

## Option A

### ÉLECTRONIQUE ET

### INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

## ELEMENTS DE SOLUTION : PARTIES 1 à 5

### 1. ETUDE DE FP4.

1.1 Chaque interrupteur analogique de U42 (DAC8043) est connecté soit sur la masse (cas où  $D_i=0$ ) soit sur la masse virtuelle créée par U2B sur sa broche "-" (cas où  $D_i=1$ ). Le courant qui le traverse est donc indépendant de sa position. Chaque nœud agit en diviseur de courant par deux car la résistance équivalente vue à gauche du nœud vaut toujours  $2R$ .

Connaissant  $I_{11}$  qui vaut :  $I_{11} = \frac{V4}{2.R}$  on peut donc déduire les autres courants :

$$I_{10} = \frac{I_{11}}{2} = \frac{V4}{2^2.R}; I_9 = \frac{I_{10}}{2} = \frac{V4}{2^3.R}; I_8 = \frac{I_9}{2} = \frac{V4}{2^4.R}; \dots; I_0 = \frac{I_1}{2} = \frac{V4}{2^{12}.R}$$

$$1.2 \quad I_T = \sum_{i=0}^{i=11} I_i = \frac{V4}{R} \cdot \left( \frac{D_{11}}{2^1} + \frac{D_{10}}{2^2} + \frac{D_9}{2^3} + \frac{D_8}{2^4} + \frac{D_7}{2^5} + \frac{D_6}{2^6} + \frac{D_5}{2^7} + \frac{D_4}{2^8} + \frac{D_3}{2^9} + \frac{D_2}{2^{10}} + \frac{D_1}{2^{11}} + \frac{D_0}{2^{12}} \right) = \frac{V4}{2^{12}.R} \cdot N_{42}$$

$$\text{or } IT = -\frac{V_{31}}{R} \Rightarrow V4 = -\frac{2^{12}}{N_{42}} \cdot V_{31}$$

1.3 En appliquant le théorème de superposition on obtient directement :

$$V_{31} = -\left( \frac{R_{46}}{R_{45} + (R_{43} \parallel R_{44})} \right) \cdot \left( \frac{VR}{2} \right) + \left( 1 + \frac{R_{46}}{R_{45} + (R_{43} \parallel R_{44})} \right) \cdot \left( \frac{R_{42}}{R_{42} + R_{41} + R_{S31}} \right) \cdot V_3$$

1.4 On remarque que  $R_{43} \parallel R_{44} = R_{S31}$  ;  $R_{46} = R_{42}$  ;  $R_{45} = R_{41}$

$$\text{d'où l'on tire : } V_{31} = \left( \frac{R_{46}}{R_{45} + (R_{43} \parallel R_{44})} \right) \cdot \left( V_3 - \frac{VR}{2} \right)$$

$$\text{et finalement : } V4 = \left( \frac{2^{12}}{N_{42}} \right) \cdot \left( \frac{R_{46}}{R_{45} + (R_{43} \parallel R_{44})} \right) \cdot \left( \frac{VR}{2} - V_3 \right)$$

$$\text{A.N. } V4 = \left( \frac{2^{12}}{N_{42}} \right) \cdot \left( \frac{1800}{100 + (12.5 \parallel 12.5)} \right) \cdot \left( \frac{VR}{2} - V_3 \right) = \left( \frac{69391}{N_{42}} \right) \cdot \left( \frac{VR}{2} - V_3 \right)$$

1.5 Pour ce convertisseur CAN 10 bits on aura :  $N4 = 2^{10} \cdot \frac{V4}{VR}$  avec  $N4_{\text{maxi}} = 1023$ .

$$\text{Il vient donc : } N4 = 2^{10} \cdot \frac{\left( \frac{A4}{N_{42}} \right) \cdot \left( \frac{VR}{2} - V_3 \right)}{VR} = \frac{2^9 \cdot A4}{N_{42}} \cdot \left( 1 - \frac{2 \cdot V_3}{VR} \right)$$

## Mesure de la concentration(O3)

$$1.6 \quad I_{UV} = \frac{V3 - Eo3}{A_{123}} \quad \text{or} \quad N4 = \frac{2^9 \cdot A4}{N42} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot V3}{VR}\right) \Rightarrow V3 = \frac{VR}{2} \cdot \left(1 - \frac{N42 \cdot N4}{2^9 \cdot A4}\right)$$

$$d'où : I_{UV} = \frac{1}{A_{123}} \cdot \frac{VR}{2} \cdot \left(1 - \frac{N42 \cdot N4}{2^9 \cdot A4} - \frac{2 \cdot Eo3}{VR}\right)$$

$$1.7 \quad \text{La conversion en logarithme népérien : } \log\left(\frac{I_{UVo}}{I_{UVm}}\right) = \frac{1}{\text{Ln}(10)} \cdot \text{Ln}\left(\frac{I_{UVo}}{I_{UVm}}\right)$$

$$\text{permet d'écrire : } \text{Ln}\left[\left(\frac{\frac{VR}{2 \cdot A_{123}}}{\frac{VR}{2 \cdot A_{123}}}\right) \cdot \left(\frac{1 - \frac{N42 \cdot N4o}{2^9 \cdot A4} - \frac{2 \cdot Eo3}{VR}}{1 - \frac{N42 \cdot N4m}{2^9 \cdot A4} - \frac{2 \cdot Eo3}{VR}}\right)\right] = \text{Ln}(10) \cdot K \cdot L \cdot C(O3)_{(gr/l)}$$

qui donne après approximation :

$$C(O3)_{(gr/l)(MESURE)} = \frac{1}{\text{Ln}(10) \cdot K \cdot L} \cdot \frac{N42}{2^9 \cdot A4} \cdot (N4m - N4o)$$

$$1.8 \quad C(O3)_{(ppb)} = \frac{1}{2.142 \cdot 10^{-9} \cdot \text{Ln}(10) \cdot K \cdot L} \cdot \frac{N42}{2^9 \cdot A4} \cdot (N4m - N4o)$$

$$\text{A.N. : } C(O3)_{(ppb)} = \frac{1}{2.142 \cdot 10^{-9} \cdot \text{Ln}(10) \cdot 60 \cdot 25} \cdot \frac{N42}{2^9 \cdot 69391} \cdot (N4m - N4o)$$

$$C(O3)_{(ppb)} = 3.8 \cdot 10^{-3} \cdot N42 \cdot (N4m - N4o)$$

1.9 Pour une gamme donnée  $C(O3)_{(ppb)(FS)}$  on tire le nombre N42 de l'équation précédente :

$$N42 = \frac{C(O3)_{(ppb)(FS)}}{3.8 \cdot 10^{-3} \cdot (N4_{FS} - N4o)} = \frac{C(O3)_{(ppb)(FS)}}{3.8 \cdot 10^{-3} \cdot (900 - 100)} = \frac{C(O3)_{(ppb)(FS)}}{3.04}$$

On aura ainsi pour les différentes gammes de mesure de l'analyseur :

$C(O3)_{(FS)}$	100ppb	200ppb	500ppb	1ppm	2ppm	5ppm	10ppm
N42	33	66	165	329	658	1645	3290

