation $(L_A)_{dB}$ peut varier en fonction de la météorologie :

- $(L_A)_{dB} = 3$ dB par temps clair
- $(L_A)_{dB} = 10$ dB par temps pluvieux

Les pertes dues au dépointage de l'antenne sont négligées.

Données

Altitude des satellites géostationnaires	35 786 km
Fréquence des ondes émises par le satellite	20 GHz
Vitesse de la lumière	$3 \cdot 10^8$ m·s ⁻¹

Question 52

Calculer l'atténuation L_S et sa valeur en dB.

Question 53

Exprimer la puissance P_R reçue par l'antenne parabolique en fonction de $PIRE_{sat}$, de l'amplification G_R de l'antenne et des atténuations L_S et L_A .

L'expression de la puissance P_b du bruit thermique à la réception est définie par :

$$P_b = k_B \cdot T_b \cdot B$$

dans laquelle :

- k_B constante de Boltzmann ($k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J·K⁻¹)
- T_b température équivalente de bruit à la réception en Kelvin
- B bande passante équivalente de bruit en Hz

Question 54

En déduire que le rapport Signal / Bruit $\left(\frac{P_R}{P_b} \right)$ au niveau de l'antenne peut s'exprimer en fonction de son facteur de mérite $\left(\frac{G_R}{T_b} \right)$.

Le rapport $\left(\frac{P_R}{P_b}\right)$ peut également s'exprimer en fonction des caractéristiques du canal de transmission et du débit binaire R_b en bits·s⁻¹.

Question 55

Exprimer la puissance utile du signal reçu P_R en fonction de l'énergie par bit E_b et du débit binaire R_b .

Question 56

Exprimer la puissance de bruit reçue P_b en fonction de la densité monolatérale de puissance du bruit N_0 en W·Hz⁻¹ et de la bande passante équivalente de bruit B en Hz.

Question 57

En déduire que le rapport Signal / Bruit $\left(\frac{P_R}{P_b}\right)$ au niveau de l'antenne peut s'exprimer en fonction du rapport Signal / Bruit par bit $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)$.

Question 58

Montrer alors que $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{dB} = 228,6 + (PIRE_{sat})_{dB} + \left(\frac{G_R}{T_b}\right)_{dB} - (L_S)_{dB} - (L_A)_{dB} - 10 \log_{10} R_b$.

4.3. Dimensionnement de l'antenne

L'objectif est de dimensionner le diamètre de la parabole en considérant le rapport Signal / Bruit par bit admissible, le type de modulation et le facteur de mérite de l'antenne.

Le débit maximal par symbole est $R_{smax} = 12 \cdot 10^6$ bauds (liaison descendante). La qualité de la réception est quantifiée par le BER (Bit Error Ratio) ou TEB (Taux d'Erreur Binaire).

Qualité de la réception	Excellente	Bonne	Acceptable	Perturbée	Mauvaise
BER	< 10 ⁻⁵	10 ⁻⁵ à 10 ⁻⁴	10 ⁻⁴ à 10 ⁻³	10 ⁻³ à 10 ⁻²	> 10 ⁻²

Figure 41 : Qualité de la réception en fonction du BER

Les canaux de communication satellitaires étant bruités, le signal transmis est sujet à un grand nombre d'erreurs. Les codes FEC (Forward Error Correction) ajoutent de la redondance aux données sources afin de corriger à posteriori les erreurs apparues durant la transmission. Le FEC utilisé comporte deux formes de correction d'erreurs :

- la première utilise l'algorithme de Viterbi associé à une fraction (1/2, 3/4, 7/8). Cette fraction définit la quantité de débit symbole utilisée pour les données réelles, le reste étant utilisé pour la correction d'erreurs ;
- la seconde est relative au codage de Reed-Solomon (RS).

Le graphe (figure 42) donne les valeurs théoriques du BER en fonction de $(E_b/N_0)_{dB}$ pour un bruit blanc gaussien avec la modulation QPSK et différents FEC.

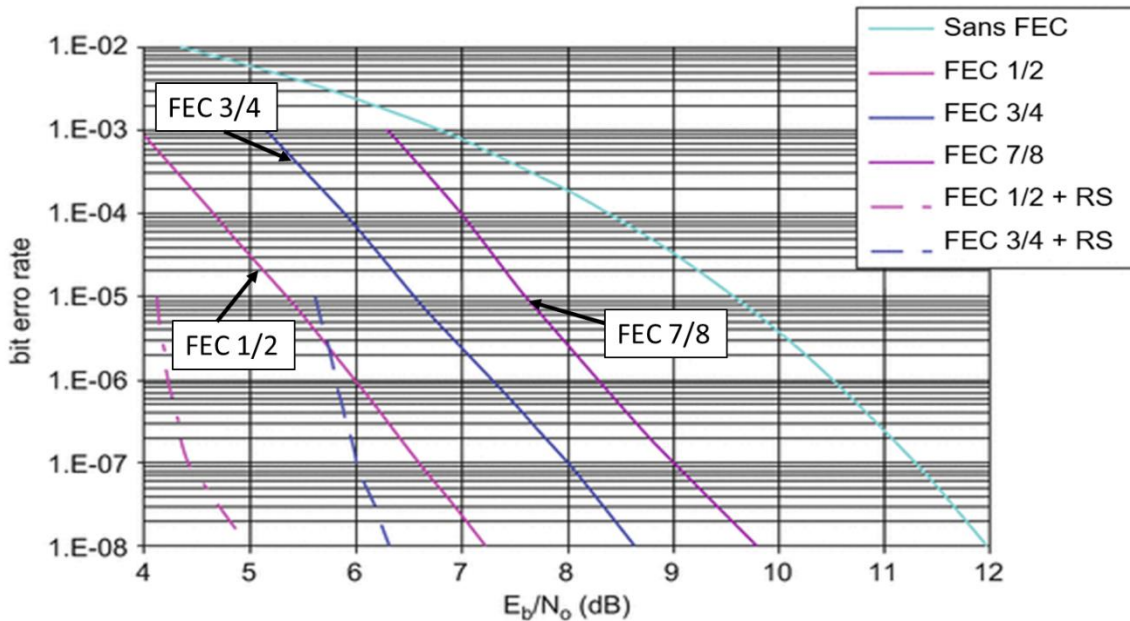


Figure 42 : Évolution du BER en fonction de $(E_b/N_0)_{dB}$ pour différents FEC

Question 59

Identifier le rapport minimal $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{dB}$ permettant d'obtenir une excellente qualité de réception avec un FEC 3/4.

Question 60

À l'aide de l'équation établie à la question 58 et de la réponse à la question 47, déterminer le facteur de mérite $\left(\frac{G_R}{T_b}\right)_{dB}$ minimal permettant d'obtenir une excellente qualité de réception dans les conditions météorologiques les plus défavorables.

En déduire le diamètre de l'antenne à l'aide de la documentation technique DT4.

5. EXPLOITATION DES DONNÉES

L'objectif est d'exploiter les mesures de flux de CO₂ pour évaluer la quantité de CO₂ séquestrée ou émise par la forêt de Barbeau.

L'évolution des valeurs semi-horaires du flux de CO₂ est tracée en fonction de l'heure du jour (figure 43) pour deux journées caractéristiques, une en hiver et une au printemps. Par une intégration numérique, il est possible d'estimer la quantité de CO₂ séquestrée ou émise quotidiennement par la forêt de Barbeau.

