

QUESTIONNEMENT

Ce sujet comporte 6 parties indépendantes :

1.	Etude des supports de communication	2
2.	Mesure de la vitesse du vélo	3
3.	Stockage dans la mémoire I ² C (Circuit U21, M24C64) et restitution des données stockées.	5
4.	Régulation du courant dans les phares.....	9
5.	Alimentation de la carte CPU vélo et gestion de la batterie	11
6.	Etude de la liaison RFID entre le vélo et point d'attache	17

1. Etude des supports de communication

1.1. Donner les éléments permettant de justifier les choix technologiques des différents moyens de communication retenus (RS-232 pour la liaison entre la carte CPU vélo et la carte transpondeur, RFID pour la liaison vélo-point d'accroche, RS-485 pour la liaison point d'accroche-borne, GPRS pour la liaison borne/serveur). Vous pourrez argumenter votre réponse en comparant à d'autres technologies concurrentes qui auraient pu être retenues.

Critères : distance, débit, susceptibilité aux perturbations, nombre d'équipements communicants

RFID : liaison sans contact (limite les pannes). Par rapport à une liaison radio : permet d'établir la communication avec le vélo même en cas de défaillance de la batterie, permet de couper totalement l'alimentation du CPU vélo et son réveil (téléalimentation).

GPRS : Pas de raccord nécessaire avec le réseau téléphonique commuté (services de type modem standard, ligne spécialisée, X25, etc.) ou avec un réseau privé (type fibre optique) => réduction du coût d'installation, suppression des contraintes d'implantation des stations.

RS232 : courte distance, deux équipements en communication seulement

RS485 : multipoints (1 borne, plusieurs points d'accroche), liaison différentielle

- **liaison RS485 multipoints entre les points d'attaches et la borne**

1.2. Que doit-on spécifier au niveau du format des échanges dans le cas d'une liaison RS485 ?

Liaison asynchrone => Débit, 7 ou 8 bits de données, start, 1 ou 2 stops, parité : paire, impaire ou aucune.

1.3. Donner le principe et la limite du contrôle d'erreur par bit de parité.

Le contrôle de parité consiste à ajouter un bit supplémentaire (le *bit de parité*) au mot de code (bits de données). La valeur de ce bit (0 ou 1) est telle que le nombre total de bits à 1 soit pair (si parité paire). Ceci revient donc à ajouter un 1 si le nombre de bits du mot de code est impair, 0 dans le cas contraire. Si après transmission le bit de parité ne correspond alors plus à la parité de l'octet, une erreur est détectée. Toutefois, si deux bits (ou un nombre pair de bits) venaient à se modifier simultanément lors du transport de données, aucune erreur ne serait détectée. Le système de contrôle de parité ne permet de détecter que les erreurs en nombre impair, soit 50% des erreurs. Ce système de détection d'erreurs ne permet pas de corriger les erreurs détectées.

1.4. Expliquer pourquoi le choix de la liaison RS485 rend l'usage du bus CAN impossible au niveau de la couche physique.

Pour le bus CAN, il faut pouvoir définir un niveau dominant et un niveau récessif rendant possible l'arbitrage au niveau du temps bit. Les états électriques en RS-485 ne le permettent pas.

1.5. Proposer un mécanisme de partage d'accès au support adapté à l'application.

Protocole maître-esclave dans lequel la borne est le maître.

- **Liaison avec le serveur**

1.6. Expliquer le concept de Réseau Privé Virtuel VPN (Virtual Private Network) et en décrire le fonctionnement.

On parle de réseau privé virtuel (RPV ou VPN) pour désigner le réseau artificiellement créé en reliant deux réseaux "physiques" (réseaux locaux) par une liaison non fiable (Internet). Il est *privé* car seuls les ordinateurs des réseaux locaux de part et d'autre du VPN peuvent "voir" les données. Entre l'entrée et la sortie du VPN les données sont cryptées et donc incompréhensibles pour toute personne située entre les deux extrémités du VPN (on utilise pour cela un protocole de *tunneling*).

1.7. Quelle évolution technologique représente le GPRS par rapport au GSM ?

Passage de la commutation de circuit à la commutation de paquets avec en plus la possibilité d'utiliser plusieurs tranches de temps (slots) à l'intérieur d'une même trame TDMA. Cette méthode est plus adaptée à la transmission des données. En effet, les ressources ne sont allouées que lorsque des données sont échangées, contrairement au mode « circuit » en GSM où un circuit est établi pour toute la durée de la communication.

1.8. Le serveur lance un thread dédié à la communication avec chaque borne. Expliquer la notion de thread.

Processus léger ou fil d'exécution (plusieurs traitements en parallèle)

1.9. Illustrer à l'aide d'un exemple pédagogique le problème des accès concurrents à une ressource partagée. Quels mécanismes peuvent être mis en place afin d'y remédier ?

L'accès à certaines ressources partagées doit être contrôlé, pour éviter que l'état d'un processus ne devienne temporairement incohérent, tandis qu'un autre va avoir besoin de consulter cette portion de l'état du processus => nécessité de mettre en place des mécanismes de synchronisation tels que les sémaphores.

2. Mesure de la vitesse du vélo

La mesure de vitesse est effectuée à partir du signal produit par la dynamo, en déterminant la fréquence du signal VITM16 (carte CPU Vélo, page 4/4) à l'aide du microcontrôleur IC1 (carte CPU Vélo, page 3/4). VITM16 est obtenu à partir du signal VIT (carte CPU Vélo, page 2/4). Les labels DYNA1 et DYNA2 identifient les bornes de la dynamo. Cette dernière est une génératrice synchrone possédant 14 paires de pôles. On pose $V_{DYNA} = DYNA1 - DYNA2$. Cette tension peut être considérée comme sinusoïdale, et l'on a $V_{DYNAeff} = 6V$ pour $V = 10km/h$.