**1.10** Notons  $D_{Eo3}$  la variation de la tension de décalage  $E_{o3}$  sur cinq secondes et calculons l'erreur induite sur la mesure de concentration  $DC(O_3)$  :

$$\text{Ln} \left[ \left( \frac{\frac{VR}{2 \cdot A_{123}}}{\frac{VR}{2 \cdot A_{123}}} \right) \cdot \left( \frac{1 - \frac{N_{42} \cdot N_{4o}}{2^9 \cdot A_4} - \frac{2 \cdot E_{o3}(t)}{VR}}{1 - \frac{N_{42} \cdot N_{4m}}{2^9 \cdot A_4} - \frac{2 \cdot E_{o3}(t+5)}{VR}} \right) \right] \approx \frac{N_{42}}{2^9 \cdot A_4} \cdot (N_{4m} - N_{4o}) + 2 \cdot \frac{D_{Eo3}}{VR}$$

d'où l'on tire :  $\frac{N_{42}}{2^9 \cdot A_4} \cdot (N_{4m} - N_{4o}) + 2 \cdot \frac{D_{Eo3}}{VR} = \text{Ln}(10) \cdot K \cdot L \cdot C(O_3)_{(gr/l)(VRAI)}$

soit :  $\text{Ln}(10) \cdot K \cdot L \cdot C(O_3)_{(gr/l)(MESURE)} = \text{Ln}(10) \cdot K \cdot L \cdot C(O_3)_{(gr/l)(VRAI)} - 2 \cdot \frac{D_{Eo3}}{VR}$

d'où :  $\left| DC(O_3)_{(gr/l)} \right| = 2 \cdot \frac{D_{Eo3}}{VR} \cdot \frac{1}{\text{Ln}(10) \cdot K \cdot L}$

Pour une erreur  $DC(O_3) \leq 1ppb$  il faut :  $D_{Eo3} \leq \frac{VR}{2} \cdot \text{Ln}(10) \cdot K \cdot L \cdot DC(O_3)_{(ppb)} \cdot 2.142 \cdot 10^{-9}$

A.N. :  $D_{Eo3} \leq \frac{5}{2} \cdot \text{Ln}(10) \cdot 60 \cdot 25 \cdot 1 \cdot 2.142 \cdot 10^{-9} = 18.5 \text{ mV}$

**1.11** Notons  $D_{A_{123}}$  la variation de l'amplification  $A_{123}$  sur cinq secondes et calculons l'erreur induite sur la mesure de concentration  $DC(O_3)$  :

$$\text{Ln} \left[ \left( \frac{\frac{VR}{2 \cdot A_{123}(t)}}{\frac{VR}{2 \cdot A_{123}(t+5)}} \right) \cdot \left( \frac{1 - \frac{N_{42} \cdot N_{4o}}{2^9 \cdot A_4} - \frac{2 \cdot E_{o3}}{VR}}{1 - \frac{N_{42} \cdot N_{4m}}{2^9 \cdot A_4} - \frac{2 \cdot E_{o3}}{VR}} \right) \right] \approx \frac{D_{A_{123}}}{A_{123}} + \frac{N_{42}}{2^9 \cdot A_4} \cdot (N_{4m} - N_{4o})$$

d'où l'on tire :  $\frac{N_{42}}{2^9 \cdot A_4} \cdot (N_{4m} - N_{4o}) + \frac{D_{A_{123}}}{A_{123}} = \text{Ln}(10) \cdot K \cdot L \cdot C(O_3)_{(gr/l)(VRAI)}$

soit :  $\text{Ln}(10) \cdot K \cdot L \cdot C(O_3)_{(gr/l)(MESURE)} = \text{Ln}(10) \cdot K \cdot L \cdot C(O_3)_{(gr/l)(VRAI)} - \frac{D_{A_{123}}}{A_{123}}$

d'où :  $\left| DC(O_3)_{(gr/l)} \right| = \frac{D_{A_{123}}}{A_{123}} \cdot \frac{1}{\text{Ln}(10) \cdot K \cdot L}$

Pour une erreur  $DC(O_3) \leq 1ppb$  il faut :  $\frac{D_{A_{123}}}{A_{123}} \leq \text{Ln}(10) \cdot K \cdot L \cdot DC(O_3)_{(ppb)} \cdot 2.142 \cdot 10^{-9}$

A.N. :  $\frac{D_{A_{123}}}{A_{123}} \leq \text{Ln}(10) \cdot 60 \cdot 25 \cdot 1 \cdot 2.142 \cdot 10^{-9} = 7.4 \cdot 10^{-6} = 0.00074 \%$

**1.12** L'amplification  $A_{123}$  et la tension de décalage  $E_{o3}$  sont donc effectivement sans influence sur la mesure de  $C(O_3)$  à condition de rester stables à l'échelle de 5 secondes. La réalisation de l'appareil devra donc tendre à minimiser les dérives à court terme et notamment les fluctuations thermiques.

## 2. ETUDE DE FP1 ET FP2.

### Détection.

- 2.1 Le chopper mécanique étant doté de deux ouvertures et sa vitesse de rotation étant de 100Hz, la fréquence du signal  $F_0$  vaut 200Hz.
- 2.2 La modulation du faisceau optique UV par le chopper amène effectivement, si l'on se contente du fondamental uniquement, à une équation du type  $i_{UV} = I_{UV} \cdot (1 + \sin(2 \cdot p \cdot F_0 \cdot t))$ .  
En effet lorsque l'ouverture est dans l'axe du faisceau, elle laisse passer un flux maximum. Par contre lorsque le faisceau est occulté, le flux transmis devient quasi-nul. Le modèle de la sinusoïde décalée convient donc assez bien. Il met notamment en évidence la composante continue  $I_{UV}$  inhérente à cet type de modulation, laquelle composante continue, variable en fonction de la concentration en ozone, viendra s'ajouter au courant d'obscurité de la photodiode sans pouvoir en être facilement distinguée.
- 2.3 Générateur équivalent de Thévenin au point V1 :
- $$E_{th1} = R_{11} \cdot (I_{DC} + a_1 \cdot I_{UV}) + R_{11} \cdot a_1 \cdot I_{UV} \cdot \sin(2 \cdot p \cdot F_0 \cdot t)$$
- soit :  $E_{DC} = R_{11} \cdot (I_{DC} + a_1 \cdot I_{UV})$  et  $E_1 = R_{11} \cdot a_1 \cdot I_{UV}$
- 2.4  $I_{UV} = 1.5 \text{ mW} \Rightarrow E_1 = 200 \cdot 10^3 \cdot 0.1 \cdot 1.5 \cdot 10^{-6} = 30 \text{ mV}$   
 $E_{DC} = 200 \cdot 10^3 \cdot (200 \cdot 10^{-12} + 0.1 \cdot 1.5 \cdot 10^{-6}) \approx 30 \text{ mV}$
- $I_{UV} = 5 \text{ mW} \Rightarrow E_1 = 200 \cdot 10^3 \cdot 0.1 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 100 \text{ mV}$   
 $E_{DC} = 200 \cdot 10^3 \cdot (200 \cdot 10^{-12} + 0.1 \cdot 5 \cdot 10^{-6}) \approx 100 \text{ mV}$
- 2.5  $R_{th1} = R_{11} = 200 \text{ K}\Omega$
- 2.6 Le filtre passe-haut R23.C23 arrête la composante continue de V11 donc de V1 (U1A fonctionne en suiveur pour ce qui est de la composante continue).

### Filtrage / Amplification.

- 2.7 Etant donnée la structure associée à U1B, l'amplification de l'étage augmente lorsque  $R(U25)$  diminue. La courbe de plus grande amplification (cf. annexe 5) correspond donc obligatoirement à  $R(U25)=0\Omega$  ( $A_{maxi}=106$ ). Les suivantes obéissent au même raisonnement :

A <sub>maxi</sub>	106	53	37	29.5	20
R(U25)	0Ω	2.5KΩ	5KΩ	7.5KΩ	10KΩ

- 2.8 L'amplitude du signal à 200Hz est :  $E_1 = R_{11} \cdot a_1 \cdot I_{UV}$ .
- Or il faut que :  $E_2 = A_{2(200\text{Hz})} \cdot E_1 = A_{2(200\text{Hz})} \cdot R_{11} \cdot a_1 \cdot I_{UV} = 2.6 \text{ V}$ . L'amplification  $A_2$  devra donc être réglée de telle sorte que :  $A_{2(200\text{Hz})} = \frac{E_2}{R_{11} \cdot a_1 \cdot I_{UV}} = \frac{2.6 \text{ V}}{R_{11} \cdot a_1 \cdot I_{UV}}$ . On peut rechercher les deux cas extrêmes pour déduire les deux inégalités à vérifier :
- $A_{2(200\text{Hz})} \geq \frac{E_2}{R_{11} \cdot a_1 \cdot I_{UV \text{ mini}}} = \frac{2.6\text{V}}{200 \cdot 10^3 \cdot 0.1 \cdot 1.5 \cdot 10^{-6}} = 86.7$  OK car  $A_{2maxi}=106$ ,
  - $A_{2(200\text{Hz})} \leq \frac{E_2}{R_{11} \cdot a_1 \cdot I_{UV \text{ maxi}}} = \frac{2.6\text{V}}{200 \cdot 10^3 \cdot 0.1 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 26$  OK car  $A_{2mini}=20$ .

