

AGREGATION INTERNE DE GENIE ELECTRIQUE**Option A****ÉLECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE****Etude d'un système industriel (durée 8 heures)****Analyseur d'ozone O3M****RECOMMANDATIONS AUX CANDIDATS**

Les candidats sont invités à numéroter chaque page de leur copie et à indiquer clairement le numéro de la question traitée.

Les candidats sont priés de rédiger les différentes parties du problème sur des feuilles séparées et clairement repérées. Il leur est rappelé qu'ils doivent utiliser les notations propres au sujet, présenter clairement les calculs et dégager où encadrer tous les résultats.

Tout résultat incorrectement exprimé ne sera pas pris en compte. En outre, les correcteurs leur sauront gré d'écrire lisiblement et de soigner la qualité de leur copie.

ORGANISATION DU SUJET

SUJET :	Parties 1 à 7	(18 pages).
DOCUMENTS ANNEXES :	Annexes 1 à 6	(07 pages).
FEUILLES REPONSE :	Feuilles réponse n°1 à n°3	(03 pages).
DOCUMENTS CONSTRUCTEURS :	☐ LM660C	(03 pages),
(partiels) :	☐ X9C103	(01 pages),
	☐ LMC6482	(03 pages),
	☐ MAX541	(03 pages),
	☐ DAC8043	(06 pages),
	☐ LM78L05	(03 pages),
	☐ PALCE 610H	(06 pages),
	☐ LM2917	(05 pages),
	☐ PSD311	(13 pages),
	☐ 8XC196KBxx	(05 pages),
	☐ PC16550D	(10 pages).

Présentation des applications numériques.

Lors du passage d'une forme littérale à son application numérique il est demandé aux candidats de procéder comme indiqué dans l'exemple ci-dessous :

$$U_t = \frac{k \cdot T}{q} = \frac{1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{1.6 \cdot 10^{-19}} \approx 26\text{mV}$$

Après avoir rappelé la relation littérale, chaque grandeur est remplacée par sa valeur numérique en respectant la position qu'elle avait dans la relation puis le résultat numérique est donné sans calculs intermédiaires et sans omettre son unité.

Présentation du système étudié.

L'analyseur d'ozone O3M est un appareil utilisé pour mesurer de très faibles concentrations d'ozone (O₃) dans l'air. Il est notamment utilisé par les centres de surveillance de pollution urbaine qui peuvent être amenés à déclencher des alertes lorsque certains seuils sont atteints.

La notice technique de l'analyseur O3M (annexe 1) ainsi que les données spectrophotométriques de l'annexe 2 décrivent le principe même de la mesure.

Le synoptique de l'annexe 3 explicite l'organisation interne de l'analyseur. Les fonctions électroniques essentielles sont détaillées sur le schéma structurel partiel (simplifié) de l'annexe 4.

Le sujet est divisé en 7 parties indépendantes.

- Partie 1 :** l'étude de l'étage final de la chaîne analogique (FP4) permet, après une mise en équations des structures, de comprendre comment la concentration d'ozone C(O₃) peut être mesurée électroniquement. L'influence des dérives électroniques (gain et décalages) est quantifiée.
- Partie 2 :** l'étude de l'étage de détection (FP1) et du filtre sélectif qui le suit (FP2) amène à justifier les performances du filtre ainsi que la présence d'un réglage de gain. L'influence des imperfections (tensions de décalage et sources de bruit) est abordée.
- Partie 3 :** l'analyse du démodulateur synchrone (FP3) démontre la nécessité d'une mise en phase des signaux. Les performances du filtre passe-bas inhérent à la fonction sont évaluées. L'influence des tensions de décalage est quantifiée.
- Partie 4 :** le circuit de mise en phase des signaux du démodulateur synchrone (FP6) se réduit à un seul composant programmable (PALCE 610H). Après l'étude des spécifications de la fonction attendue, il est demandé d'établir les principales équations logiques qui permettront de programmer le composant.
- Partie 5 :** l'étude du circuit intégré qui contrôle la vitesse de rotation du chopper optique permet d'en appréhender le principe de fonctionnement. Le dimensionnement des composants qui permettent le réglage de vitesse est demandé. L'étage de puissance qui pilote le moteur est également étudié.
- Partie 6 :** l'étude des liaisons aux périphériques, des communications locales et distantes.
- Partie 7 :** exploitation pédagogique :
- cours niveau terminale STI-GE : logique programmable,
 - TP niveau STS 2^{ème} année : amplification à détection synchrone.

1. ETUDE DE FP4. (Annexe 4)

L'étude de FP4 est constituée de deux parties : la première concerne la structure électronique de FP4 (détermination de la relation $V4 = f(V3)$), tandis que la seconde analyse la mesure proprement dite de la concentration d'ozone $C(O_3)$.

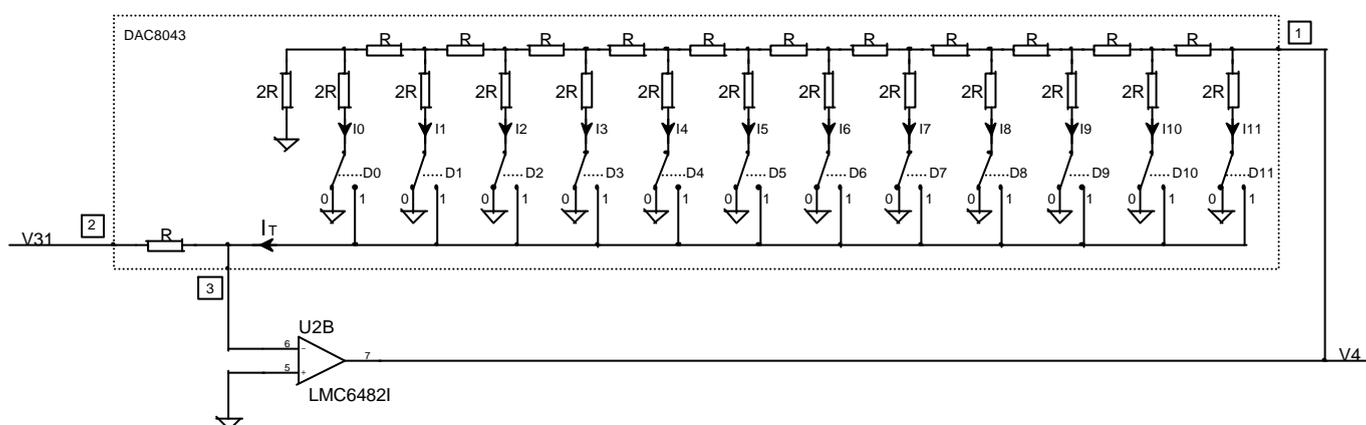
Mise en équation de la structure de FP4.

Les amplificateurs opérationnels U1D et U2B sont supposés parfaits.

Le circuit U42 (DAC8043) est un convertisseur numérique/analogique à réseau R/2R, de type multiplieur, sur 12 bits. Le micro - contrôleur (noté μC dans la suite du sujet) U11 peut lui adresser un nombre N42 grâce aux signaux SRI, CLK et /LD (transfert série). On a :

$$N42 = D11.2^{11} + D10.2^{10} + D9.2^9 + D8.2^8 + D7.2^7 + D6.2^6 + D5.2^5 + D4.2^4 + D3.2^3 + D2.2^2 + D1.2^1 + D0.2^0$$

Les interrupteurs analogiques de la figure ci-dessous sont commandés par les bits D11..D0 qui forment N42.



- 1.1 Montrez que les courants I_{11} à I_0 sont constants quelque soit N42 et exprimez-les en fonctions de $V4$ et R .
- 1.2 Calculez I_T en fonction de $V4$, R et N42 puis déduisez l'expression de $V4$ en fonction de $V31$ et N42.

La notice du circuit U31 (MAX541) nous indique que sa résistance de sortie (notée R_{S31}) est constante et vaut 6,25 k Ω .

- 1.3 Calculez littéralement $V31$ en fonction de $V3$, V_R et des éléments du schéma.
- 1.4 En faisant les approximations utiles montrez que $V4$ peut être mis sous la forme suivante :

$$V4 = \frac{A4}{N42} \cdot \left(\frac{V_R}{2} - V3 \right) \text{ avec } A4 \approx 69\,391 \text{ LSB}$$

- 1.5 Sachant que le μC U11 convertit la tension $V4$ en un nombre N4 grâce à son convertisseur intégré (nombre de bits=10 bits, tension référence = V_R , fonctionnement unipolaire), exprimez N4 en fonction de $A4$, N42, $V3$, V_R . Précisez la valeur maximale que peut prendre N4.

