

DOSSIER RÉPONSES

Les 3 parties qui constituent ce sujet sont indépendantes.

Au sein d'une même partie, les sous-parties sont elles-mêmes indépendantes.

A - Étude du pupitre de commande -	page 2
A1 - Analyse de l'écran tactile -	page 3
A2 - Analyse de la dalle tactile -	page 4
A3 - Mise en œuvre matérielle avec le processeur principal -	page 8
A4 - Liaison Ethernet entre la dalle tactile et le calculateur -	page 10
B - Commande des girouettes -	page 12
B1 - Étude matérielle de la liaison RS485 -	page 13
B2 - Étude du protocole propriétaire de la liaison RS485 -	page 15
B3 - Étude de la matrice monochrome 960 points (40 x 24) -	page 18
B4 - Étude de la régulation de luminosité -	page 25
C - Traitement du choix du scénario par le calculateur -	page 29
C1 - Étude de l'affichage du numéro de ligne sur un écran -	page 30
C2 - Émission d'un signal sonore annonçant le nom des arrêts -	page 37
C3 - Numéro de ligne et position GPS transmis par GPRS -	page 45

Partie A - Étude du pupitre de commande -

Objectif : L'objectif de cette partie est d'analyser la solution technique permettant d'acquérir la position (X,Y) d'un appui sur l'écran tactile, ceci en combinant un dispositif d'affichage LCD et un dispositif de pointage. Pour cela, vous devrez :

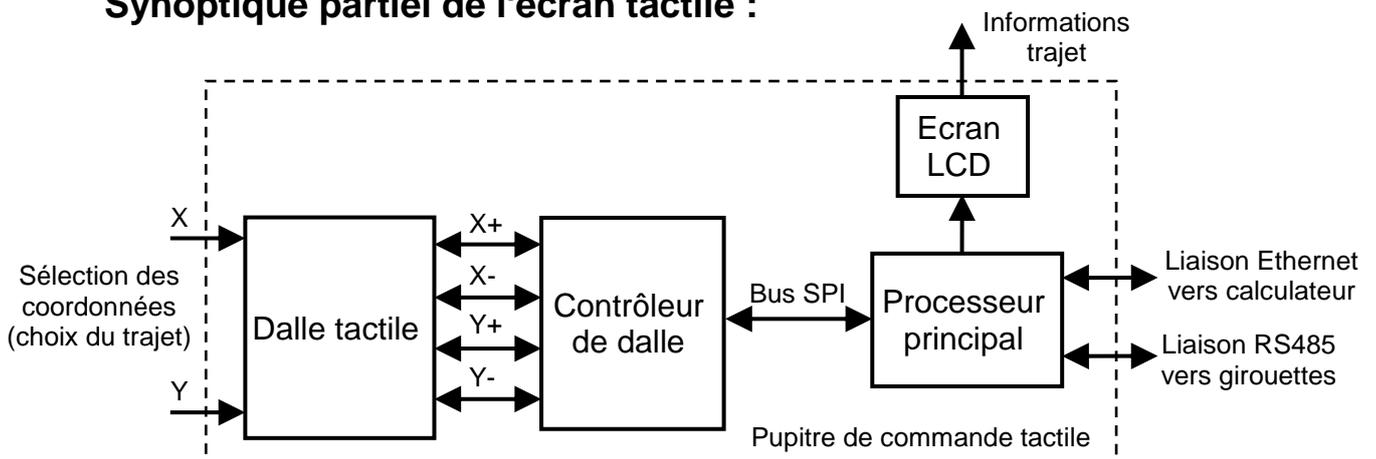
- déterminer la taille d'un pixel sur l'écran ;
- proposer une solution logicielle pour détecter une touche ;
- valider le choix d'une dalle tactile résistive ;
- exploiter le contenu d'une trame conforme au protocole SPI ;
- analyser un paquet TCP/IP échangé entre l'écran et le calculateur.

Description fonctionnelle :



Lorsque l'utilisateur touche l'écran tactile avec la pointe d'un stylet (ou d'un doigt), le contrôleur de la dalle détermine la coordonnées (X,Y) sélectionnée, puis l'information est transmise via un bus SPI au processeur principal du pupitre afin d'y être traitée.

Synoptique partiel de l'écran tactile :



Conditions : Pour répondre aux questions relatives à cette partie, vous disposez des documents suivants :

- Présentation du Système d'Informations Voyageurs (SIV)
- Annexe 1 DT2 - Spécifications de l'écran tactile
- Annexe 2 DT3 à DT6 - Contrôleur de la dalle tactile : ADS7846
- Annexe 3 DT7 à DT9 - Informations sur le protocole TCP/IP
- Annexe 4 DT10 - Tableau des caractères ASCII

A1 - Analyse de l'écran tactile -

QA1. À partir du document des spécifications de l'écran tactile fourni en Annexe 1 DT2, **donner** la résolution maximale de l'écran LCD TPC-66SN.

320 × 240

QA2. En déduire le format de l'écran (4/3 ou 16/9). **Justifier** votre réponse.

$$\frac{320}{240} = \frac{4}{3}$$

QA3. À partir du document des spécifications de l'écran tactile en Annexe 1 DT2, **relever** la diagonale de l'écran et **convertir** la diagonale en cm (1 pouce = 2,54 cm).

Diagonale de 5,7 pouces $\Rightarrow 5,7 \times 2,54 = 14,478$ cm

QA4. En déduire la largeur et la hauteur de l'écran en cm.

$$\text{Hauteur} = \frac{14,478^2}{\sqrt{\left(\frac{4}{3}\right)^2 + 1}} = 8,6868 \text{ cm}$$

$$\text{Largeur} = \text{Hauteur} \times \frac{4}{3} = 11,5824 \text{ cm}$$

QA5. En déduire la taille d'un pixel.

$$\frac{11,5824}{320} = 0,036195 \text{ cm} \quad \text{ou} \quad \frac{8,6868}{240} = 0,036195 \text{ cm}$$

QA6. On considère que la surface moyenne d'un doigt sur un écran tactile correspond à un 1cm^2 . **Calculer** la dimension du carré en pixels sur l'écran (arrondir au pixel supérieur).

$$\frac{1}{0,036195} = 27,62 \text{ pixels soit un carré de 28 pixels de côté.}$$

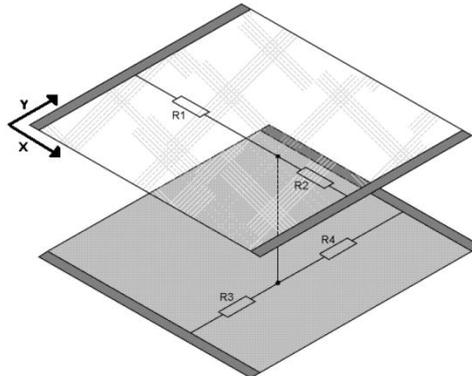
A2 - Analyse de la dalle tactile -

On suppose que l'utilisateur a appuyé à un certain endroit de l'écran tactile. Vous allez déterminer les coordonnées (X,Y) sélectionnées.

Principe de fonctionnement d'une dalle tactile :

Une dalle tactile 4 fils est constituée de deux plaques de verre dont la surface est résistive.

Une pression exercée sur la dalle amorce un contact entre les 2 faces. Un pont diviseur de tension est ainsi établi entre le contact et les bords de la dalle. Le contrôleur de la dalle obtient après conversion analogique numérique des 2 axes, les coordonnées (X,Y) sélectionnées.

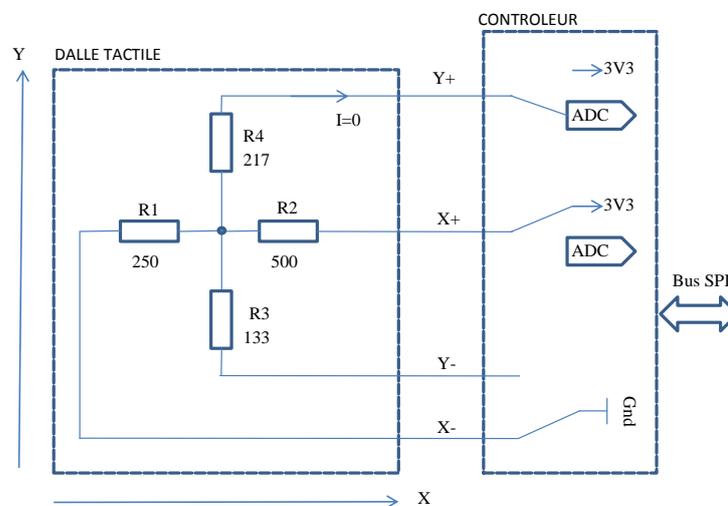


La lecture des coordonnées (X,Y) s'effectuent en 3 étapes :

- lecture de l'axe X ;
- lecture de l'axe Y ;
- calcul des coordonnées (X,Y).

A2.1 - Mesure de la tension issue de l'axe X de la dalle tactile -

QA7. Sur le schéma structurel ci-dessous, **établir** l'expression littérale de la tension V_x en fonction des résistances et de l'alimentation.



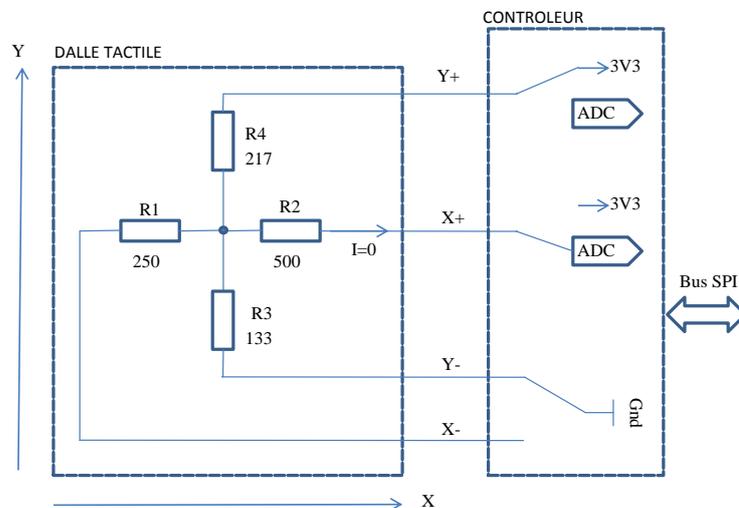
$$V_x = V_{cc} \times \frac{R1}{R1 + R2}$$

QA8. Calculer la valeur numérique de V_x .

$$V_x = 1,1V$$

A2.2 - Mesure de la tension issue de l'axe Y de la dalle tactile -

QA9. Sur le schéma structurel ci-dessous, **établir** l'expression littérale de la tension V_y en fonction des résistances et de l'alimentation.



$$V_y = V_{cc} \times \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

QA10. Calculer la valeur numérique de V_y .

$$V_y = 1,254V$$

A2.3 - Conversion Analogique/Numérique des valeurs V_x et V_y -

Les tensions V_x et V_y sont converties en valeurs numériques par le Convertisseur Analogique/Numérique (**CAN**) intégré au contrôleur de dalle (ADS7846). Ce convertisseur possède une résolution sélectionnable de 8 ou 12 bits et une tension de référence de +3,3V.

QA11. En fonction de la dimension de l'écran, **déterminer** la résolution du CAN adoptée par le constructeur sachant que l'on souhaite une résolution au moins égale au pixel.

$$2^8 = 256 \Rightarrow \text{la résolution max est de 320 pixels} \Rightarrow 8 \text{ bits impossible.}$$
$$2^{12} = 4096 \Rightarrow \text{la résolution max est de 320 pixels} \Rightarrow 320 < 4096 \Rightarrow \text{correct.}$$

QA12. À partir du document des spécifications de l'écran tactile fourni en Annexe 1 DT2, **valider** votre choix sur la résolution du CAN.

Touchscreen = résolution 1024 × 1024 ⇒ correct.

QA13. Compléter les valeurs numériques des tensions V_x et V_y calculées précédemment dans le tableau ci-dessous.

	Tension analogique	Valeur numérique
Axe X	$V_x = 1,1V$	$N_{x(10)} = 1365$
Axe Y	$V_y = 1,254V$	$N_{y(10)} = 1556$

La valeur numérique des 2 axes convertie par le CAN ne correspond pas directement au pixel de l'écran.

QA14 Donner l'équation liant la valeur de la position du pixel P_x et la valeur numérique N_x de l'axe X.

$$P_x = N_x \times \frac{320}{4096}$$

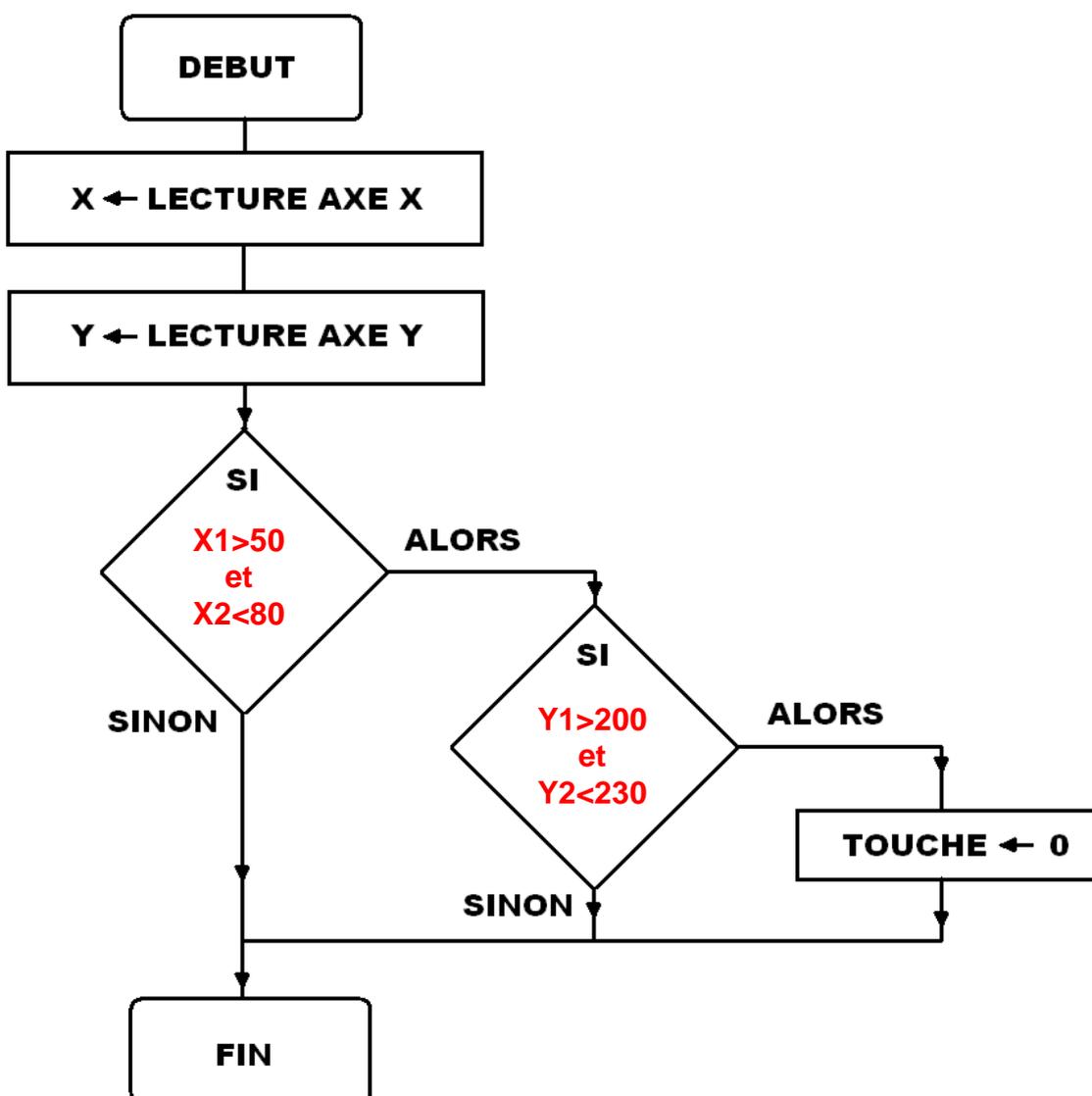
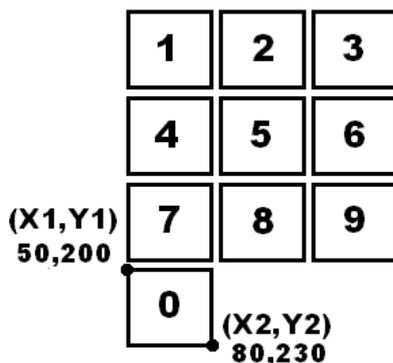
QA15. Donner l'équation liant la valeur de la position du pixel P_y et la valeur numérique N_y de l'axe Y.

$$P_y = N_y \times \frac{240}{4096}$$

QA16. Compléter les coordonnées du pixel sélectionné par l'utilisateur dans le tableau ci-dessous.