2.1. Donner l'allure du signal V_{U44-2} (broche 2 du circuit U44).

Signal sinusoïdal monoalternance

2.2. Quels sont les rôles de l'inverseur CMOS U44 (carte CPU Vélo page 2/4) et de la porte AND U43 (carte CPU Vélo page 4/4) ?

U44 : production d'un signal rectangulaire à partir du signal monalternance.

U43 : Adaptation du niveau pour application sur broche 21 du micro

2.3. Déterminer la tension V_{DYNA} minimale pour que la mise en route du vélo puisse être détectée, compte tenu des données suivantes et des documentations constructeurs fournies en annexe.

- $V_{IH} = 2.8 V$ (inverseur CMOS U44)

- $V_F = 1.13 V$ (tension directe de la LED émettrice de l'optocoupleur IL300 (U16)).

- $V_D = 0.7 V$ (tension directe de la diode D20).

En déduire la vitesse minimum mesurable.

On a : $I_{21} = \frac{V_{DYNA} - V_D - V_F}{470}$. On veut $V_{U44-2} = 470 \cdot 10^3 I_{56} \geq 2.8$. D'où :

$$I_{56} = K_2 I_{21} \text{ avec } K_2 = 0.007$$

$$V_{DYNA \min} = 470 \cdot I_{21 \min} + V_D + V_F = 2.23 V$$

$$V_{\min} = \frac{2.23}{6\sqrt{2}} \cdot 10 = 2.63 \text{ km/h}$$

• Activité pédagogique sur la mesure de fréquence d'un signal

Cette activité pédagogique s'adresse à des étudiants de BTS SE, de BTS IRIS ou d'IUT GEII. Il s'agit d'illustrer le principe de la mesure de fréquence sur l'exemple de la mesure de vitesse d'un vélo à partir du signal produit par sa dynamo.

2.4. Présenter les deux stratégies de comptage classiquement utilisées, en caractérisant leur précision. Laquelle semble la mieux adaptée, compte-tenu de l'application ?

Soit on compte le nombre de périodes du signal issu du capteur pendant une période du timer, soit on compte le nombre de périodes du timer pendant une période du signal issu du compteur. Compte-tenu de la durée min des impulsions, on retiendra plutôt la deuxième solution, plus précise (sinon mise à jour lente de la mesure).

Calcul approximatif :

Si l'on considère une vitesse maximale du vélo de 50 km/h (=13,9 m/s), le nombre de tours de roue (pour un diamètre supposé égal à 650 mm) par seconde sera égal à $\frac{13.9}{\pi \times 0.65} = 6,8$, ce qui correspond à $6,8 \times 14 = 95,22$ impulsions/s, soit une impulsion toutes les 10,5 ms (=T min).

2.5. Lister les données à collecter sur le système pour fournir un cahier des charges exhaustif aux étudiants.

Diamètre de la roue (D=650 mm), nbre d'impulsions par tour de roue : 14, vitesse max du vélo, etc.

2.6. Elaborer une séquence pédagogique (cours, TP, synthèse) permettant d'aborder la mesure de vitesse, fréquence... Vous donnerez la liste complète du matériel utilisé ainsi qu'un descriptif des questions et des réponses.

3. Stockage dans la mémoire I²C (Carte CPU Vélo page 3/4, Circuit U21, M24C64) et restitution des données stockées.

Nous nous intéressons dans ce qui suit au stockage et à la restitution des date et heure de départ. Cette information est représentée par un entier codé sur 32 bits au format Unix (nombre de secondes écoulées depuis le 1^{er} janvier 1970).

3.1. Combien d'octets contient le circuit M24C64 ? Préciser le nombre de bits nécessaires à l'adressage du contenu de la mémoire.

8192 octets => 13 bits nécessaires à l'adressage

3.2. Quels sont les avantages et inconvénients des mémoires à interface série de type I²C ?

Les données sont transmises en série de manière synchrone, cela signifie que les informations sont envoyées à la suite sur le même fil (une donnée par coup d'horloge), contrairement à la communication parallèle où plusieurs données sont envoyées en même temps, mais sur différents fils, par nature les protocoles séries sont donc plus lents qu'une connexion parallèle. (Avantages: routage simplifié, encombrement réduit, etc.)

3.3. Donner l'adresse de l'EEPROM sur le bus I²C. Préciser le rôle des broches E0, E1 et E2.

Plusieurs composants peuvent être branchés sur le même bus I²C. Pour que l'information aille au bon endroit chaque composant possède sa propre adresse.

Elle est composée d'une partie fixe imposée au constructeur par les concepteurs du bus I²C (ici 1010), d'une partie configurable de façon matérielle par l'utilisateur (bits E2 E1 E0 à 0 ici). A cette adresse sur 7 bits est adjoint un bit précisant la nature de l'accès (Lecture/Ecriture). Ici sur 8 bits l'accès se fait grâce aux octets A0h et A1h.

Grâce aux bits E2 E1 E0, on peut trouver jusqu'à 8 EEPROM identiques sur le même bus.

3.4. Quel est le rôle des résistances R76 et R77 ? Quels sont les critères de dimensionnement généralement retenus pour ces résistances ?

Il s'agit de résistances de tirage. Lorsque les transistors de sortie ne sont pas conducteurs, le bus est libre et les lignes SCL et SDA sont relâchées à l'état haut via les résistances de tirage. La valeur minimale dépend du courant max que peuvent supporter les transistors de sortie, la valeur max dépend de la capacité de charge équivalente du bus et de la valeur max du temps de montée des signaux sur SDA et SCL (cf. l'abaque fournie dans la documentation du composant).