Mesure de la concentration(O3). (Annexes 3 et 4)

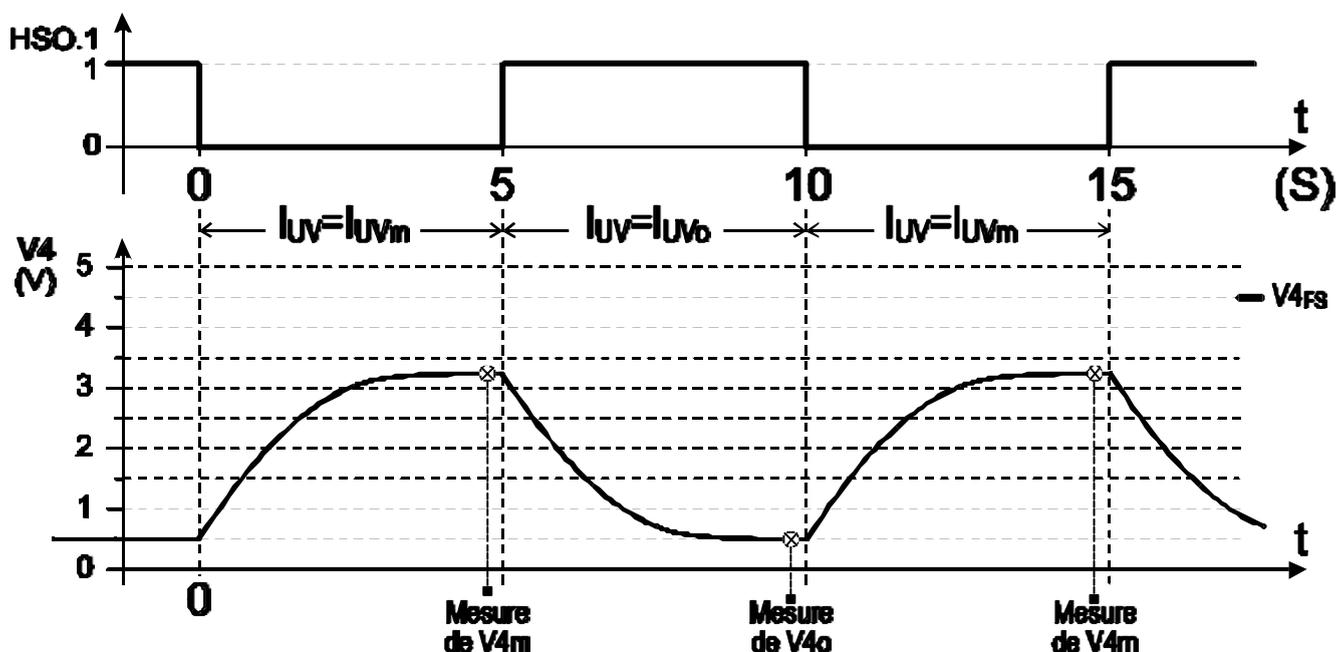
L'étude des fonctions FP1, FP2 et FP3 montre que la tension V3 est une tension pratiquement continue telle que : $V3 \approx \langle V3 \rangle = A_{123} \cdot I_{UV} + Eo3$ où I_{UV} est l'intensité du faisceau UV qui irradie le capteur D1. Le coefficient A_{123} englobe à la fois la sensibilité du capteur, l'amplification et le facteur de démodulation de la chaîne de détection (D1 \Rightarrow V3). $Eo3$ est la tension de décalage total (offset) ramenée en V3.

Déroulement de la mesure.

Pour une gamme de mesure donnée, donc pour une valeur donnée de N42, la phase d'initialisation se déroule comme suit :

- le μC U11 fait circuler un flux d'air exempt d'ozone (HSO.1 = "1"),
- il procède à la mise en phase du démodulateur en agissant sur U61,
- il règle le potentiomètre numérique U25 de telle sorte que, pour une intensité lumineuse UV I_{UVo} donnée (comprise entre $1,5 \mu W$ et $5 \mu W$), l'amplitude du signal sinusoïdal en V2 soit d'environ 2,6 V,
- il ajuste le nombre N31 adressé au CNA U31 pour situer $V4 = V4o$ au début de la zone linéaire de fonctionnement de FP4. Pour cela il se fonde sur le résultat N4o de la conversion de $V4o$ qui doit se stabiliser à 100 en décimal.

Passée cette phase d'initialisation, le coefficient A_{123} demeure constant. Le μC U11 commute alors toutes les cinq secondes l'électrovanne (HSO.1="0", puis "1", etc...) pour faire passer alternativement de l'air avec ou sans ozone. La tension V4 évolue donc entre $V4o$ (air exempt d'ozone: $I_{UV} = I_{UVo}$) et $V4m$ (air avec ozone: $I_{UV} = I_{UVm}$). Le μC U11 convertit V4 avant chaque commutation de l'électrovanne. Il dispose donc ainsi des deux nombres N4o et N4m qui lui permettent de calculer la concentration d'ozone C(O3).



1.6 Calculez I_{UV} en fonction de A_{123} , VR , $N42$, $A4$, $N4$ et $Eo3$.

Compte tenu du fait que $A4$ est grand et que $Eo3$ est faible, on pourra utiliser dans la suite des calculs la relation d'approximation suivante : $\text{Ln}\left(\frac{1 + \varepsilon_1}{1 + \varepsilon_2}\right) \approx \varepsilon_1 - \varepsilon_2$

1.7 Utilisez les données de l'annexe 2 pour exprimez la concentration $C(O_3)$ en $gr.l^{-1}$ en fonction de K , L , $N42$, $A4$, $N4m$ et $N4o$.

1.8 Montrez que, tous calculs faits, la concentration $C(O_3)$ en ppb peut s'écrire :

$$C(O_3)_{(ppb)} \approx 3.8 \cdot 10^{-3} \cdot N42 \cdot (N4m - N4o)$$

1.9 Sachant que pour une gamme donnée de mesure de $C(O_3)$, la pleine échelle est considérée atteinte lorsque $N4m = N4_{FS} = 900$ en décimal, calculez les nombres $N42$ que doit adresser **µC** U11 à U42 pour définir les sept gammes de mesures de l'appareil (cf. notice de l'annexe 1).

Etant donné le principe de mesure différentiel mis en œuvre dans cet analyseur les termes A_{123} , VR et $Eo3$ sont apparemment sans influence sur la mesure de $C(O_3)$.

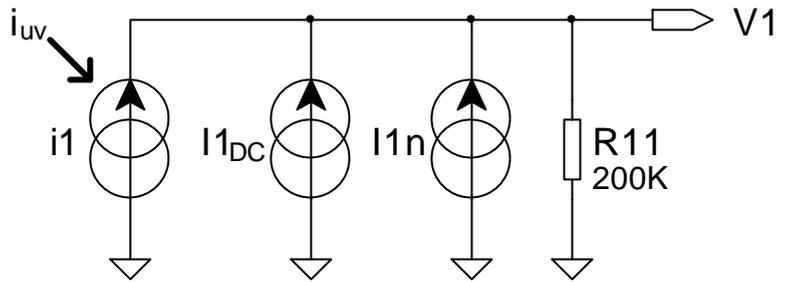
1.10 Calculez en **mV** la dérive maximale admissible pour $Eo3$ sur un intervalle de 5 secondes pour que l'erreur de mesure de $C(O_3)$ ne dépasse pas 1 ppb.

1.11 Calculez en % la dérive maximale admissible du coefficient A_{123} sur un intervalle de 5 secondes pour que l'erreur de mesure de $C(O_3)$ ne dépasse pas 1 ppb.

1.12 Concluez en indiquant les précautions de réalisation qu'il faudra prendre.

2. ETUDE DE FP1 ET FP2.

Le détecteur optique est une photodiode UV (D1) polarisée en inverse (mode photoconducteur). Elle peut être grossièrement modélisée par trois sources de courant :



- i_1 , dont l'intensité est proportionnelle à l'intensité i_{UV} exprimée en Watts du faisceau UV qui l'irradie : $i_1 = \alpha_1 \cdot i_{UV}$ avec ($\alpha_1 = 0,10 \text{ A/W @ } 254\text{nm}$),
- I_{DC} , source de courant continu correspondant au courant d'obscurité de la photodiode (dark current = 200 pA),
- I_{1n} , courant de bruit équivalent de densité spectrale supposée constante et égale à $0,1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$.

L'intensité i_{UV} du rayonnement UV qui parvient sur D1 est modulée grâce au chopper optique (cf. synoptique de l'annexe 3). Bien que la modulation mécanique engendre des harmoniques on supposera que i_{UV} est de la forme :

$$i_{UV} = I_{UV} \cdot (1 + \sin(2 \cdot \pi \cdot F_o \cdot t)) \quad (2.1)$$

Compte tenu des dispersions de fabrication et du fait que l'alimentation de la lampe UV peut être ajustée par le μC U11, I_{UV} peut varier entre $1,5 \mu\text{W}$ et $5 \mu\text{W}$.

Détection.

- 2.1 Précisez la valeur de F_o .
- 2.2 Justifiez la forme de l'équation (2.1).
- 2.3 En faisant abstraction du courant de bruit, mettez la source de tension du générateur équivalent de Thévenin au point V1 sous la forme : $E_{th1} = E_{1_{DC}} + E_1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_o \cdot t)$
- 2.4 Calculez les valeurs de E_1 et $E_{1_{DC}}$ pour $I_{UV} = 1,5 \mu\text{W}$ puis $I_{UV} = 5 \mu\text{W}$.
- 2.5 Précisez la valeur de la résistance interne équivalente de Thévenin.
- 2.6 Montrez rapidement que la composante continue $E_{1_{DC}}$ est sans influence sur la tension V2.

Filtrage / Amplification.

Le circuit U25 est un potentiomètre numérique monté en résistance variable. Sa valeur $R(U25)$ peut être contrôlée numériquement entre 0 et 10 k Ω par incréments de 100 Ω grâce aux signaux /INC, U/D, /CS (transfert série).

L'annexe 5 donne le diagramme de Bode (gradué en fréquence) de la fonction de transfert

$$\underline{A}_2(j\omega) = \left[\frac{\underline{V}_2(j\omega)}{\underline{V}_1(j\omega)} \right] \text{ pour cinq valeurs différentes de } R(U25).$$

- 2.7 Précisez à quelles valeurs de $R(U25)$ correspondent respectivement les cinq courbes.