	Pixel sélectionné
Axe X	106
Axe Y	91

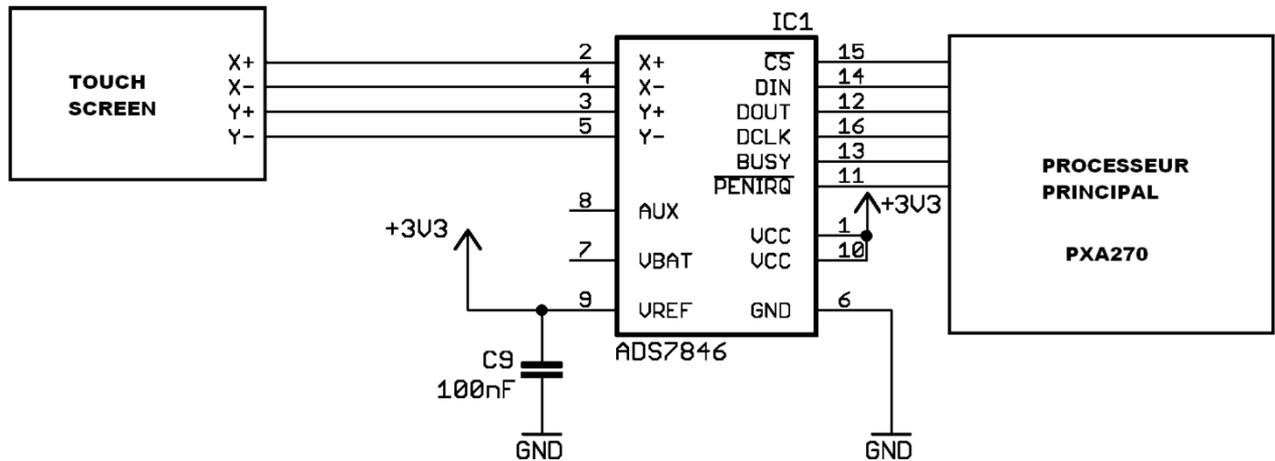
QA17. On donne les coordonnées "angle supérieur gauche" et " angle inférieur droit" de la touche 0 de l'écran tactile. **Compléter** l'algorithme ci-dessous, permettant de détecter un appui sur la touche 0.



A3 - Mise en œuvre matérielle avec le processeur principal -

Les coordonnées de la dalle tactile sont transmises au processeur principal PXA270 par liaison série de type SPI.

Touch Controller



QA18. Compléter le tableau ci-dessous en décrivant le rôle de chacune des différentes broches d'entrées/sorties du contrôleur de la dalle tactile.

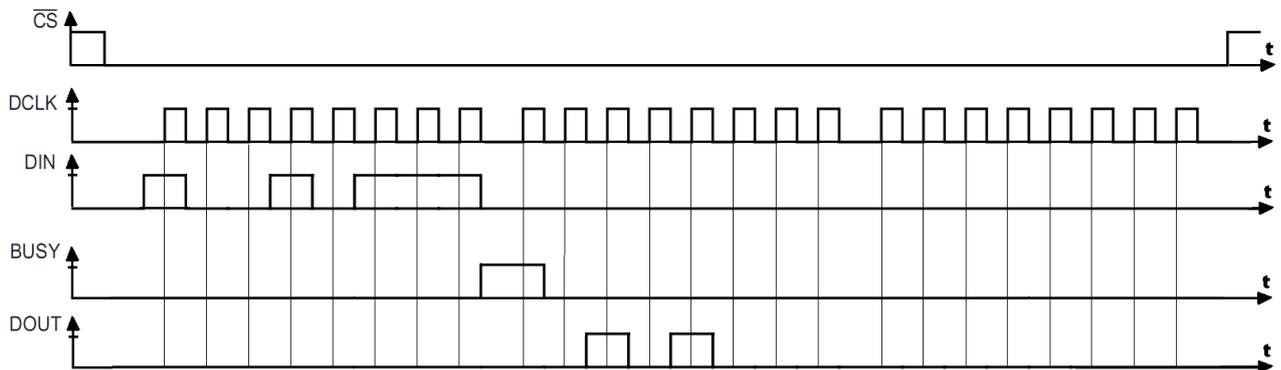
Broche	Label	Description
15	\overline{CS}	Chip select actif NL0
16	DCLK	Horloge
12	DOUT	Sortie des données
14	DIN	Entrée des données
13	BUSY	Bus occupé

QA19. Préciser le niveau logique à appliquer à \overline{CS} pour valider le contrôleur.

$\overline{CS} = 0$

QA20. Le chronogramme ci-dessous illustre une trame de communication en mode SPI entre le contrôleur et le processeur. En vous aidant de la documentation du contrôleur de la dalle tactile ADS7846 en Annexe 2 DT3 à DT6, **identifier** et **déterminer** sur le chronogramme les valeurs binaires des points suivants :

- octet de contrôle ;
- mot transféré.



10010111 (sur DIN) ;

0101 0000 0000 (sur DOUT).

QA21. Préciser, à partir de cette trame, le mode de conversion du Convertisseur Analogique/Numérique (CAN) intégré au contrôleur. **En déduire** alors la résolution du CAN.

Le mode de conversion est le bit 3 de l'octet CTRL \Rightarrow Mode = 0 \Rightarrow CAN 12 bits.

QA22. Préciser, à partir de cette trame, le mode de référence du CAN intégré au contrôleur.

Le mode de référence est le bit 2 de l'octet CTRL \Rightarrow SER= 1 \Rightarrow mode single ended.

QA23. Préciser, à partir de cette trame, quel axe (X ou Y) est lu par le processeur principal. **Justifier** votre réponse.

L'axe lu correspond aux bits 4, 5 et 6 de l'octet CTRL \Rightarrow [A2..A0] = 1 \Rightarrow table 1 input configuration \Rightarrow mesure axe Y.

QA24. Préciser, à partir de cette trame, la valeur décimale de l'axe lu par le processeur principal.

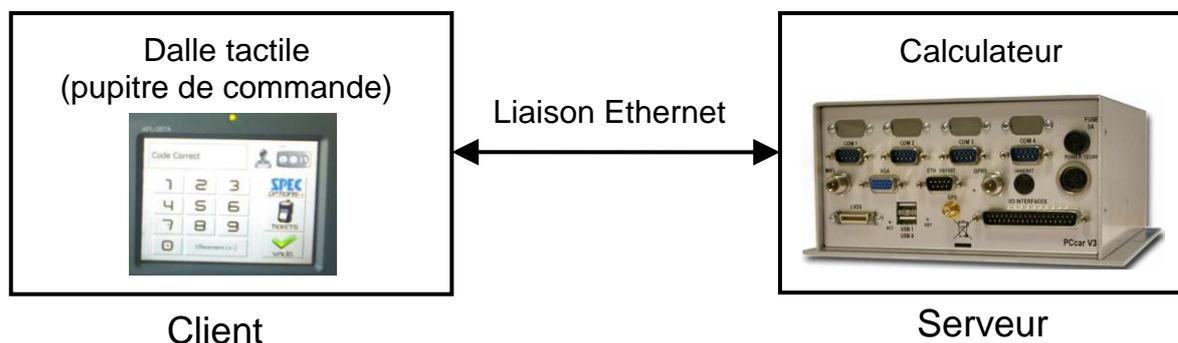
Axe Y = 1280.

QA25. En déduire la position du pixel sélectionné sur l'axe.

$$\text{Pixel Y} = \text{Axe X} \times \frac{320}{4096} = 100$$

A4 - Liaison Ethernet entre la dalle tactile et le ordinateur -

Une fois le choix du trajet saisi, la dalle tactile (client) doit en informer le ordinateur (serveur) afin de gérer correctement le parcours et l'affichage des girouettes.



La trame Ethernet ci-dessous représente l'information circulant entre la dalle tactile et le ordinateur après avoir choisi un trajet. Cette trame a été relevée avec un logiciel de capture Ethernet.

Trame Ethernet (valeurs hexadécimales) :

	1^{er} octet																
n°1	AA	AA	AA	AA	AA	AA	AA	AB	00	1A	4D	5A	88	71	00	1E	n°16
n°17	4C	A1	2A	57	08	00	45	00	00	2F	81	6B	40	00	80	06	n°32
n°33	F5	FB	C0	A8	01	0B	C0	A8	01	0A	0C	71	07	D0	3D	1D	n°48
n°49	42	E5	6F	49	4E	E8	50	18	F4	24	84	50	00	00	4C	69	n°64
n°65	67	6E	65	20	36	n°69											

QA26. À partir de la trame Ethernet relevée à la page précédente (page DR10) et du document d'informations sur le protocole TCP/IP fourni en Annexe 3 DT7 à DT9, **compléter** le tableau ci-dessous.

Adresse MAC destination (serveur)		00 1A 4D 5A 88 71
Adresse MAC source (client)		00 1E 4C A1 2A 57
IP	Longueur en-tête	5 x 4 = 20 (0x14)
	Longueur totale	00 2F
	Adresse IP source (client)	C0 A8 01 0B
	Adresse IP destination (serveur)	C0 A8 01 0A
TCP	Port source	0C 71
	Port destination	07 D0
	Longueur en-tête	5 x 4 = 20 (0x14)
	Longueur des données (faire le calcul)	0x2F-0x20-0x20 = 0x07 ou 47-20-20 = 7
	Données transmises	4C 69 67 6E 65 20 36

QA27. À l'aide du tableau des caractères ASCII fourni en Annexe 4 DT10, **décoder** les données transmises en faisant correspondre les caractères obtenus au code ASCII.

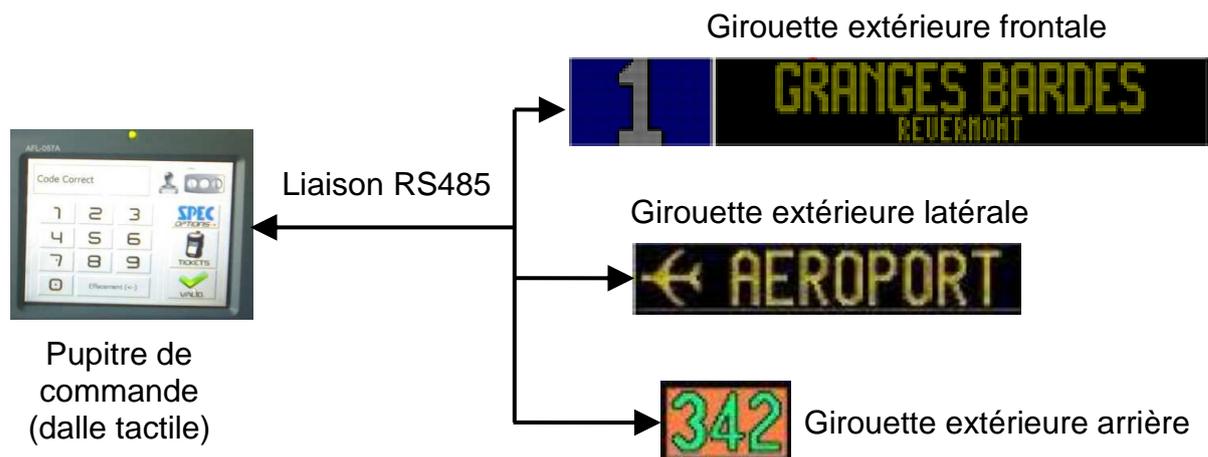
Ligne 6

Partie B - Commande des girouettes -

Objectif : On se propose de vérifier comment la liaison RS485 permet au pupitre de commande (dalle tactile) de transmettre les informations à afficher aux girouettes. Ensuite, vous étudierez comment est géré l'affichage. Enfin, vous vérifierez qu'il est possible de régler la luminosité des girouettes en fonction de l'éclairage ambiant. Pour cela, vous devrez :

- analyser les caractéristiques de la communication RS485 ;
- analyser les informations transmises par le pupitre de commande ;
- étudier le fonctionnement d'une matrice à LED ;
- analyser la régulation de luminosité.

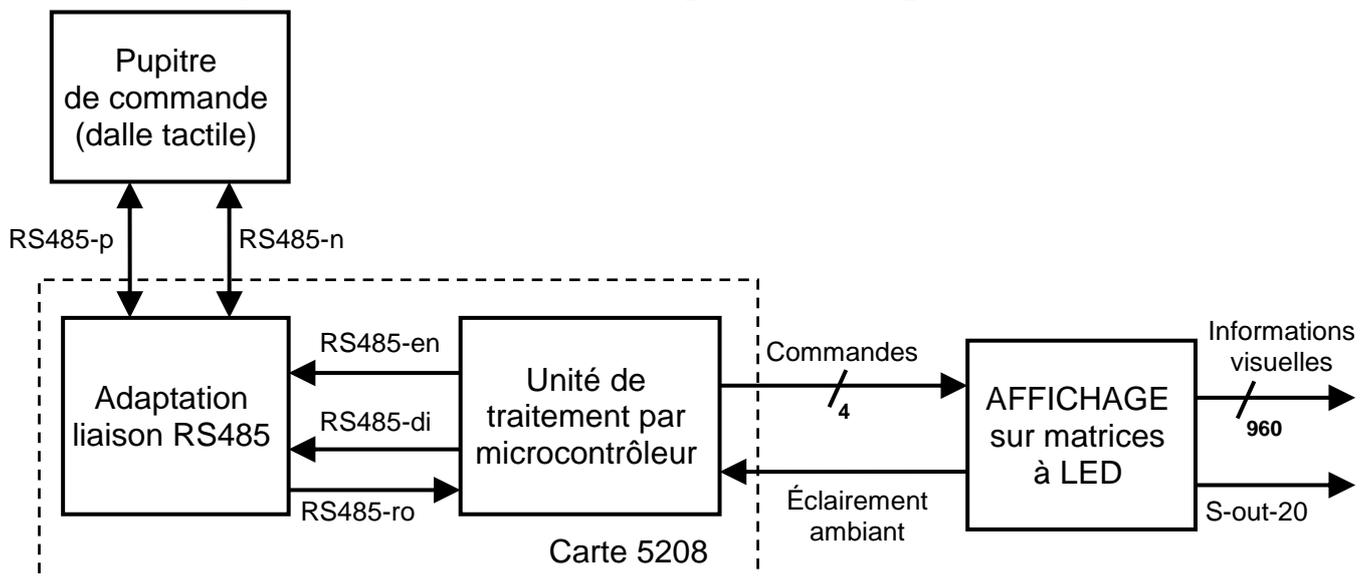
Les informations à afficher sur les girouettes extérieures (destination, numéro de ligne) sont transmises par le pupitre de commande via une liaison RS485 propriétaire.



Les messages et les destinations à afficher sont réalisés par une matrice monochrome constituée de 960 points (40x24) jaunes. Les numéros de ligne ou les logos sont affichés sur une matrice couleur constituée de 960 points RVB.

Chaque matrice est associée à une carte électronique 5208 qui interprète les ordres envoyés par le pupitre de commande et gère les matrices à LED (carte 5208 monochrome ou couleur suivant la matrice).

Description fonctionnelle de la gestion des girouettes :

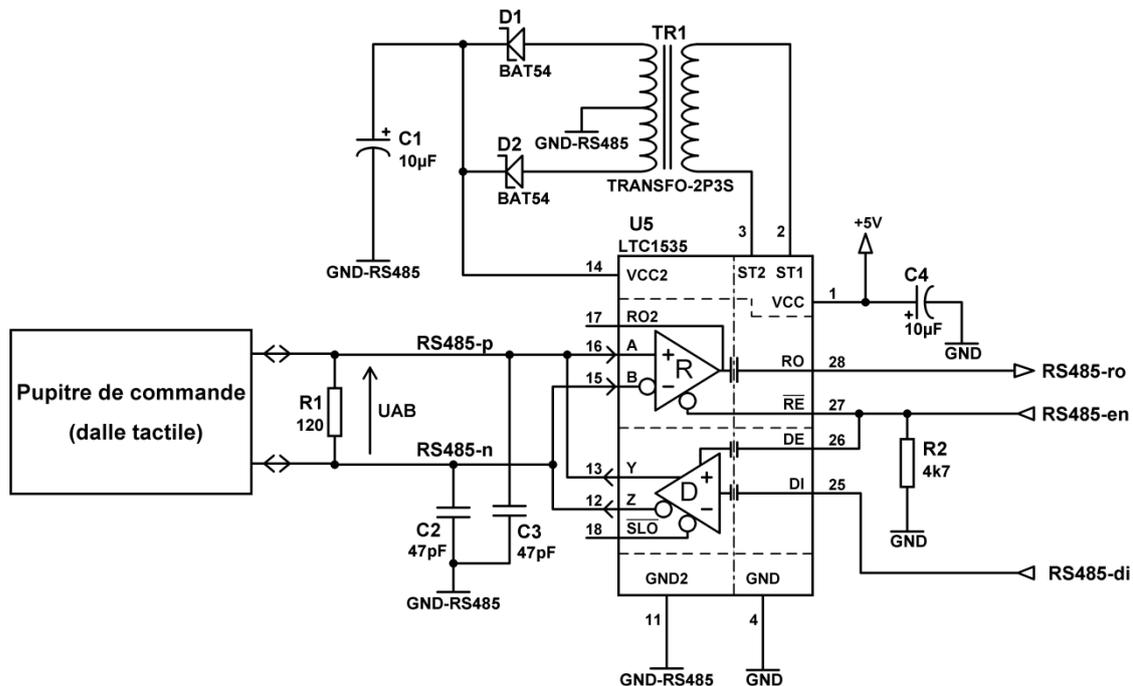


Conditions : Pour répondre aux questions relatives à cette partie, vous disposez des documents suivants :

- Annexe 4 DT10 - Tableau des caractères ASCII
- Annexe 5 DT11 à DT12 - Émetteur Récepteur de bus différentiel : LTC1535
- Annexe 6 DT13 à DT14 - Liaisons séries (transmission asynchrone)
- Annexe 7 DT15 - Protocole de la liaison RS485
- Annexe 8 DT16 à DT17 - Commande de LED 16 bits : STP16CL596
- Annexe 9 DT18 à DT19 - Convertisseur analogique/numérique : AD9200

B1 - Étude matérielle de la liaison RS485 -

Schéma structurel partiel (carte 5208) : Adaptation liaison RS485



QB1. À partir de la documentation émetteur récepteur de bus différentiel LTC1535 fournie en Annexe 5 DT11 à DT12, **donner** le rôle du circuit U5. **Préciser** également le niveau logique actif des entrées \overline{RE} et DE du circuit U5.