3.5. Quel est le rôle de la broche \overline{WC} ? Comment est-elle utilisée ici ?

Cette broche permet d'interdire les écritures en mémoire lorsqu'elle est portée au niveau haut. Ici, elle est non connectée, ce qui se traduit par une autorisation des opérations d'écriture (cf. la documentation du composant).

3.6. Décrire les conditions de début (START) et de fin (STOP) des transferts. Préciser également les conditions de changement d'état et de validité des données.

Au début de la communication SDA passe de 1 à 0 alors que SCL reste à 1, c'est la condition de Start. Une donnée est considérée comme valable lorsque la ligne de donnée est stable (état bas ou haut)

pendant que SCL est à l'état haut. Quel que soit le niveau (bas ou haut) de SDA, sa valeur ne pourra changer que lorsque SCL sera à l'état bas.

A la fin de la communication, la ligne de données SDA passe de 0 à 1 alors que SCL reste à 1 (condition de Stop).

3.7. Décrire la trame I²C correspondant au stockage de la date suivante à l'adresse 0CH de la mémoire : 4 mars 2008 à 8h (soit 47CD0180H). Les octets sont stockés en mémoire dans l'ordre big-endian : l'octet de poids le plus fort stocké à l'adresse mémoire la plus basse. Un tableau de la forme suivante (complété avec START, ACK, les octets transmis au format hexadécimal, etc.) pourra être utilisé afin de simplifier la présentation des résultats et de mettre en évidence quel circuit fournit la donnée sur le bus.

Maître (M30624FGPFP)		Esclave (Mémoire M24C64)

Maître	Esclave	Commentaire
START		
A0H		1 ^{er} mot transmis = adresse de l'esclave + bit R/W
	ACK	
00H		M S Byte Adresse 000CH
	ACK	
0CH		L S Byte Adresse 000CH
	ACK	
47H		Big-endian: Poids fort à l'adresse la + basse
	ACK	
CDH		
	ACK	
01H		
	ACK	
80H		
	ACK	
STOP		

3.8. Décrire la trame I²C correspondant à la restitution de la date précédemment stockée à l'adresse 0CH de la mémoire, en utilisant une présentation semblable.

Maître	Esclave	Commentaire
START		
A0H		1 ^{er} mot transmis = adresse de l'esclave + bit R/W (à 0 : écriture)
	ACK	
00H		M S B Adresse 000CH
	ACK	
0CH		L S B Adresse 000CH
	ACK	
START		
A1H		bit R/W à 1 (lecture)
	ACK	
	47H	Octet lu à l'adresse 0CH
ACK		

	CDH	Octet lu à l'adresse 0DH
ACK		
	01H	Octet lu à l'adresse 0EH
ACK		
	80H	Octet lu à l'adresse 0FH
NO ACK		Met fin à l'envoi des données par l'esclave
STOP		

- **Horodatage des événements**

Depuis l'instauration du calendrier grégorien, sont bissextiles, les années:

- divisibles par 4 mais non divisibles par 100

ou

- divisibles par 400

3.9. Donner le pseudo-code (voir syntaxe en annexe) ou l'organigramme de la fonction *estBissext* permettant de déterminer si une année est bissextile (définir toute fonction ou notation introduite). Cette fonction reçoit en paramètre une variable *annee* et retourne un booléen qui est *VRAI* si l'année est bissextile.

```

FONCTION booleen estBissext(annee)

SI annee%400 == 0 OU (annee%4==0 ET annee%100 != 0)
    RETOURNE VRAI
SINON
    RETOURNE FAUX
FIN SI

```

ou

```

FONCTION booleen estBissext(annee)

bissext = FAUX

SI annee%4==0
    SI annee%100==0
        SI annee%400==0
            bissext = VRAI
        FIN SI
    SINON
        bissext = VRAI
    FIN SI
FIN

```

% : opérateur modulo (reste de la division) ex : 405%400 = 5

Ou encore:

On peut très simplement écrire si l'on a déclaré ESTBISSEXT comme un prédicat (fonction qui prend pour valeur VRAI ou FAUX):

ESTBISSEXT ← annee%400 == 0 OU (annee%4==0 ET annee%100 != 0)

On souhaite coder la fonction permettant de convertir une date (postérieure au 1^{er} janvier 1970) de type JJ:MM:AAAA HH:MM:SS au format UNIX de prototype :

```
FONCTION entier dateEnTimestamp(jour,mois,annee,heure,min,sec)
```