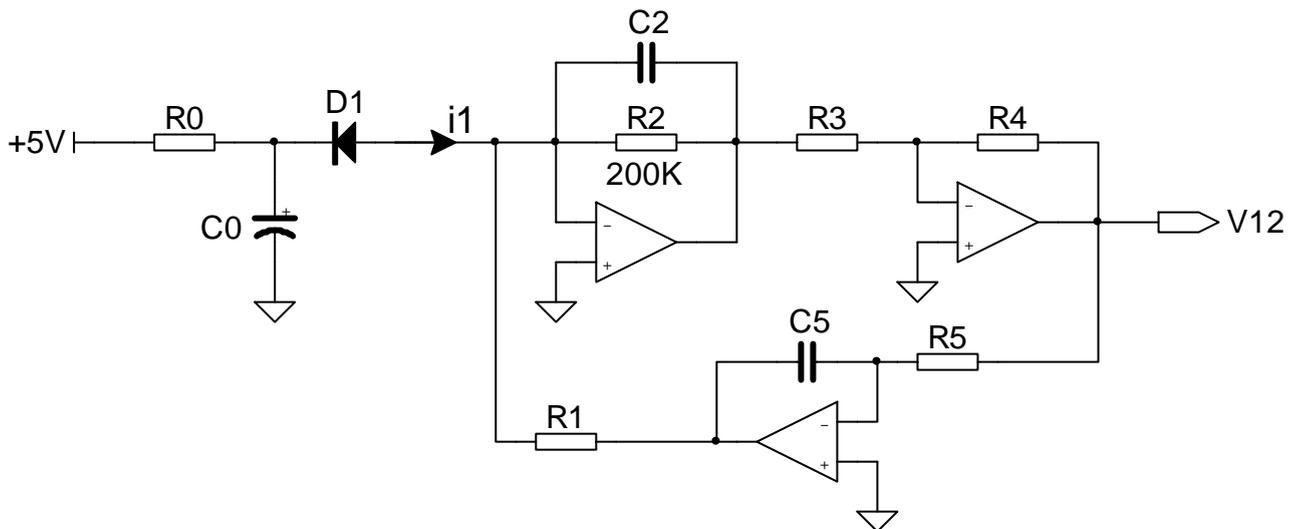
- 2.8 Compte tenu du fait que I_{UV} peut varier dans la gamme précisée plus haut et sachant qu'en fonctionnement normal l'amplitude $E2$ du signal sinusoïdal en $V2$ doit être d'environ 2,6 V, démontrez que la structure de FP2 convient.
- 2.9 Regroupez vos résultats pour montrer que l'amplitude $E2$ du signal sinusoïdal $V2$ est proportionnelle à l'intensité I_{UV} du faisceau UV capté par $D1$:

$$E2 = \alpha_1 \cdot R11 \cdot A2 \cdot I_{UV}$$

Cas d'une composante continue très importante.

- 2.10 Que se passerait-il si la composante continue $I1_{DC}$ dépassait 15 mA ?

Dans une telle éventualité on pourrait remplacer le premier étage de FP2 par celui de la figure ci-dessous.



Attention : les indices sont sans rapport avec ceux du schéma de l'annexe 4.

Les amplificateurs opérationnels, de type LM660C, sont alimentés en symétrique ($\pm 5V$).

Les résistances (autres que $R2$) et les condensateurs seront normalisés dans la série E12.

- 2.11 Montrez que pour la structure ci-dessus la composante continue $I1_{DC}$ du courant $i1$ passe intégralement dans la résistance $R1$.
- 2.12 Dimensionnez les composants de cette structure avec le cahier des charges suivant :
- fréquence centrale du passe-bande = 200 Hz,
 - amplification à cette fréquence = $\left| \frac{V12(j,2,\pi,200)}{R2 \cdot I1(j,2,\pi,200)} \right| = 10,$
 - coefficient d'amortissement = 0,5,
 - possibilité de compenser un courant $I1_{DC}$ de 100 mA par un choix approprié de $R1$.

Evaluation du bruit.

Les seules sources de bruit prises en compte ici sont celles en entrées de FP2 (broche + de U1A), c'est-à-dire :

- le courant de bruit de D1,
- la tension de bruit de R11,
- les tension et courant de bruit ramenée à l'entrée + de l'amplificateur - opérationnel U1A.

Rappel : la densité spectrale de la tension de bruit générée par une résistance R est :

$\sigma_{nR} = \sqrt{4.k.T.R}$ en V/\sqrt{Hz} où k est la constante de Boltzman, T la température absolue de R et R la valeur de la résistance en Ω .

Hypothèse : toutes les sources de bruit sont supposées être des sources de "bruit blanc".

2.13 *Qu'est-ce qu'une source de "bruit blanc" ?*

2.14 *L'hypothèse vous paraît-elle acceptable dans notre cas ?*

2.15 *Donnez un schéma équivalent de bruit à l'entrée + de U1A. Précisez les valeurs numériques.*

2.16 *Pour une température de 27 °C, évaluez la densité spectrale équivalente de bruit **S1n** à l'entrée de FP2 en nV/\sqrt{Hz} .*

La bande passante équivalente de bruit de $A2(j\omega)$ définie par :

$$B1eq = \frac{1}{2.\pi} \cdot \frac{1}{|A2(j.\omega)|_{\max}^2} \cdot \int_0^{+\infty} |A2(j.\omega)|^2 .d\omega$$

a été évaluée par des méthodes numériques pour les cinq valeurs de R(U25) de l'annexe 5. Les résultats sont regroupés ci-dessous :

$A2_{\max}$	F du maximum (Hz)	B1eq (Hz)
105,9	202,7	403
53,2	203,7	418
37,2	204,8	432
29,5	206,1	450
24,9	207,6	469

2.17 *Évaluez le bruit efficace en V2 lorsque $A2 = 105,9$.*

3. ETUDE DE FP3.

Hypothèse : en entrée de FP3, la tension V2 est de la forme :

$$V2 = E2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot t) \text{ avec } F_0 = 200\text{Hz} \quad (3.1)$$

L'étude de FP1 et FP2 montre que l'amplitude E2 est proportionnelle à l'intensité I_{UV} du faisceau UV qui irradie la photodiode D1 : $E2 = \alpha1 \cdot R11 \cdot A2 \cdot I_{UV}$.

Pour cette partie on admettra que l'amplification A2 de FP2 (cf. annexe 5) a été réglée par le μC U11 grâce au potentiomètre numérique U25 de telle sorte que, pour une intensité I_{UV} donnée et parfaitement constante, $E2 = 2,6 \text{ V}$.

VF est un signal logique généré par FP6. Son rapport cyclique est strictement 1/2, sa fréquence est exactement égale à F_0 . Ses niveaux logiques sont $V_{O_{\text{max}}} = 0,5 \text{ V}$ et $V_{O_{\text{min}}} = 2,4 \text{ V}$. Son déphasage Φ par rapport à V2 est contrôlé par le μC U11 au moyen de U61. Le pas de réglage est $\pi/8$.

Le commutateur analogique U32 est représenté sur le schéma pour un "zéro logique" de commande (broche 16). U33 est un comparateur de tension.

Les amplificateurs opérationnels U1C et U2A sont supposés parfaits pour les questions 3.1 à 3.16.

Etude du démodulateur.

- 3.1 *Rappelez brièvement les propriétés essentielles de l'amplification à détection synchrone.*
- 3.2 *Quel est à votre avis le rôle de U33 et quelle est la nature technologique de son étage de sortie ?*
- 3.3 *Complétez sur la feuille réponse n°1 le signal U33.7(t) qui désigne la tension sur la broche 7 de U33.*
- 3.4 *Etudiez le fonctionnement de U1C puis complétez sur la feuille réponse n°1 les signaux U1C.10(t) (broche 10 de U1C) et V21(t).*
- 3.5 *Calculez la valeur moyenne de V21 (notée $\langle V21 \rangle$) en fonction de E2 et F sous la forme :
 $\langle V21 \rangle = E2 \cdot [f(\Phi)]$ où $f(\Phi)$ sera appelé facteur de démodulation.*
- 3.6 *Pour quelle valeur de F $\langle V21 \rangle$ est-elle maximale en valeur négative ? Calculez $f(F) = f(F)_{\text{OPTIMAL}}$ dans ce cas.*
- 3.7 *Sachant que cette valeur maximale négative est celle recherchée par le μC U11 lorsqu'il règle F , et compte tenu du pas de réglage de F , déterminez le cas le plus défavorable ainsi que la dégradation du facteur de démodulation correspondante :*

$$\eta = \frac{f(\Phi)_{\text{DEFAVORABLE}}}{f(\Phi)_{\text{OPTIMAL}}}$$

- 3.8 *Montrez simplement que $\langle V21 \rangle$ ne dépend pas de l'éventuelle composante continue du signal V2 (tension de décalage en sortie de FP2).*
- 3.9 *En admettant que $f = p$, déterminez complètement le fondamental du signal V21 .*

Etude du filtre passe-bas.

Pour cette partie on admettra que : $V_{21} = \left(-\frac{2}{\pi} \right) \cdot E_2 + \frac{4}{3\pi} \cdot E_2 \cdot \cos[2\pi \cdot (2 \cdot F_0) \cdot t]$ (3.2)

Pour les questions suivantes, on admettra de plus que $R_{33} = R_{34}$ exactement. On posera :

$$R_{34} \cdot C_{34} = R_{33} \cdot C_{34} = 2 \cdot \tau_{34} \quad ; \quad R_{35} \cdot C_{35} = \tau_{35} \quad ; \quad A_{31} = \left(\frac{R_{35}}{2 \cdot R_{34}} \right)$$

3.10 Montrez que la fonction de transfert $\frac{V_{22}(j\omega)}{V_{21}(j\omega)}$ peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{V_{22}(j\omega)}{V_{21}(j\omega)} = \underline{A_{31}}(j\omega) = - \frac{A_{31}}{(1 + j \cdot \tau_{34} \cdot \omega) \cdot (1 + j \cdot \tau_{35} \cdot \omega)}$$

Compte tenu de l'équation de ce filtre, de la forme de V_{21} (équation 3.2) et de la valeur de F_0 , la tension V_{22} peut s'approximer ainsi :

$$V_{22} = \langle V_{22} \rangle + \tilde{V}_{22} \cdot \cos[2\pi \cdot (2 \cdot F_0) \cdot t]$$

3.11 Exprimez littéralement $\langle V_{22} \rangle$, \tilde{V}_{22} ainsi que l'ondulation relative $\delta_{22} = \frac{\tilde{V}_{22}}{\langle V_{22} \rangle}$ en

fonction de E_2 , A_{31} , τ_{34} , τ_{35} et F_0 . Vérifiez que δ_{22} ne dépend pas de E_2 , puis calculez numériquement ces trois grandeurs lorsque $E_2 = 2,6V$.

Etude du réglage fin du niveau moyen en V3.

Le circuit U31 est un convertisseur numérique/analogique unipolaire sur 16 bits. Il est utilisé en multiplieur et permet de polariser avec finesse la tension V_3 aux environs de 2,5V (zone de fonctionnement linéaire de FP4). Le μC U11 peut lui adresser un nombre binaire N_{31} grâce aux signaux DIN, SCLK et /CS (transfert série).