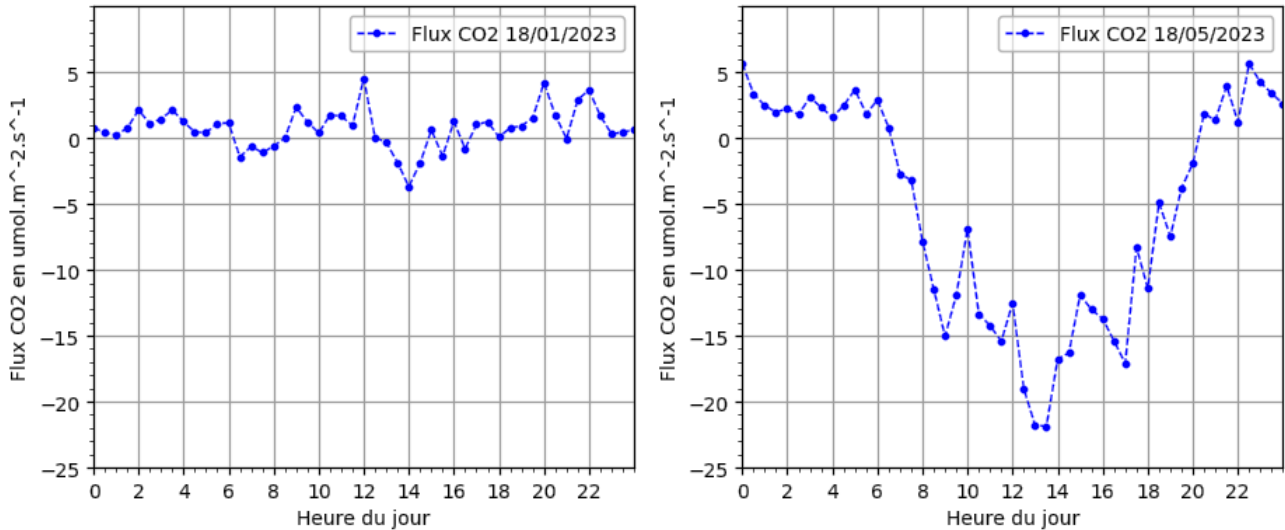


Figure 43 : Relevés quotidiens du flux F_{CO_2} en $\mu\text{mol}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{s}^{-1}$ en forêt de Barbeau (18/01/2023 et 18/05/2023)

Question 61

En analysant le signe du flux F_{CO_2} lors d'une journée de printemps, définir sur le document réponse DR11 les intervalles de temps où la forêt séquestre du CO_2 (puits de carbone) et les intervalles de temps où elle en émet (source de carbone).

La quantité cumulée par unité de surface Q_{CO_2} de CO_2 au cours d'une journée est définie mathématiquement par :

$$Q_{CO_2}(t) = - \int_0^t F_{CO_2}(x) \cdot dx$$

Une valeur positive de Q_{CO_2} traduit une séquestration (captation et stockage) de CO_2 tandis qu'une valeur négative traduit une émission de CO_2 .

Question 62

Préciser l'unité de Q_{CO_2} .

Il est rappelé que T est la période d'observation de 30 minutes.

Les valeurs de F_{CO_2} et Q_{CO_2} calculées à l'instant $t = n \cdot T$ sont notées $F_{CO_2}[n]$ et $Q_{CO_2}[n]$.

Question 63

En remplaçant t par $n \cdot T$ dans l'expression mathématique de $Q_{CO_2}(t)$ et en approchant la

valeur de l'intégrale $\int_{(n-1)T}^{nT} F_{CO_2}(x) \cdot dx$ par la méthode des trapèzes (figure 44), montrer que :

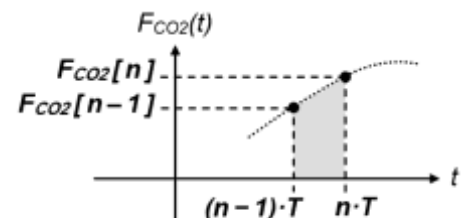


Figure 44 : Illustration de la méthode des trapèzes

$$Q_{CO_2}[n] = A \cdot Q_{CO_2}[n-1] + B \cdot F_{CO_2}[n] + C \cdot F_{CO_2}[n-1]$$

Déterminer les expressions littérales puis les valeurs numériques des coefficients A , B et C en précisant leurs unités.

Question 64

Sur le document réponse DR12, compléter en langage Python la fonction Calcul_QCO2. Cette fonction prend en argument le tableau des mesures de flux de CO₂ sur une journée et retourne le tableau des quantités cumulées de CO₂ par unité de surface correspondantes, calculées à l'aide de la relation de récurrence établie dans la question précédente.

En tenant compte de la masse molaire du CO₂ (44,01 g·mol⁻¹), les relevés suivants sont obtenus, après intégration numérique, pour les deux journées caractéristiques citées.

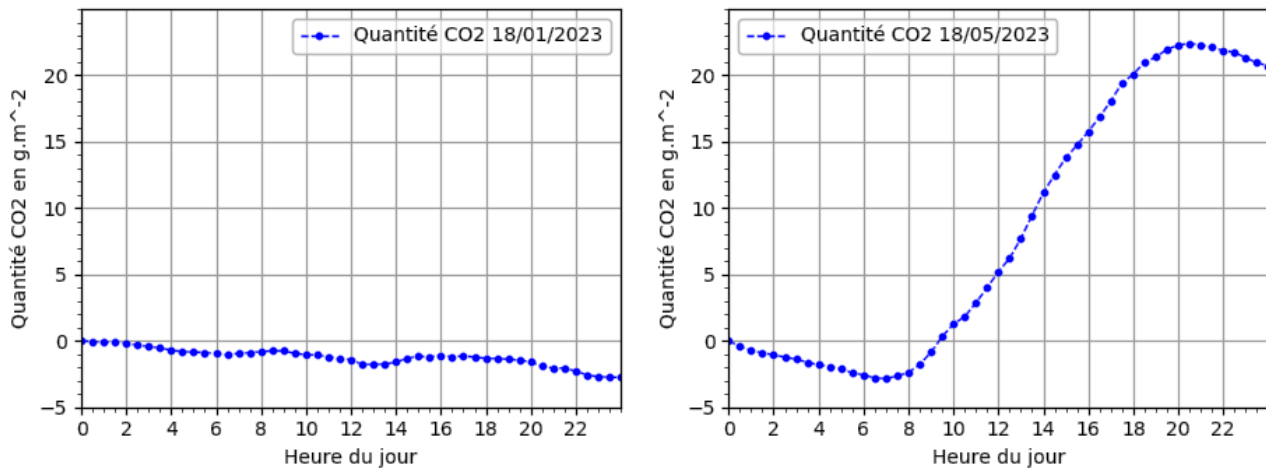


Figure 45 : Évolutions journalières de la quantité cumulée de CO₂ par unité de surface pour la forêt de Barbeau (18/01/2023 et 18/05/2023) en g·m⁻²

Question 65

Déterminer graphiquement la quantité de CO₂ en g·m⁻²·jour⁻¹ puis en kg·ha⁻¹·jour⁻¹ séquestrée ou émise par la forêt de barbeau pour les deux journées étudiées (figure 45). Il est rappelé que 1 hectare (ha) = 10 000 m².

6. SYNTHÈSE

Les objectifs sont d'évaluer la capacité de captation en CO₂ de la forêt de Barbeau et de comparer la technique d'Eddy covariance avec celle basée sur des observations satellites.

Question 66

Un avion émet en moyenne 9 kg de CO_{2e} (équivalent CO₂) par passager pour 100 km. Sachant que la forêt de Barbeau absorbe près de 18 tonnes de CO₂ par an et par hectare, déterminer la durée en années nécessaire à un hectare de cette forêt pour séquestrer l'équivalent d'un vol aller - retour Paris - New York (11 672 km au total) avec 350 passagers.

La start-up Kanop, fondée fin juin 2021, développe des dispositifs d'intelligence artificielle pour mesurer, à partir des observations satellites, l'impact climatique des projets forestiers. L'objectif de cette start-up est d'analyser très finement, jusqu'à l'échelle de l'arbre, le carbone qui est stocké par les forêts.

Question 67

Préciser l'intérêt de cette technique par rapport à celle d'Eddy covariance (covariance des turbulences). Définir les avantages et inconvénients de chaque technique en présentant les résultats sous forme de tableau.

DOCUMENTS TECHNIQUES

DT1	Anémomètre sonique 3D
DT2	Analyseur CO ₂ / H ₂ O
DT3	Microcontrôleur – Registres de contrôle des impulsions
DT4	Documentation technique HB210 et HT2010

HS-50™

3-Axis Horizontal-Head Research Anemometer



Key Features

- Precision 3-Axis Sonic Anemometer
- Horizontal Head for Minimal Flow Disturbance
- 0-45m/s wind speed
- U, V, W Vector Outputs
- Stainless Steel Construction
- 50Hz Output Rate
- 0-359° wind direction

The HS-50 has been designed for scientific research applications requiring accurate 3-axis wind speed and direction information.