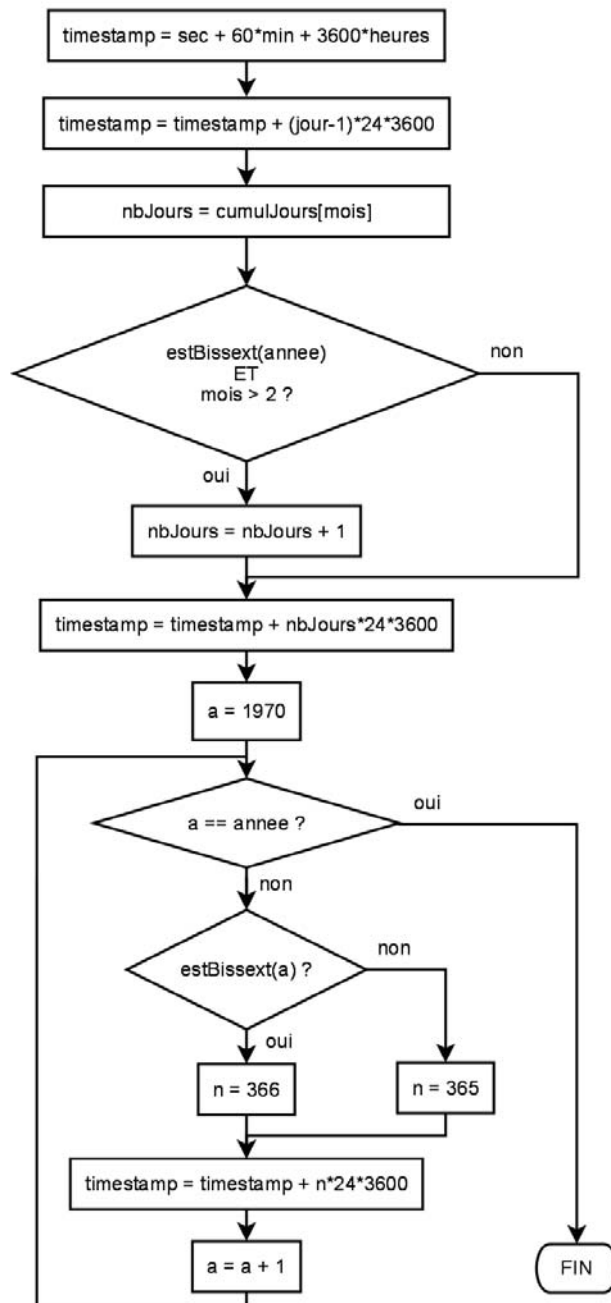
Cette fonction retourne un entier représentant le nombre de secondes écoulées depuis le 1^{er} janvier 1970 à 0h00. Elle reçoit en paramètre la date courante avec l'année (ex : 2008), le mois (entier compris entre 1 et 12), le jour (entier compris entre 1 et 31), l'heure (entier compris entre 0 et 23), les minutes (entier compris entre 0 et 59) et les secondes (entier compris entre 0 et 59).

Cette fonction pourra utiliser le tableau `cumulJours` défini comme suit :

Mois	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Cumul des jours	0	31	59	90	120	151	181	212	243	273	304	334

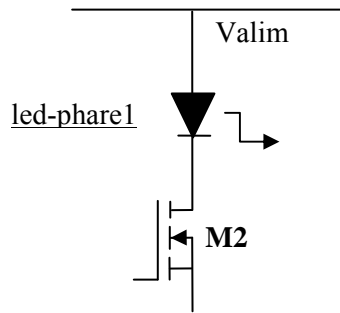
ex : `cumulJours[3] = 59` signifie que 59 jours se sont écoulés entre le début de l'année et le début du mois de mars pour une année **non bissextile**.

3.10. Donner le pseudo-code ou l'organigramme de cette fonction.



4. Régulation du courant dans les phares

La commande des différents phares du vélo est assurée par la carte **CPU Vélo, page 2/4**. Les labels « led-phare1 » et « led-feu » désignent respectivement le phare avant (LED de puissance blanche) et le feu de position situé sur le garde-boue arrière (LED rouge). Chacune de ces diodes est connectée entre Valim et le drain d'un transistor MOSFET à canal N (M2 ou M8) :



La commande des transistors M4, Q4, M10 et Q6 fonctionnant en commutation est assurée par les signaux PHARE1 et FEU, en provenance du CPU vélo. Il s'agit de signaux en modulation de largeur d'impulsion (MLI), de fréquence 100 Hz.

4.1. Préciser l'état des transistors M4 et Q4 en fonction du niveau logique du signal PHARE1.

PHARE1 à 0 : M4 fermé et Q4 ouvert

PHARE1 à 1 : M4 ouvert et Q4 fermé

- **Etude de l'alimentation du phare 1 lorsque M4 est fermé**

4.2. Quel est le composant assurant la mesure du courant dans la LED ?

R47 shunt de mesure

4.3. Montrer qualitativement que le circuit réalisé autour de U1A permet la régulation du courant dans la LED

M4 fermé => aop en régime linéaire => sortie de l'aop (tension de grille de M2) varie jusqu'à ce que le courant dans R47 (=à celui de la LED) permette d'obtenir $V_+ = V_-$ (consigne tension = consigne courant car $R47 = 1\Omega$)

4.4. Quel est le régime de fonctionnement du transistor M2 ?

Régime linéaire

4.5. Calculer la valeur du courant dans la LED, noté I_{max_phare1} .

$V_+ = V_- = 3.3 \cdot 10 / 110 = 300 \text{ mV}$. Or $R47 = 1\Omega \Rightarrow I_{MAX_PHARE1} = 300 \text{ mA}$

4.6. Quels sont les composants assurant la détection d'un circuit ouvert, indiquant un défaut de fonctionnement du phare ?

U1B monté en comparateur, R47 pour la mesure du courant

- **Etude du courant moyen dans les LED phare1 et feu**

4.7. Exprimer le courant moyen dans la LED phare1, noté I_{moy_phare1} , en fonction du rapport cyclique α_1 du signal PHARE1 et de I_{max_phare1} .

$I_{moy_phare1} = (1 - \alpha_1) I_{max_phare1}$

4.8. On souhaite ajuster les courants I_{moy_phare1} et I_{moy_feu} à 100 mA et à 15 mA respectivement. En déduire les valeurs des rapports cycliques α_1 du signal PHARE1 et α_2 du signal FEU.

$$1 - \alpha_1 = \frac{I_{moy_phare1}}{I_{max_phare1}} = \frac{100}{300} \Rightarrow \alpha_1 = 0.67$$

$$I_{max_feu} = \frac{3.3 \times 6800}{106800 \times 10} = 2 \text{ mA} \Rightarrow \alpha_2 = 0.29$$

4.9. Donner quelques critères de choix de la fréquence de découpage des signaux MLI.

f suffisamment élevée pour que le clignotement ne soit pas perceptible par l'œil, tps de réponse de la boucle de régulation, temps de commutation des transistors, limitation des pertes par commutation.