- 3.12** Précisez la fonction de transfert de V_3 en fonction de V_{22} et donnez la plage de variation de N_{31} .
- 3.13** Calculez la valeur moyenne de V_3 (notée $\langle V_3 \rangle$) en fonction de E_2 (cf. Equations 3.1 et 3.2) sous la forme $\langle V_3 \rangle = A_3 \cdot E_2$. Exprimez A_3 en fonction de N_{31} et des éléments du schéma.
- 3.14** Calculez la valeur du nombre N_{31} que doit transmettre U11 à U31 pour obtenir cette tension moyenne de 2,5V en V_3 lorsque $E_2 = 2,6V$. Vérifiez la cohérence de votre résultat (cf. question 3.12).
- 3.15** Montrez simplement que l'ondulation relative en V_3 est la même qu'en V_{22} . Évaluez en mV l'ondulation crête - à - crête sur V_3 lorsque $\langle V_3 \rangle = 2,5V$. Comparez cette valeur au quantum de U31.

Influence des tensions de décalage de U1C et U2A, notées $E_0(U1C)$ et $E_0(U2A)$.

On adoptera pour cette partie la valeur **$N_{31} = 54991$** . Pour les tensions de décalage des AOP, vous identifierez dans les notices les **valeurs typiques**.

- 3.16** Calculez littéralement puis numériquement la tension de décalage E_{03} en sortie de FP3, donc sur V_3 , en fonction de N_{31} , $E_0(U1C)$ et $E_0(U2A)$ et des éléments du schéma.
- 3.17** Évaluez la dérive en température de E_{03} en **mV**/°C.

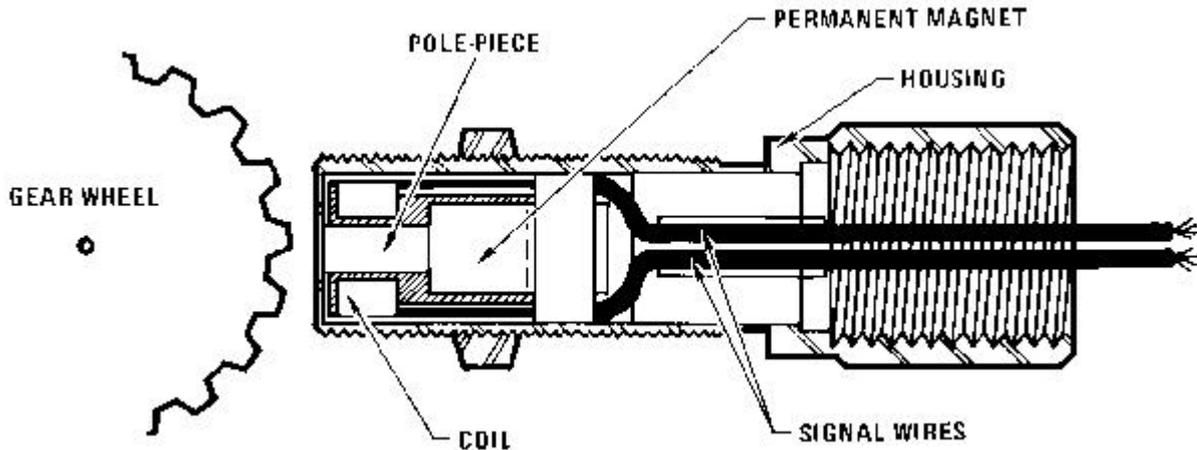
Synthèse.

- 3.18** Regroupez vos résultats pour montrer que la tension V_3 est une tension continue quasi-proportionnelle à l'intensité du faisceau UV : $V_3 \approx \langle V_3 \rangle = A_{123} \cdot I_{UV} + E_{03}$.
Explicitez A_{123} .

4. ETUDE DE FP6.

Le rôle de FP6 est de pouvoir régler le déphasage entre les signaux V2 et VF qui doivent être parfaitement synchrones. Un capteur à réluctance variable ("magnetic pickup", voir ci-dessous) fournit après mise en forme deux signaux VA et VB délivrant respectivement 32 impulsions par tour et 1 impulsion par tour, le signal VB constituant donc un "TOP ZERO".

Le signal VF est élaboré à partir de ces deux signaux grâce au circuit programmable U61 (PALCE 610H : cf. documents constructeurs). La mise en phase est contrôlée par le μ C U11 grâce aux signaux DATA, HORL et P1.5.



La description qui suit se rapporte à l'annexe 6 et au chronogramme de la feuille réponse n°3.

Le cœur de la fonction est un compteur synchrone 4 bits $Q_3Q_2Q_1Q_0$ en code binaire naturel dont l'horloge est A (VA). Ce compteur génère en $Q_3 = VF$ un signal logique de même fréquence que celle de V2. Le calage temporel est obtenu grâce au chargement parallèle synchrone d'un quartet $Q_DQ_CQ_BQ_A$ préalablement mémorisé dans un registre à décalage 4 bits. Ce chargement a lieu une fois par tour grâce à une logique de détection du "top zéro" qui génère un signal LD (LOAD : actif état haut) synchrone de l'horloge A (VA) à partir de l'impulsion B (VB) fournie par le générateur d'impulsions.

Le transfert du quartet $Q_DQ_CQ_BQ_A$ est effectué grâce aux signaux D (DATA), CE (P1.5) et C (HORL). C est l'horloge du transfert active front montant. D est la donnée à présenter sous forme série dans l'ordre $D_D D_C D_B D_A$ (poids fort en premier). CE est le signal de validation du transfert actif état bas. Ce signal CE est nécessaire car les signaux D et CLK sont également utilisés par le μ C U11 pour piloter les circuits U25, U31 et U42.

Etude du fonctionnement.

Les questions suivantes ont trait au chronogramme de la feuille réponse n°3.

- 4.1 Graduez en ms l'axe des temps.
- 4.2 Indiquez précisément l'instant du chargement parallèle.
- 4.3 Indiquez la valeur particulière de $Q_DQ_CQ_BQ_A$ correspondant à ce chronogramme.
- 4.4 Quelle valeur faudrait-il donner à ce quartet $Q_DQ_CQ_BQ_A$ pour que l'angle de déphasage (retard) entre V2 et VF soit p .
- 4.5 Calculez en radians le pas de réglage du déphasage entre V2 et VF.

Synthèse logique.

Les bascules des quatre macro - cellules du PALCE 610H utilisées pour le compteur binaire 4 bits sont configurées en bascule T.

4.6 *Donnez les équations logiques de T_0 , T_1 , T_2 et T_3 en fonction de Q_0 , Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_A , Q_B , Q_C , Q_D et LD .*

Les bascules des quatre macro-cellules du PALCE 610H utilisées pour le registre à décalage 4 bits sont configurées en bascule D.

4.7 *Donnez les équations logiques de DA , DB , DC et DD en fonction de Q_A , Q_B , Q_C , Q_D , CE et D .*

Les bascules des deux macro - cellules du PALCE 610H utilisées pour la synchronisation du "top zéro" sont configurées en bascule D. Le signal de remise à zéro asynchrone prioritaire actif état haut peut être utilisé.

4.8 *Proposez une solution pour le bloc "synchronisation du top zéro". Donnez les équations logiques de DL_1 , CK_1 , AR_1 , DL_2 , CK_2 et AR_2 en fonction de A , B , QL_1 , QL_2 , 0 et 1.*

Technologie.

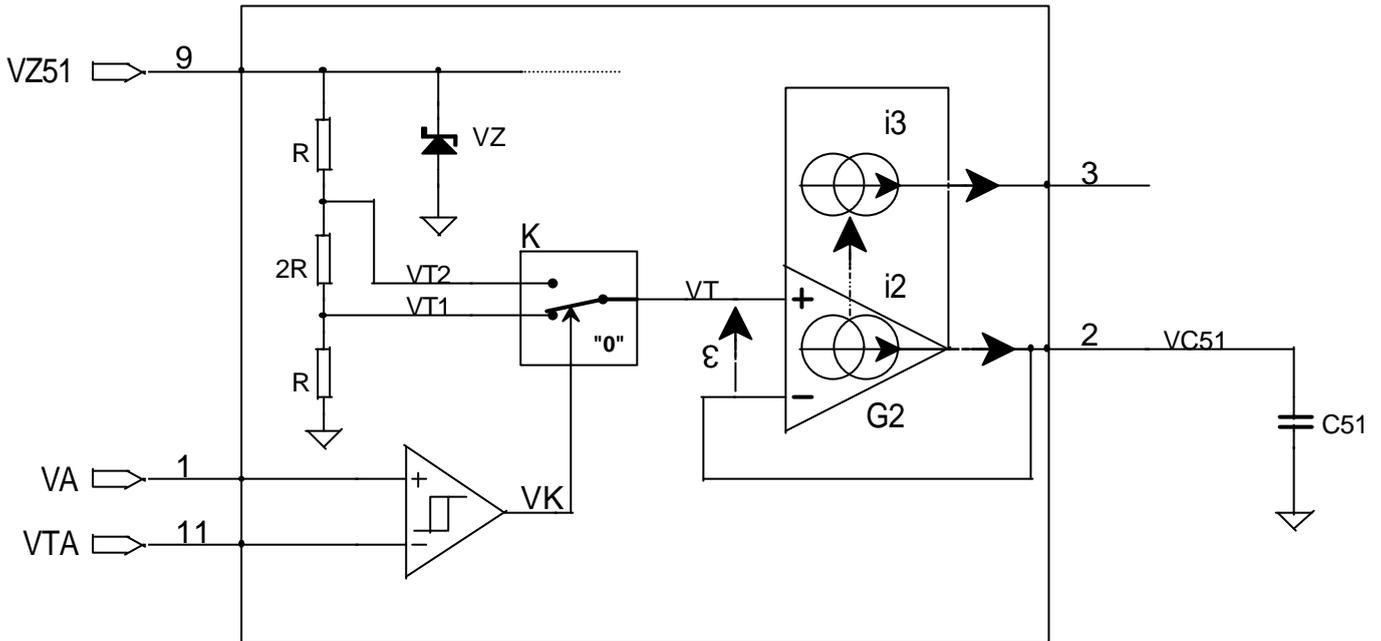
4.9 *Décrivez les principales étapes qui permettront, lorsque les équations logiques ont été déterminées, d'obtenir un composant opérationnel prêt à être inséré sur le circuit imprimé de l'appareil.*