This instrument utilises advanced ultrasonic measurement technology, with a unique horizontal head design that allows for more accurate measurement of vertical flows with minimal interruption from the anemometer geometry. The head features a built-in inclinometer for simple positioning of the instrument on a tower or mast. A separate electronic unit allows easy access to the PRT and 6 analogue inputs.

HS-50 will monitor wind speeds of 0-45m/s, with a fast sampling rate of 50 Hz. The instrument can be positioned close to the ground or to crop and tree canopies for accurate measurement of surface turbulence.



WIND SPEED

Range	0 - 45 m/s
Accuracy	<1% RMS
Resolution	0.01 m/s

DIRECTION

Range	0 - 359°
Accuracy*	<±1° RMS
Resolution	1°

ULTRASONIC MEASUREMENT

Ultrasonic sampling rate	50 Hz
Parameters	UVW, Speed of Sound

SPEED OF SOUND

Range and resolution	300 - 370 m/s, 0.01/s
Accuracy	<±0.5% @20°C

DIGITAL OUTPUT

Communication	RS422 full duplex, 8 data bits, 1 stop bit, no parity
Baud rates	2400 - 115200
Output parameters	Selectable 0.4 - 50 Hz

ANALOGUE INPUTS

Quantity	6 differential Inputs
Sampling rate	50 Hz
Input range/resolution	±5V, 14 bits
Accuracy	<0.1% of FSR

ANALOGUE OUTPUTS (VIA SUPPLIED PCIA)

Quantity	7 (U, V, W, SoS, PRT+2 analogue outputs)
Scale	±10, ±20, ±30, ±60m/s
Update rate	0.4 to 50 Hz
Range and resolution	±2.5V, 14 bits
Accuracy	<0.25% of FSR

PRT INPUT (PRT100 NOT INCLUDED)

Input resolution	0.01°C
Input accuracy	<0.01°C (from 0°C to +50°C) <0.15°C (from -40°C to +60°C)

INCLINOMETER

Range and resolution	±20°, 0.01°
Null repeatability	±0.15°
Accuracy	±0.3° (from -10° to +10° of Inclination)

POWER REQUIREMENT

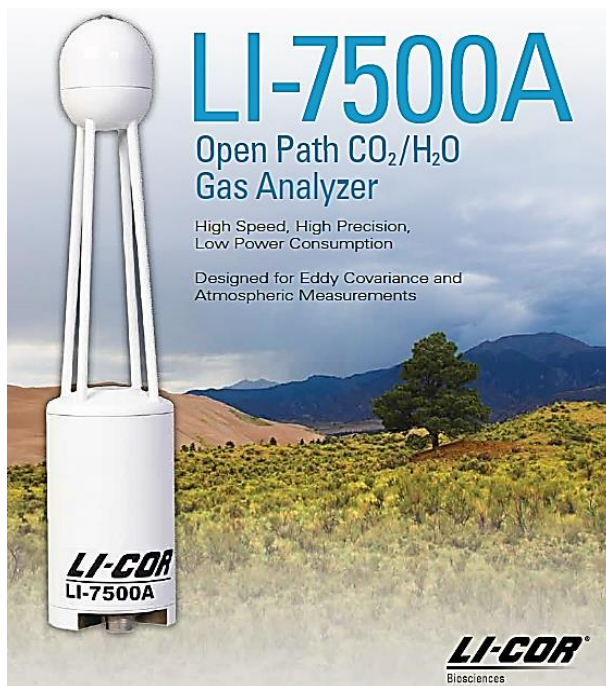
Anemometer	9-30VDC (<150mA @ 24VDC or 300mA @ 12VDC)
------------	---

ENVIRONMENTAL

Operating temperature	-40°C to +60°C
Protection class	IP65
Precipitation	300mm/hr
EMC	EN 50081-1: 1992 (Emissions) EN 50082-1: 1992 (Immunity)
Suitable for exposure to a marine environment.	

*Accuracy specification applies for wind speeds <32m/s and for wind incidence <±150° in the horizontal plane and up to ±50° from the horizontal

DT2 – Analyseur CO₂ / H₂O



LI-7500A

Open Path CO₂/H₂O Gas Analyzer

High Speed, High Precision,
Low Power Consumption

Designed for Eddy Covariance and
Atmospheric Measurements

- Based on the proven LI-7500 platform
- Low power requirements (12 W)
- High precision
- High speed *in-situ* CO₂/H₂O measurements
- Ideal for eddy covariance applications

The LI-7500A Open Path CO₂/H₂O Analyzer is a high speed, high precision, non-dispersive infrared gas analyzer that accurately measures densities of carbon dioxide and water vapor in turbulent air structures. With the eddy covariance technique, these data are used in conjunction with sonic anemometer air turbulence data to determine the fluxes of CO₂ and H₂O.

The LI-7500A supports four data output options, including Ethernet, linearized digital-to-analog converters (DACs), RS-232 serial data, and SDM output for Campbell Scientific, Inc.² dataloggers. Selectable output bandwidths of 5, 10, or 20 Hz are available (response times of 0.1, 0.05, and 0.025 seconds respectively).

- Ethernet - The instrument uses industry standard TCP/IP networking protocols to facilitate communication with networked computers.
- RS-232 - Serial data output is available at up to 20 records per second at a connection speed of 115,200 baud. A software command or serial hardware control line is also available to query the LI-7500A for individual data records.
- Digital-to-Analog Output - Six user-configurable linear DACs are updated at 300 times per second by Digital Signal Processing electronics.
- SDM - Serial data can also be output at rates of up to 50 Hz using the SDM output.

CO ₂	mmol m ⁻³								
Calibration range	0 - 117								
RMS noise at ambient (370 ppm) PSD* = 35 ppb/√Hz typical 70 ppb/√Hz max.	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Bandwidth:</td> <td></td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">5 Hz</td> <td style="text-align: right;">0.0031</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">10 Hz</td> <td style="text-align: right;">0.0043</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">20 Hz</td> <td style="text-align: right;">0.0061</td> </tr> </table>	Bandwidth:		5 Hz	0.0031	10 Hz	0.0043	20 Hz	0.0061
Bandwidth:									
5 Hz	0.0031								
10 Hz	0.0043								
20 Hz	0.0061								
Zero drift with temperature (per °C)	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Maximum</td> <td style="text-align: right;">±0.012</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Typical</td> <td style="text-align: right;">±0.004</td> </tr> </table>	Maximum	±0.012	Typical	±0.004				
Maximum	±0.012								
Typical	±0.004								
Gain drift with temperature at 370 ppm (% of reading per °C)	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Maximum</td> <td style="text-align: right;">±0.1%</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Typical</td> <td style="text-align: right;">±0.02%</td> </tr> </table>	Maximum	±0.1%	Typical	±0.02%				
Maximum	±0.1%								
Typical	±0.02%								
Direct sensitivity to H ₂ O (mol CO ₂ /mol H ₂ O)	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Maximum</td> <td style="text-align: right;">±4.00E-05</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Typical</td> <td style="text-align: right;">±2.00E-05</td> </tr> </table>	Maximum	±4.00E-05	Typical	±2.00E-05				
Maximum	±4.00E-05								
Typical	±2.00E-05								