5. Alimentation de la carte CPU vélo et gestion de la batterie (carte CPU Vélo, page 1/4)

a) Régulation de la tension produite par la dynamo

Le convertisseur SEPIC (Single-Ended Primary Inductance Converter) réalisé autour du circuit LT1308 peut être schématisé de façon simplifiée comme suit :

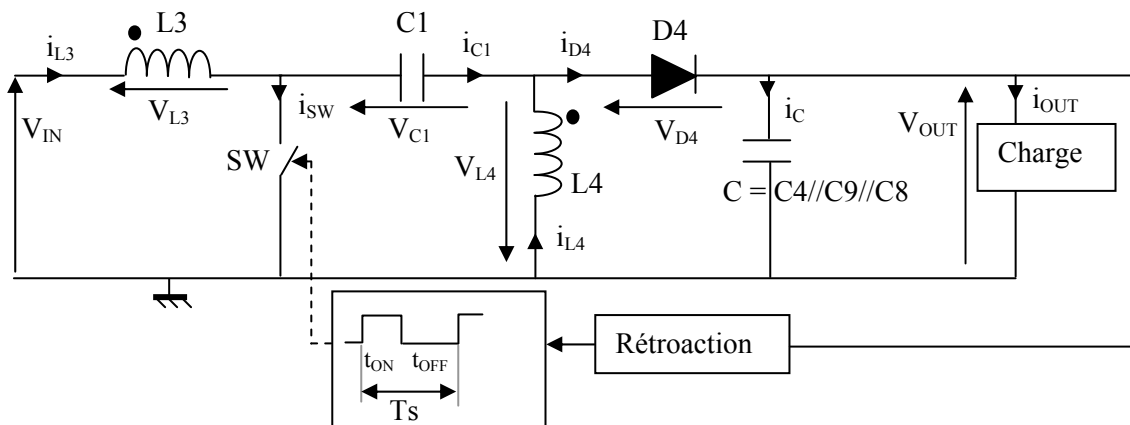


Figure 1.

SW est un commutateur statique piloté par un signal rectangulaire de rapport cyclique α et de période T_s .

Ce convertisseur permet de maintenir la tension de sortie V_{OUT} constante en dépit des variations de la tension d'entrée V_{IN} et du courant de sortie I_{OUT} . La régulation de V_{OUT} est assurée par une boucle de retour mettant en jeu le circuit LT1308.

- Etude en boucle ouverte

Dans ce qui suit, nous négligerons l'ondulation de la tension aux bornes des condensateurs et nous ferons l'hypothèse d'un fonctionnement en conduction continue. Nous ne tiendrons pas compte

des pertes dues à la chute de tension aux bornes de SW à l'état passant ainsi qu'à la chute de tension directe aux bornes de la diode D4. Les courants minimum et maximum dans les inductances L3 et L4 seront respectivement notés I_{L3MIN} , I_{L3MAX} , I_{L4MIN} et I_{L4MAX} .

5.1. Donner la valeur moyenne des tensions V_{L3} et V_{L4} . En déduire l'expression de la valeur moyenne de la tension V_{C1} .

5.2. Pour t appartenant à l'intervalle de conduction du commutateur SW, exprimer :

- $I_{L3MAX} = f(I_{L3MIN}, V_{IN}, L3, \alpha, T_s)$
- $I_{L4MAX} = f(I_{L4MIN}, V_{IN}, L4, \alpha, T_s)$

$$I_{L3MAX} = I_{L3MIN} + \frac{V_{IN}}{L_3} \alpha T_s$$

$$I_{L4MAX} = I_{L4MIN} + \frac{V_{IN}}{L_4} \alpha T_s$$

5.3. Pour t appartenant à l'intervalle de blocage du commutateur SW, exprimer :

- $I_{L3MAX} = f(I_{L3MIN}, V_{OUT}, L3, \alpha, T_s)$
- $I_{L4MAX} = f(I_{L4MIN}, V_{OUT}, L4, \alpha, T_s)$

$$I_{L3MAX} = I_{L3MIN} + \frac{V_{OUT}}{L_3} (1 - \alpha) T_s \quad \text{et} \quad I_{L4MAX} = I_{L4MIN} + \frac{V_{OUT}}{L_4} (1 - \alpha) T_s$$

5.4. Exprimer $V_{OUT} = f(V_{IN}, \alpha)$

$$I_{L3MAX} = I_{L3MIN} + \frac{V_{OUT}}{L_3} (1 - \alpha) T_s = I_{L3MIN} + \frac{V_{IN}}{L_3} \alpha T_s \Rightarrow \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

5.5. Compléter les chronogrammes des tensions et courants sur le document réponse DRI pour $\alpha = 0.4$, $\alpha = 0.6$ et $V_{IN} = 5V$. Préciser les valeurs remarquables.

5.6. Quel est l'avantage de la topologie SEPIC sur un convertisseur de type abaisseur ou élévateur ? Justifier son emploi dans le cadre de l'application.

Permet d'élever et d'abaisser la tension. On veut pouvoir produire une tension d'alimentation constante à partir d'une tension d'amplitude variable (car l'amplitude de la tension produite par la dynamo, qui est une machine synchrone, est proportionnelle à la vitesse).

Buck : hacheur abaisseur

Boost : hacheur élévateur

- **Etude en boucle fermée**

La structure interne du circuit LT1308a est détaillée sur la figure 2a de la documentation constructeur. Afin d'en faciliter l'exploitation, nous baserons dans un premier temps notre étude sur le schéma simplifié de la Figure 2, sur lequel le générateur de rampe n'est pas représenté (ce dernier assurant la stabilité du système lorsque le rapport cyclique excède 0.5).