**2.9** La partie alternative du signal  $V1$  capté par  $D1$  ( $I_{UV}$ ) est donc une sinusoïde d'amplitude  $E1$  ( $E1 = R11 \cdot a1 \cdot I_{UV}$ ) et de fréquence  $200\text{Hz}$ . A cette fréquence elle est amplifiée/filtrée par les étages  $U1A/U1B$  (passe-bande). On aura donc en  $V2$  un signal sinusoïdal de même fréquence et d'amplitude  $E2$  telle que :

$$E2 = A2_{(200\text{Hz})} \cdot E1 = A2_{(200\text{Hz})} \cdot a1 \cdot R11 \cdot I_{UV}$$

### Cas d'une composante continue très importante.

**2.10** Si la composante continue  $I1_{DC}$  dépasse  $15\text{mA}$ , la composante continue  $E1_{DC}$  atteint la valeur :  $E1_{DC} = R11 \cdot (I1_{DC} + a1 \cdot I_{UV}) \approx 200 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^{-6} = 3\text{V}$ . On risque alors de dépasser la tension maximale de mode commun admissible en entrée de  $U1A$ .

**2.11** En régime continu, la présence de l'intégrateur à ampli-op ( $R5C5$ ) dans la boucle implique que la tension de sortie  $V12$  reste nulle. L'entrée de l'inverseur  $\left(-\frac{R4}{R3}\right)$  est donc elle aussi nulle. En conséquence le courant continu dans la résistance  $R2$  est nul : masse virtuelle d'un côté, tension nulle de l'autre. L'intégralité de la composante continue  $I1_{DC}$  du courant  $i1$  circule donc dans  $R1$ .

**2.12** Après mise en équation la fonction de transfert du filtre peut être mise sous la forme suivante :

$$\frac{V12(j\omega)}{I1(j\omega)} = \frac{R4}{R3} \cdot \frac{\left(\frac{R3}{R4} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot t5 \cdot (j\omega)\right)}{\left(1 + \frac{R3}{R4} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot t5 \cdot (j\omega) + \frac{R3}{R4} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot t5 \cdot t2 \cdot (j\omega)^2\right)}$$

avec  $t2 = R2 \cdot C2$  et  $t5 = R5 \cdot C5$

On reconnaît bien l'équation d'un filtre passe-bande de fréquence centrale  $Fo$  telle que :

$$Fo = \frac{1}{2 \cdot p} \cdot \sqrt{\frac{R4}{R3} \cdot \frac{R2}{R1}} \text{ et de coefficient d'amortissement } z \text{ tel que : } (2 \cdot z) = \sqrt{\frac{R3}{R4} \cdot \frac{R1}{R2} \cdot \frac{t5}{t2}}$$

Pour pouvoir compenser un courant  $I1_{DC}$  de  $100\text{mA}$  il faut que :

$$R1 \leq \frac{|V_{sat^-}|}{I1_{DC}} \approx \frac{5}{100 \cdot 10^{-6}} = 50\text{K}\Omega \text{ d'où une valeur normalisée de } 47\text{KW} \text{ pour } R1.$$

L'amplification à  $200\text{Hz}$  doit être de  $10$  d'où :  $\frac{R4}{R3} = 10$ .

Avec un coefficient d'amortissement  $z$  de  $0.5$  on obtient :

$$(2 \cdot 0.5) = \sqrt{\frac{1}{10} \cdot \frac{47}{200} \cdot \frac{t5}{t2}} \Rightarrow t5 = 42.5 \cdot t2$$

Enfin la relation donnant  $Fo$  nous donne :

$$200 = \frac{1}{2 \cdot p} \cdot \sqrt{\frac{10 \cdot \frac{200}{47}}{42.5 \cdot (t2)^2}} \Rightarrow t2 = 796 \cdot 10^{-6} = 796 \text{ ms}$$

En adoptant la valeur  $t_2 = 820 \text{ ms}$  on déduit  $t_5 = 42.5 \cdot 820 \cdot 10^{-6} = 35 \text{ ms}$  pour laquelle on adoptera la valeur  $t_5 = 33 \text{ ms}$ .

Les valeurs des produits  $RC$  et des rapports  $R_i/R_j$  étant déterminés, on peut dimensionner complètement le filtre. Par exemple :

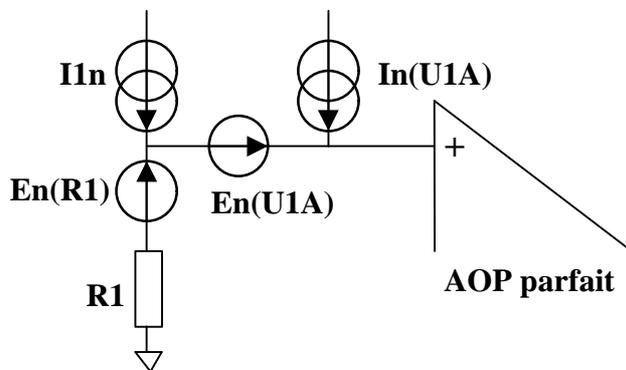
$$R_4 = 10 \text{ kW} ; R_3 = 1 \text{ kW} ; R_1 = 47 \text{ kW} ; R_5 = 330 \text{ kW} ; C_5 = 100 \text{ nF} ; R_2 = 200 \text{ kW} ; C_2 = 3.9 \text{ nF}$$

## Evaluation du bruit.

**2.13** Un bruit est dit "blanc" lorsque sa densité spectrale est constante sur toute la page de fréquence utile.

**2.14** Cette hypothèse simplificatrice est un peu limitée car pour des fréquences assez faibles (quelques dizaines à quelques centaines de Hz) la densité de bruit augmente suivant une caractéristique dite de bruit en  $1/f$ .

**2.15** Schéma équivalent :



Valeurs numériques (à 27°C) :

$$I_{1n} = 0.1 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}} ; \quad I_n(U1A) = 0.0002 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}} \text{ (négligeable)}$$

$$E_n(U1A) = 22 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} \text{ (cf. Doc.)} ; \quad E_n(R1) = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 200 \cdot 10^3} \approx 57 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

**2.16** La densité spectrale équivalente de bruit  $S_{1n}$  à l'entrée de FP2 vaudra donc :

$$s_{1n} = \sqrt{(E_n(U1A))^2 + (E_n(R1))^2 + (R1 \cdot I_{1n})^2}$$

$$s_{1n} = \sqrt{(22 \cdot 10^{-9})^2 + (57 \cdot 10^{-9})^2 + (200 \cdot 10^3 \cdot 0.1 \cdot 10^{-12})^2} = 64.3 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

**2.17** Dans une chaîne d'amplification/filtrage comme celle-ci l'influence de l'étage d'entrée est généralement prépondérante. On ne tiendra compte que de  $S_{1n}$  et des performances du filtrage passe-bande pour évaluer le bruit en  $V_2$  :

$$V_{2n_{\text{eff}}} = 105.9 \cdot 64.3 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{403} = 0.137 \text{ mV}$$