H ₂ O	mmol m ⁻³								
Calibration range	0 - 2340								
RMS noise in moist air (10 mmol mol ⁻¹) PSD* = 1.5 ppm/√Hz typical 2.5 ppm/√Hz max.	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Bandwidth:</td> <td></td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">5 Hz</td> <td style="text-align: right;">0.13</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">10 Hz</td> <td style="text-align: right;">0.18</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">20 Hz</td> <td style="text-align: right;">0.26</td> </tr> </table>	Bandwidth:		5 Hz	0.13	10 Hz	0.18	20 Hz	0.26
Bandwidth:									
5 Hz	0.13								
10 Hz	0.18								
20 Hz	0.26								
Zero drift with temperature (per °C)	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Maximum</td> <td style="text-align: right;">±2</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Typical</td> <td style="text-align: right;">±1</td> </tr> </table>	Maximum	±2	Typical	±1				
Maximum	±2								
Typical	±1								
Gain drift with temperature at 20 mmol mol ⁻¹ (% of reading per °C)	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Maximum</td> <td style="text-align: right;">±0.3%</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Typical</td> <td style="text-align: right;">±0.15%</td> </tr> </table>	Maximum	±0.3%	Typical	±0.15%				
Maximum	±0.3%								
Typical	±0.15%								
Direct sensitivity to CO ₂ (mol H ₂ O/mol CO ₂)	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Maximum</td> <td style="text-align: right;">±0.05</td> </tr> <tr> <td style="text-align: right; padding-right: 10px;">Typical</td> <td style="text-align: right;">±0.02</td> </tr> </table>	Maximum	±0.05	Typical	±0.02				
Maximum	±0.05								
Typical	±0.02								

DT3 – Microcontrôleur – Registres de contrôle des impulsions

FREQUENCY Register

7	6	5	4	3	2	1	0
FREQ							
R/W-0h							

FREQUENCY Register Field Descriptions

Bit	Field	Type	Reset	Description
7:0	FREQ	R/W	0h	Burst frequency equation parameter: Frequency = $0.2 \times \text{FREQ} + 30$ [kHz] The valid FREQ parameter value range is from 0 to 250

PULSE Register

7	6	5	4	3	2	1	0
UART_ADDR				PULSE			
R/W-0h				R/W-0h			

PULSE Field Descriptions

Bit	Field	Type	Reset	Description
7:5	UART_ADDR	R/W	0h	UART interface address
4:0	PULSE	R/W	0h	Number of burst pulses

CURR_LIM Register

7	6	5	4	3	2	1	0
DIS_CL		CURR_LIM					
R/W-0h		R/W-0h					

CURR_LIM Register Field Descriptions

Bit	Field	Type	Reset	Description
7	DIS_CL	R/W	0h	Disable Current Limit 0b = current limit enabled 1b = current limit disabled
5:0	CURR_LIM	R/W	0h	Driver Current Limit Current_Limit = $7 \times \text{CURR_LIM} + 50$ [mA]



Hughes JUPITER™ Outdoor Unit HB210

The state-of-the-art Hughes HB210 outdoor unit (ODU) is a high-performance, low-cost broadband satellite radio unit designed to cost-effectively satisfy a wide range of high-speed connectivity requirements for consumer, small office/home office, enterprise, and government markets. The ODU consists of the radio assembly, which mounts on a range of antennas.

Controlled and powered by the JUPITER System HT satellite router through a single IFL cable (integrated transmit, receive-LNB plus OMT), these ODUs provide many sophisticated features to simplify installation and make the most efficient use of satellite capacity.

The ODU is compatible with JUPITER HT2000 satellite routers, HT2000W, HT2010, HT2010W, HT2200 and HT2210.

Characteristics:

Simple Installation

- Transmit and receive on a single IFL
- Supports Hughes antenna signaling interface protocol
- Simple, well-defined processes available to installers
- No 1 dB compression test required
- No manual power adjustment required

Certifications

- CE Marking
- IPoS (according to ETSI TS 102 354 V1.2.1)
- ROHS and WEEE Marking



Technical Specifications:

TX frequency	29.25 to 30 GHz
RX frequency	17.7 to 19.3 GHz 19.7 to 20.2 GHz
Input DC voltage	+12 to +55 V
DC power consumption	23 W max
Polarization	Circular cross pol, set manually
Operating temperature	-40° C to + 50° C
Number of IFLs	1
IF Connector	"F" Female, 75 ohms
Min. IFL cable length	25 ft(8 m)
Max. IFL cable length	up to 100 m
Agency compliance	CE R&TTE and FCC Safety
Safety compliance	UL, CE, and IEC

Antenna Size	Typical EIRP (dBW)	Linear EIRP (dBW)	G/T (dB/k)
74 cm	47.4	45.0	18.6
90 cm	48.6	46.2	20.2
98 cm	49.2	46.8	20.6
120 cm	51.6	49.2	22.3

For more information,
 Visit www.hughes.com
 Email globalsales@hughes.com.

HT2010 Satellite Router

As part of the industry-leading Hughes JUPITER™ System, the HT2010 satellite router is engineered to deliver high-speed broadband access for small to medium enterprises (SMEs) and distributed enterprise networks.

Exceptional Performance

The HT2010 supports a wideband DVB-S2X forward channel, offering unparalleled efficiency. Its return channel leverages advanced Low Density Parity Coding (LDPC) and Adaptive Inroute Selection (AIS) technologies to ensure superior performance. With best-in-class throughput of up to **200 Mbps**, the router is designed to handle bandwidth-intensive and demanding applications seamlessly.

Compact and Versatile Design

The router features a compact desktop chassis, equipped with:

- A single GigE LAN port for high-speed connectivity.
- A USB port for enhanced versatility.
- A single-cable IFL connection for interfacing with the Outdoor Unit (ODU).

Integrated High-Capacity Support

The HT2010 is fully compatible with Hughes HB210 and HB220 multimode radios, ensuring robust support for high-capacity return channels. This makes it an ideal solution for enterprises requiring efficient and reliable satellite broadband connectivity.

The HT2010 Satellite Router combines advanced technology, compact design, and exceptional throughput performance to support the evolving needs of SMEs and distributed enterprises.



Specifications – Indoor Unit (IDU)

Forward Channel

- * DVB-S2X with Adaptive Coding and Modulation (ACM)
- * Frequency: Ka-band or Ku-band
- * Encapsulation: GSE
- * Symbol rates: Up to 235 Msps

Return Channel

- * MF-TDMA
- * LDPC FEC with efficient burst size encapsulation
- * QPSK, 8PSK, and 16APSK modulation
- * AES 256 link encryption
- * Symbol rate from 256 kpsps to 12 Msps

Network Interfaces

- * Single Gigabit Ethernet port
- * USB port

Power Supply

- * External with detachable power cord
- * AC input 90–264 VAC 47–63 Hz
- * Power consumption 55 W (max with HB-220)

Mechanical and Environmental

- * Desktop IDU chassis
- * Dimensions – 7.2" (h) x 2.6" (w) x 5.8" (d) inches
- * Operating temperature: 0° C to 50° C

Regulatory

- * Safety: UL/CSA/EN 60950
- * EMC: FCC Part 15 class B
- * RoHS compliant

Other

- * Uses the Hughes HB210 and HB220 radios
- * Single RG-6 IFL cable up to 300 feet Q 74 cm, 90 cm, 98 cm, or 1.2 m antennae

NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

DR1 – Configuration des registres de contrôle des impulsions

Question 19 :