Rôle de U5 : émetteur / récepteur de bus différentiel avec isolation galvanique ;

\overline{RE} : entrée de validation du mode réception, actif au NL0.

DE : entrée de validation du mode émission, actif au NL1.

QB2. Lorsque le pupitre de commande communique vers les girouettes, **indiquer** dans quel mode de fonctionnement (émission ou réception) doit être configuré le circuit U5. **En déduire** alors les niveaux logiques à appliquer sur les entrées \overline{RE} et DE.

U5 appartient à la carte 5208 des girouettes \Rightarrow mode de réception.

\overline{RE} est au NL0 et DE au NL0.

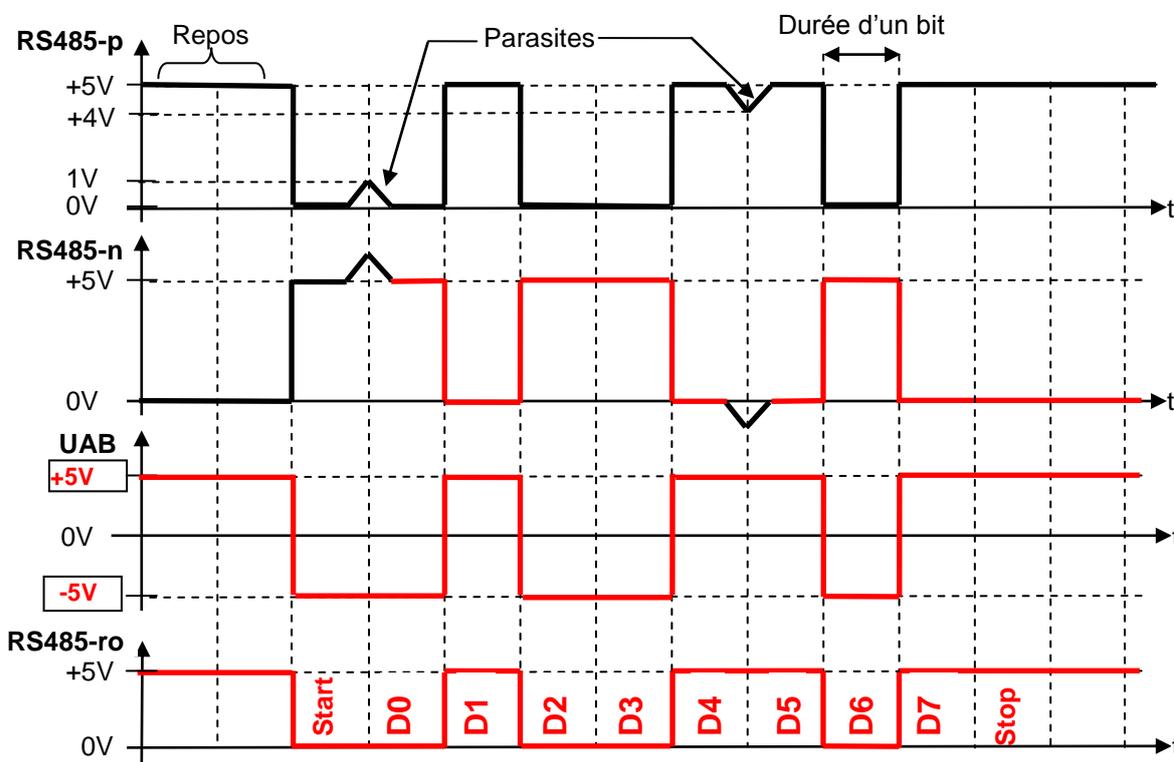
Caractéristiques de la liaison RS485 :

- liaison half-duplex
- vitesse de transmission (débit binaire) : 9600 bits/s
- données :
 - 1 bit de start
 - 8 bits de données
 - pas de parité
 - 1 bit de stop

QB3. Déterminer la durée de transmission d'un bit.

Vitesse de transmission : 9600 bits/s \Rightarrow durée d'1 bit = $1 / 9600 = 104,1 \mu\text{s}$.

QB4. Les chronogrammes ci-dessous représentent l'évolution des signaux sur la ligne différentielle RS485 pendant un échange entre le pupitre de commande et une girouette. **Compléter** les chronogrammes RS485-p, RS485-n, UAB et RS485-ro. **Préciser** les valeurs des amplitudes du signal UAB (voir la documentation émetteur récepteur de bus différentiel LTC1535 fournie en Annexe 5 DT11 à DT12 et le document sur les liaisons séries fourni en Annexe 6 DT13 à DT14).



QB5. Sur le chronogramme Rs485-ro précédent, **repérer** les bits suivants : Start, D7, D6, D5, D4, D3, D2, D1, D0 et Stop. **Reporter** les valeurs des différents bits dans le tableau ci-dessous et **compléter** la valeur hexadécimale du mot 8 bits ainsi obtenu.

Voir chronogramme ci-dessus.

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Valeur hexadécimale
1	0	1	1	0	0	1	0	0xB2

QB6. À partir du chronogramme obtenu à la page précédente (page DR14), **conclure** sur l'intérêt d'utiliser une transmission par tension différentielle UAB vis à vis des parasites.

Aucune influence des parasites sur une liaison différentielle ⇒ bonne immunité aux bruits.

QB7. À partir de la documentation émetteur récepteur de bus différentiel LTC1535 fournie en Annexe 5 DT11 à DT12, **donner** le nom et le rôle de la structure constituée par TR1, D1, D2 et C1.

Nom de l'ensemble : convertisseur continu/continu.

Rôle : obtenir une tension d'alimentation isolée nécessaire au circuit U5.

QB8. Une liaison série RS232 est également présente sur le pupitre de commande. **Valider** le choix du constructeur d'avoir opté pour une liaison RS485 pour commander les girouettes.

Une liaison RS232 ne peut piloter qu'un seul récepteur. La gestion de plusieurs girouettes est alors impossible. De plus, la longueur du câble est limitée à 15m environ.

La liaison RS485 permet de commander jusqu'à 32 récepteurs. Le mode de transmission est différentiel half-duplex, ce qui permet de travailler dans un milieu parasité. La longueur du câble est limitée à 1200m environ. Ceci convient bien pour une transmission dans un autobus.

B2 - Étude du protocole propriétaire de la liaison RS485 -

Les données de paramétrages des girouettes sont enregistrées dans le pupitre de commande (dalle tactile) par le service de maintenance de l'exploitant.

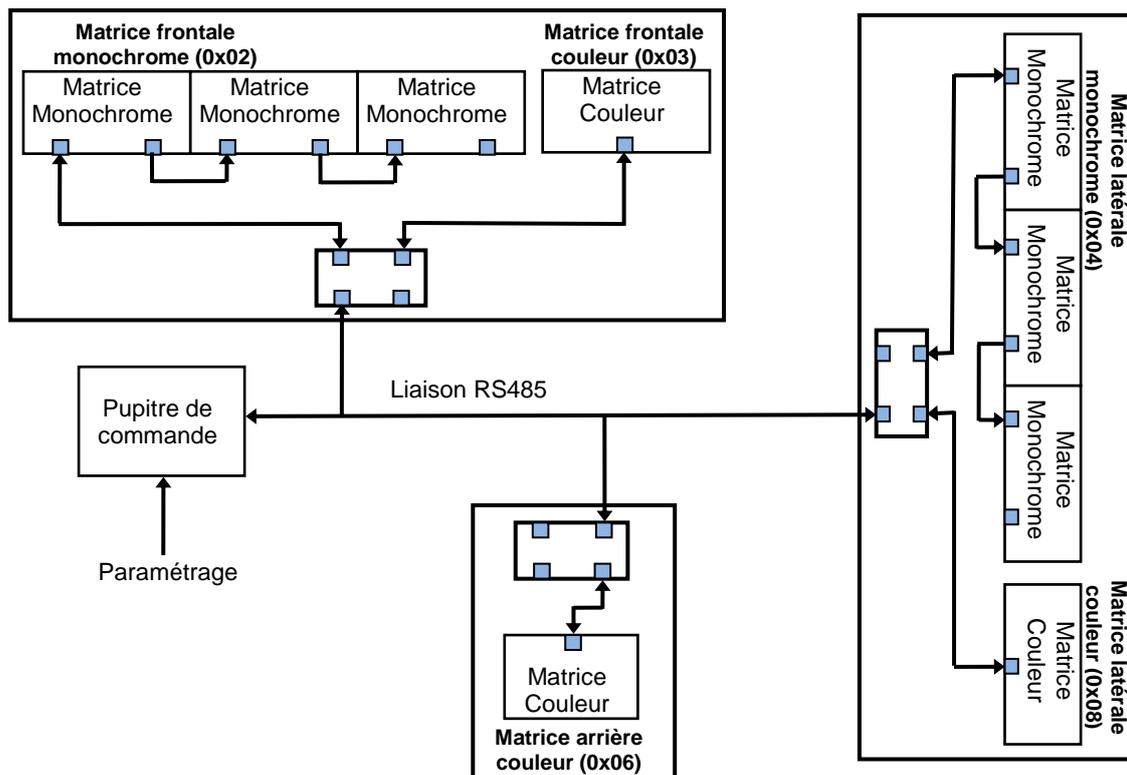
Ces données de paramétrage permettent au pupitre de commande de connaître la liste des girouettes prévues (adresse RS485, nom, ...), la liste des couleurs et des images pouvant être affichées sur les girouettes couleurs, ainsi que tous les textes pouvant être affichés. Chaque affichage est associé à un numéro de destination.

On distingue deux types de destinations :

- *Destination principale*
 - *directement liée au service effectué par le véhicule.*
- *Destination secondaire ou alternée*
 - *affichée en alternance avec la destination principale.*

Plusieurs afficheurs (couleurs ou monochromes) peuvent être utilisés simultanément dans un véhicule. Leur adresse sur le réseau RS485 dépend de leur position dans le bus.

Configuration standard des véhicules :



Chaque équipement connecté sur le réseau RS485 possède une adresse propre, de manière à traiter seulement les messages qui lui sont destinés. Concernant le système formé par le pupitre de commande et les girouettes, les adresses sont les suivantes :

- Pupitre de commande 0x01
- Girouette frontale monochrome 0x02
- Girouette frontale couleur 0x03
- Girouettes latérales monochromes 0x04 et 0x05
- Girouette arrière couleur 0x06
- Girouette latérale couleur 0x08
- Toutes les girouettes 0xEE

La trame de commande d'affichage est générée par le pupitre de commande (dalle tactile) selon le principe suivant :

- une trame commence toujours par un octet de valeur 0x00 ;
- le nombre d'octets de données transmis varie selon la nature du message à afficher (numéro de ligne du bus, logo couleur ou monochrome,...) ;
- l'octet de checksum est calculé en effectuant un Ou-Exclusif sur l'ensemble des octets de données.

Le protocole de la liaison RS485 est détaillé en Annexe 7 DT15.

Relevé d'une trame de commande d'affichage envoyée par le pupitre de commande (valeurs hexadécimales) :

↓ 1^{er} octet

00	06	00	0B	01	02	02	05	01	02	01	FF	01	36	00	Checksum
----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----------

QB9. Pour la trame ci-dessus, **relever** la valeur de l'octet qui indique la girouette destinataire et **préciser** à qui elle est destinée.

2^{ème} octet : 0x06 ⇒ girouette arrière couleur.

QB10. Pour la trame ci-dessus, **relever** la valeur des octets indiquant le nombre de données se trouvant dans la trame et **préciser** combien de données doivent y être présentes.

3^{ème} octet : 0x00 (MSB) et 4^{ème} octet : 0x0B (LSB) ⇒ 11 données dans la trame.

QB11. **Préciser** si la trame envoyée doit afficher un logo ou un numéro de ligne.

5^{ème} octet : 0x01 ⇒ numéro de ligne à 1 digit.

QB12. Pour la trame relevée, **préciser** la valeur de l'octet qui indique le code ASCII à afficher et **donner** la signification de ce code (le tableau des caractères ASCII se trouve en Annexe 4 DT10).

14^{ème} octet : code ASCII 0x36 ⇒ numéro de ligne à afficher : 6.

QB13. **Déterminer** la valeur de l'octet de checksum manquant contenu dans la trame relevée ci-dessus.

Octet checksum = 01⊕02⊕02⊕05⊕01⊕02⊕01⊕FF⊕01⊕36⊕00 = 0xCE.

Quand une girouette est destinataire d'un message, elle répond par un message au format standard, destiné au pupitre de commande, et ne comprenant qu'un seul octet de donnée :

- **0xFF** si le message est correct ;
- **0x00** si le message est erroné.

QB14. Après avoir reçu un message à afficher de la part du pupitre de commande, **donner** la trame de réponse de la girouette dans le cas d'un message correct (le protocole de la liaison RS485 est détaillé en Annexe 7 DT15).

Réponse de la girouette vers le pupitre de commande : 00 01 00 01 FF FF.

B3 - Étude de la matrice monochrome 960 points (40 x 24) -

La matrice monochrome permet l'affichage des messages et des destinations. La matrice couleur est destinée à afficher les numéros ou logos.

La carte électronique 5208 associée à chaque matrice interprète les ordres envoyés par le pupitre de commande. Elle pilote alors les matrices à LED en générant un signal SDI-in (communication série propriétaire SPEC).

Toutes les matrices à LED sont constituées de 20 blocs de 48 LED mis en cascades. La sortie du dernier bloc (S-out-20) permet la mise en cascade d'une nouvelle matrice. Il est ainsi possible de connecter plusieurs matrices entre elles pour obtenir la girouette de dimension souhaitée.