5. ETUDE DE FP5.

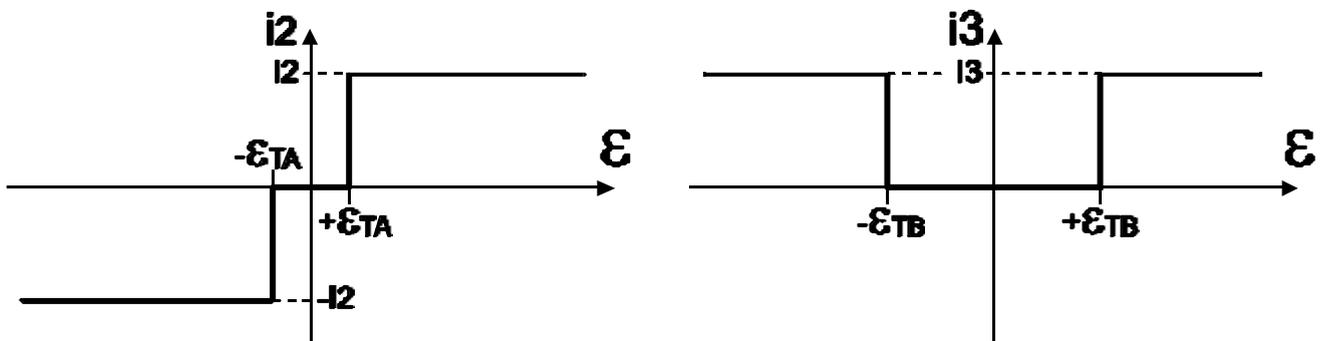
La régulation de vitesse du moteur d'entraînement du chopper optique est construite autour d'un circuit spécifique LM2917 (U51). Ce circuit intègre :

- une diode zener (tension zener notée VZ51) qui fait office de régulateur de la tension d'alimentation interne,
- un comparateur à hystérésis pour la mise en forme du signal d'entrée,
- une "pompe à charge",
- un amplificateur - opérationnel d'usage général associé à un transistor "flottant" en sortie.

Le schéma synoptique ci-dessous donne un modèle simplifié de la "pompe à charge".



Un pont diviseur fournit deux tensions $VT1$ et $VT2$ qui seront alternativement appliquées via un interrupteur analogique K sur l'entrée + d'un comparateur à transconductance $G2$ « à zone morte » (voir figure ci-dessous). Les courants de saturation $i2$ sont spécifiés dans la documentation. L'interrupteur K est représenté dans une position correspondant à $VK = "0"$. Par ailleurs ce comparateur commande une autre source $i3$ également à "zone morte". La documentation précise que par construction $i3 = K51 \cdot i2$ avec $K51 = 1 \pm 10\%$.



L'analyse de la structure interne permet de calculer les seuils :

$$\varepsilon_{TA} = U_t \cdot \ln\left(\frac{R_A \cdot I_o}{V_{BE}} - 1\right) \quad \text{et} \quad \varepsilon_{TB} = U_t \cdot \ln\left(\frac{R_B \cdot I_o}{V_{BE}} - 1\right)$$

avec $R_A = 30 \text{ k}\Omega$, $R_B = 60 \text{ k}\Omega$, $I_o = 50 \text{ }\mu\text{A}$, $V_{BE} = 0,50 \text{ V}$ à $300 \text{ }^\circ\text{K}$, $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = -2.0 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

et $U_t = 26 \text{ mV}$ à $300 \text{ }^\circ\text{K}$ $\left(U_t = \frac{k \cdot T}{q} \right)$.

Etude de la conversion fréquence/courant.

- 5.1 Pour $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$ calculez les tensions e_{TA} , e_{TB} , $VT1$ et $VT2$.
- 5.2 Précisez les tensions atteintes en régime permanent par VC51 lors des commutations de K sur VT2 puis VT1 .
- 5.3 En prenant le cas particulier où $I_2 = I_3 = 200 \text{ mA}$, complétez sur la feuille réponse n°2 les chronogrammes de $V_K(t)$, $VT(t)$, $VC51(t)$, $i_2(t)$, $i_3(t)$.
- 5.4 En notant F_A la fréquence du signal d'entrée VA, montrez que la valeur moyenne du courant i_3 peut s'écrire : $\langle i_3 \rangle = K51 \cdot C51 \cdot [VZ51 - 2 \cdot (\varepsilon_{TA} + \varepsilon_{TB})] \cdot F_A$.
- 5.5 Quel doit être le coefficient de température de la diode zener interne (VZ51) pour que la conversion fréquence/courant n'ait pas de dérive en température.

Réglage de la vitesse.

Pour cette partie on admet que la valeur moyenne du courant i_3 sortant de la broche 3 de U51 est proportionnelle à la fréquence F_A du signal VA :

$$\langle i_3 \rangle \approx K51 \cdot C51 \cdot VZ51 \cdot F_A \quad \text{avec} \quad K51 = 1 \pm 10\%$$

- 5.6 Faites une analyse qualitative rapide de l'asservissement de vitesse. Précisez la nature du correcteur employé pour montrer que l'erreur statique est nulle et que l'on aura donc en régime permanent : $VP51 = VR51 = K51 \cdot R51 \cdot C51 \cdot VZ51 \cdot F_A$.
- 5.7 Le signal VA fournit 32 impulsions/tour et la vitesse de régime permanent doit être de 100 tours/seconde. Dimensionnez R53, P51 et R52 pour que le réglage de vitesse soit toujours possible compte tenu des tolérances indiquées dans le schéma. Les valeurs seront normalisées dans la série E12.

Etage de puissance.

- 5.8 Analysez le fonctionnement de l'étage de puissance constitué de Q51, Q52, R55, R56 et R54. Précisez son rôle.
- 5.9 Vérifiez le dimensionnement en puissance de R54.
- 5.10 Proposez un choix technologique pour Q51. En supposant qu'il s'agisse d'un transistor en boîtier TO220 ($R_{THJ/C} = 4 \text{ }^\circ\text{C/W}$), proposez un pré - dimensionnement du dissipateur sur lequel il est monté.

6. ETUDE DES LIAISONS AUX PERIPHERIQUES, DES COMMUNICATIONS LOCALES ET DISTANTES.

L'analyseur d'ozone est architecturé autour d'un micro - contrôleur 80C196 et d'un circuit d'interfaçage PSD311 permettant, entre autre la liaison avec un clavier et un écran LCD. Une interface série permet par ailleurs la communication avec une station de contrôle reliée à un réseau local et au réseau Internet.

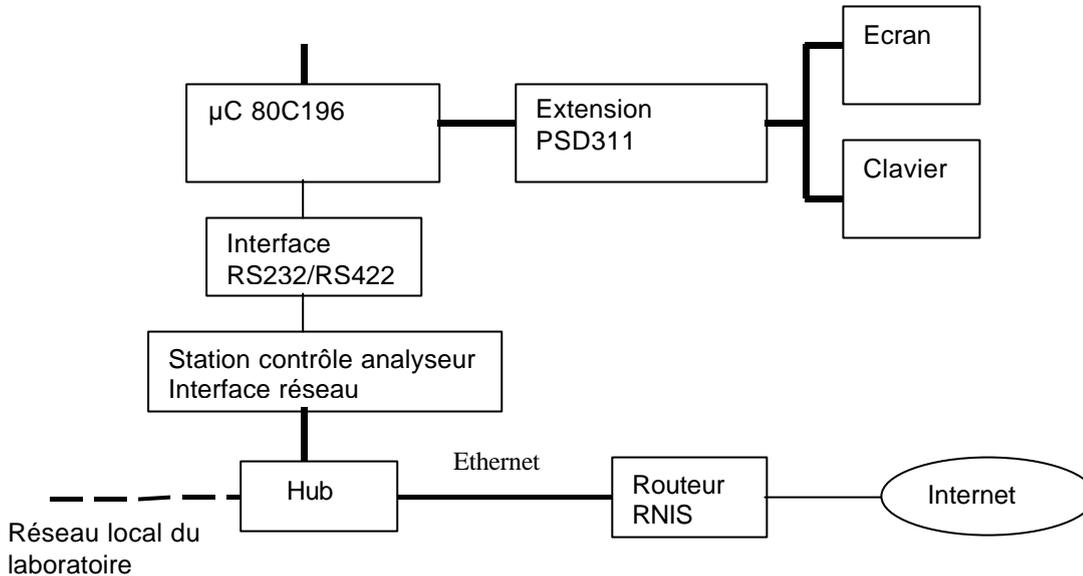


Figure 5.1

6.1 Organisation matérielle du microcontrôleur et du coupleur

- 6.1.1 *Quelle est la capacité d'adressage maximum utilisable par le PSD311 ? Justifiez votre réponse.*
- 6.1.2 *Quelle est l'adresse de base du circuit d'interfaçage PSD311 ?*
- 6.1.3 *Le bus adresse/donnée est de type multiplexé. Expliquez le principe de ce fonctionnement en insistant sur les avantages et les inconvénients.*
- 6.1.4 *Proposez un schéma de principe pour réaliser le RESET, à la mise sous tension et manuellement, du micro - contrôleur 80C196 et du circuit d'interfaçage PSD311.*
- 6.1.5 *Comment peut-on inhiber le circuit PSD311 ?*

6.2 Gestion de la liaison série

La liaison série est destinée aux transferts entre la partie traitement de l'analyseur d'ozone et la station de contrôle.

Cette liaison est réalisée suivant le standard RS232C, qui définit les caractéristiques mécaniques (norme ISO 2110), électriques (norme UIT-T V28) et fonctionnelles (norme UIT-T V24).