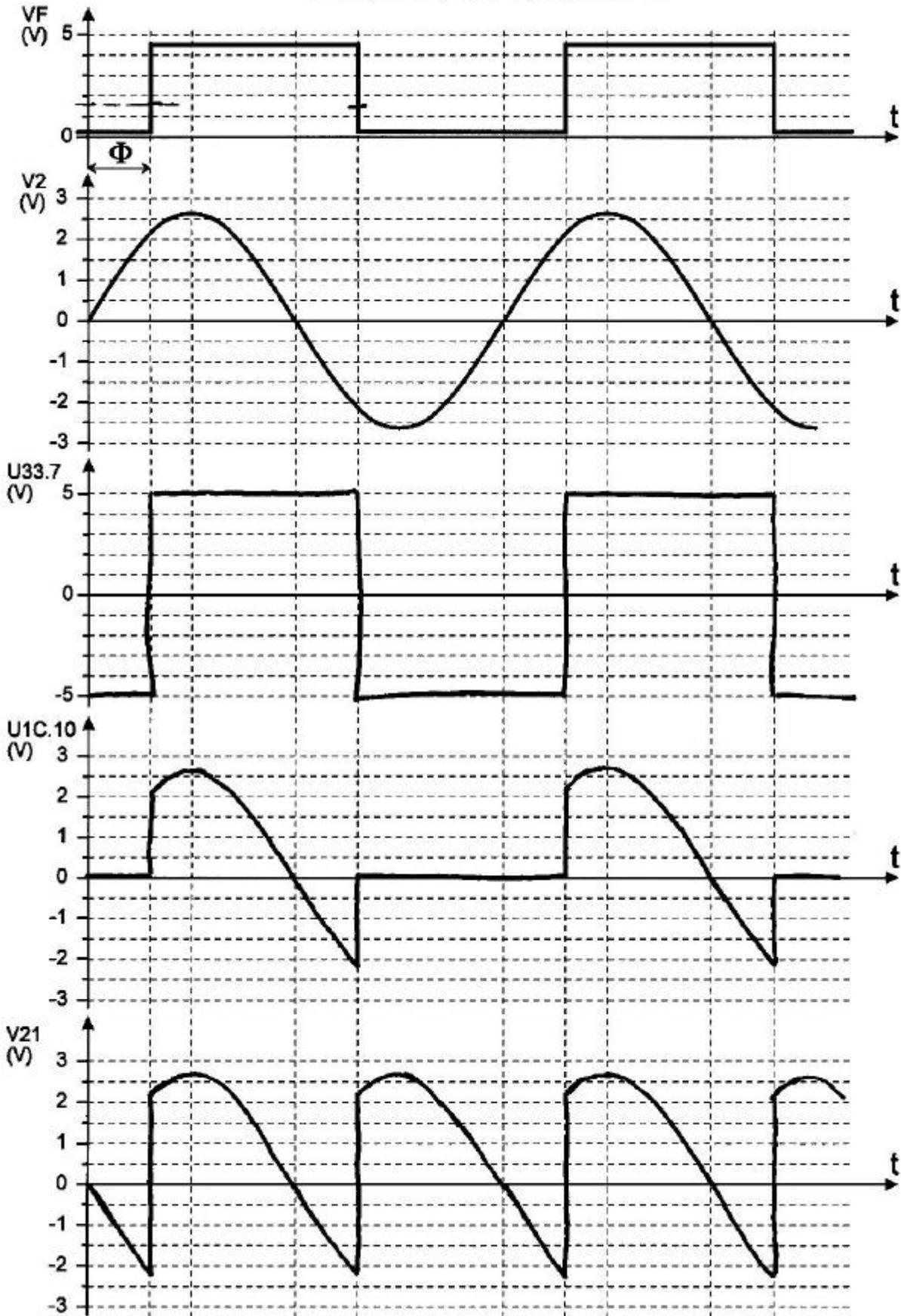
### 3. ETUDE DE FP3.

#### Etude du démodulateur.

- 3.1 L'amplification à détection synchrone ("lock in amplifier") permet de détecter un signal de fréquence  $F_0$  connue avec un excellent rapport signal à bruit. L'amplification du signal se fait à la fréquence  $F_0$  : les niveaux continus ou lentement variables (dérivés) sont donc sans influence. Cette fréquence  $F_0$  est généralement choisie assez grande pour que le bruit en  $1/f$  ne dégrade pas le signal.
- 3.2 U33 permet d'adapter les niveaux logiques en  $\pm 5V$  pour la commande de U32. La présence de R38, résistance de rappel à l'état haut, indique que son étage de sortie est de type "collecteur ouvert".
- 3.3 Voir feuille réponse n°1 : signal U33.7(t)
- 3.4 Voir feuille réponse n°1 :
- signal U1C.10(t) (broche 10 de U1C),
  - signal V21(t).
  - L'amplificateur U1C fonctionne en  $\pm 1$ .
- 3.5  $\langle V_{21} \rangle = \frac{1}{p} \cdot \int_F^{F+p} (E_2 \cdot \sin(q)) \cdot dq = \frac{2 \cdot E_2}{p} \cdot \cos(F)$  soit  $f(F) = \frac{2 \cdot \cos(F)}{p}$
- 3.6  $F = p \Rightarrow f(F) = \frac{-2}{p}$
- 3.7 Cas défavorable :  $F = p \pm \frac{p}{16} \Rightarrow h = \cos\left(\frac{p}{16}\right) \approx 98\%$
- 3.8 Si  $V_{20}$  est la composante continue du signal  $V_2$  (tension de décalage en sortie de FP2), le démodulateur découpe cette tension continue pour donner en  $V_{21}$  un signal carré d'amplitude  $V_{20}$  et de fréquence 200Hz. Ce signal alternatif est évidemment de valeur moyenne nulle et donc  $V_{20}$  est sans influence sur  $\langle V_{21} \rangle$ .
- 3.9 Le fondamental est donné par le premier terme de la série de Fourier. Sa fréquence est de  $(2 \cdot F_0)$ . Lorsque  $F=p$  la fonction est paire et il n'existe que des termes en "cos". L'amplitude du fondamental est donc :

$$a(2 \cdot F_0) = \frac{2}{T} \cdot \int_T V_{21}(t) \cdot \cos(\omega t) \cdot dt = \frac{2}{2 \cdot p} \cdot \int_0^{2p} -E_2 \cdot \sin\left(\frac{q}{2}\right) \cdot \cos(q) \cdot dq = \frac{4}{3 \cdot p} \cdot E_2$$

# FEUILLE REPONSE N°1



### Etude du filtre passe-bas.

$$3.10 \frac{V_{22}(j\omega)}{V_{21}(j\omega)} = \underline{A_{31}}(j\omega) = - \frac{\left(\frac{R_{35}}{2 \cdot R_{34}}\right)}{(1 + j\mathbf{t}_{34}\omega) \cdot (1 + j\mathbf{t}_{35}\omega)} \text{ soit } A_{31} = \frac{R_{35}}{2 \cdot R_{34}}$$

$$3.11 \langle V_{22} \rangle = \frac{2}{\mathbf{p}} \cdot A_{31} \cdot E_2$$

Compte tenu de la nature passe-bas du filtre dont le rôle est notamment de rejeter

l'ondulation à fréquence  $2 \cdot F_0$  on peut approximer :  $\tilde{V}_{22} \approx \frac{4}{3 \cdot \mathbf{p}} \cdot \frac{A_{31}}{\mathbf{t}_{34} \cdot \mathbf{t}_{35} \cdot (4 \cdot \mathbf{p} \cdot F_0)^2} \cdot E_2$

$$d_{22} = \frac{\tilde{V}_{22}}{\langle V_{22} \rangle} \approx \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{\mathbf{t}_{34} \cdot \mathbf{t}_{35} \cdot (4 \cdot \mathbf{p} \cdot F_0)^2}$$

### A.N.

$$\langle V_{22} \rangle = \frac{2}{\mathbf{p}} \cdot \frac{1.8 \cdot 10^6}{2 \cdot 0.5 \cdot 10^6} \cdot 2.6 \approx 2.98 \text{ V}$$

$$d_{22} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{\left(\frac{500 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}}{2}\right) \cdot (1.8 \cdot 10^6 \cdot 330 \cdot 10^{-9}) \cdot (4 \cdot \mathbf{p} \cdot 200)^2} \approx 0.71 \cdot 10^{-6}$$

$$\tilde{V}_{22} = d_{22} \cdot \langle V_{22} \rangle = 0.71 \cdot 10^{-6} \cdot 2.98 \approx 2.1 \text{ mV}$$