La commande réalisée consiste à contrôler la valeur maximale du courant i_{sw} parcourant le transistor Q3.

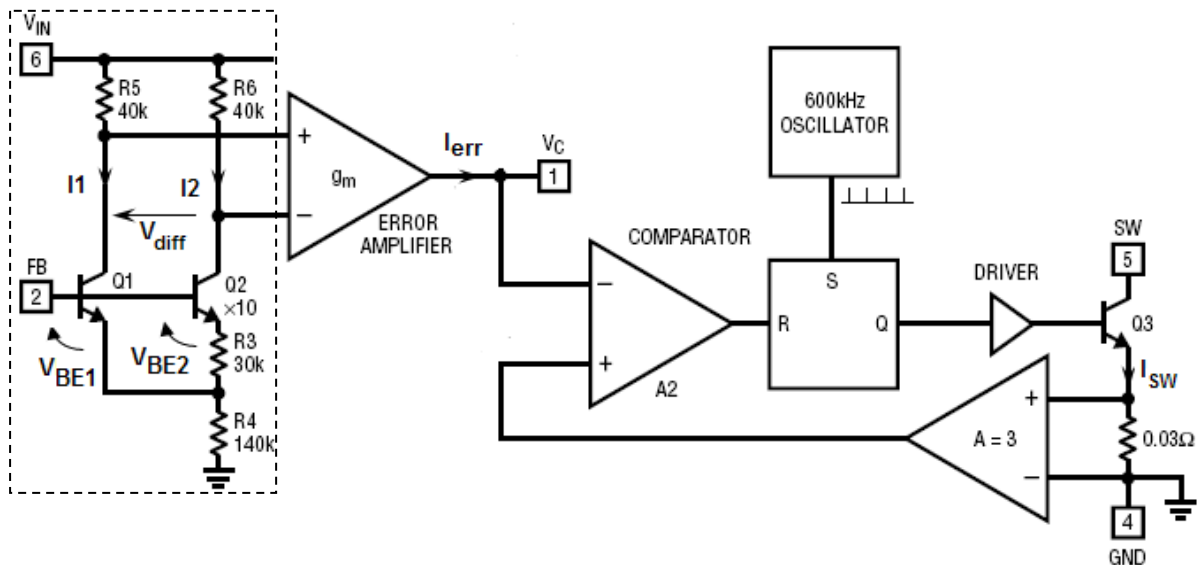


Figure 2.

5.7. Donner la relation entre le courant maximal dans le transistor Q3 (que nous noterons I_{SWmax}) et la tension V_c disponible sur la broche 1 du circuit.

$$I_{SW \max} = \frac{V_c}{3 \times 0.03}$$

Dans ce qui suit, nous nous placerons dans le cas où le transistor Q11 est bloqué (**carte CPU vélo, page 1/4**), ce qui revient à considérer que seul le circuit série constitué de R14 et C13 est ainsi connecté sur la broche 1. Le comportement dynamique du système peut être étudié en linéarisant les équations autour d'un point de fonctionnement. Cette méthode nous permettrait d'obtenir

$$H(p) = \frac{V_{out}(p)}{I_{SW \max}(p)}$$

5.8. Compléter le schéma bloc figurant sur le document réponse DR2. FB* désigne la consigne de tension de cette régulation. Relever dans la documentation constructeur les valeurs des constantes $\frac{V_{diff}}{FB^* - FB}$ et $\frac{I_{err}}{V_{diff}}$.

$$\frac{V_{diff}}{FB^* - FB} \text{ et } \frac{I_{err}}{V_{diff}}$$

5.9. Quel type de correction est ainsi effectué ?

Correction PI

5.10. En déduire la relation liant I1 et I2 en régime permanent.

I1=I2 en RP

On s'intéresse désormais à la structure mise en œuvre pour mesurer l'erreur entre la sortie obtenue et la consigne.

Sur la Figure 2, Q2 est constitué de 10 transistors identiques en parallèle. Nous rappelons que le courant collecteur d'un transistor NPN s'exprime de la manière suivante :

$$I_c = I_s \exp \frac{V_{BE}}{V_T}$$
 Le courant de saturation I_s est le même pour l'ensemble des transistors intégrés.

$$V_T = \frac{KT}{q}$$
 avec :
 $K=1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K (constante de Boltzmann)
 $q=1.6 \cdot 10^{-19}$ C
 T : température en degrés Kelvin (K)

5.11. D'après la documentation constructeur, le montage réalisé autour des transistors Q1 et Q2 est appelé « bandgap ». Expliquer l'intérêt d'une telle structure en citant quelques exemples d'applications typiques.

Intérêt : haute stabilité en température. Autres applications : ref de tension pr CNA/CAN, instruments de mesure et capteurs, régulateurs de tension, capteur de température, etc.

5.12. Donner la relation $\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = f(V_T, I_1, I_2)$ et exprimer $I_2 = f(V_{BE1}, V_{BE2}, R_3)$ en négligeant la chute de tension dans R_B .

$$I_1 = I_s \exp \frac{V_{BE1}}{V_T} \quad \text{et} \quad I_2 = 10 I_s \exp \frac{V_{BE2}}{V_T}$$

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_2}{10 I_1} \right) \quad I_2 = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_3}$$

5.13. En déduire la relation $FB = f(R_3, R_4, K, T, q, V_{BE1})$ en régime permanent. Expliquer qualitativement pourquoi la tension FB reste stable en dépit d'éventuelles variations de température.

$$FB = 2 \frac{R_4}{R_3} \ln(10) \cdot \frac{KT}{q} + V_{BE1} \quad (\text{avec } I_1 = I_2 \text{ en régime permanent})$$

V_{BE1} possède un coefficient de température négatif ($-2\text{mV}/^\circ\text{C}$). Lorsque la température augmente, le premier terme augmente, tandis que le second diminue.