Description fonctionnelle : mise en cascade des blocs LED d'une matrice

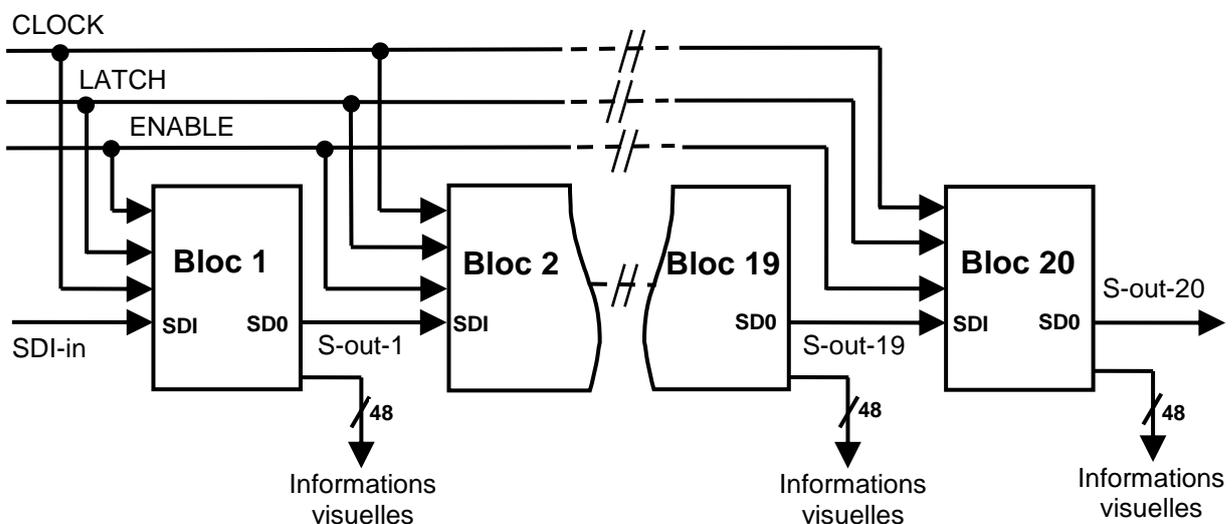
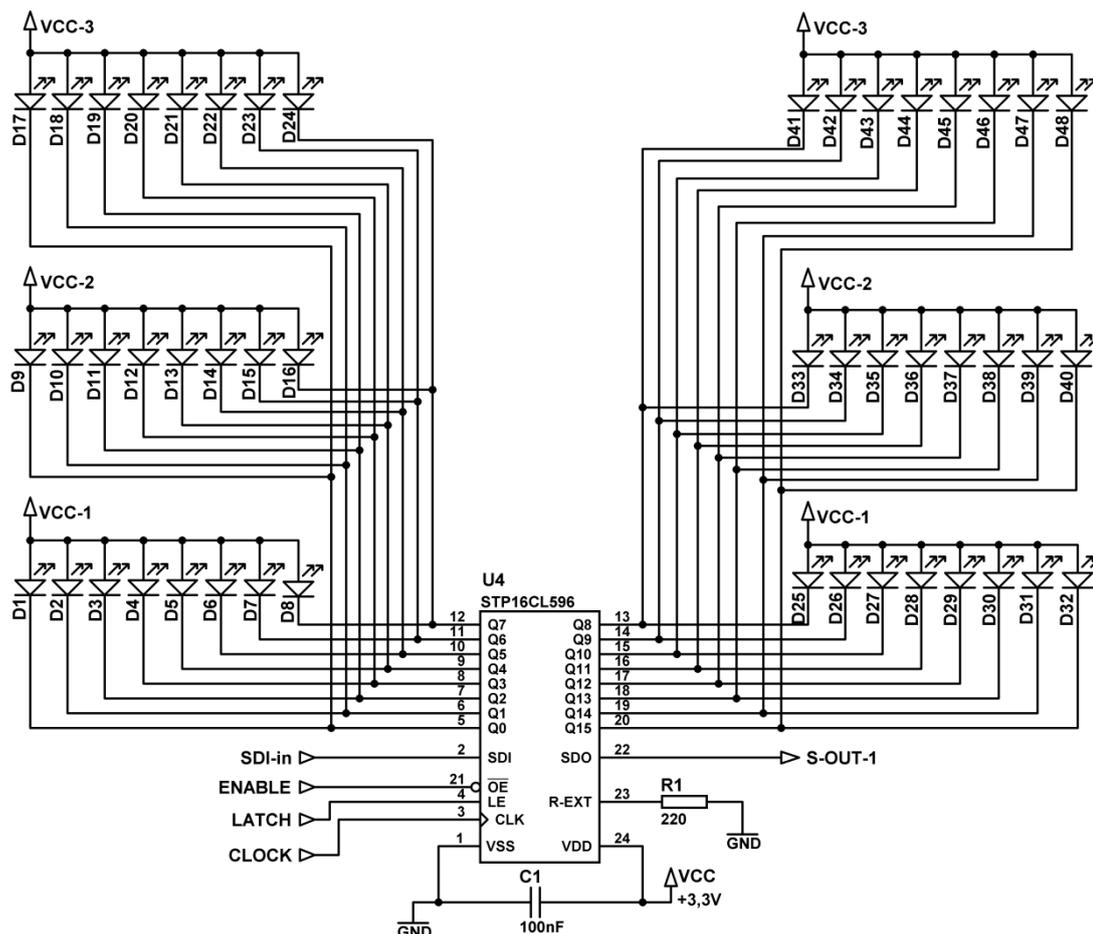


Schéma structurel partiel du bloc 1 d'une matrice à LED :



Rappel sur les bascules D :

Bascule D déclenché sur front:

CLK : Entrée d'horloge active sur front montant ;
D : Entrée de donnée ;
Q : Sortie de la bascule ;
 \bar{Q} : Sortie complémentée de la bascule ;

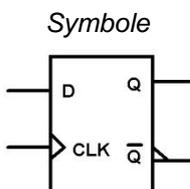


Table de fonctionnement :

CLK	D	Q_n	\bar{Q}_n
	0	0	1
	1	1	0
X	X	Q_{n-1}	\bar{Q}_{n-1}

Bascule D déclenché sur niveau:

CLK : Entrée d'horloge active sur niveau haut ;
1D : Entrée de donnée ;
Q : Sortie de la bascule ;
 \bar{Q} : Sortie complémentée de la bascule ;

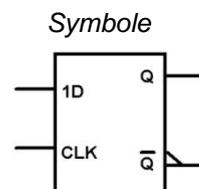


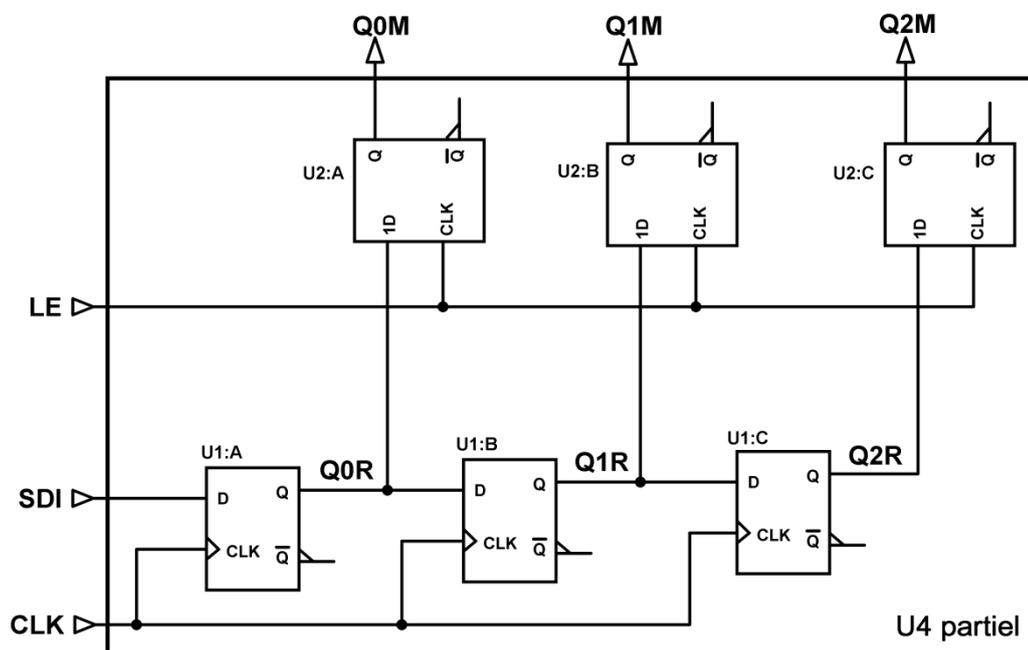
Table de fonctionnement :

CLK	D	Q_n	\bar{Q}_n
1	0	0	1
1	1	1	0
0	X	Q_{n-1}	\bar{Q}_{n-1}

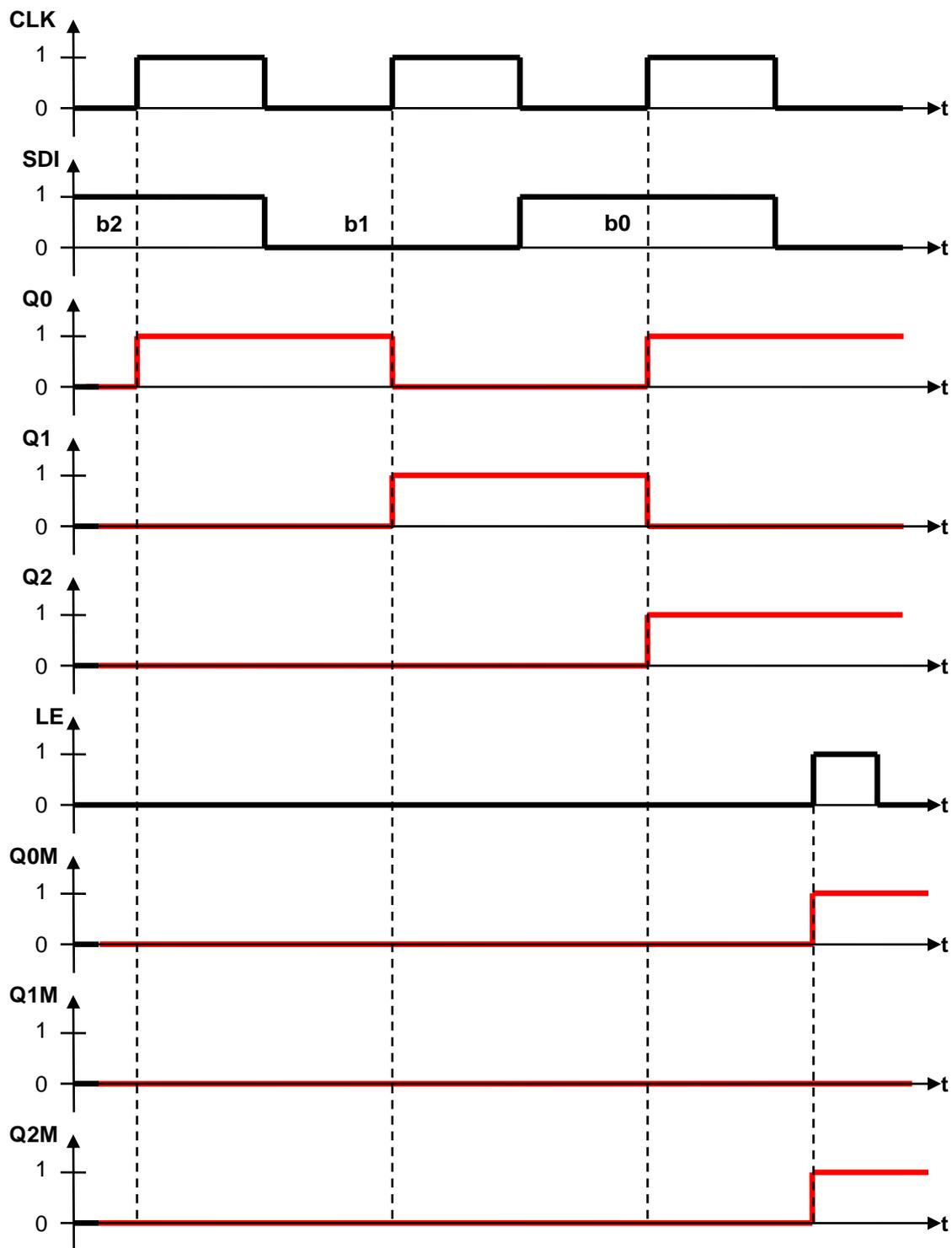
QB15. À partir de la documentation commande de LED 16 bits STP16CL596 fournie en Annexe 8 DT16 à DT17, **compléter** le tableau ci-dessous en décrivant le rôle de chacune des différentes broches d'entrées/sorties du circuit U4, et **préciser** le niveau logique actif des entrées LE et \overline{OE} .

Broche	Label	Description	Niveau logique actif
2	SDI	Entrée des données séries	
3	CLK	Entrée d'horloge	
4	LE	Entrée de verrouillage	1
21	\overline{OE}	Entrée de validation des sorties	0
22	SDO	Sortie des données séries	
23	R-EXT	Entrée de réglage de courant par connexion d'une résistance externe	

On considère la structure interne simplifiée du circuit U4 STP16CL596 suivante :



QB16. On place sur l'entrée SDI de U4 un mot binaire série de 3 bits (b2, b1, b0) de valeur : "101". À partir de la structure interne simplifiée du circuit U4 fournie à la page précédente (page DR20), **compléter** les chronogrammes ci-dessous.



QB17. À partir du chronogramme obtenu à la page précédente (page DR21) et à l'aide de la structure interne réelle (figure 6) du circuit U4 STP16CL596 fournie en Annexe 8 DT16 à DT17, **déterminer** le nombre de coups d'horloge nécessaire au signal CLOCK pour qu'un mot série placé sur l'entrée SDI se retrouve complètement sur les sorties Q0M à Q15M.

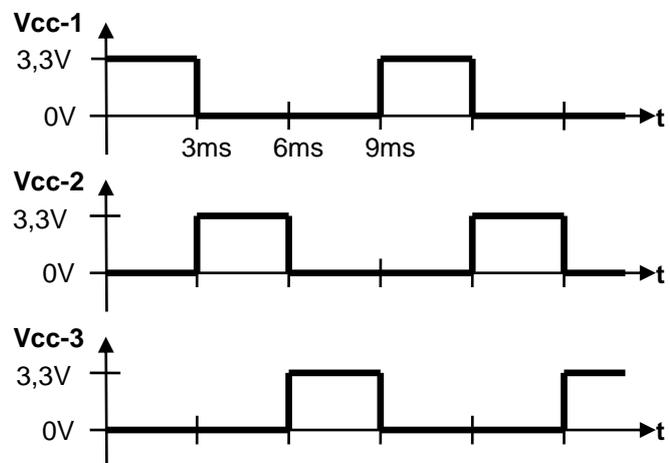
La structure interne de U4 possède 16 bascules \Rightarrow 16 coups d'horloge du signal CLOCK pour retrouver le mot série SDI sur les sorties Q0M à Q15M.

QB18. Indiquer la fonction réalisée par le circuit U4 et **justifier** son emploi.

Le circuit U4 permet de réaliser une conversion Série/Parallèle. Il permet de diminuer le nombre de fils nécessaire à la commande des leds.

Afin de créer un affichage multiplexé des LED, les tensions d'alimentations V_{cc-1} , V_{cc-2} et V_{cc-3} du schéma structurel partiel du bloc 1 (page DR19) sont commandées selon le chronogramme ci-contre.

L'affichage multiplexé consiste à allumer et éteindre les LED à une fréquence supérieure à 75 Hz. L'œil humain, du fait de la **persistance rétinienne**, ne perçoit pas alors de clignotement.



Remarque : La **persistance rétinienne** est la capacité de l'œil à conserver une image vue superposée aux images que l'on est en train de voir.

QB19. Montrer que la fréquence de multiplexage F_{Mux} est correctement déterminée pour éviter le clignotement de l'affichage.

$T_{Mux} = 9 \text{ ms} \Rightarrow F_{Mux} = 1 / 9 \times 10^{-3} = 111 \text{ Hz}$.

La fréquence de multiplexage est bien choisie car $F_{Mux} > 75 \text{ Hz}$.

QB20. À partir du schéma structurel partiel du bloc 1 de la matrice à LED (page DR19) et à l'aide de la figure 13 de la documentation commande de LED 16 bits STP16CL596 en Annexe 8 DT16 à DT17, **déterminer** le courant I_O délivré par chacune des sorties Q0 à Q15.

R-EXT = 220Ω ⇒ le courant I_O vaut environ 85 mA (voir figure 13 DT17).

QB21. Sachant que l'affichage des LED est multiplexé, **montrer** que l'intensité moyenne du courant I_O reçue par une LED est inférieure à 30 mA.

$$I_{O moy max} = \frac{I_{O max}}{3} = \frac{85 \cdot 10^{-3}}{3} = 28,33 \text{ mA} \Rightarrow \text{Le courant } I_{O moy max} < 30 \text{ mA.}$$

QB22. À partir du schéma structurel partiel du bloc 1 de la matrice à LED (page DR19), **préciser** le niveau logique (0 ou 1) que doivent fournir les sorties Q0 à Q15 du circuit U4 pour allumer les LED.

On définit l'état des transistors internes des sorties Q0 à Q15 du circuit U4 comme état ON pour un transistor passant et état OFF pour un transistor bloqué. À partir de la documentation commande de LED 16 bits STP16CL596 fournie en Annexe 8 DT16 à DT17, **donner** la correspondance du niveau logique (0 ou 1) en sortie Qn avec l'état (ON ou OFF) du transistor de sortie.

**Leds allumées ⇒ Qn au NL0 ⇒ État ON du transistor de sortie.
 ⇒ Qn au NL1 ⇒ État OFF du transistor de sortie.**

QB23. On désire allumer uniquement les LED D1, D3, D4, D5, D8, D27, D29, D31 du schéma structurel partiel du bloc 1. **Compléter** le tableau ci-dessous en indiquant la valeur des tensions d'alimentations Vcc-1, Vcc-2, Vcc-3 et la valeur du mot à placer sur l'entrée SDI-in. Le bit de poids fort b15 est envoyé en premier sur l'entrée SDI-in.