### Etude du réglage fin du niveau moyen en V3.

$$3.12 V_3 = \frac{N_{31}}{2^{16}} \cdot V_{22} \text{ avec } N_{31} \text{ variant de } 0 \text{ à } 65535$$

$$3.13 \langle V_3 \rangle = \frac{N_{31}}{2^{16}} \cdot \frac{2}{\mathbf{p}} \cdot A_{31} \cdot E_2 \text{ soit } A_3 = \frac{N_{31}}{2^{16}} \cdot \frac{2}{\mathbf{p}} \cdot \frac{R_{35}}{2 \cdot R_{34}}$$

$$3.14 N_{31} = 2^{16} \cdot \frac{\mathbf{p}}{2} \cdot \frac{2 \cdot R_{34}}{R_{35}} \cdot \frac{\langle V_3 \rangle}{E_2} = 2^{16} \cdot \frac{\mathbf{p}}{2} \cdot \frac{2 \cdot 0.5 \cdot 10^6}{1.8 \cdot 10^6} \cdot \frac{2.5}{2.6} \approx 54991 \text{ valeur cohérente avec la}$$

gamme de  $N_{31}$  : [0...65535].

3.15 Le CNA U31 se comporte comme un simple amplificateur par rapport à la tension  $V_{22}$ . Comme 400Hz est dans sa bande passante, l'ondulation sur  $V_3$  est la même que celle sur  $V_{22}$ . On aura ainsi une ondulation crête-à-crête sur  $V_3$  de :

$$\tilde{V}_{3_{CAC}} = 2 \cdot (d_{22} \cdot \langle V_3 \rangle) = 2 \cdot 0.71 \cdot 10^{-6} \cdot 2.5 \approx 3.55 \text{ mV valeur très inférieure à la résolution de}$$

$$U_{31} \text{ qui vaut : } q = \frac{1}{2^{16}} \cdot \langle V_{22} \rangle = \frac{1}{2^{16}} \cdot 2.98 \approx 45 \text{ mV} .$$

### Influence des tensions de décalage de U1C et U2A, notées Eo(U1C) et Eo(U2A).

$$3.16 \quad E_{o3} = \frac{N31}{2^{16}} \cdot \left[ (1 + A31) \cdot E_{o(U2A)} - A31 \cdot 2 \cdot E_{o(U1C)} \right]$$

Pour l'application numérique on ajoute les tensions de décalages en valeurs absolues :

$$E_{o3} = \frac{54991}{2^{16}} \cdot \left[ \left( 1 + \frac{1.8 \cdot 10^6}{2 \cdot 0.5 \cdot 10^6} \right) \cdot 3 \cdot 10^{-3} + \frac{1.8 \cdot 10^6}{2 \cdot 0.5 \cdot 10^6} \cdot 2 \cdot 6 \cdot 10^{-3} \right] \approx 25.2 \text{ mV}$$

$$3.17 \quad \frac{\partial E_{o3}}{\partial q} = \frac{N31}{2^{16}} \cdot \left[ (1 + A31) \cdot \frac{\partial E_{o(U2A)}}{\partial q} - A31 \cdot 2 \cdot \frac{\partial E_{o(U1C)}}{\partial q} \right]$$

De même ici on ajoute les dérivées en température :

$$\frac{\partial E_{o3}}{\partial q} = \frac{54991}{2^{16}} \cdot \left[ \left( 1 + \frac{1.8 \cdot 10^6}{2 \cdot 0.5 \cdot 10^6} \right) \cdot 1 \cdot 10^{-6} + \frac{1.8 \cdot 10^6}{2 \cdot 0.5 \cdot 10^6} \cdot 2 \cdot 1.3 \cdot 10^{-6} \right] \approx 6.3 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$$

### Synthèse.

3.18 L'ondulation sur V3 étant négligeable (question 3.15) on peut écrire :

$$V3 \approx \langle V3 \rangle = A1 \cdot A2 \cdot A3 \cdot I_{UV} + E_{o3} = A_{123} \cdot I_{UV} + E_{o3}$$

$E_{o3}$  : question 3.16, tension de décalage total ramené en sortie de U31,

$A1 = a1 \cdot R11$  : question 2.3, étage de détection du faisceau UV modulé,

$A2 = f[R(U25)]$  : questions 2.7 et 2.8, filtre passe-bande, réglage grossier de V2 à 2.6V,

$A3 = \frac{N31}{2^{16}} \cdot \frac{2}{p} \cdot \frac{R35}{2 \cdot R34}$  : question 3.12, détecteur synchrone, filtre passe-bas et CNA,

réglage fin de V3 à 2.5V.

## 4. ETUDE DE FP6.

### Etude du fonctionnement.

4.1 Voir feuille réponse n°3 : 0.625 ms/DIV.

4.2 Voir feuille réponse n°3 :  $t_{LOAD}=1.25$  ms.

4.3  $Q_D Q_C Q_B Q_A = 5$  (0101<sub>B</sub>).

4.4  $Q_D Q_C Q_B Q_A = 4$  (0100<sub>B</sub>).

4.5 Pas de réglage  $= \frac{P}{8}$ .

### Synthèse logique.

4.6 Equations logiques du compteur 4 bits synchrone avec chargement parallèle :

$$T_0 = \overline{LD} \cdot (1) + LD \cdot (Q_0 \cdot \overline{Q_A} + \overline{Q_0} \cdot Q_A)$$

$$T_1 = \overline{LD} \cdot (Q_0) + LD \cdot (Q_1 \cdot \overline{Q_B} + \overline{Q_1} \cdot Q_B)$$

$$T_2 = \overline{LD} \cdot (Q_0 \cdot Q_1) + LD \cdot (Q_2 \cdot \overline{Q_C} + \overline{Q_2} \cdot Q_C)$$

$$T_3 = \overline{LD} \cdot (Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2) + LD \cdot (Q_3 \cdot \overline{Q_D} + \overline{Q_3} \cdot Q_D)$$

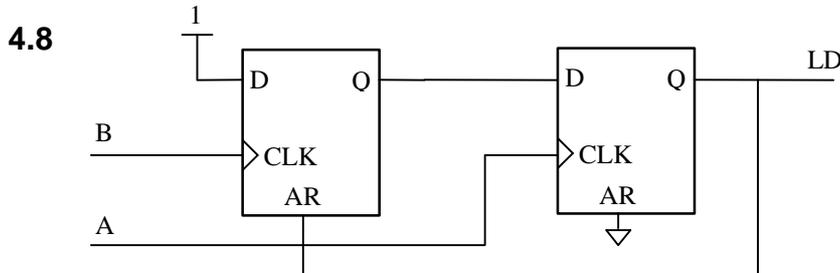
4.7 Equations logiques du registre à décalage :