5.14. Sachant que pour une température de 25°C la tension V_{BE1} est égale à 0.668V , déterminer la tension FB (Feedback Voltage) disponible sur la broche 2 du LT1308. Comparer avec la valeur donnée dans la documentation constructeur.

1.22 V

5.15. Déterminer l'expression et la valeur de la tension de sortie réglée $V_{DYN} = V_{OUT}$

$$V_{OUT} = 1.22(1 + R_1/R_2)$$

5.16. Quel est le rôle du circuit constitué par Q11, R109, R111, C80 ? Décrire son fonctionnement de manière succincte. Quel sera l'effet perceptible par l'utilisateur du vélo ?

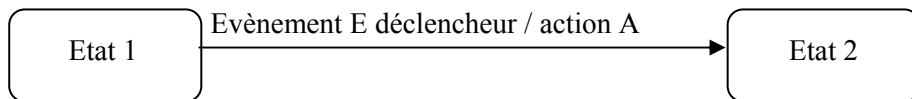
Circuit soft-start. (Limite la consommation à la mise en route) \Rightarrow limite le couple résistant au démarrage.

5.17. Compte-tenu de la fréquence de découpage, expliquer comment l'ondulation de la tension de sortie est liée à la technologie des condensateurs employés.

Condensateurs à faible ESR (Equivalent Series Resistor) et faible ESL pour limiter l'ondulation.

b) Gestion de l'alimentation de la carte CPU vélo (carte CPU vélo, pages 1/4 et 4/4)

Le diagramme d'état décrivant la gestion des différents modes d'alimentation de la carte CPU vélo est donné ci-après. Les zones délimitées par un trait pointillé (A, B et C) font l'objet de questions auxquelles le candidat sera invité à répondre dans cette partie. La syntaxe utilisée est brièvement décrite ci-après :



En réponse à un événement E, le système se trouvant dans l'état 1 passe dans l'état 2. L'action A est alors accomplie.

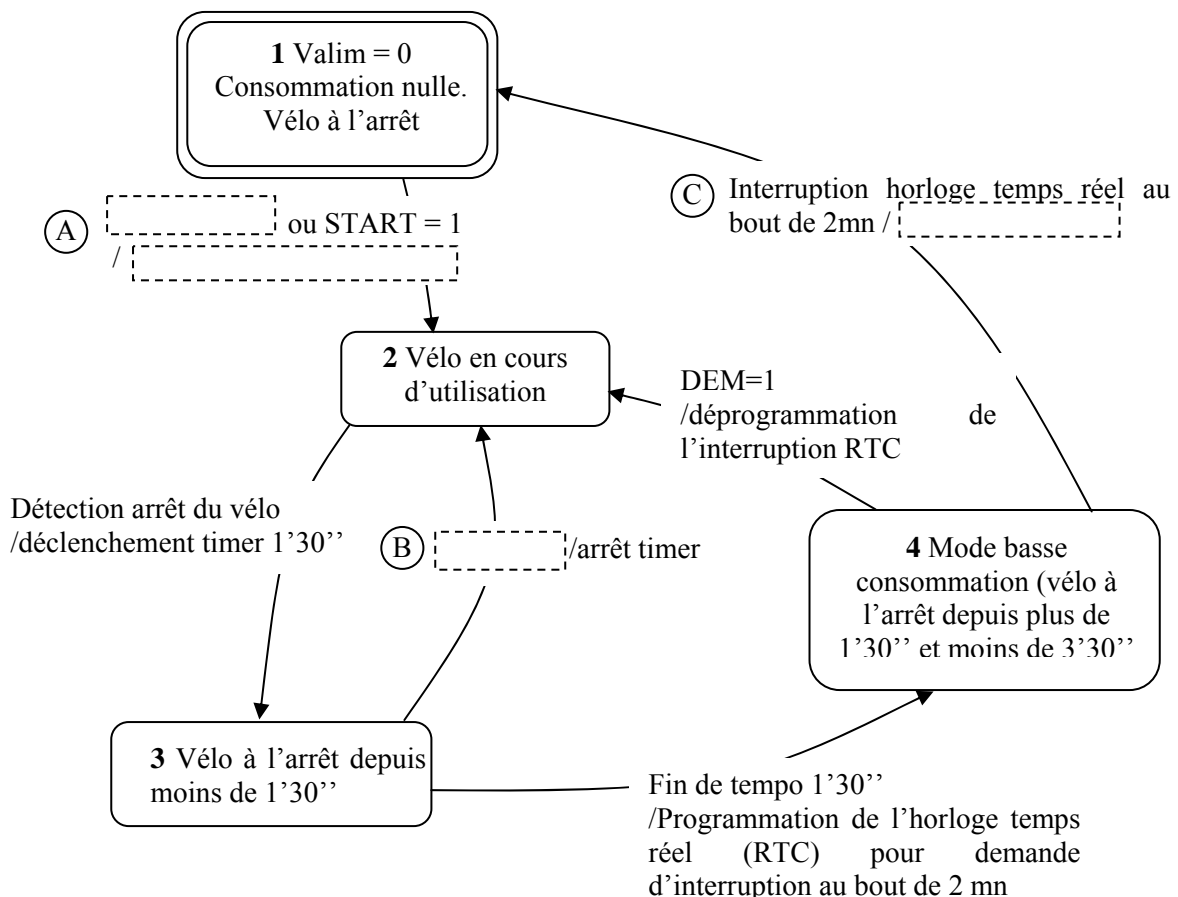


Figure 3.