Représentation binaire

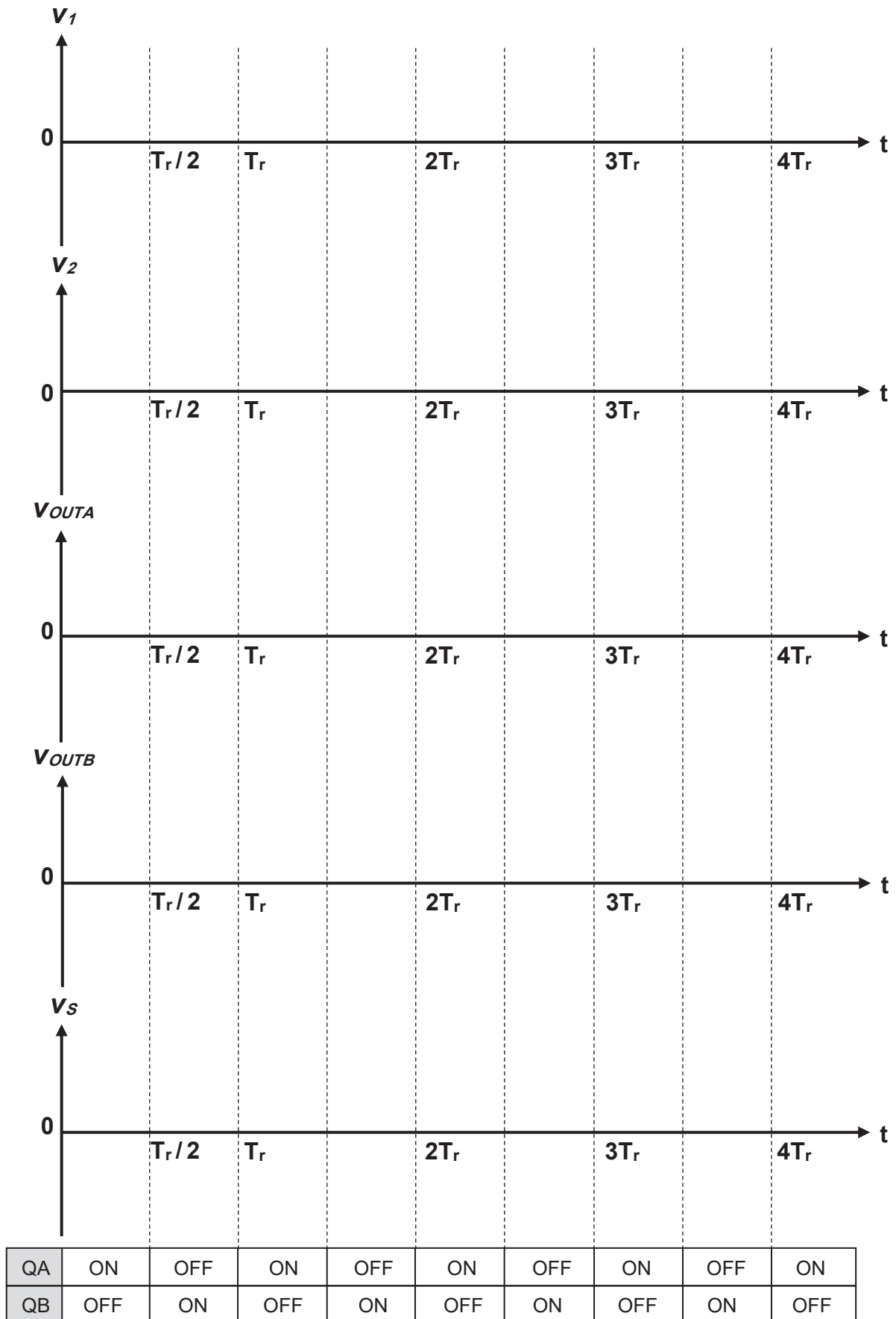
Registres	b ₇	b ₆	b ₅	b ₄	b ₃	b ₂	b ₁	b ₀
FREQUENCY								
PULSE	1	1	0					
CURR_LIM								

Représentation hexadécimale

Registres	b ₇ ... b ₀
FREQUENCY	
PULSE	

DR2 – Chronogrammes des tensions du générateur d'impulsions

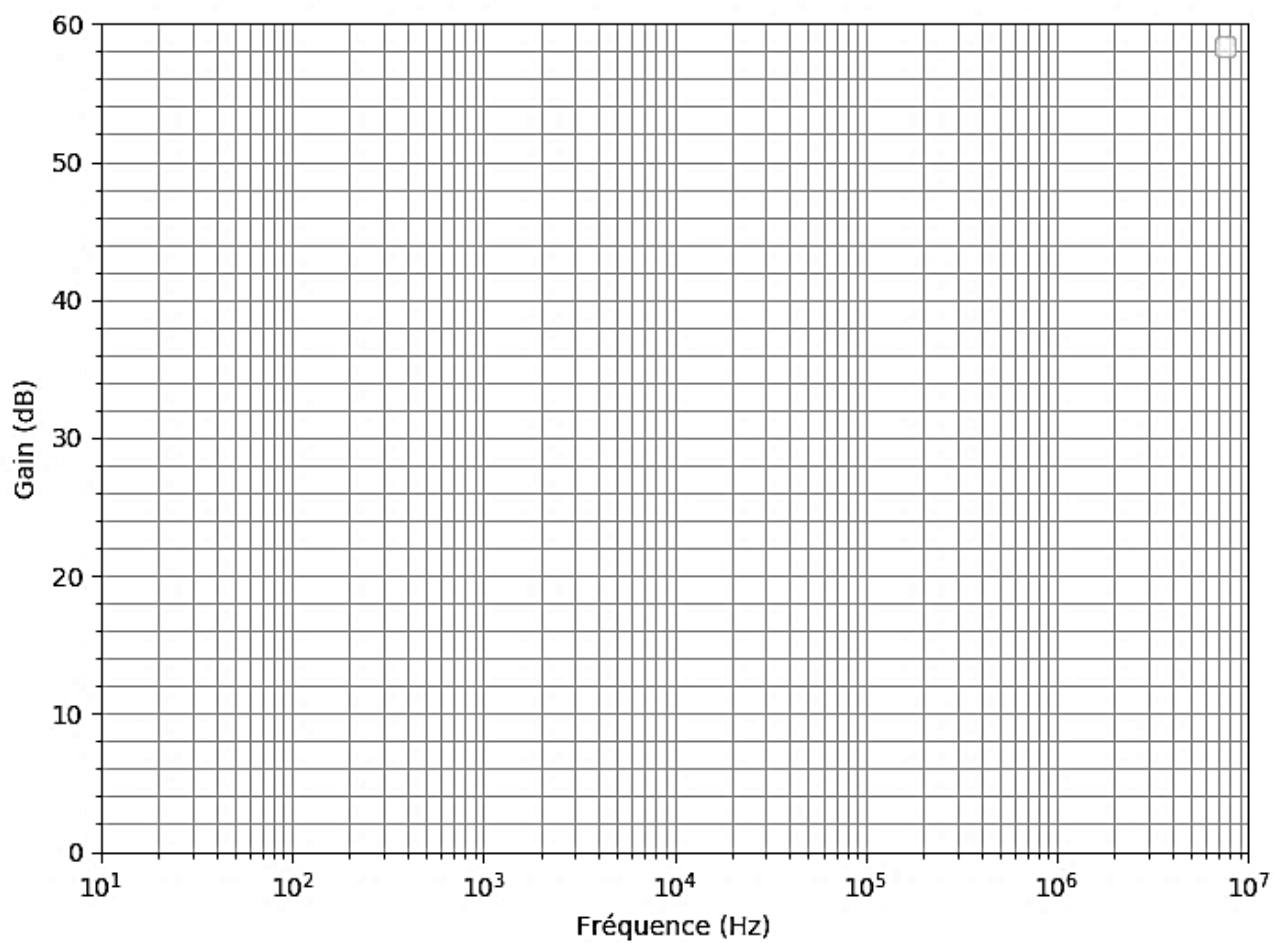
Question 20 :



ON : transistor passant – OFF : transistor bloqué

DR3 – Diagramme de Bode asymptotique du filtre d'entrée

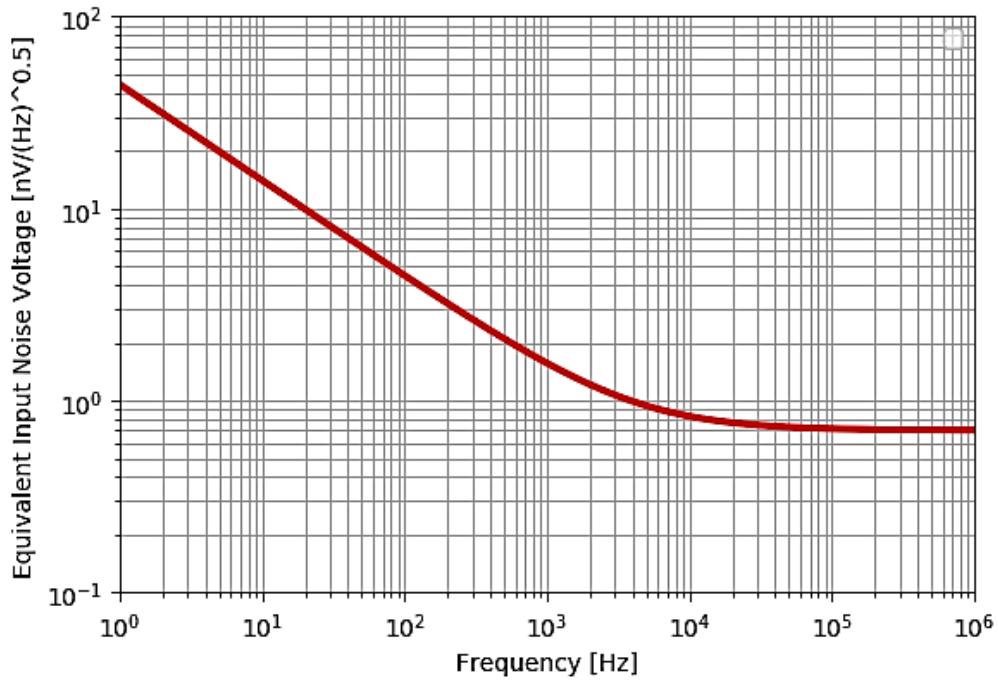
Question 26 :