$$D_A = \overline{CE} \cdot D + CE \cdot Q_A$$

$$D_B = \overline{CE} \cdot Q_A + CE \cdot Q_B$$

$$D_C = \overline{CE} \cdot Q_B + CE \cdot Q_C$$

$$D_D = \overline{CE} \cdot Q_C + CE \cdot Q_D$$



$$DL1 = 1 \quad DL2 = QL1$$

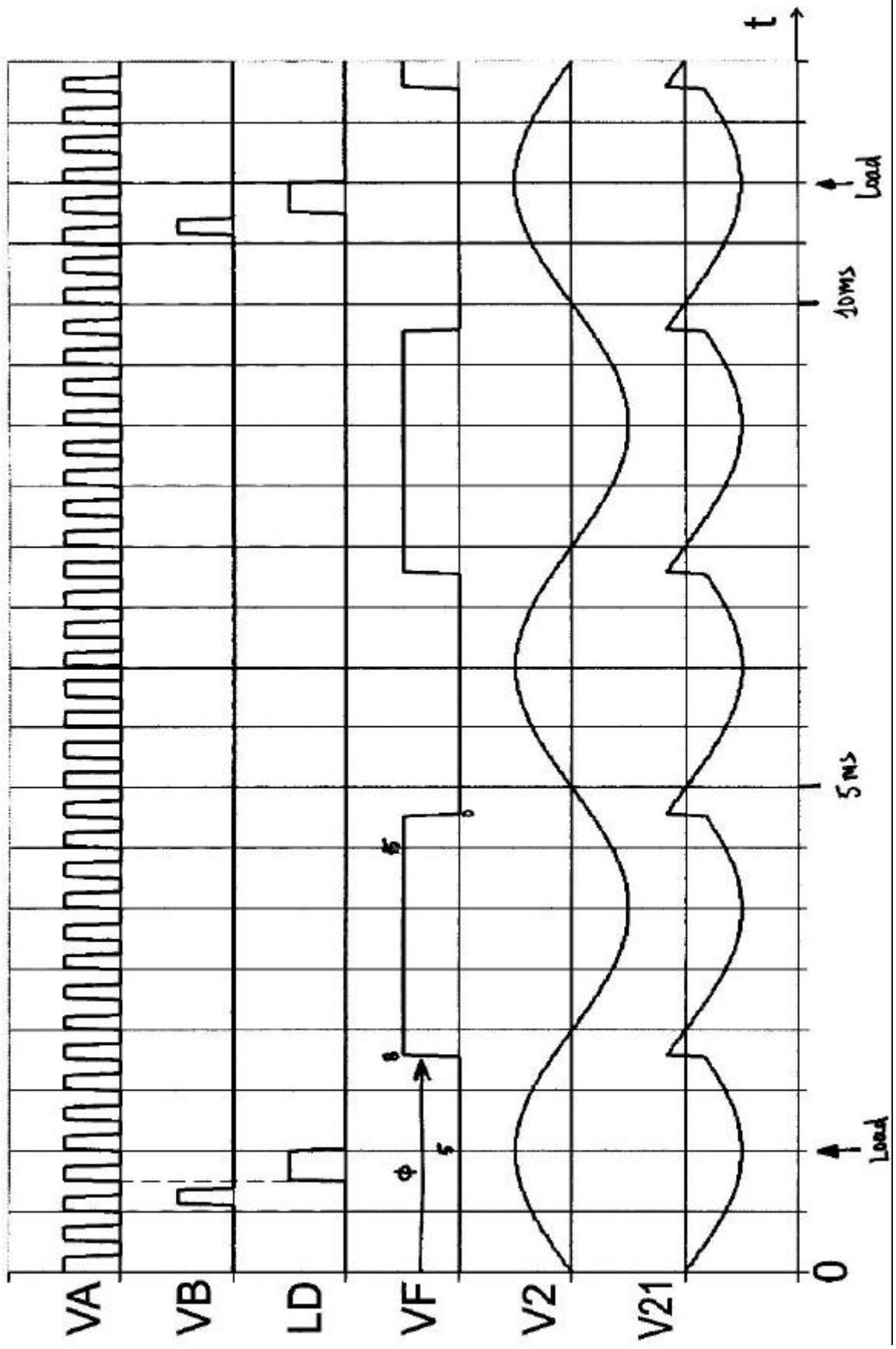
$$CK1 = B \quad CK2 = A$$

$$AR1 = QL2 \quad AR2 = 0$$

### Technologie.

- 4.9 ♦ Saisie des équations et/ou du schéma structurel sous forme de primitives logiques (portes et bascules),
- ♦ compilation  $\Rightarrow$  génération du fichier JEDEC de programmation,
  - ♦ programmation du composant, à l'aide d'un programmeur ou directement si le composant le permet (ISP, BUS JTAG, ...)

# FEUILLE REPONSE N°3 : FR3.



## 5. ETUDE DE FP5.

### Etude de la conversion fréquence/courant.

$$5.1 \quad e_{TA} = 26 \cdot 10^{-3} \cdot \ln\left(\frac{30 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{0.5} - 1\right) \approx 18 \text{ mV}$$

$$e_{TB} = 26 \cdot 10^{-3} \cdot \ln\left(\frac{60 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{0.5} - 1\right) \approx 41.8 \text{ mV}$$

$$VT1 = \frac{1}{4} \cdot VZ51 = \frac{1}{4} \cdot 7.56 \approx 1.89 \text{ V}$$

$$VT2 = \frac{3}{4} \cdot VZ51 = \frac{3}{4} \cdot 7.56 \approx 5.67 \text{ V}$$

5.2 Compte tenu de la zone morte  $\pm e_{TA}$  les tensions atteintes en régime permanent par VC51 lors des commutations de K sur VT2 puis VT1 sont respectivement :

$$K \text{ sur } VT2 : (VT2 - e_{TA})$$

$$K \text{ sur } VT1 : (VT1 + e_{TA})$$

5.3 Voir feuille réponse n°2, chronogrammes de :

- $VK(t)$ ,
- $VT(t)$ ,
- $VC51(t) : \frac{DVC52}{DT} = \frac{I2}{C51} = \frac{200 \cdot 10^{-6}}{2.2 \cdot 10^{-9}} \approx 0.091 \text{ V/ms}$ ,
- $i2(t)$ ,
- $i3(t)$ .

5.4  $i3$  est égal à  $I3$  pendant que VC51 monte de  $(VT1 + e_{TA})$  à  $(VT2 - e_{TB})$  et descend de  $(VT2 - e_{TA})$  à  $(VT1 + e_{TB})$ . Sur une période de VA,  $i3$  est différent de zéro et vaut  $I3$  pendant

$$\text{une durée totale de } Dt3 = 2 \cdot \left[ \frac{C51}{I2} \cdot (VT2 - VT1 - e_{TA} - e_{TB}) \right] = \frac{C51}{I2} \cdot [VZ51 - 2 \cdot (e_{TA} + e_{TB})]$$

La valeur moyenne de  $i3$  vaut donc :

$$\langle i3 \rangle = \frac{Dt3}{T_A} \cdot I3 = C51 \cdot \frac{I3}{I2} \cdot [VZ51 - 2 \cdot (e_{TA} + e_{TB})] \cdot \frac{I}{T_A} = K51 \cdot C51 \cdot [VZ51 - 2 \cdot (e_{TA} + e_{TB})] \cdot F_A$$

5.5 Pour qu'il n'y ait pas de dérive en température, il faudrait que  $\frac{\partial VZ51}{\partial T} = 2 \cdot \frac{\partial (e_{TA} + e_{TB})}{\partial T}$ .

Il faut donc évaluer des dérivées de la forme :

$$\frac{\partial (e_{TX})}{\partial T} = \frac{\partial \left[ \left( \frac{k \cdot T}{q} \right) \cdot \ln \left( \frac{R_X \cdot I_o}{V_{BE}} - 1 \right) \right]}{\partial T} = U_t \cdot \left[ \frac{\ln \left( \frac{R_X \cdot I_o}{V_{BE}} - 1 \right)}{T} - \frac{R_X \cdot I_o}{V_{BE}} \cdot \frac{1}{(R_X \cdot I_o - V_{BE})} \cdot \frac{\partial (V_{BE})}{\partial T} \right]$$

soit :

$$\frac{\partial(e_{TA})}{\partial T} = 26 \cdot 10^{-3} \cdot \left[ \frac{\text{Ln}\left(\frac{30 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{0.5} - 1\right)}{300} - \frac{30 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{0.5} \cdot \frac{1}{(30 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6} - 0.5)} \cdot (-2 \cdot 10^{-3}) \right]$$

$$\frac{\partial(e_{TA})}{\partial T} = 215 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$$

$$\frac{\partial(e_{TB})}{\partial T} = 26 \cdot 10^{-3} \cdot \left[ \frac{\text{Ln}\left(\frac{60 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{0.5} - 1\right)}{300} - \frac{60 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{0.5} \cdot \frac{1}{(60 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6} - 0.5)} \cdot (-2 \cdot 10^{-3}) \right]$$

$$\frac{\partial(e_{TB})}{\partial T} = 264 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$$

d'où :  $\frac{\partial VZ51}{\partial T} = 2 \cdot \frac{\partial(e_{TA} + e_{TB})}{\partial T} = 2 \cdot (215 \cdot 10^{-6} + 264 \cdot 10^{-6}) = 0.958 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$ , valeur qu'on peut rapprocher de celle de  $1 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$  donnée dans la documentation technique.