Le schéma du câblage est donné figure 5.2. Les signaux utilisés correspondent initialement à la jonction entre un ETTD et un ETCD et peuvent être employés pour une liaison entre deux ETTD.

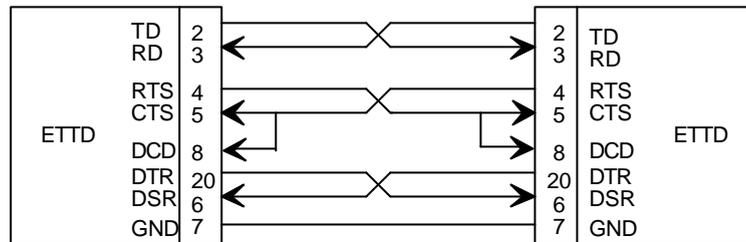


Figure 5.2

- 6.2.1** Décrire brièvement le rôle des différents signaux présents sur la jonction.
- 6.2.2** Quels sont les niveaux de tension supportés par ces signaux ?
- 6.2.3** Le type de connexion permet-il des transferts en mode duplex intégral ? Justifier.
- 6.2.4** Représenter le chronogramme correspondant à l'émission du caractère 'A' (code ASCII 41h) pour un format 8 bits avec parité paire.

La station de contrôle utilise pour les transferts sur la liaison un coupleur asynchrone UART 16550. Les transferts entre les registres d'émission et de réception du coupleur et la mémoire locale de la station sont réalisés par interruption. Deux tampons circulaires, un pour la réception et un pour l'émission, sont ainsi alloués dans la RAM locale. Les transferts sont prévus à 56 kbit/s sur 8 bits avec parité paire.

- 6.2.5** Quelles sont les sources d'interruption utilisées au niveau du coupleur ?
- 6.2.6** Rappeler le principe d'un tampon circulaire. Quel intérêt présente l'utilisation de deux tampons dans ce contexte ?
- 6.2.7** Préciser les valeurs à placer dans les différents registres du coupleur (le quartz associé oscille à 18,432 Mhz).
- 6.2.8** Ecrire en C ou dans un autre langage de votre choix la fonction d'initialisation du coupleur si le port série 2 de la station de type PC est utilisé (adresse de base de COM2 : 2F8h).

Le transfert entre les deux systèmes est régulé par un protocole de gestion de flux de type RTS/CTS.

- 6.2.9** Expliquer le rôle et le principe de ce protocole.
- 6.2.10** Comment ce protocole est-il géré au niveau du coupleur ? Quels sont les registres et les bits utilisés ?
- 6.2.11** Décrivez un protocole logiciel remplissant la même fonction.

6.3 Exploitation locale et distante

Pour une exploitation locale, la station de contrôle est reliée via une carte d'interface à un réseau Ethernet 100BaseT.

Des accès distants peuvent également être réalisés pour consultation des informations relevés par l'analyseur d'ozone. Un routeur RNIS connecté à Internet est prévu à cet effet.

- 6.3.1** Quelle est la topologie utilisée sur un réseau local Ethernet 100BaseT ? Décrivez la méthode d'accès au support associée.
- 6.3.2** Les communications locales et distantes utilisent les protocoles TCP-IP. Proposer pour la station de contrôle et le routeur RNIS une adresse IP et une valeur de masque sachant que l'adresse du sous - réseau de classe C attribuée localement est 193.78.95.32.
- 6.3.3** A quelles couches du modèle OSI appartiennent les différents équipements et protocoles utilisés ?

7. PARTIE PEDAGOGIQUE.

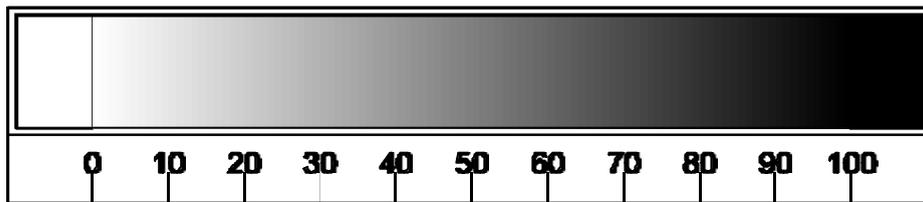
Cours niveau terminale STI-GE : logique en réseau programmable.

- 7.1** Indiquez les pré - requis nécessaires aux élèves de terminale pour aborder un cours relatif à la synthèse de fonctions logiques dans des composants programmable de type PAL.
- 7.2** Proposez une séquence de cours de niveau terminale STI Génie Electronique qui, partant d'une structure existante de compteur 4 bits synchrone avec chargement parallèle synchrone (de type TTL ou CMOS par exemple), aboutisse à une réalisation en logique programmable de type "réseau logique programmable". Les technologies en présence sont présentées, les avantages et inconvénients respectifs confrontés. Les aspects pratiques de la programmation sont présentés aux élèves sous forme de manipulations de cours.

Travaux pratiques niveau STS 2^{ème} année.

On propose d'utiliser un principe optoélectronique de détection synchrone pour déterminer la transparence d'un support de type "mylar". On dispose :

- d'un couple émetteur - récepteur (LED - Phototransistor),
- d'un mylar étalonné en niveaux de gris conforme à la figure ci-dessous.



- 7.2** Proposez la structure électronique d'une maquette utilisant la détection synchrone pour générer une tension continue représentative du niveau de gris.
- 7.3** Détaillez d'un point de vue technique la séquence de TP qui devra mettre en évidence le fonctionnement de la détection synchrone ainsi que ses propriétés fondamentales notamment vis-à-vis des niveaux continus.
- 7.4** Esquissez les documents professeur et élève en précisant notamment les prérequis, les objectifs, le matériel nécessaire et les moyens d'évaluation.

ANNEXE 1.

Analyseur d'Ozone par photométrie UV

Modèle O3M.



Surveillance de la qualité
de l'air.

Mesure d'ozone à faible
teneur de 100 ppb à
10 ppm

Méthode normalisée NF
X43-024

Applications :

- ◆ Mesure en continu dans l'air ambiant.
- ◆ Mesure de la pollution de fond.
- ◆ Etude d'impact sur les effets de l'ozone.
- ◆ Mesure de hautes concentrations (option) en process industriel.

Principales caractéristiques :

- ◆ Ecran graphique à cristaux liquides (LCD).
- ◆ Logiciel interactif multitâche, menus déroulants.
- ◆ Affichage temps réel du synoptique circuit fluide.
- ◆ Menu de télémaintenance élaboré.
- ◆ Gammes de mesure programmables.
- ◆ Changement de gamme automatique.
- ◆ Compensation automatique température et pression.
- ◆ Temps de réponse automatique programmable.
- ◆ Affichage de la courbe de calibrage en temps réel.
- ◆ Moyennes programmables de 1 à 9999 min.
- ◆ Mémorisation des 1500 dernières moyennes calculées.
- ◆ Interface entrée/sortie série (RS232 / RS422) en standard.
- ◆ Télécontrôle intégral de l'analyseur via RS232.

SPECIFICATIONS

- ◆ Gammas de mesure programmables : 0.1/0.2/0.5/1/2/5/10 ppm ou programmation personnalisée de la gamme par l'utilisateur.
- ◆ Changement de gamme automatique.
- ◆ Bruit (σ) < 0.5 ppb.
- ◆ Minimum détectable (2σ) : 1 ppb.
- ◆ Temps de cycle : 20 s.
- ◆ Temps de réponse : Automatique ou programmable (minimum 20s).
- ◆ Dérive de zéro : Inférieure à 1 ppb/7 jours.
- ◆ Dérive d'étalonnage: Inférieure à 1% / 7 jours.
- ◆ Linéarité : $\pm 1\%$ pleine échelle.
- ◆ Débit échantillon : 1,5 l / min.
- ◆ Pompe d'échantillonnage interne.
- ◆ Valeurs moyennes : Programmables de 1 à 9999 min.
- ◆ Capacité de mémorisation : 1500 dernières valeurs moyennes.
- ◆ 2 entrées analogiques pour capteurs externes en vue d'acquisition ou de transmission.
- ◆ 2 sorties analogiques indépendantes configurables : 4-20 mA, 0-10V.
- ◆ Sortie numérique: RS232 / RS422.
- ◆ Présentation : Rack normalisé 19" - 4U.
- ◆ Dimensions : LxPxh = 483 x 581 x 177 mm.
- ◆ Poids : 15 kg.
- ◆ Alimentation : 230 V, 50/60 Hz ou 115V, 60 Hz.
- ◆ Consommation: 70 VA.
- ◆ Température de fonctionnement : 10 - 35°C.

OPTIONS

- ◆ Générateur d'ozone interne pour contrôle de calibrage.
- ◆ Entrée contrôle étalonnage externe et jeu d'électrovannes internes.
- ◆ Kit de maintenance: consommables pour un an de fonctionnement.

VARIANTES

- ◆ Gamme haute concentration pour application industrielle.
- ◆ 041 MC version calibrateur d'ozone.

Principe de mesure :

L'échantillon d'air, prélevé en continu par une pompe placée en fin de circuit, traverse préalablement un filtre poussières téflon, puis est dirigé vers la chambre optique, soit directement, soit au travers d'un filtre sélectif de l'ozone (commutation toutes les 5 secondes). Dans la chambre optique traversée par un rayonnement UV centré sur 253,7 nm, les molécules d'ozone absorbent celui-ci et la mesure de la concentration d'ozone est effectuée par différence entre l'absorption UV due à l'échantillon gazeux et l'absorption UV due à l'échantillon exempt d'ozone. Toute interférence de poussières ou de tout autre gaz est ainsi éliminée. Le microprocesseur effectue le contrôle de débit ainsi que les compensations automatiques en température et pression.

Le contrôle de calibrage peut être effectué par un générateur interne optionnel permettant d'obtenir différentes valeurs de concentration d'ozone.