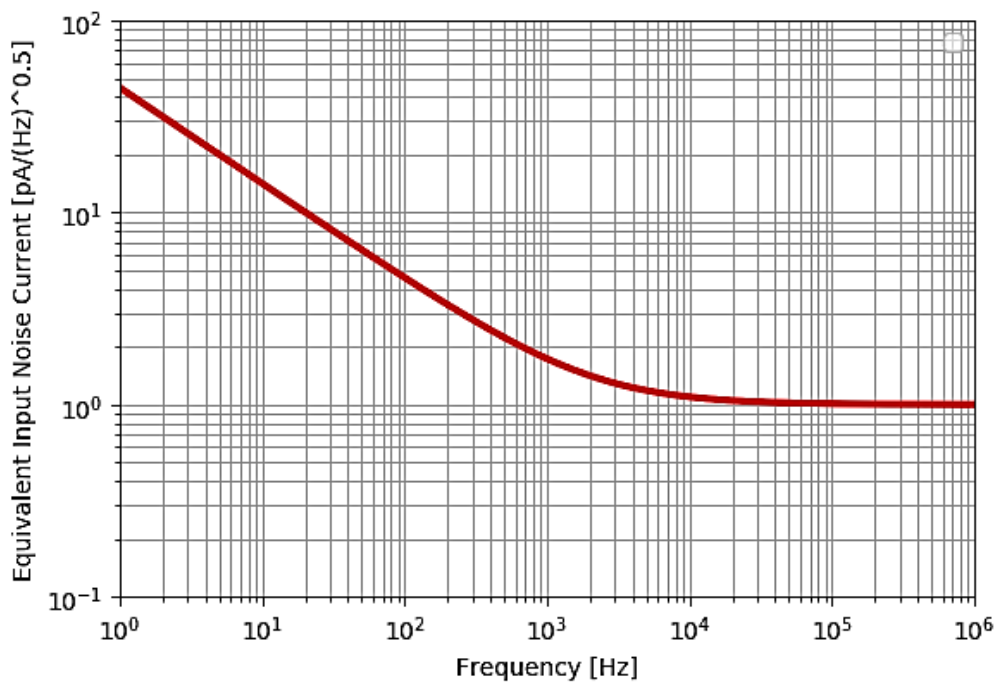
NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

DR4 – Densités spectrales de bruits en tension et en courant

Question 29 : Voltage Noise Density [$\text{nV} / \sqrt{\text{Hz}}$] vs. Frequency [Hz]

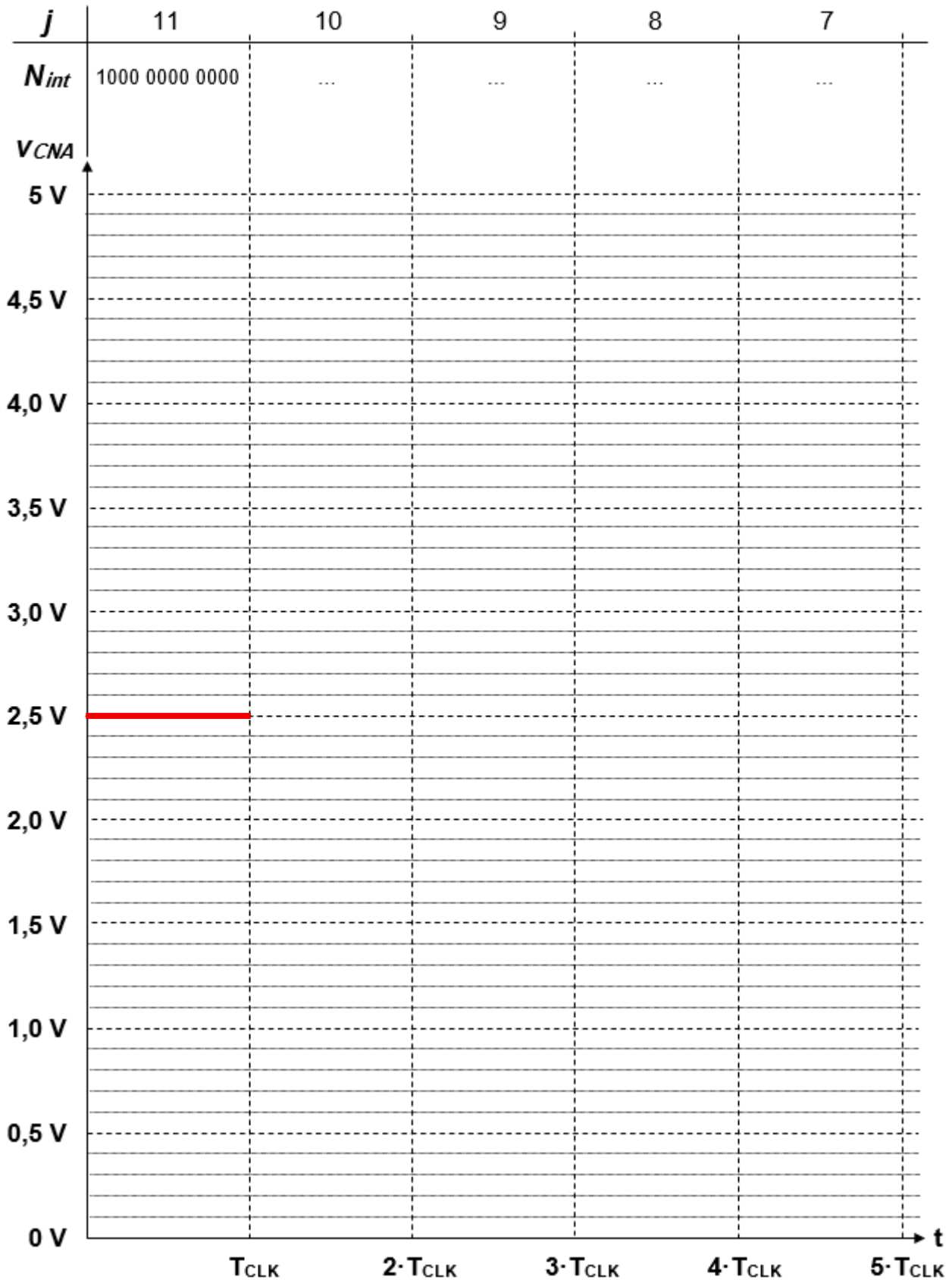


Current Noise Density [$\text{pA} / \sqrt{\text{Hz}}$] vs. Frequency [Hz]