### Réglage de la vitesse.

**5.6** Le correcteur employé est de type intégral donc l'erreur statique est nulle. Les ondulations étant hors de la bande passante de la boucle d'asservissement, on aura donc en régime permanent :  $VP51 = \langle VR51 \rangle = R51 \cdot \langle i3 \rangle \approx K51 \cdot R51 \cdot C51 \cdot VZ51 \cdot F_A$ .

**5.7** L'équation de réglage est la suivante :  $\frac{R52}{R52 + k \cdot P51 + R53} \cdot VZ51 = K51 \cdot R51 \cdot C51 \cdot VZ51 \cdot F_A$

d'où l'on tire :  $\frac{k \cdot P51 + R53}{R52} = \frac{1}{K51 \cdot R51 \cdot C51 \cdot F_A} - 1$ . En recherchant les cas les plus

défavorables on obtient deux inéquations :

$$\frac{R53_{MAXI}}{R52_{MINI}} \leq \frac{1}{K51_{MAXI} \cdot R51_{MAXI} \cdot C51_{MAXI} \cdot F_A} - 1$$

$$\frac{R53}{R52} \leq \left( \frac{0.98}{1.02} \right) \cdot \frac{1}{(1.1) \cdot (1.02 \cdot 68 \cdot 10^3) \cdot (1.1 \cdot 2.2 \cdot 10^{-9}) \cdot (32 \cdot 100)} - 1 \approx 0.626 \Rightarrow \frac{R53}{R52} = 0.56$$

$$\frac{P51_{MINI}}{R52_{MAXI}} \geq \frac{1}{K51_{MINI} \cdot R51_{MINI} \cdot C51_{MINI} \cdot F_A} - 1 - \frac{R53_{MINI}}{R52_{MAXI}}$$

$$\frac{P51}{R52} \geq \left( \frac{1.02}{0.9} \right) \left[ \frac{1}{(0.9) \cdot (0.98 \cdot 68 \cdot 10^3) \cdot (0.9 \cdot 2.2 \cdot 10^{-9}) \cdot (32 \cdot 100)} - 1 - \frac{0.98}{1.02} \cdot 0.56 \right] \approx 1.24 \Rightarrow \frac{P51}{R52} = 1.5$$

D'où une solution possible :  $P51=100\text{KW}$  ;  $R52=68\text{KW}$  ;  $R53=39\text{KW}$

## Etage de puissance.

**5.8** L'étage de puissance constitué de Q51, Q52, R55, R56 et R54 se comporte comme un suiveur de tension muni d'un limiteur de courant. Il joue de rôle d'adaptateur vis-à-vis de l'étage de sortie de U51B. Le courant dans le moteur est limité à une valeur telle que :

$$I_{E(Q51)} \leq \frac{V_{BE(Q52)}}{R54} \cdot \frac{R56 + R55}{R55} = \frac{0.7}{1} \cdot \frac{2.2 + 1}{2.2} \approx 1 \text{ A}$$

Cette limitation joue au démarrage du moteur et en cas de blocage.

**5.9**  $P_{MAX(R54)} = R54 \cdot [I_{E(Q51)}]^2 = 1 \cdot 1^2 = 1 \text{ W} \quad \text{OK.}$

**5.10** Pour Q51 on choisira un transistor darlington pour ne pas charger l'étage précédent qui sort sous R58=1KW.

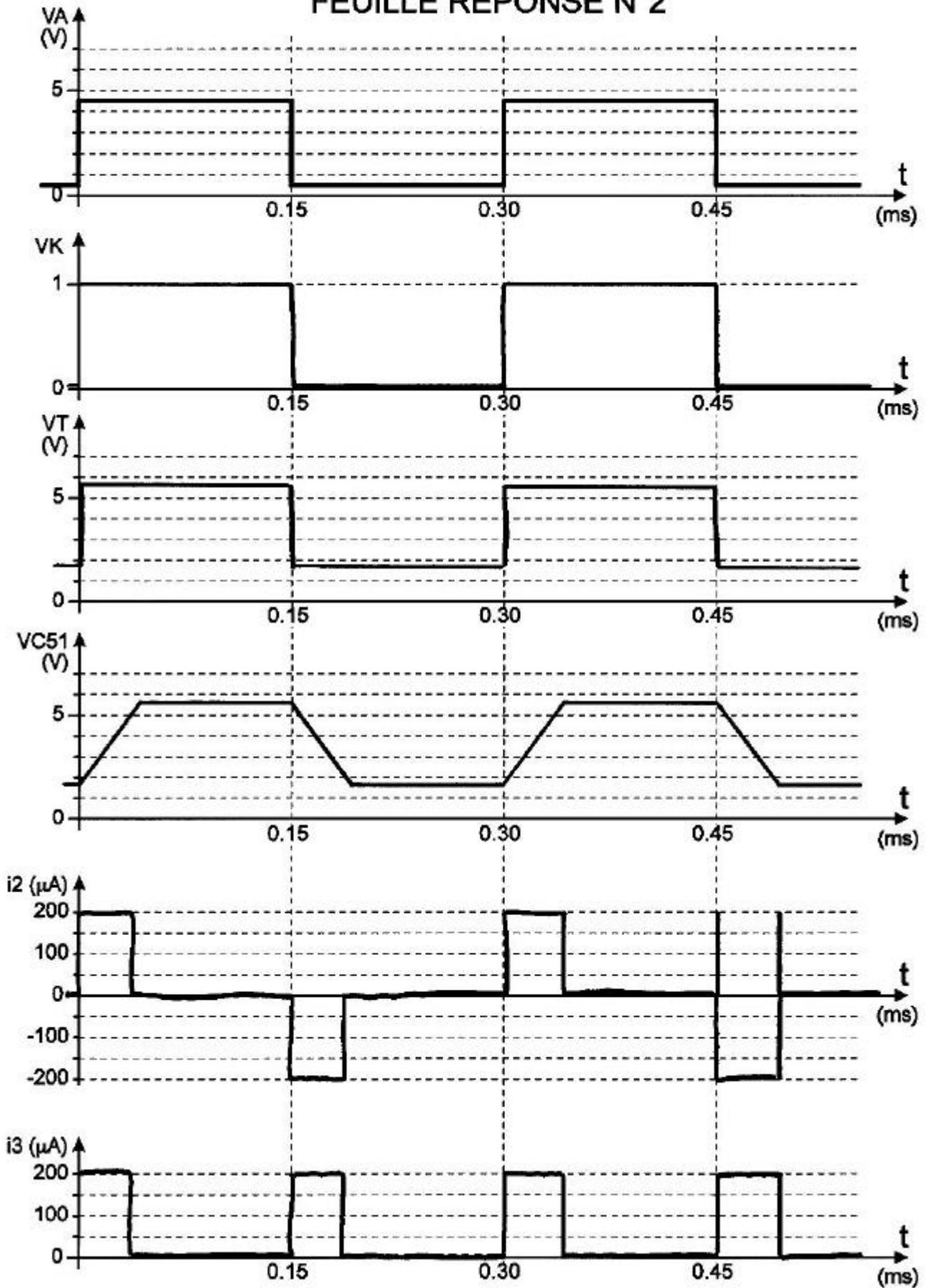
En cas de court-circuit franc du moteur la puissance dissipée dans Q51 vaudra :

$$P_{(Q51)} = V_{CE(Q51)} \cdot I_{E(Q51)} = (12 - R54 \cdot I_{E(Q51)}) \cdot I_{E(Q51)} = (12 - 1 \cdot 1) \cdot 1 = 11 \text{ W}$$

En adoptant en première approximation une température ambiante maximale de 45°C et une température de jonction maximale de 125°C, le dissipateur devra vérifier l'inéquation suivante :

$$R_{th(B-R)} \leq \frac{125 - 45}{11} - 4 = 3.3 \text{ } ^\circ\text{C/W} , \text{ valeur faible, donc dissipateur grand, pour boîtier TO220.}$$

# FEUILLE REPONSE N°2



# Analyseur d'ozone - Sixième partie - Corrigé

## Liaisons aux périphériques, communications locales et distantes

### 1. Organisation matérielle du microcontrôleur et du coupleur

1.1 La capacité d'adressage maximum utilisable par le PSD311 est de 1 Mo. Le bus d'adresse comporte 20 fils (A0 à A19).

1.2 L'adresse de base du circuit d'interfaçage PSD311 est celle du Port 3 du  $\mu$ contrôleur soit 0100H (voir figure 15 de la documentation).