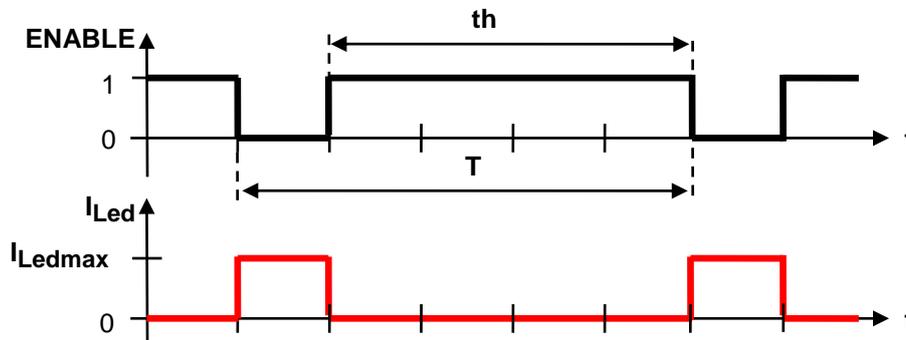
Valeur Vcc-1				Valeur Vcc-2				Valeur Vcc-3								
3,3V				0V				0V								
SDI-in																
Binaire															Hexadécimale	
b15	b14	b13	b12	b11	b10	b9	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	\$549D
0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1	

QB24. Pour une matrice à LED monochrome complète comprenant 20 blocs et en tenant compte du multiplexage de l'affichage, **déterminer** la vitesse de transmission minimale en bits/s du signal SDI-in.

**Il faut transmettre 16 bits x 20 blocs en moins de 3 ms.
 Soit une vitesse de transmission minimale de : $\frac{320}{3 \times 10^{-3}} \approx 107000 \text{ bits/s.}$**

Le signal ENABLE qui commande les différents blocs de la matrice est un signal **MLI** (**M**odulation de **L**argeur d'**I**mpulsion). Il permet de contrôler la luminosité des LED en modifiant la durée à l'état haut t_h du signal alors que la période T est fixe. On définit le rapport cyclique d'un signal MLI par : $Rc = \frac{t_h}{T}$

QB25. À partir du schéma structurel partiel du bloc 1 de la matrice à LED (page DR19) et à l'aide de la documentation commande de LED 16 bits STP16CL596 fournie en Annexe 8 DT16 à DT17, **compléter** le chronogramme du courant I_{Led} circulant dans une LED pour le signal ENABLE ci-dessous.



QB26. Déterminer la relation du courant moyen I_{Ledmoy} en fonction de Rc et I_{Ledmax} .

$$I_{Ledmoy} = \frac{(T - t_h) \times I_{Ledmax}}{T} = \left(1 - \frac{t_h}{T}\right) \times I_{Ledmax} = (1 - Rc) \times I_{Ledmax}$$

QB27. Afin de modifier la luminosité des LED, on désire régler le rapport cyclique du signal ENABLE pour différents courants moyens. **En déduire** la relation de Rc en fonction de I_{Ledmoy} et I_{Ledmax} . **Calculer** alors les rapports cycliques correspondant aux courants moyens $I_{Ledmoy1}$ et $I_{Ledmoy2}$ pour un courant I_{Ledmax} de 30 mA.

Relation $Rc = f(I_{Ledmoy}, I_{Ledmax})$	$Rc = 1 - \frac{I_{Ledmoy}}{I_{Ledmax}}$
$I_{Ledmoy1} = 10 \text{ mA}$	$Rc1 = 66,7\%$
$I_{Ledmoy2} = 15 \text{ mA}$	$Rc2 = 50\%$

QB28. **Conclure** sur ce que l'effet d'une diminution du rapport cyclique du signal ENABLE entraînerait sur le courant de sortie I_{Ledmoy} et sur la luminosité des LED.

En diminuant le rapport cyclique Rc , I_{Ledmoy} augmente \Rightarrow La luminosité des leds augmente aussi. La luminosité des leds est proportionnelle à la durée à l'état bas de ENABLE (inversement proportionnelle à t_h).

B4 - Étude de la régulation de luminosité -

Pour conserver un affichage correct des informations sur les girouettes, il est nécessaire d'adapter la puissance d'affichage en fonction de la luminosité ambiante. En effet, la luminosité varie selon l'heure de la journée et selon les conditions climatiques. Elle est mesurée par une photorésistance placée dans les matrices à LED. La puissance d'affichage peut varier selon 4 niveaux. En fonction du niveau obtenu, le microcontrôleur règle le rapport cyclique du signal ENABLE (commande MLI).

Description fonctionnelle :

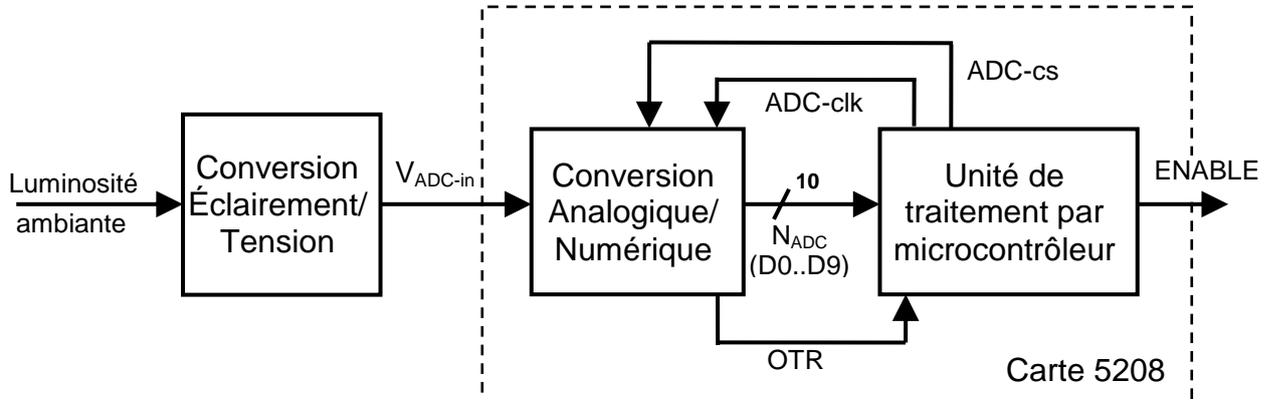
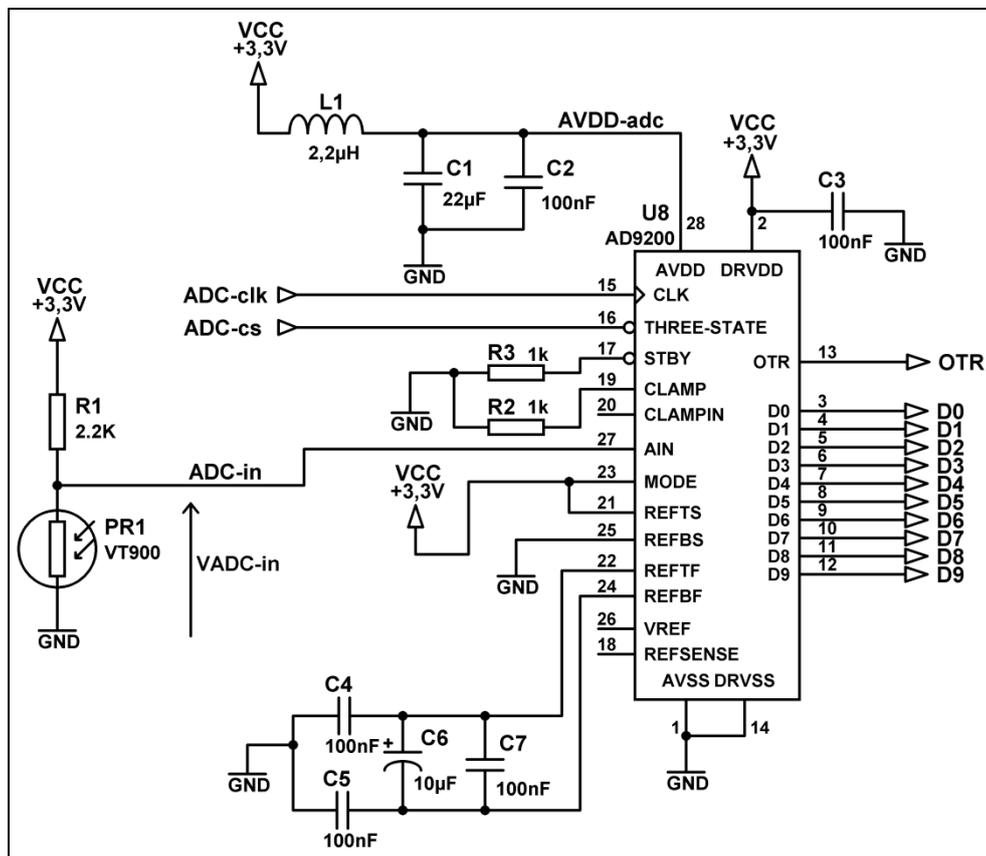
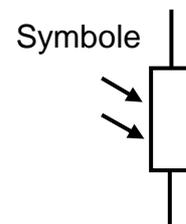


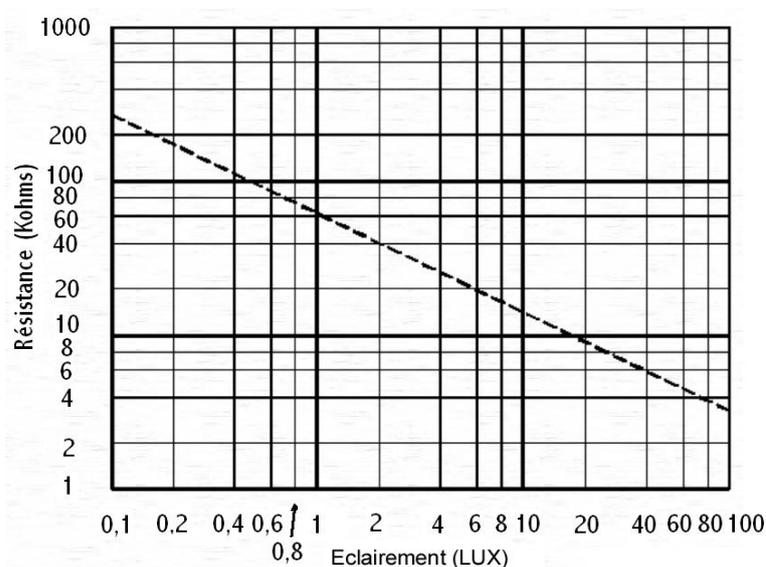
Schéma structurel partiel :



Les photorésistances ou **LDR** (**L**ight **D**ependent **R**esistor) sont des composants optoélectroniques qui permettent d'effectuer la conversion d'un signal lumineux en un signal électrique. Les photorésistances possèdent l'avantage d'avoir une résistance qui varie en fonction de l'intensité lumineuse reçue.



Caractéristique de transfert de la LDR VT900 :



QB29. À partir du schéma structurel partiel de la page précédente (page DR25) et en considérant le courant d'entrée de la broche 27 négligeable, **déterminer** la relation de la tension V_{ADC-in} en fonction de $R1$, $PR1$ et V_{cc} .

$$V_{ADC-in} = \frac{PR1}{PR1 + R1} \times V_{cc}$$

QB30. À partir de la documentation du Convertisseur Analogique/Numérique AD9200 en Annexe 9 DT18 à DT19, **indiquer** la fonction et la résolution du circuit U8. **Justifier** également son utilisation.

U8 : Convertisseur Analogique/Numérique 10 bits.

Permet d'obtenir une image numérique de la tension analogique issue de la LDR.

QB31. À partir du schéma structurel partiel de la page DR25 et de la documentation du Convertisseur Analogique/Numérique AD9200 fournie en Annexe 9 DT18 à DT19, **préciser** le niveau logique qu'il faut placer sur l'entrée ADC-cs pour valider le circuit U8.

ADC-cs doit être au NL0 pour valider le convertisseur.

QB32. La tension de référence REFTS du circuit U8 est de 3,3V. À partir du schéma structurel partiel de la page DR25, **déterminer** la relation $N_{ADC} = f(V_{ADC-in})$.

$$N_{ADC} = \frac{2^{10}}{V_{REFTS}} \times V_{ADC-in} = \frac{1024}{3,3} \times V_{ADC-in} = 310,3 \times V_{ADC-in}$$

QB33. À partir de la caractéristique de transfert de la LDR VT900 fournie à la page précédente (page DR26) et des relations obtenues précédemment, **compléter** le tableau ci-dessous pour différentes valeurs d'éclairement lumineux.

Eclairement (Lux)	Valeur de PR1 (KΩ)	V_{ADC-in} (V)	N_{ADC} (10)
1	60	3,18	987
10	15	2,88	894
80	4	2,13	661

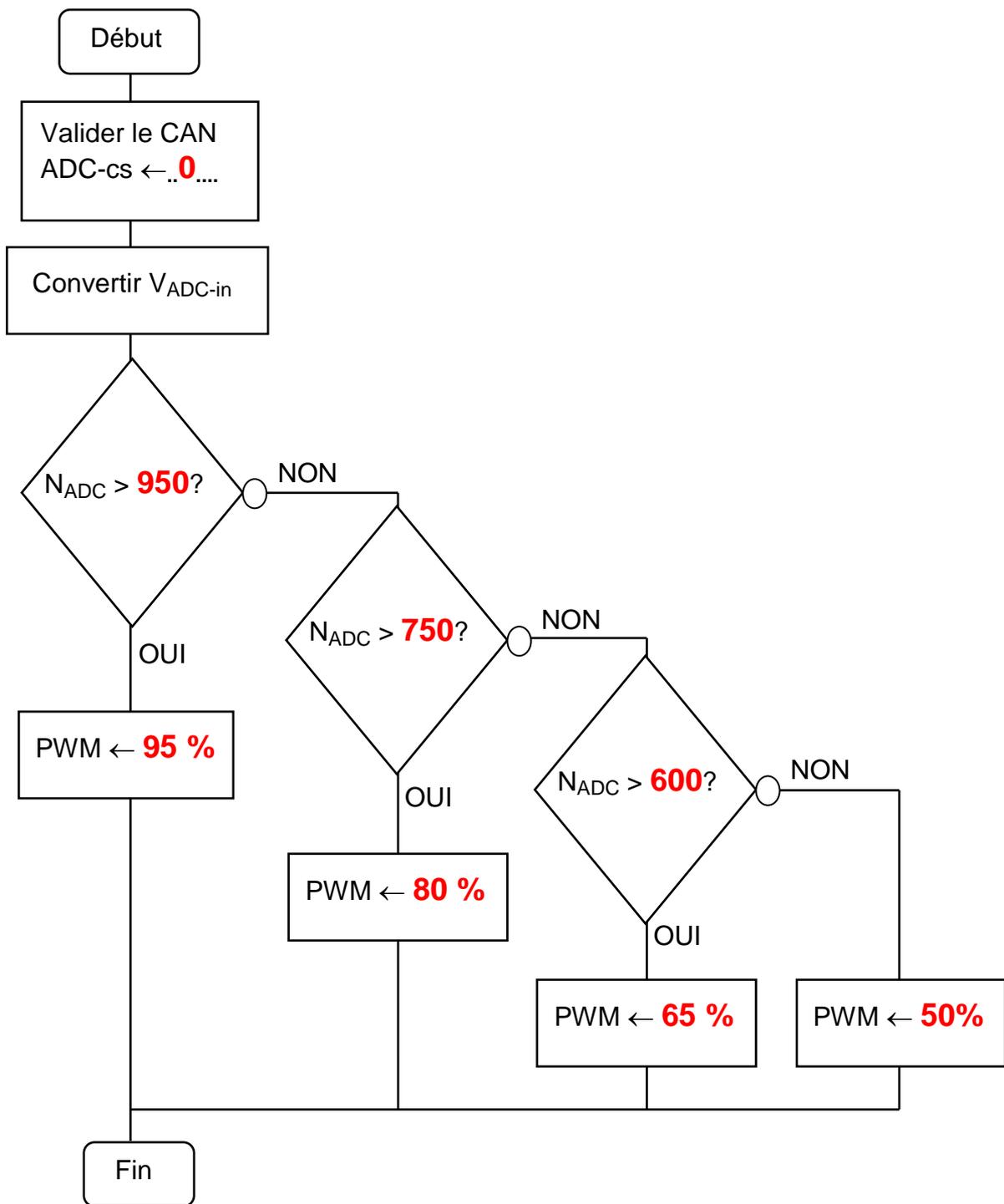
QB34. En déduire la variation de N_{ADC} par rapport à l'éclairement lumineux.

Plus l'éclairement augmente et plus N_{ADC} diminue.

Pour adapter la puissance de l'affichage en fonction de la luminosité ambiante, on définit 4 niveaux d'éclairement de l'affichage. Ces niveaux sont contrôlés par la variable PWM qui génère le signal ENABLE avec 4 rapports cycliques possibles : 50%, 65%, 80% et 95% (réglage de la luminosité de l'affichage du plus éclairé au moins éclairé).

Les seuils de luminosité ambiante sont déterminés par la variable décimale N_{ADC} selon 3 valeurs numériques : 950, 750, 600.

QB35. Compléter l'algorithme ci-dessous qui montre le traitement effectué pour ajuster la puissance de l'affichage en fonction des seuils de luminosité prédéterminés.