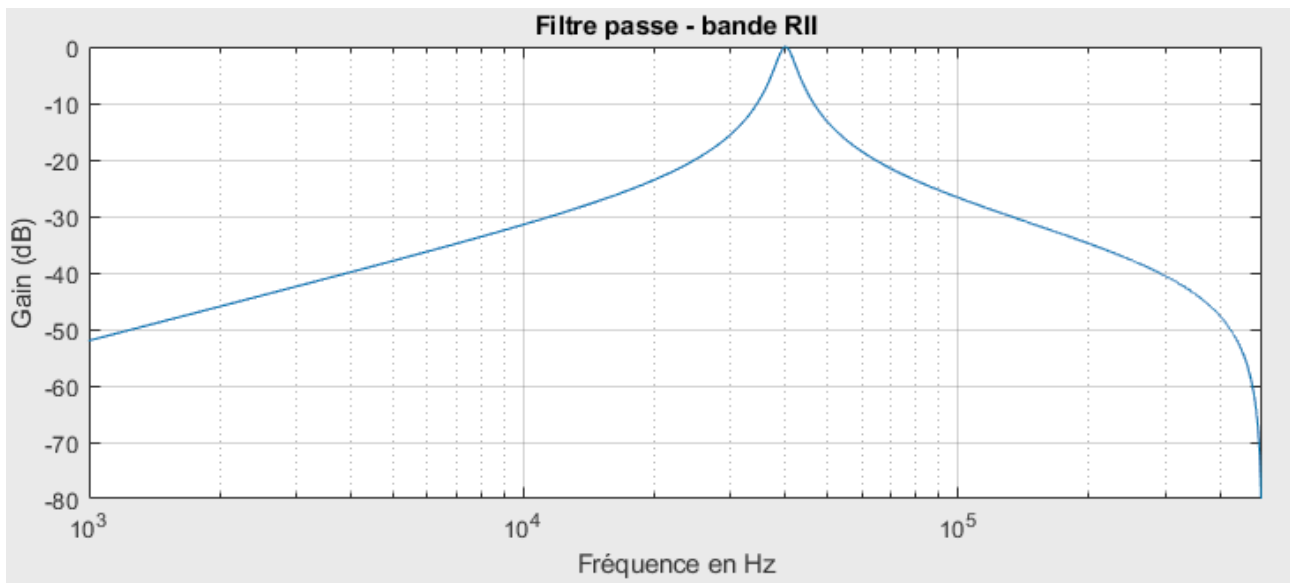
DR5 – Evolutions de la tension V_{CNA} et du mot N_{int}

Question 33 :

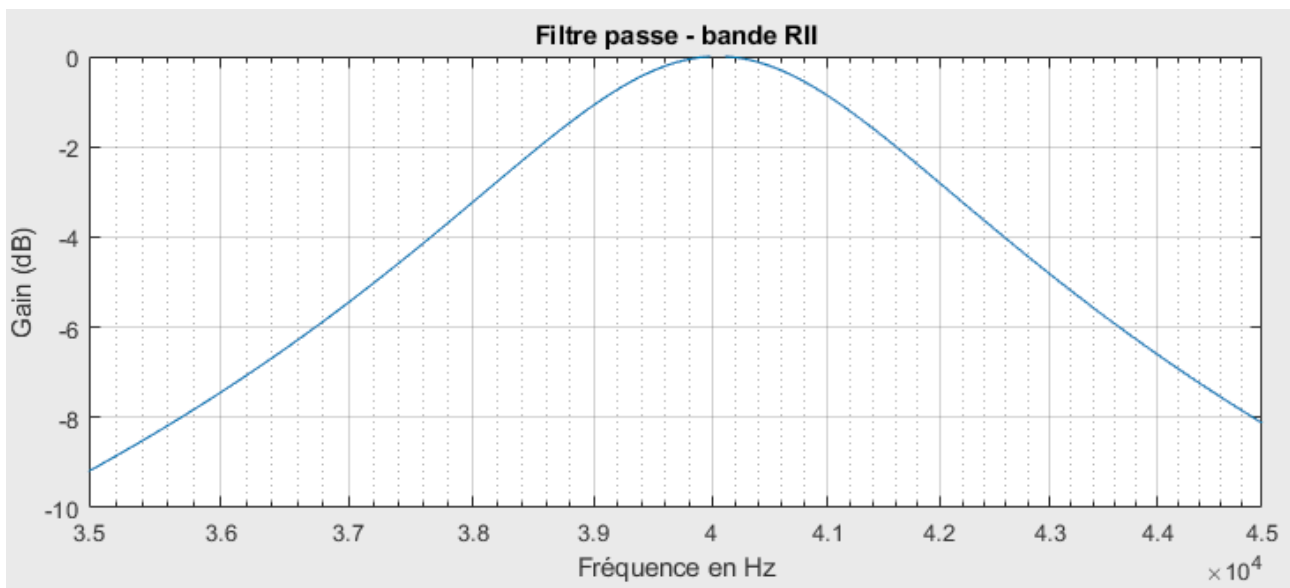


DR6 – Réponse fréquentielle en module du filtre numérique

Question 39 :



Agrandissement en échelle linéaire autour de la fréquence centrale



NE RIEN ECRIRE DANS CE CADRE

DR7 – Algorithme d'extracteur de crête

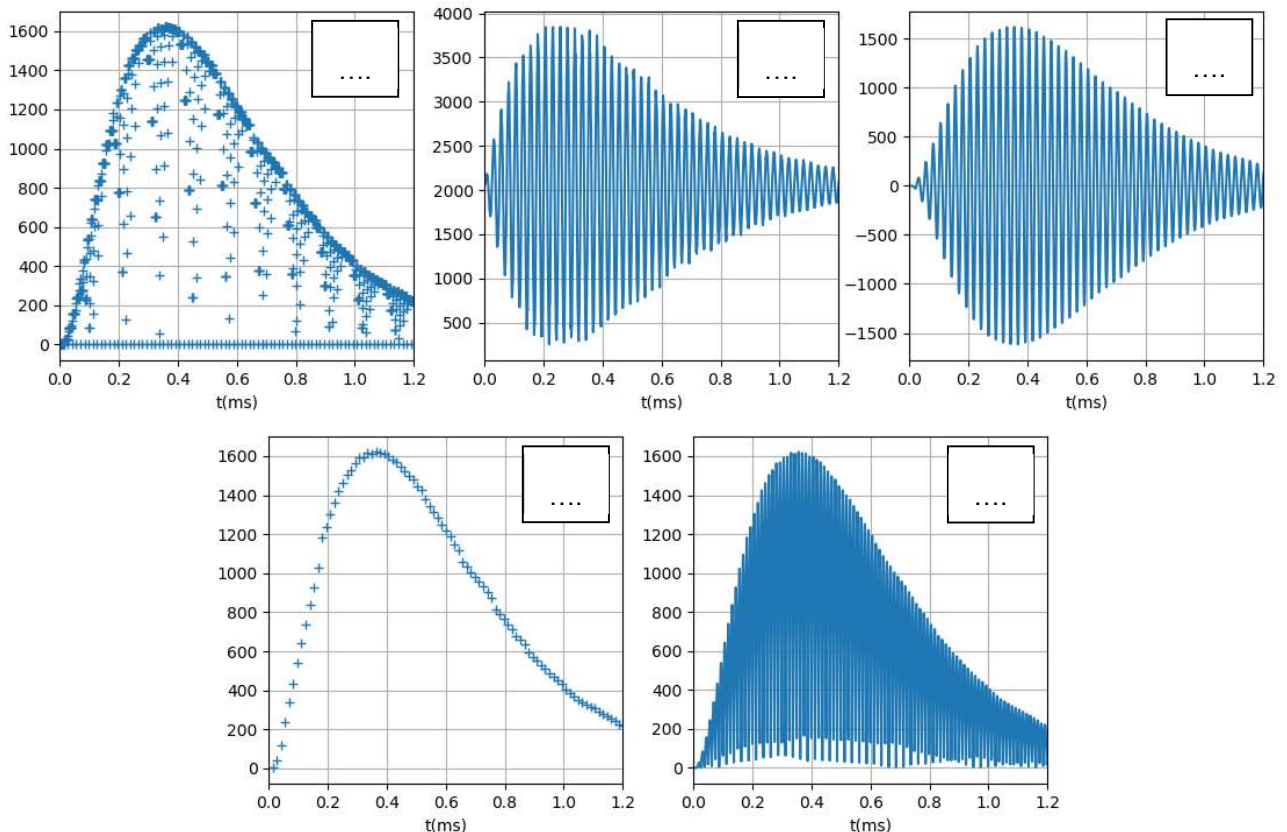
Question 43 :

```

Taux = .....
Nc [ 0 ] = 0
C = 0 # compteur du bloc sous-échantillonnage
Pour k variant de 1 à durée du signal observé / période d'échantillonnage
  Si C .....
    Si ..... # algorithme
    | ..... # de
    Sinon ..... # recherche
    | ..... # du
    Fin si ..... # maximum
    C = ..... # incrémentation du compteur
  Sinon
    No = .....
    Sauvegarder No dans FIFO RAM
    Nc [ k ] = 0 # RAZ des variables Nc et C
    C = 0
  Fin si
Fin pour
  
```

DR8 – Résultats du programme test

Question 45 : Préciser dans les la grandeur visualisée (N , N_F , N_R , N_C ou N_O).