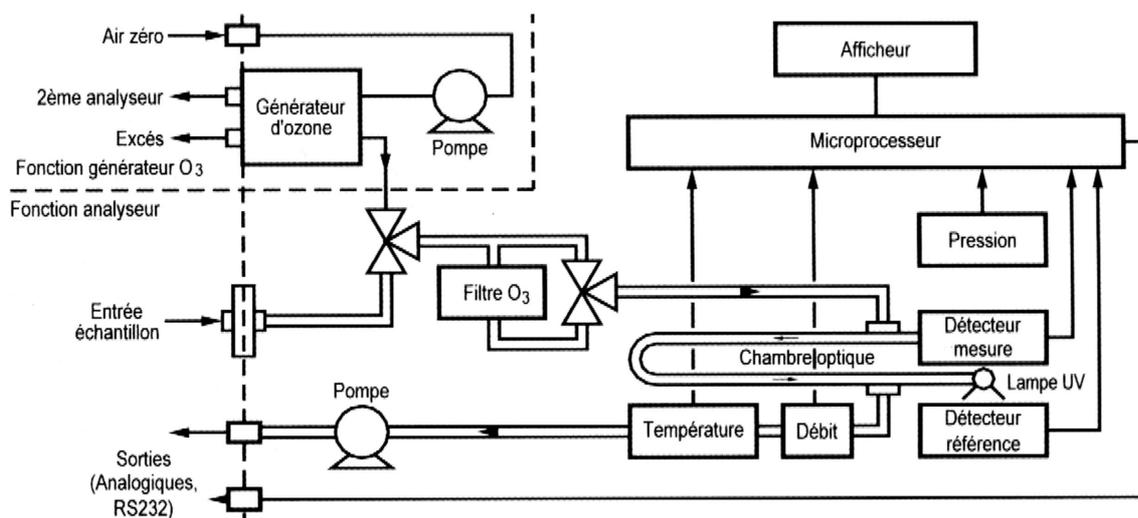
Ce contrôle est réalisé manuellement, automatiquement (cycles programmables) ou par télétransmission (contact sec ou RS232) et la courbe de calibrage peut être affichée en temps réel à l'écran. Une entrée pour source d'ozone étalon externe avec électrovanne interne est disponible en option.

Le logiciel multitâche associé à l'écran graphique LCD procure à l'utilisateur une grande facilité d'utilisation et un accès rapide à toutes les fonctions et configurations de l'analyseur.

La fonction temps de réponse automatique détermine le meilleur temps de réponse suivant l'évolution en temps réel des concentrations d'ozone. Par ailleurs, des valeurs moyennes sont automatiquement calculées (quart horaire, horaire...) et l'O3M inclut une fonction de sauvegarde des données avec stockage des valeurs moyennes.

L'interface série (RS232/RS422) permet le contrôle complet de l'analyseur à distance facilitant ainsi toutes les opérations de maintenance et de diagnostic.

De plus, le protocole de communication autorise le fonctionnement en "BUS" avec d'autres analyseurs "Série 1M" afin d'obtenir une station totalement numérique pouvant s'affranchir de systèmes d'acquisition de données.



ANNEXE 2.

Analyseur d'Ozone O3M : données spectrophotométriques.

Principe de mesure .

L'O3M est muni d'une lampe à vapeur de mercure capable d'émettre un faisceau lumineux centré sur une longueur d'onde de 253.7 nm qui correspond sensiblement au pic d'absorption de l'ozone dans l'U.V. (voir figure ci-contre).

Ce faisceau est haché mécaniquement par un disque mis en rotation à 100 tours/s. Il traverse ensuite un filtre optique (monochromateur) puis la cuve à échantillon en quartz. Celle-ci reçoit le flux d'air imposé par la pompe placée en fin de circuit (1.5 l/mn). Ce flux, préalablement dépoussiéré, passe alternativement (toutes les 5 secondes) dans un filtre à catalyse sélectif de l'ozone.

L'intensité I_{UV} du faisceau UV qui parvient au détecteur (photodiode) varie donc uniquement en fonction de la concentration d'ozone dans l'air, tous les autres paramètres étant stabilisés. Si l'on note I_{UVo} l'intensité du faisceau lorsque l'ozone est filtré et I_{UVm} l'intensité du même faisceau mais en présence d'ozone, on constate que I_{UVm} décroît exponentiellement lorsque la concentration en ozone $C(O_3)$ augmente : c'est la loi de Beer-Lambert qui s'écrit :

$$A = \log \left(\frac{I_{UVo}}{I_{UVm}} \right) = K.L.C(O_3) \quad (1)$$

A est l'absorbance : c'est le **logarithme décimal** de l'inverse de la transmittance qui s'écrit :

$$T = \frac{I_{UVm}}{I_{UVo}} \quad (2)$$

A et T sont des nombres positifs sans dimension ; T est toujours inférieur à 1.

Unités dans l'équation (1) :

$C(O_3)$ est la concentration d'ozone en grammes/litre,

L est la longueur de la cuve en centimètres,

K est le coefficient spécifique d'absorbance massique en $gr^{-1}.cm^{-1}.l$,

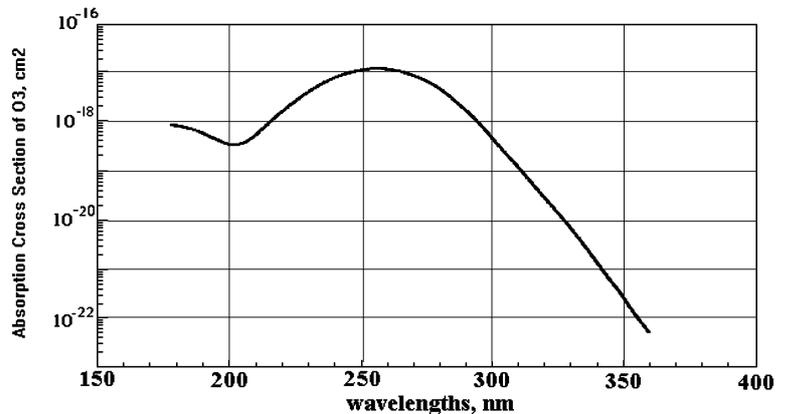
Pour l'analyseur O3M on retiendra les valeurs suivantes :

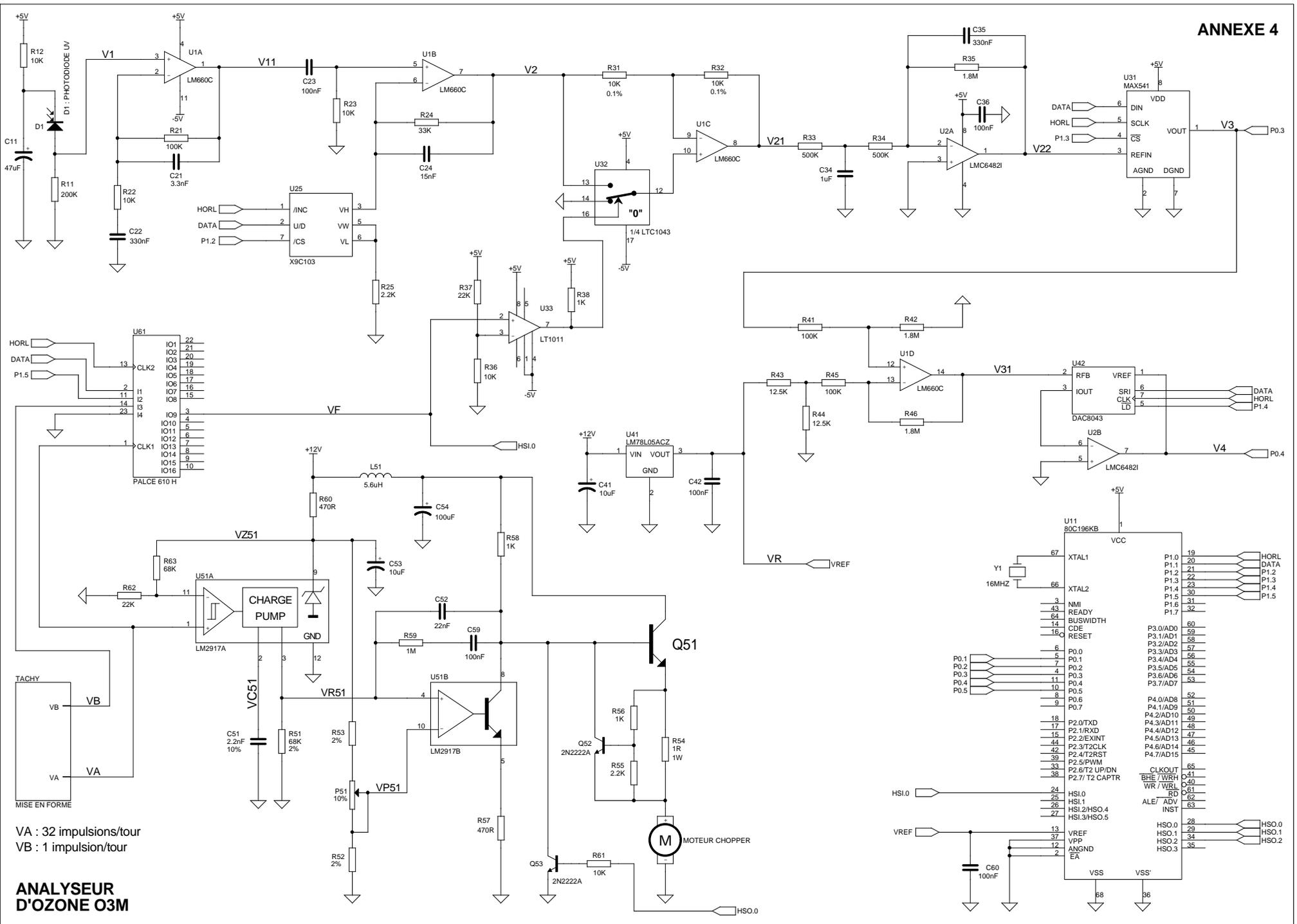
$$L = 25 \text{ cm} \quad \text{et} \quad K = 60 \text{ gr}^{-1}.cm^{-1}.l$$