Partie C - Traitement du choix du scénario par le ordinateur -

Objectif : On se propose de vérifier comment le ordinateur transmet les informations à afficher aux moniteurs. Vous vérifierez également si les messages sonores peuvent être émis avec une puissance suffisante en tenant compte du niveau sonore ambiant.

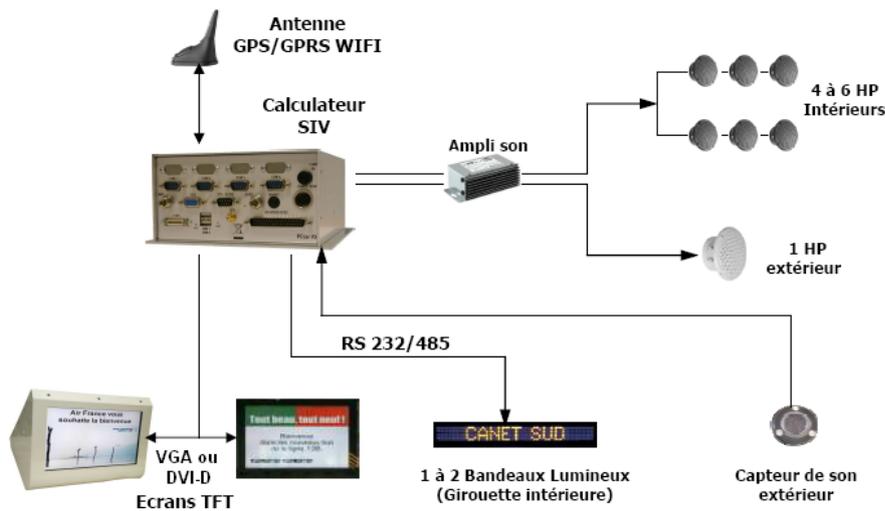
La liaison GPRS avec le central nécessite la mise en place d'une antenne. Vous vérifierez alors si la position de cette antenne est bien adaptée.

Pour cela, vous devrez :

- analyser les caractéristiques d'une liaison DVI ;
- analyser le principe de fonctionnement d'un microphone à électret ;
- valider le choix de l'amplificateur et des haut-parleurs associés ;
- valider la position de l'antenne de liaison GPRS.

Description fonctionnelle :

Le pupitre de commande transmet au ordinateur, via une liaison Ethernet, le numéro de ligne choisi par le chauffeur. Le ordinateur commande l'affichage de la ligne et de la



position du bus sur des moniteurs internes (dièdres) via une liaison de type DVI-D.

Le ordinateur est équipé d'une carte son capable d'enregistrer et de restituer un message sonore. Des haut-parleurs intérieurs annoncent le nom des arrêts ou les messages de service en simultané avec le moniteur intérieur. Un

haut-parleur extérieur au véhicule annonce aux passagers en attente, le numéro et la destination de la ligne lorsque l'autobus se présente à son arrêt. C'est pourquoi, un microphone connecté sur la carte son permet de connaître le niveau sonore ambiant extérieur. Pour que les informations sonores soient audibles, la carte son délivre alors un signal sonore ajustable selon le bruit ambiant. Ce signal sonore issu du ordinateur est ensuite amplifié et acheminé vers les haut-parleurs.

Le ordinateur possède également un module GPRS intégré afin de transmettre au central de l'exploitant la position GPS du bus.

Conditions : Pour répondre aux questions relatives à cette partie, vous disposez des documents suivants :

- Annexe 10 DT20 - Amplificateur de son BOSCH : BPA49
- Annexe 11 DT21 - Haut-parleur : FR 10 HM
- Annexe 12 DT22 - Antenne GSM/GPRS : ANT-GM862
- Annexe 13 DT22 - Module GSM/GPRS

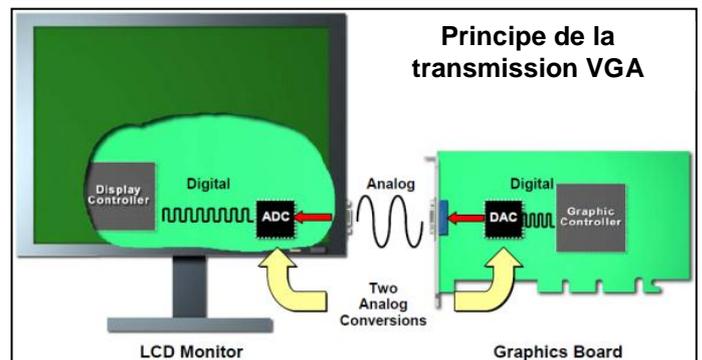
C1 - Étude de l'affichage du numéro de ligne sur un écran -

Pour des raisons évidentes d'encombrement dans le bus, le choix des écrans d'affichages des informations s'est porté sur des écrans plats. La plupart des écrans actuels proposent deux entrées : une entrée de type VGA et une entrée de type DVI-D.

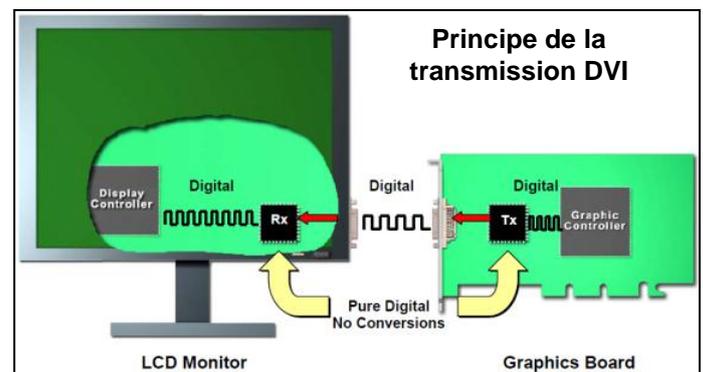
Les moniteurs de type CRT (Cathode Ray Tube) sont des moniteurs à tube cathodique. Ce sont des appareils qui nécessitent des signaux analogiques : un canon à électrons émet un faisceau d'électrons dirigé par un champ électrique vers un écran couvert de petits éléments phosphorescents. Ces éléments émettent de la lumière par excitation lorsque les électrons viennent les heurter, ce qui constitue un point lumineux appelé pixel.

C'est le travail de la carte graphique de générer ces signaux analogiques : un Convertisseur Numérique/Analogique (CNA), ou Digital Analog Converter (DAC), convertit les données numériques fournies par la puce graphique en signaux analogiques. Ces signaux sont alors envoyés à l'écran via une prise VGA.

Les exigences ont changé avec l'avènement des écrans plats (TFT, LCD). Cette nouvelle génération d'écrans a besoin de signaux numériques pour pouvoir afficher une image. À l'époque de leur lancement, la totalité des cartes graphiques du marché utilisait la prise VGA (analogique). L'astuce consistait à reconvertir, à l'aide d'un Convertisseur Analogique/Numérique (CAN), ou Analog Digital Converter (ADC), les signaux analogiques fournis par les cartes graphiques en signaux numériques pour écrans plats.



Le signal issu de la carte graphique étant numérique et l'écran acceptant un signal d'entrée numérique, il était préférable de transmettre directement les données en numérique. Plusieurs normes concernant ce type de transmission ont été suggérées par plusieurs groupes de travail mais ont rapidement disparu. Enfin, Fujitsu, Compaq, HP, IBM, Intel, NEC et Silicon Image fondèrent le DDWG (Digital Display Work Group) en 1998. En avril 1999, ce groupe annonça la norme DVI 1.0 qui est devenue la norme acceptée pour les prises et les écrans numériques.



QC1. Indiquer la principale différence sur le mode de transmission vidéo entre la norme VGA et la norme DVI.

La transmission VGA est de type analogique alors que celle du DVI est numérique.

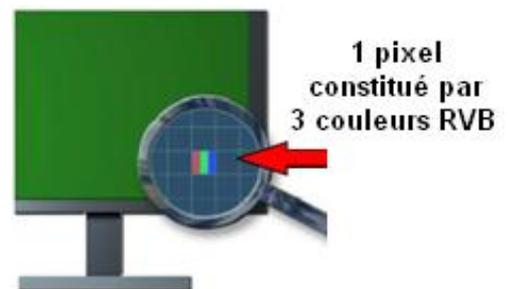
QC2. Expliquer pourquoi la qualité de l'image est meilleure en transmission DVI qu'en transmission VGA sur un écran plat TFT.

En mode VGA, l'information vidéo est initialement numérique sur la carte graphique. Elle est convertie en signal analogique par un CNA. Le signal sur le câble de liaison entre la carte graphique et l'écran est donc analogique. L'écran TFT devra convertir le signal analogique à l'aide d'un CAN afin d'obtenir les informations numériques permettant la commande des pixels de l'écran. Le passage dans un CNA puis dans un CAN provoque des pertes de qualité du signal.

En transmission tout numérique comme dans le DVI, les pertes liées aux convertisseurs n'existent pas. La qualité du signal est donc meilleure en transmission DVI.

Grâce à leur principe de fonctionnement, les écrans TFT ont toujours une résolution idéale (native) déterminée. C'est la seule résolution pour laquelle l'écran fournit une qualité d'image optimale.

Cette limitation n'a cependant rien à voir avec le DVI, mais est due à l'architecture des écrans TFT : Ils utilisent une matrice de pixels très fins. Chaque pixel est constitué de trois LED, une pour chaque couleur primaire : rouge, vert, bleu (RVB).



QC3. Calculer le nombre de pixels d'un écran TFT ayant une résolution native de 1600 x 1200 (type UXGA). **En déduire** le nombre total de LED nécessaire pour un tel écran.

Un écran UXGA possède 1600 x 1200 pixels soit 1,92 million de pixels.

On en déduit qu'il faut 1600 x 1200 x 3 leds soit 5,76 million de leds.

QC4. À partir du nombre de pixels, **calculer** le débit de données minimum pour un écran type UXGA avec une fréquence de rafraîchissement de 60 Hz (60 images par seconde).

Il faut 1,92 million de données pour l'affichage complet d'une image. Il faut donc un débit de $1\,920\,000 \times 60 = 115,2$ MHz pour un écran UXGA 60Hz.

QC5. La couleur de chaque pixel est constituée de trois composants RVB : le rouge, le vert et le bleu. Chaque couleur est déterminée par huit bits de données. **Calculer** le nombre de teintes possibles par couleur. **En déduire** le nombre de couleurs différentes pouvant être affichées.

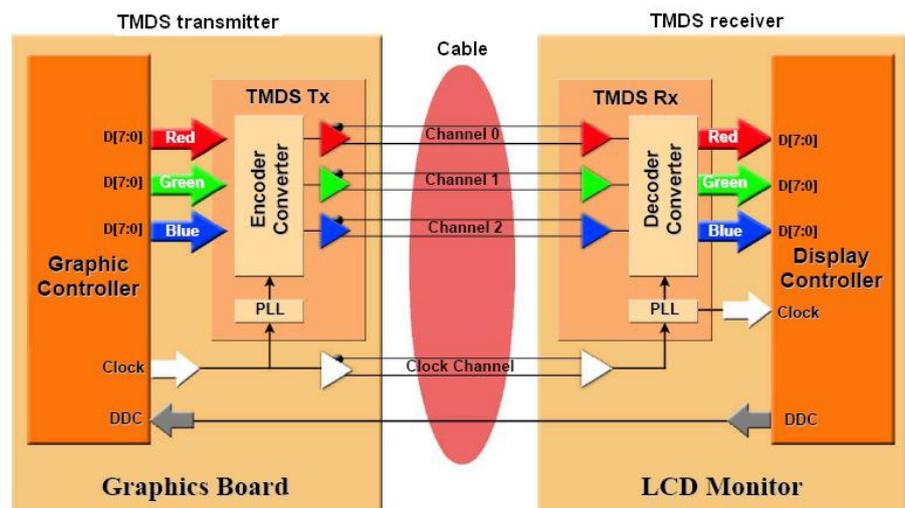
Avec 8 bits de données par couleur on peut avoir $2^8 = 256$ teintes possibles. On en déduit qu'avec 3 couleurs (RVB), on peut donc afficher $256^3 = 16\,777\,216$ couleurs soit 16,7 millions de couleurs différentes.

Sur de grandes distances, la conversion en un flux de données séries est nécessaire car les connexions séries sont moins sensibles aux interférences que les connexions parallèles.

La puce graphique génère les informations de couleur de chaque pixel sous la forme d'un flux de données de 24 bits parallèles, soit 8 bits par couleur.

Les données parallèles sont envoyées à un émetteur **TMDS** (Transition **M**inimized **D**ifferential **S**ignaling) pour les coder en données séries et y ajouter deux bits supplémentaires. Il est alors transmis un signal série de 10 bits pour chacune des couleurs.

L'émetteur TMDS transmet les données séries par le câble sur quatre canaux différents : un pour l'horloge et un pour chacune des trois couleurs.



Quand le signal atteint le récepteur (l'écran), les données séries sont alors décodées de nouveau en un flux de données parallèles.

Les données elles-mêmes sont transmises à 10 fois la vitesse du signal d'horloge. Cela se fait via un composant (circuit PLL) qui fonctionne comme un multiplicateur de fréquence. De cette façon, on peut transmettre 1,65 Go/s de données à une fréquence nominale de 165 MHz.

QC6. Montrer que le débit 1,65 Go/s de données par canal est suffisant pour gérer un écran UXGA 60 Hz.

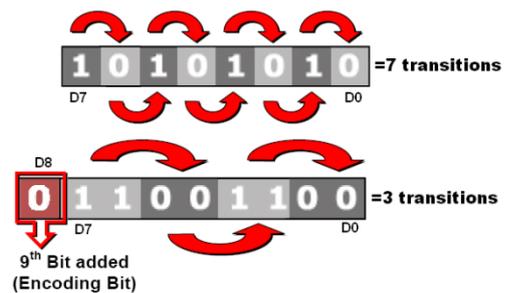
Le débit (nombre de données par seconde) pour un écran UXGA 60 Hz doit être au moins égale à 115,2 MHz (question QC4). Une donnée d'un octet (8 bits par couleur) est transmise en série sur 10 bits. Il faudra donc un débit minimum de $115,2 \cdot 10^6 \times 10 = 1152 \text{ Mo/s}$ soit 1,15Go/s. Le débit de 1,65 Go/s est donc suffisant.

Afin de rendre la transmission des données moins sensible aux interférences, la méthode TMDS ajoute systématiquement 2 bits aux 8 bits de données pour chacune des couleurs. Il est alors transmis un signal série de 10 bits : 8 bits pour les données de couleurs, 1 bit pour indiquer le codage effectué pour minimiser les transitions du signal et 1 bit pour gérer l'équilibrage DC.

Le codage du signal selon la méthode de la transition minimisée peut sembler contre-productif car il faut transmettre des bits supplémentaires. La minimisation des transitions permet une transmission plus sûre des données par les fils de cuivre du câble. En effet, chaque phase d'alternance du courant de 1 à 0 (ou vice-versa) crée une interférence électromagnétique (**EMI** pour **ElectroMagnetic Interference**). La minimisation des transitions réduit le nombre de ces phases, ce qui rend la transmission moins sujette aux interférences avec les autres appareils électroniques.

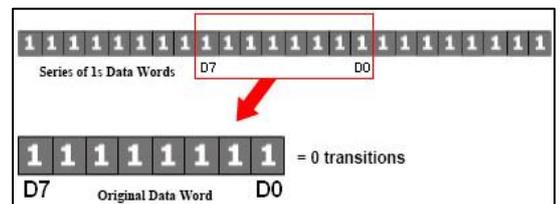
La méthode de minimisation utilise un algorithme de codage travaillant avec des fonctions logiques Ou-Exclusives (XOR) ou Non-Ou-Exclusives (XNOR).

La figure ci-contre montre un flux de données 8 bits en série comprenant 7 phases d'alternance entre 0 et 1.



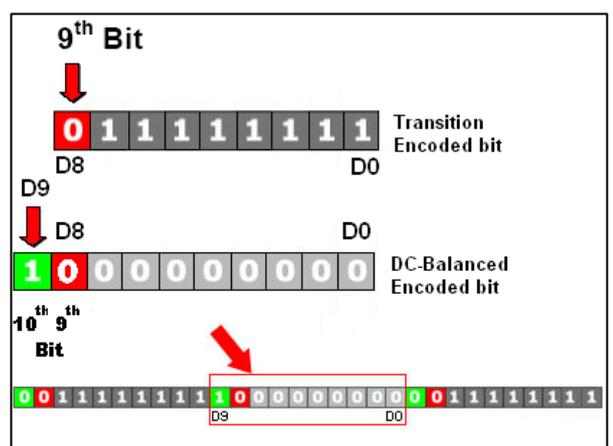
La seconde figure montre le codage réalisé avec l'algorithme TMDS : plus que 3 alternances (les transitions sont déterminées sur les bits D0 à D7). Le 9^{ème} bit est ajouté pour indiquer le type de codage effectué (XOR ou XNOR).