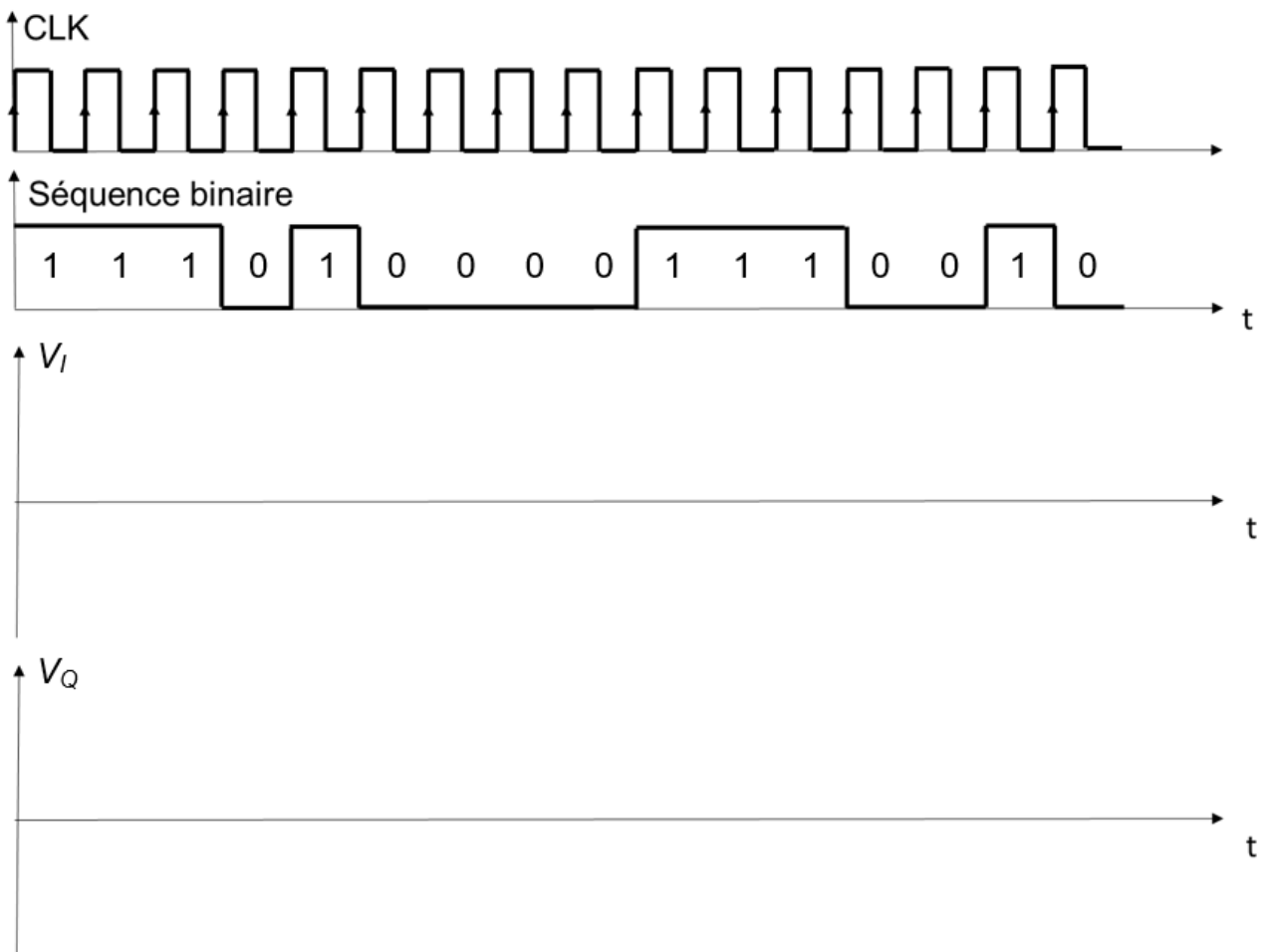
DR9 – Valeurs de φ_k , V_I et V_Q

Question 49 :

Symbole	φ_k	V_I (V)	V_Q (V)
11			
10			
00			
01			

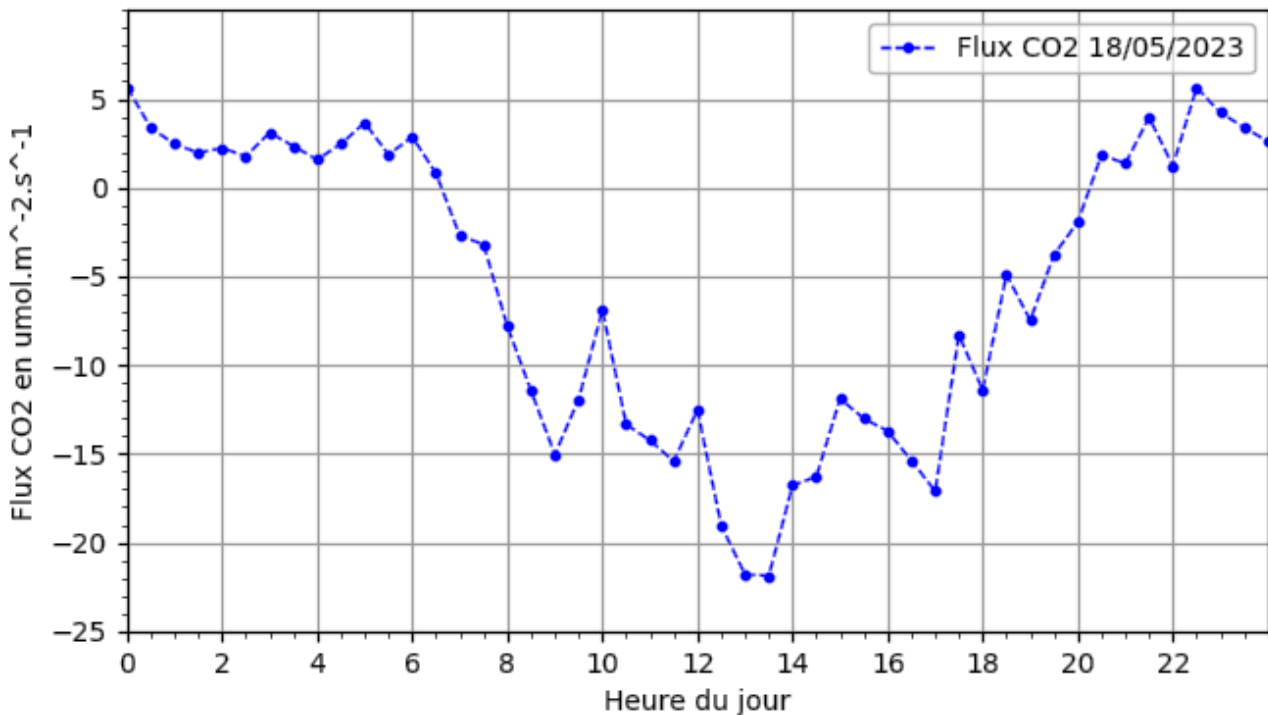
DR10 – Représentations des signaux I et Q pour une séquence donnée

Question 50 :



DR11 – Puits de carbone et source de carbone

Question 61 :



DR12 – Fonction pour le calcul de la quantité cumulée de CO₂

Question 64 :

```
import numpy as np
```

```
def Calcul_QCO2(FCO2 : np.array) -> np.array :
```

```
    """ Retourne le tableau des quantités cumulées de CO2 séquestrées par la forêt
    au cours d'une journée """
```

```
    # Initialisation
```

```
    QCO2 = np.zeros(.....)           # Création d'un tableau de zéros
```

```
    A , B , C = .....                # Valeurs des coefficients A, B et C
```

```
    # Boucle de calcul des QCO2[n]
```

```
    .....
    .....
    .....
```