Dans la pratique la concentration $C(O_3)$ est rarement exprimée en $gr.l^{-1}$ mais plutôt en $\mu g/m^3$ (la valeur de $180 \mu g/m^3$ étant considérée comme un seuil de pollution urbaine). L'analyseur O3M n'utilise pas ces unités : la concentration est affichée en fraction volumique soit en ppm (partie par million) soit en ppb (partie par billion). Compte tenu de la masse atomique de l'ozone ($M_A=48$) les relations de conversion sont les suivantes :

$$1 \text{ ppb} = 10^{-3} \text{ ppm} = 2,142 \mu g/m^3 = 2,142.10^{-9} \text{ gr/l}$$

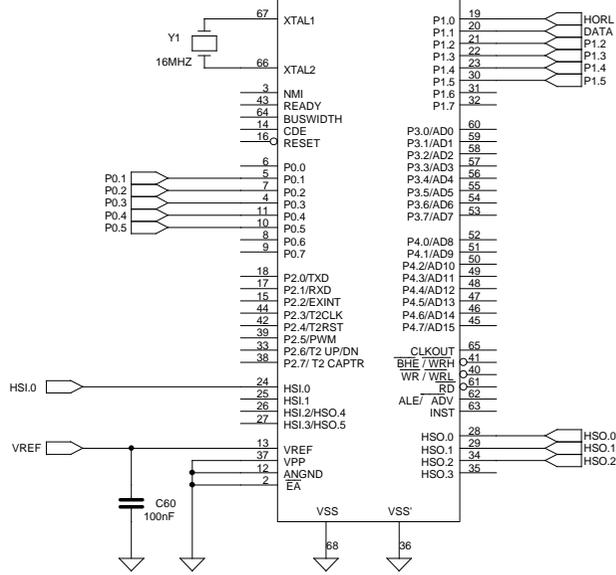
L'analyseur O3M effectue par ailleurs des mesures de température et de pression de manière à compenser la concentration affichée. Celle-ci correspond aux conditions normales (@SPT) de température et de pression.





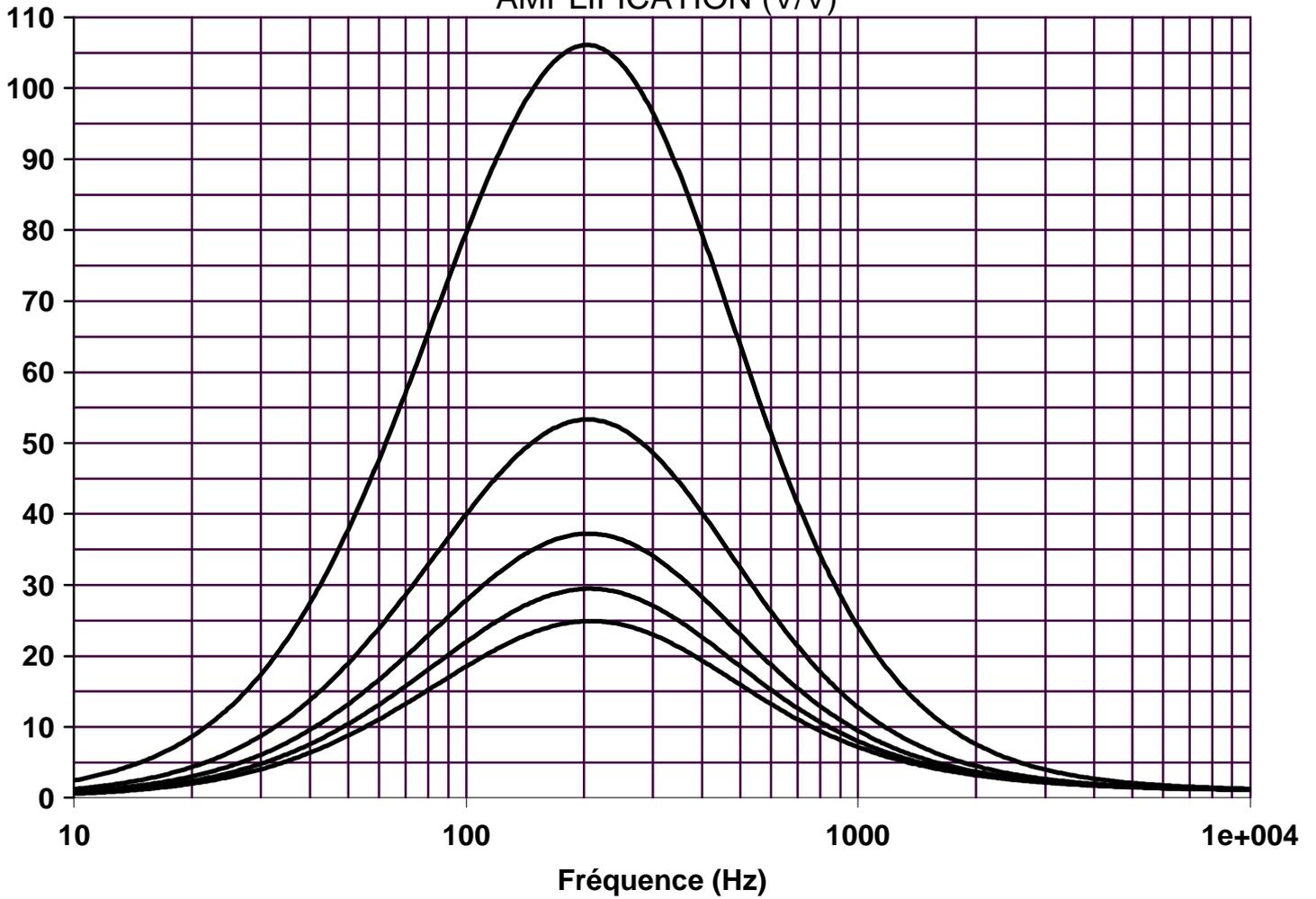
VA : 32 impulsions/tour
 VB : 1 impulsion/tour

**ANALYSEUR
 D'OZONE O3M**

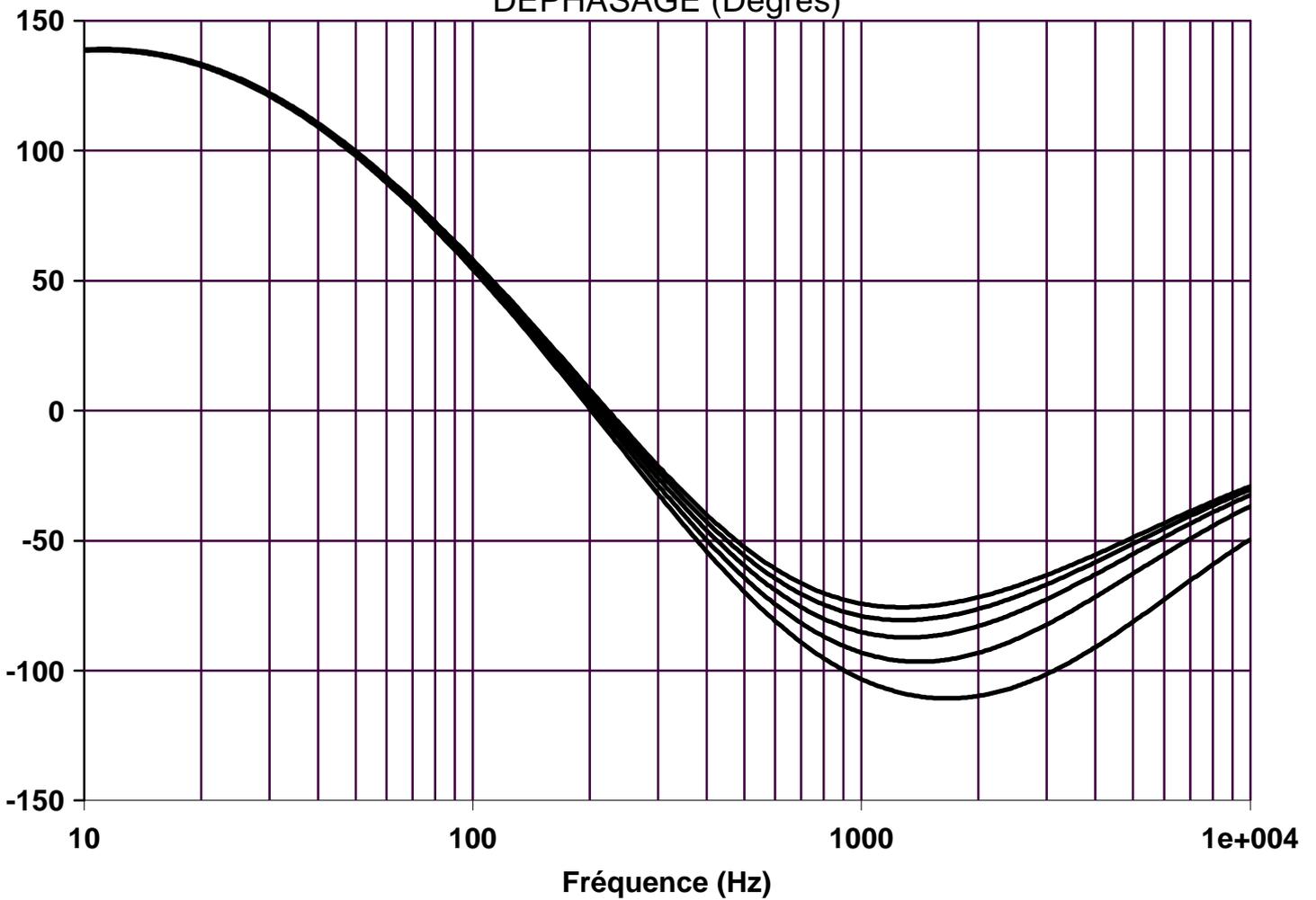


ANNEXE 5 : V_2/V_1 pour $R(U_5)=[0 ; 2.5K ; 5K ; 7.5K ; 10K]$

AMPLIFICATION (V/V)



DEPHASAGE (Degrés)



ANNEXE 6