Le 10^{ème} bit utilisé pour l'équilibrage DC augmente lui aussi la fiabilité de la transmission. Quand du courant passe dans un fil pendant une longue période, il faut un certain temps avant qu'il ne chute. Cela peut provoquer des problèmes de transmission comme par exemple quand seuls les 1 (passage de courant) sont transmis sur une longue période interrompus par un seul 0 (non passage de courant). Selon la qualité du fil de cuivre, le 0 pourra éventuellement être perdu. Le résultat serait un pixel rendu de façon incorrecte. L'équilibrage DC évite qu'une même valeur de données ne soit transmise sur le câble pendant de trop longues périodes.



La figure ci-contre montre la valeur d'un pixel avant traitement TMDS (séquence de 3 x 8 bits). On remarque qu'il n'y a aucune transition.

La figure du dessous montre le traitement à l'aide de l'algorithme TMDS et l'ajout du 9^{ème} bit (il n'y a pas de transition sur D7 à D0).

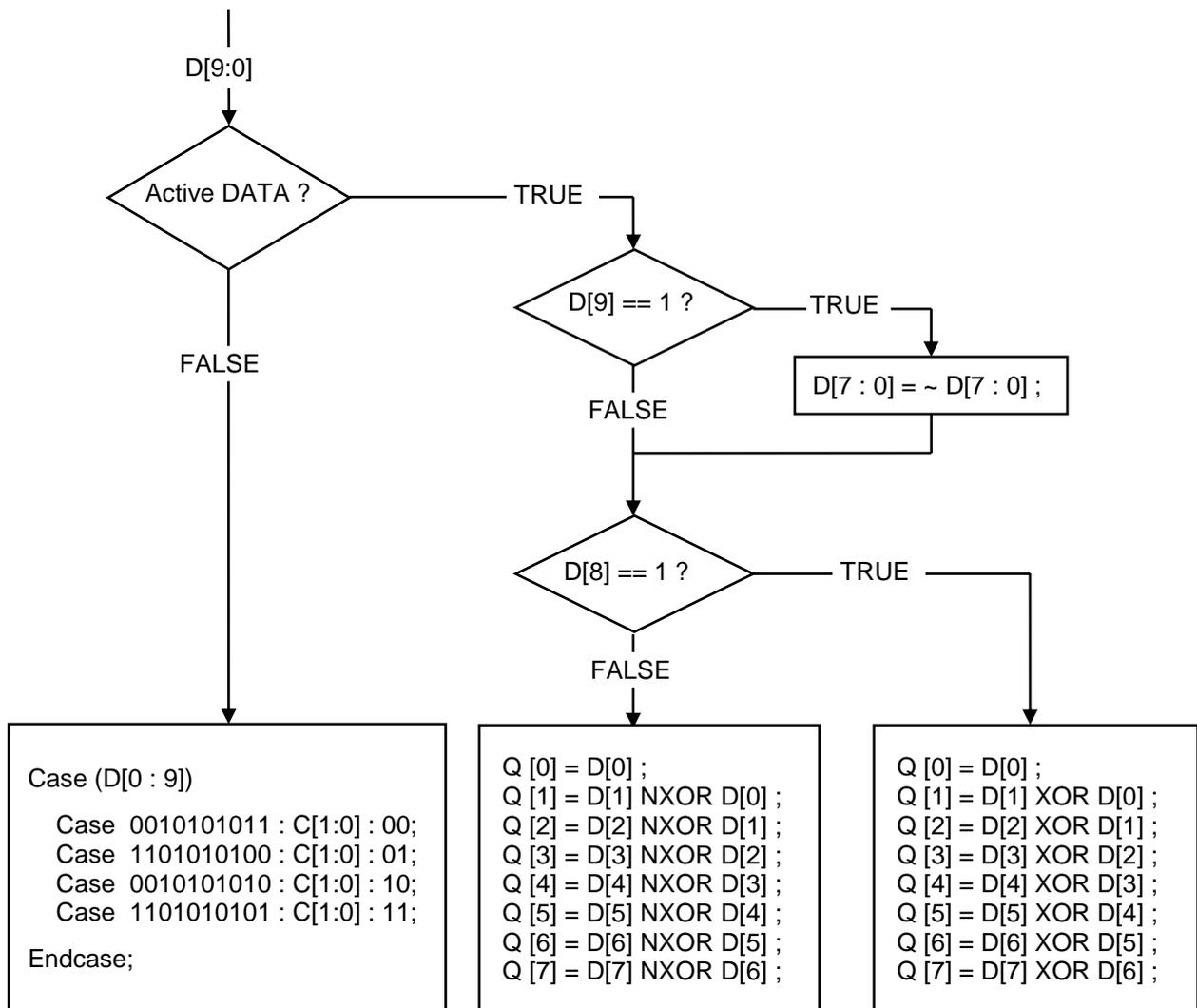


Ensuite le 10^{ème} bit est ajouté, ce qui conduit à une séquence de données inversées dans ce cas.

Enfin la série de données peut être transmise. On constate que l'équilibrage DC évite la répétition d'une même valeur de données pendant trop longtemps, évitant ainsi les problèmes de charges dans les câbles.

A la réception du signal série 10 bits, le récepteur TMDS utilise l'algorithme de décodage ci-dessous afin de décoder et retrouver l'information d'origine.

Algorithme de décodage utilisé en réception :



Remarque : le symbole ~ utilisé dans l'algorithme réalise une inversion bit à bit.

Description des variables utilisées :

<i>D</i>	<p>Entrée du décodeur :</p> <ul style="list-style-type: none"> <i>D</i> : Mot de 10 bits reçu par le moniteur D[9 :0] ;
<i>C</i> <i>Q</i>	<p>Sorties du décodeur :</p> <ul style="list-style-type: none"> <i>C</i> : Mot de contrôle sur 2 bits ; <i>Q</i> : Mot de 8 bits indiquant la teinte du pixel Q[7 :0] ;

QC7. On désire décoder la séquence suivante transmise afin de retrouver la teinte du pixel.

Octet transmis n°1	Octet transmis n°2	Octet transmis n°3
D9 D0	D9 D0	D9 D0
11 0011 1001	00 1111 1111	10 0000 0000

En utilisant l'algorithme de décodage de la page précédente (page DR34), **compléter** le tableau ci-dessous en indiquant la valeur décodée des 3 octets transmis par la méthode TMDS. On précise que la variable « Active_Data » est toujours vraie.

Octet décodé n°1 D7 D0	Octet décodé n°2 D7 D0	Octet décodé n°3 D7 D0	
0100 1010	1111 1111	1111 1111	Valeur binaire
4A	FF	FF	Valeur hexadécimale

QC8. Déterminer le nombre de transitions obtenu sur l'octet n°1 transmis et sur l'octet n°1 décodé (les transitions sont déterminées par les alternances des bits D7 à D0).

Nombre de transitions sur l'octet n°1 transmis : 0011 1001 soit 3 transitions.

Nombre de transitions sur l'octet n°1 décodé : 0100 1010 soit 6 transitions.

QC9. Expliquer la raison pour laquelle on encode les données à transmettre de façon à réduire le nombre de transitions (passage de 0 à 1 et de 1 à 0).

Chaque phase d'alternance du courant de 1 à 0 (ou vice-versa) crée une interférence électromagnétique (EMI). La minimisation de la transmission réduit le nombre de ces phases, ce qui rend la transmission moins sujette aux interférences des autres appareils électroniques.

QC10. En comparant les octets n°2 et n°3 transmis aux octets n°2 et n°3 décodés, **indiquer** ce que permet l'équilibrage DC dans le traitement TMDS.

Les octets n°2 et n°3 transmis représentent une suite de 1 et de 0 : il n'y a pas répétition des valeurs après traitement TMDS.

Les octets n°2 et n°3 décodés sont tous au NL1. Il y a donc répétition des valeurs pendant longtemps.

L'équilibrage DC dans le traitement TMDS supprime la répétition d'une même valeur de données pendant trop longtemps, évitant ainsi les problèmes de charges dans les câbles.

QC11. Les données sont transmises à 10 fois la vitesse du signal d'horloge. Cela se fait via un composant (circuit PLL) qui fonctionne comme un multiplicateur de fréquence. **Donner** l'avantage et l'inconvénient de transmettre une fréquence d'horloge 10 fois inférieure à celle des données.

Avantage : la fréquence de l'horloge étant 10 fois plus petite que celle nécessaire, le signal est moins sujet aux interférences. Le câble peut-être plus long.

Inconvénient : Nécessité de multiplier la fréquence par 10 à la réception.

(Autre réponse : Les PLL doivent être correctement et précisément accordées de façon à ne pas perdre d'informations).

C2 - Émission d'un signal sonore annonçant le nom des arrêts -

Le haut-parleur intérieur au véhicule annonce le nom des arrêts ou les messages de service en simultané avec l'afficheur intérieur.

Un bip ou un jingle confirme également à bord une demande d'arrêt, l'ouverture et la fermeture de la porte.

Le haut-parleur extérieur au véhicule annonce, lorsque l'autobus se présente à son arrêt, le numéro et la destination de la ligne.

Le volume sonore des annonces vocales extérieures est asservi en fonction du niveau sonore ambiant (+5db) extérieur.

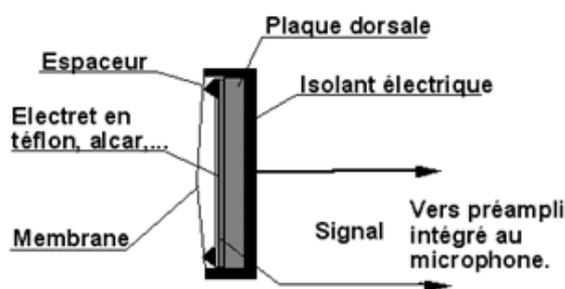
C2.1 - Mesure du niveau sonore ambiant -

Il est nécessaire de mesurer le niveau sonore ambiant afin de définir le niveau sonore nécessaire pour émettre le nom des arrêts de façon audible par tous les voyageurs. Pour cette mesure de niveau, on utilisera un microphone à électret.

L'un des tous premiers éléments nécessaires à la prise son d'ambiances, de sons, de bruitages ou encore de voix est bien évidemment le microphone.

C'est un capteur analogique qui permet la conversion des ondes sonores acoustiques en impulsions électriques qui, sous cette forme, seront utilisables plus facilement pour la sonorisation ou l'enregistrement. Dans le cas le plus courant du milieu aérien, une source sonore produit des variations de pression de l'air qui vont être « captées » par une partie mobile et très fragile du microphone que l'on nomme la membrane. Elle est ainsi excitée par des oscillations mécaniques qui seront ensuite converties en une tension électrique variable facilement transportable et utilisable. Cette tension électrique pourra ainsi être pré-amplifiée, amplifiée ou encore enregistrée.

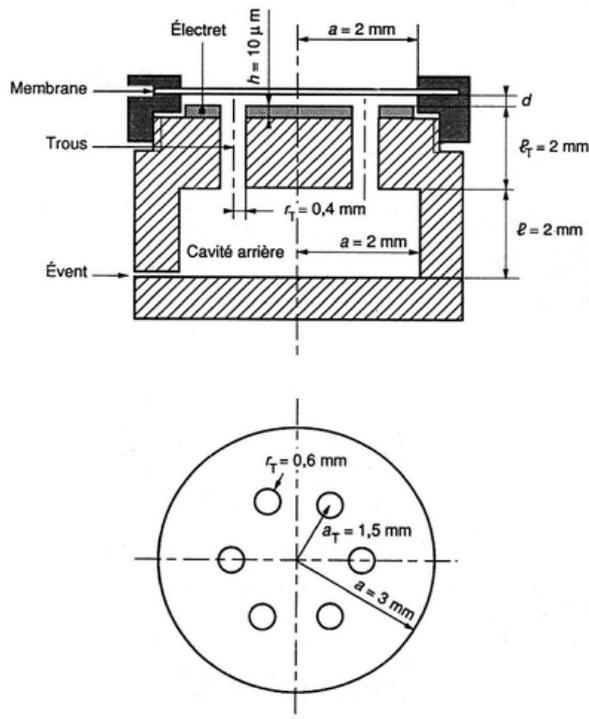
Principe du microphone à électret :



C'est en fait un condensateur dont une des armatures fait office de membrane. De même que l'on peut stocker du magnétisme dans certains corps magnétiques, on peut stocker une tension électrique dans certains corps électriques (l'électret) par un procédé spécial de polarisation. L'électret permet de créer

une tension de polarisation élevée qui est appliquée aux deux armatures. Toute différence ou variation de pression sur la membrane fait osciller celle-ci et fait donc varier la distance séparant la membrane de l'armature, et fait donc varier la capacité du condensateur. On obtient ainsi des variations de charge, donc production d'un courant alternatif permettant de recueillir une différence de potentiel variable aux bornes d'une résistance.

La pile présente dans ces microphones ne sert pas à la polarisation de la membrane, mais à l'alimentation d'un amplificateur/adaptateur d'impédance intégrée au corps du micro.



L'électret est caractérisé par :

- Ses dimensions : Surface $S = 12,5 \text{ mm}^2$
Épaisseur $h = 10 \text{ } \mu\text{m}$
- Sa densité de charge $\sigma = 2 \cdot 10^{-4} \text{ C/m}^2$
- Sa permittivité relative $\epsilon_r = 2 \text{ F/m}$

Il constitue une capacité :

$$C_e = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{h} \quad \text{contenant une charge } Q_e$$

avec $\epsilon_0 = (36 \cdot \pi \cdot 10^9)^{-1} \text{ F/m}$

L'espace inter-électrodes d'épaisseur $d = 25 \text{ } \mu\text{m}$ constitue également, en l'absence de signal acoustique, une capacité de valeur :

$$C_o = \frac{\epsilon_0 \cdot S}{d} \quad \text{contenant une charge } Q_o$$

La charge totale de la capsule est donc :

$$Q = \sigma \cdot S = Q_o + Q_e \quad \text{telle que } \frac{Q_o}{C_o} = \frac{Q_e}{C_e}$$

QC12. Montrer que la charge de l'espace inter-électrodes peut s'écrire :

$$Q_o = Q \times \frac{h}{\epsilon_r \cdot d + h}$$

$$\frac{Q_o}{C_o} = \frac{Q_e}{C_e} \Rightarrow Q_e = Q_o \times \frac{C_e}{C_o}$$

$$Q = Q_o + Q_e = Q_o + Q_e \times \frac{C_e}{C_o} = Q_o \times \left(1 + \frac{C_e}{C_o}\right) = Q_o \times \frac{C_o + C_e}{C_o} \Rightarrow Q_o = Q \times \frac{C_o}{C_o + C_e}$$

$$Q_o = Q \times \frac{\epsilon_0 \cdot S / d}{\epsilon_0 \cdot S / d + \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S / h} = Q \times \frac{1/d}{1/d + \epsilon_r / h} = Q \times \frac{h}{\epsilon_r \cdot d + h}$$

En régime dynamique, la membrane se déplace d'une valeur moyenne $y = -\delta.d$, l'espace inter-électrodes est alors réduit à $d - y$ et la charge inter-électrodes passe de la valeur $Q_0 = Q \times \frac{h}{\epsilon_r.d+h}$ à la valeur $Q_0 + q = Q_0 \times [1 + \frac{\epsilon_r.y}{\epsilon_r.d+h}]$.