1.3 Le bus adresse/donnée est de type multiplexé. Les adresses apparaissent avant les données, l'avantage est l'utilisation d'un seul bus, mais l'inconvénient est la nécessité de « latcher » l'adresse au moment où elle apparaît, donc l'utilisation de circuits supplémentaires.

1.4 Le RESET peut être réalisé par un circuit RC classique.

Contraintes : Pour le  $\mu$ contrôleur, il faut 10 périodes mini d'horloge (16 MHz) à 0 soit :  $10 \times 1 / 16 \cdot 10^6 = 10^{-5} / 16 = 625$  ns. Pour l'interface il faut que RESET > 100 ns on peut donc proposer une contrainte de temps  $\geq 625$  ns.

1.5 On peut inhiber le circuit PSD311 en appliquant un niveau 1 sur la broche /CSI.

### 2. Gestion de la liaison série

2.1 Les signaux TD (*Transmitted Data*) et RD (*Received Data*) permettent l'émission et la réception des données série.

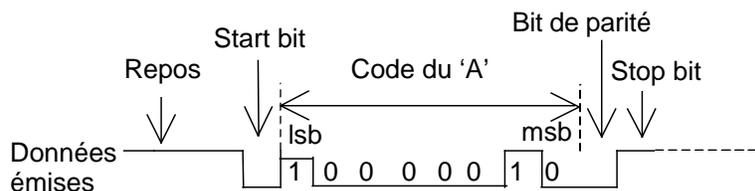
RTS (*Request To Send*) et CTS (*Clear To Send*) ainsi que DTR (*Data Terminal Ready*) et DSR (*Data Set Ready*) peuvent être utilisés pour une gestion de flux sur une liaison entre deux ETTD.

Le signal DCD (*Data Carrier Detect*) utilisé à l'origine pour la détection de porteuse est relié ici à CTS et n'offre pas de fonctionnalité supplémentaire.

2.2 Les valeurs de tension répondent à la norme V28. A un niveau logique 1, correspond une tension comprise entre - 3 V et - 25 V sur le câble ; à un niveau logique 0, correspond une tension comprise entre + 3 V et + 25 V.

2.3 Les données peuvent être émises ou reçues simultanément dans les deux sens grâce à la liaison croisée symétrique (TD relié à RD sur les deux ETTD).

2.4



2.5

Les interruptions sont déclenchées lorsque le coupleur a reçu un caractère (*Receiver Data Available* - registre IIR = XX000100) ou lorsque le coupleur est prêt à émettre un caractère (*Transmitter Holding Register Empty* - registre IIR = XX000010).

2.6 Un tampon circulaire est une zone mémoire de taille fixe permettant l'écriture et la lecture des caractères à des rythmes différents pour tenir compte des vitesses de traitement respectives des systèmes émetteurs et récepteur. Deux pointeurs sont utilisés à cet effet : le pointeur « écriture » contient l'adresse du prochain caractère à écrire ; le pointeur « lecture » contient l'adresse du prochain caractère à lire (tampon de type FIFO). Lorsque les pointeurs arrivent en fin de zone mémoire, ils sont réinitialisés avec l'adresse de début de zone (structure circulaire).

Deux tampons sur chaque ETTD permettent des transferts en duplex intégral avec deux canaux indépendants.

2.7 Voir 2.8

2.8

```
/* definitions adresses registres */
unsigned adr_uart=0x2f8; /* adresse de base UART COM2 */
#define DLL adr_uart /* registre de prédivision L */
#define DLM adr_uart+1 /* registre de prédivision M */
#define IER adr_uart+1 /* registre de validation des interruptions */
#define FCR adr_uart+2 /* registre de contrôle du FIFO */
#define LCR adr_uart+3 /* registre de contrôle de la transmission */
#define MCR adr_uart+4 /* registre de contrôle du modem */

/* fonction initialisation */
void init_16550(void)
{
  outportb(IER,0x00); /* interruptions inhibées */
  outportb(LCR,0x80); /* DLAB=1, accès DLL,DLM */
  outport(DLL,21); /* débit 56000 bit/s */
  outportb(FCR,0x00); /* FIFO interne non utilisé */
  outportb(LCR,0x1B); /* donnée 8 bits, un bit de stop, parité paire, DLAB=0 */
  outportb(MCR,0x03); /* force /DTR et /RTS à 0 */
  outportb(IER,0x03); /* Interruptions sur récepteur plein ou émetteur vide */
}
```

2.9 La gestion de flux permet au récepteur de demander la suspension de l'émission en cas de saturation de son tampon et donc de ne pas perdre de caractères. Elle est ici réalisée par les signaux RTS et CTS. Lorsque le tampon du récepteur est « presque » plein, il désactive le signal /RTS (/RTS=1) connecté au signal /CTS côté émetteur ; ce dernier, averti, suspend son émission. La reprise de l'émission sera signalée par un nouveau changement d'état du signal /RTS (/RTS=0), lorsque le tampon sera partiellement libéré.

2.10 Le signal /RTS est géré côté récepteur par le bit 1 du registre de contrôle MCR (un niveau logique bas sur /RTS et obtenu en positionnant ce bit à 1) . Le registre d'état MSR permet de détecter côté émetteur le niveau du signal /CTS.

2.11 Une gestion de flux logicielle peut être réalisée par émission des caractères de contrôle Xon et Xoff. Lorsque le tampon du récepteur est « presque » plein, celui-ci demande la suspension de l'émission en renvoyant à l'émetteur le caractère Xoff sur sa ligne TD. L'émission du caractère Xon sur TD signifiera que le tampon est à nouveau disponible et que l'émission peut reprendre.

### 3. Exploitation locale et distante

3.1 La topologie est de type bus, chaque équipement est relié à un câble commun.

La méthode d'accès au support CSMA/CD (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection*) est utilisée.

C'est une méthode aléatoire : plusieurs stations peuvent tenter d'accéder simultanément au support (*Multiple Access*).

Cette possibilité d'accès multiple impose pour chaque station l'écoute et la détection du signal sur le réseau (*Carrier Sense*). Une station ayant des trames à émettre, détecte au préalable la présence ou non d'un signal sur le bus. Dans l'affirmative, cela signifie qu'une station est en train d'émettre, elle diffère son émission. Dans la négative, elle transmet sa trame.

Une fois sa trame émise, la station écoute le support. Si plusieurs stations ont tenté d'émettre simultanément, une collision est détectée (*Collision Detection*), la station reprend son émission après un temps d'attente aléatoire.

3.2 Pour ce sous-réseau, les adresses IP peuvent aller de 193.78.95.33 à 193.78.95.63.

Le masque doit prendre comme valeur 255.255.255.224 (3 bits pour désigner le sous-réseau et 5 bits pour désigner la machine).

3.3 L'architecture Ethernet décrit les couches 1 et partiellement 2 (sous-couche MAC) de la modélisation OSI. Le câble, le hub et la carte d'interface se situent au niveau de la couche physique (1). Les protocoles IP et TCP correspondent respectivement aux couches réseau (3) et transport (4). Le routeur RNIS intervient au niveau de la couche réseau.