QC13. Montrer que la tension recueillie aux bornes des électrodes peut s'écrire :

$$u = \frac{q}{C} = q \times \left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_e} \right) = \frac{\sigma \cdot h}{\epsilon_0 \cdot (\epsilon_r \cdot d + h)} \times y$$

$$Q_0 + q = Q_0 \times \left[1 + \frac{\epsilon_r \cdot y}{\epsilon_r \cdot d + h} \right] \Rightarrow q = Q_0 \times \frac{\epsilon_r \cdot y}{\epsilon_r \cdot d + h}$$

$$u = \frac{q}{C} = \left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_e} \right) \times Q_0 \times \frac{\epsilon_r \cdot y}{\epsilon_r \cdot d + h} = \left(\frac{Q_0}{C_0} + \frac{Q_0}{C_e} \right) \times \frac{\epsilon_r \cdot y}{\epsilon_r \cdot d + h}$$

$$u = \left(\frac{Q_0}{C_0} + \frac{\sigma \cdot S - Q_e}{C_e} \right) \times \frac{\epsilon_r \cdot y}{\epsilon_r \cdot d + h}$$

$$u = \left(\frac{Q_0}{C_0} + \frac{\sigma \cdot S}{C_e} - \frac{Q_e}{C_e} \right) \times \frac{\epsilon_r \cdot y}{\epsilon_r \cdot d + h} = \left(\frac{Q_0}{C_0} + \frac{\sigma \cdot S}{C_e} - \frac{Q_0}{C_0} \right) \times \frac{\epsilon_r \cdot y}{\epsilon_r \cdot d + h} = \left(\frac{\sigma \cdot S}{C_e} \right) \times \frac{\epsilon_r \cdot y}{\epsilon_r \cdot d + h}$$

$$u = \left(\frac{\sigma \cdot S}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S/h} \right) \times \frac{\epsilon_r \cdot y}{\epsilon_r \cdot d + h} = \left(\frac{\sigma}{\epsilon_0/h} \right) \times \frac{y}{\epsilon_r \cdot d + h} = \frac{\sigma \cdot h}{\epsilon_0 \cdot (\epsilon_r \cdot d + h)} \times y$$

QC14. On admet que pour un bruit d'environ 60 dB, la membrane du microphone se déplace de $y = 0,1$ nm. **Calculer** la tension recueillie aux bornes des électrodes.

$$u = \frac{\sigma \cdot h}{\epsilon_0 \cdot (\epsilon_r \cdot d + h)} \times y = \frac{2 \cdot 10^{-4} \times 10 \cdot 10^{-6}}{\frac{1}{36 \cdot \pi \cdot 10^9} \cdot (2 \times 25 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-6})} \times 0,1 \cdot 10^{-9} = 377 \mu V$$

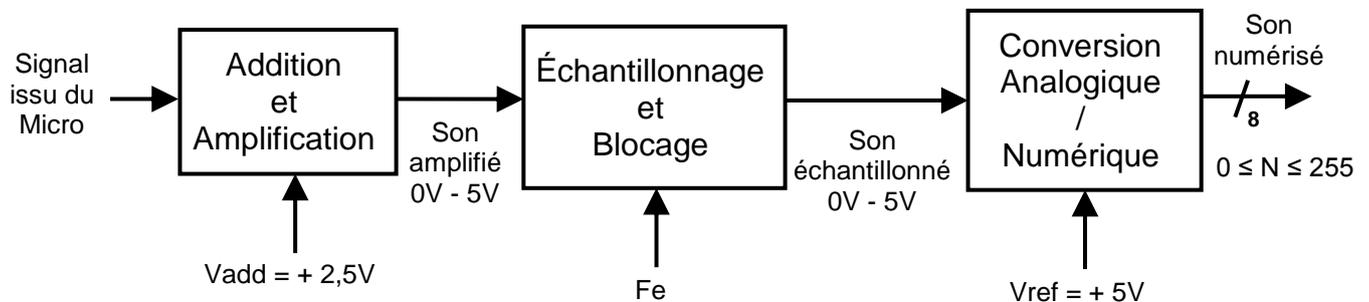
QC15. À partir du résultat numérique précédent, **justifier** la nécessité d'utiliser un préamplificateur intégré au corps du microphone.

Les niveaux des tensions recueillies aux bornes des électrodes sont très faibles. Si on reliait directement les électrodes à la carte son en passant par un câble, l'information sonore serait « noyée » dans les parasites. Il est donc nécessaire d'amplifier cette tension au plus proche des électrodes, donc dans le corps du micro.

Le signal électrique issu du microphone est l'image du son ambiant hors du bus. Il est transmis à la carte son intégrée au ordinateur, qui va d'abord l'amplifier, puis le décaler pour obtenir un signal variable 0V - 5V centré sur une composante continue de +2,5V. Ce signal est ensuite échantillonné et numérisé.

La fréquence d'échantillonnage (F_e) choisie est de 44100Hz. Le Convertisseur Analogique/Numérique (**CAN**) possède une résolution de 8 bits et une Pleine Échelle (**PE**) de +5V.

Description fonctionnelle :



QC16. Calculer le débit en ko/s du fichier son ainsi numérisé.

$$\text{Debit} = F_e \times n = 44100 \text{ octets/s} = 44100/1024 = 43 \text{ ko/s.}$$

QC17. Donner la valeur en décimale de N lorsqu'il n'y a pas de son.

$$N = 256 / 2 = 128.$$

QC18. On désire ajuster le niveau sonore du signal indiquant le nom des arrêts du bus en fonction de 3 niveaux sonores d'ambiance. Calculer les 3 valeurs de N permettant d'obtenir 3 niveaux sonores ambiants répartis de façon égale.

$$N_1 = 128 / 4 = 32 ;$$

$$N_2 = 32 + 32 = 64 ;$$

$$N_3 = 64 + 32 = 96.$$

C2.2 - Émission d'un message sonore indiquant le numéro et la destination de la ligne -

Dans cette partie, on ne s'intéressera qu'à l'étude du son émis à l'extérieur du bus.

La carte son intégrée au ordinateur émet un signal de puissance trop faible pour que celui-ci soit correctement audible à l'extérieur du bus. Il est donc nécessaire d'amplifier ce signal. On utilise pour cela l'amplificateur de son BPA49 de chez BOSCH (voir Annexe 10 du document constructeur DT20). Le haut-parleur utilisé est le FR 10 HM (voir Annexe 11 du document constructeur DT21).

QC19. Indiquer la tension nominale de fonctionnement de cet amplificateur.

Valim = 24V.

QC20. Indiquer la puissance nominale de cet amplificateur et l'impédance de charge correspondante.

Pmax = 2 x 20W ; Impédance de charge = 4 Ω.

QC21. Indiquer le gain typique de cet amplificateur.

G_{typ} = 10dB.

QC22. Indiquer l'impédance minimale que doivent avoir les haut-parleurs connectés à l'amplificateur de son.

R_{HP} ≥ 4 Ω.

QC23. Indiquer la bande passante de l'amplificateur de son.

Bande passante 40 Hz - 25kHz (-3dB).

QC24. Indiquer la puissance nominale et la puissance de pointe du haut-parleur. Les puissances sont-elles compatibles avec l'amplificateur de son ?

Puissance nominale = 20 W ; Puissance de pointe = 30 W.
P_{maxAmpli} = P_{nomHP} et P_{maxAmpli} < P_{pointeHP}.

QC25. Indiquer la bande passante du haut-parleur.

Bande passante = 95 Hz - 22kHz.

QC26. Donner la bande passante de l'ensemble composé de l'amplificateur de son et du haut-parleur.

Bande passante = 95 Hz - 22kHz (plus mauvais des deux : celle du HP).

Un haut-parleur reçoit d'un amplificateur un courant électrique d'une certaine puissance. Il restitue un niveau sonore correspondant à ses qualités de fabrication. Des techniques permettent de mesurer le niveau sonore produit par le haut-parleur (HP) en fonction de la puissance fournie et de l'endroit où la mesure est faite.

La norme utilisée en Europe est celle qui consiste à placer un microphone étalon devant le HP à une distance précise de 1 mètre. Il capte toutes les fréquences audibles avec la même efficacité et est capable de capter le niveau sonore fourni par le HP. Pour une telle mesure, le haut-parleur est fixé sur une plaque aux dimensions définies (135 x 165 cm de côté).

On injecte ensuite dans le haut-parleur une puissance constante égale à 1 Watt quelque soient les fréquences mesurées et quelle que soit son impédance (4 ou 8 ohms). La tension est différente pour obtenir 1 Watt en fonction de l'impédance.

*Il en résulte un niveau sonore exprimé en dB **SPL** (**S**ound **P**ressure **L**evel), mesuré à 1 mètre avec 1 Watt de puissance. C'est la sensibilité du HP qui s'exprime en dB/W/m.*

Par cette méthode, il est possible de tracer la courbe de réponse et de connaître ainsi le niveau sonore à chaque fréquence. L'idéal serait d'avoir le même niveau sonore quelle que soit la fréquence et surtout que ce niveau sonore global soit le plus important possible pour 1 watt mesuré à 1 mètre.

Le niveau sonore que l'on entend à 1 mètre dépend directement de la sensibilité SPL du haut-parleur et de la puissance appliquée sur celui-ci.

*À 1m, la relation liant le **Niveau Sonore (NS)** à la puissance appliquée sur le HP est la suivante :*

$$NS = SPL + 10 \times \log (P)$$

Le niveau sonore audible dépend également de la distance de notre oreille par rapport à la source sonore. Lorsque la puissance appliquée est de 1 W, la relation liant le niveau sonore à la distance (d) est la suivante :

$$NS = SPL - 10 \times \log (d^2)$$

On peut généraliser ces deux formules :

$$NS = NS_{1W} + 10 \times \log (P) \quad \text{avec } NS_{1W} : \text{niveau sonore pour 1 Watt}$$

$$NS = NS_{1m} - 10 \times \log (d^2) \quad \text{avec } NS_{1m} : \text{niveau sonore à 1 mètre}$$

Quelques ordres de grandeurs d'intensité sonore :

- 0 dB : seuil d'audibilité ;
- de 0 à 10 dB : désert ;
- de 10 à 20 dB : cabine de prise de son ;
- de 20 à 30 dB : conversation à voix basses, chuchotement ;
- de 30 à 40 dB : forêt ;
- de 40 à 50 dB : bibliothèque, lave-vaisselle ;
- de 50 à 60 dB : lave-linge ;
- de 60 à 70 dB : sèche-linge, sonnerie de téléphone, téléviseur ;
- de 70 à 80 dB : aspirateur, restaurant bruyant ;
- de 80 à 90 dB : tondeuse à gazon, klaxon de voiture ;
- de 90 à 100 dB : route à circulation dense, tronçonneuse, atelier de forgeage ;
- de 100 à 110 dB : discothèque ;
- de 110 à 120 dB : tonnerre, atelier de chaudronnerie ;
- 120 dB : seuil de la douleur ;
- de 120 à 130 dB : sirène d'un véhicule de pompier ;
- 180 dB : décollage de la fusée Ariane, lancement d'une roquette.

QC27. Donner la sensibilité SPL du haut-parleur.

SPL = 86 dB/W/m

QC28. Calculer le niveau sonore maximum à 1 mètre lorsque la puissance nominale maximale est appliquée sur le haut-parleur.

**Niveau sonore maximum à 1m : $NS_{1m} = SPL + 10 \times \log(P_{max})$;
 $NS_{1m} = 86 + 10 \times \log(20) = 99$ dBSPL.**

QC29. La distance moyenne entre le haut-parleur et les futurs passagers est de 3 mètres. Calculer le niveau sonore à cette distance lorsque l'on applique 1W sur le haut-parleur.

**Niveau sonore maximum à 3m : $NS_{3m} = SPL - 10 \times \log(d^2)$;
 $NS_{3m} = 86 - 10 \times \log(3^2) = 76,45$ dBSPL.**

QC30. Donner un son équivalent au niveau sonore maximum calculé à la question précédente.

Un son équivalent pour 76,45 dBSPL pourrait-être le bruit d'un aspirateur.

QC31. Le constructeur a choisi d'appliquer 3 niveaux sonores différents en fonction du bruit ambiant extérieur. Les trois niveaux choisis sont 75 dBSPL, 80 dBSPL et 85 dBSPL. **Calculer** les trois puissances correspondantes à appliquer sur le haut-parleur.

$$P_1 = 10^{\frac{NS-NS_{1W}}{10}} ;$$

$$P_{85dB} = 10^{\frac{85-76}{10}} = 7,94W ;$$

$$P_{80dB} = 10^{\frac{80-76}{10}} = 2,51W ;$$

$$P_{75dB} = 10^{\frac{75-76}{10}} = 0,79W .$$

QC32. Montrer que l'on ne peut jamais obtenir un niveau sonore de 90 dBSPL à 3 mètres. **Justifier** votre réponse

$$P_1 = 10^{\frac{NS-NS_{1W}}{10}} ;$$

$$P_{85dB} = 10^{\frac{90-76}{10}} = 25,11W ;$$

L'amplificateur de son ne peut délivrer au maximum que 20 W, valeur inférieure aux 25,11 W nécessaire pour obtenir 90 dBSPL.

QC33. À partir des réponses apportées aux questions QC21 et QC31, **déduire** les trois puissances qu'il faut appliquer sur l'entrée de l'amplificateur de son (sortie de la carte son du calculateur) pour obtenir les niveaux sonores souhaités.

$$G_{(dB)} = 10 \times \text{Log} \frac{P_s}{P_e} ;$$

$$\Rightarrow P_e = \frac{P_s}{10^{G/10}} = P_s \times 10^{-G/10} = P_s \times 10^{-10/10} = 0,1 \times P_s ;$$

$$P_{e85dB} = 0,1 \times 7,94 = 794mW ;$$

$$P_{e80dB} = 0,1 \times 2,51 = 251mW ;$$

$$P_{e75dB} = 0,1 \times 0,79 = 79mW .$$

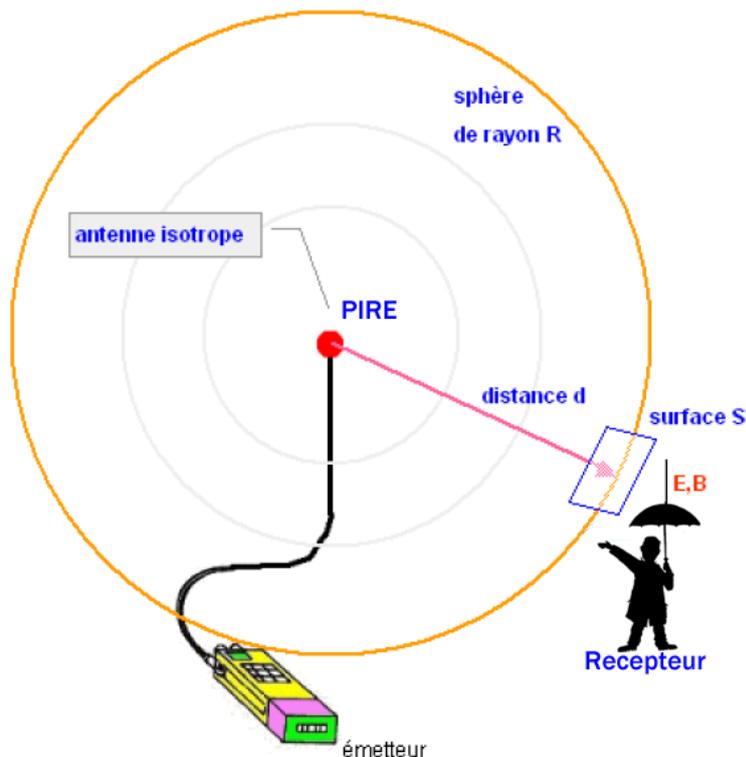
C3 - Numéro de ligne et position GPS transmis par GPRS -

L'Organisation Mondiale de la Santé (OMS) et l'Union Européenne (UE) préconise une distance de sécurité à respecter entre l'antenne de l'émetteur GPRS et un passager du bus.

Champ créé par une antenne isotrope :

Une antenne isotrope rayonne la puissance PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) de l'émetteur uniformément dans toutes les directions.

On ne sait pas réaliser une antenne isotrope en pratique, mais cette antenne théorique est utile pour servir de référence aux calculs d'antennes réelles.



La surface S de la sphère de rayon d s'écrit :

$$S = 4\pi \times d^2$$

La puissance émise PIRE répartis sur une sphère de surface S reçoit donc une densité de puissance P :

$$P = \frac{PIRE}{S} \quad \text{en } W/m^2$$

On montre que le champ électrique E au niveau du récepteur s'écrit :

$$E = \sqrt{120\pi \times P} \quad \text{en } V/m$$

Gain de l'antenne en décibel (dB) pour une puissance de l'émetteur P_e :

$$G = 10 \times \log\left(\frac{PIRE}{P_e}\right)$$

Norme pour la protection des personnes en haute fréquence :

(Norme européenne du 12 juillet 1999 (1999/519/CE))

Gamme de fréquence	Champ électrique E (V/m)	Champ magnétique H (A/m)	Champ magnétique B (μ T)	Densité de puissance S (W/m ²)
10 - 400 MHz	28	0,074	0,093	2,1
400 MHz	27,50	0,073	0,092	2,0
900 MHz	41,25	0,109	0,137	4,5
1800 MHz	58,34	0,155	0,194	9,0
2 - 300 GHz	61	0,162	0,203	10

QC34. À partir de la norme européenne détaillée à la page précédente (page DR45), **donner** la valeur du champ électrique E pour une fréquence de 900 MHz.

E= 41,25 V/m.

QC35. À l'aide de la documentation constructeur de l'antenne fournie dans le dossier technique en Annexe 12 DT22, **donner** le gain de l'antenne.

Gain 2,14 dBi.

QC36. À l'aide de la documentation constructeur du module GPRS fournie dans le dossier technique en Annexe 13 DT22, **donner** la puissance P_e de l'émetteur GPRS pour une fréquence de 900 MHz.

$P_e = 2 \text{ W}.$

QC37. En déduire la puissance PIRE de l'émetteur.

$PIRE = P_e \times 1,63 = P_e \times 10^{(\text{gain antenne} / 10)} = 3,27 \text{ W}.$

QC38. Exprimer la distance entre l'antenne et un passager du bus en fonction de la puissance PIRE et du champ électrique E.

$$d = \frac{\sqrt{30 \times PIRE}}{E}$$

QC39. Calculer la distance minimale entre l'antenne et le passager du bus.

d= 0,24 m.

QC40. Justifier la préconisation du constructeur de placer l'antenne sur le toit du véhicule.

Sur le toit du véhicule aucune personne ne sera à moins de 0,24m de l'antenne.