Remarque : Nous nous intéressons à un cycle d'utilisation « normal » du vélo. Aussi, ce diagramme ne tient pas compte de la possibilité offerte à l'équipe de maintenance de réveiller le CPU vélo par le biais de l'utilisation d'un chargeur externe de batterie (CNVSS sera donc toujours à 0).

Dans l'état initial (état 1), les signaux WAKEUP, NGAP, CNVSS et START sont à 0. Le signal TST_DYN est également à 0 (signal utilisé lors de tests de continuité de la dynamo). Les nœuds DYNA1 et DYNA2 font référence aux bornes de la dynamo.

Le vélo est équipé d'une batterie Lithium polymère dont la tension en fonctionnement peut varier entre 2.6 et 4.05V, connectée aux bornes Wago J5 et J6.

5.18. Compléter le document-réponse DR3 en indiquant dans les cadres représentés en pointillés les références des circuits intégrés correspondant aux différents convertisseurs associés. Indiquer dans les cadres représentés en trait plein les composants permettant la réalisation des fonctions associées.

Convertisseur 1 : diodes D13, D14, D19 et D18 (pont PD2)

Convertisseur 2 : LT1308 (SEPIC)

Convertisseur 3 : Chargeur de batterie LT1512CS8

Convertisseur 4 : LTC3441

Commutation batterie/dynamo : diodes D1 et D3

Convertisseur 5 : régulateur de tension linéaire MIC5205-3

5.19. Dans l'état 1, que vaut la tension appliquée sur la broche 1 du circuit U8 (LTC3441) ? Expliquer pourquoi le microcontrôleur IC1 n'est pas alimenté.

SHDN/ est à 0 => $V_{out}=0$. Or $V_{dyn}=0$, car le vélo est à l'arrêt (aucune tension n'est recueillie aux bornes de la dynamo). Donc Valim est à 0.

5.20. Quelle est la fonction réalisée par les diodes D6 à D9 et la résistance R13 ?

La fonction réalisée est un OU câblé.

R13 : pull-down (sert à imposer 0V sur la broche 1 quand les diodes sont bloquées et limiter le courant quand l'une d'elles conduit).

Le circuit U28B est câblé en monostable.

5.21. Expliquer comment le démarrage du vélo se traduit par une impulsion sur START (carte CPU vélo, page 4/4). Montrer que cela a pour effet le « réveil » du CPU vélo.

Lorsque le vélo atteint la vitesse minimum détectable (cf partie A), on a une impulsion sur VIT qui permet la mise à 1 du signal START (pdt une durée fixée par le circuit RC). On a alors $SHDN/=1=> V_{out}=4.087V$, donc Valim suffisante pour produire la tension de 3.3V nécessaire à l'alimentation du microcontrôleur IC1.

5.22. L'impulsion générée par le monostable ayant une durée limitée, quelle action doit être réalisée par le programme du microcontrôleur pour permettre le maintien de son alimentation ?

Positionnement à 1 de WAKEUP (broche 1 du circuit IC1) => SHDN/ maintenu à 1.

5.23. Montrer que lorsque le vélo roule à une vitesse suffisante, l'énergie est prélevée sur la dynamo plutôt que sur la batterie.

$V_{TP1}=1.22 (R1+R8)/R8=4.087 V$. Or V_{dyn} est régulée à 4.27V. Les diodes D1 et D3 réalisent un OU câblé.

Au cours de l'emprunt d'un vélo, lorsque celui-ci est à l'arrêt depuis 1min30s, le microcontrôleur IC1 passe en mode « basse consommation » et programme l'horloge temps réel I²C (U20) pour qu'elle génère une interruption au bout de 2min. Si le vélo ne redémarre pas dans ce laps de temps (signal

DEM à 1), cette interruption a pour effet la coupure complète de l'alimentation de la carte CPU vélo (retour à l'état 1).

5.24. Expliquer pourquoi le microcontrôleur utilise le signal DEM, et non pas le signal START, pour détecter le fait que le vélo redémarre après un arrêt d'une durée inférieure à 3min30s.

Le signal DEM est obtenu après adaptation de niveau du signal START (produit à partir de l'alimentation par VBAT du vélo au moment du démarrage). Lorsque le vélo est à l'arrêt depuis moins de 3mn30s, Valim est toujours disponible (le CPU ne s'est pas sabordé), la tension de 3V3 est donc disponible pour produire le signal DEM.

5.25. Dans les microcontrôleurs possédant différents mode de consommation, quel est le principe utilisé pour permettre la réduction de cette dernière ?

Réduction de la cadence (fréquence du quartz / PLL interne utilisée pour multiplier la fréquence du quartz possédant un diviseur ajustable)

5.26. En cas de défaillance de la borne sur laquelle le vélo est restitué, la durée de la course doit pouvoir être évaluée, afin de débiter le compte de l'usager. C'est donc au vélo qu'il appartient de déterminer l'instant précis de restitution. L'horloge temps réel (U20) permettant cet horodatage, justifier la structure utilisée pour son alimentation.

Alimentation par Vbat ou 3V3 (l'horloge doit continuer à tourner quand le vélo n'est plus alimenté). Le 3V3 permet à la RTC de puiser son énergie sur la dynamo plutôt que sur la batterie.

5.27. Lorsque la durée de l'arrêt dépasse 3min30s, quelle action doit être entreprise par le microcontrôleur pour assurer la coupure de l'alimentation (Valim) ?

Positionnement du signal WAKEUP à 0

5.28. Lorsque le vélo se trouve sur un point d'accroche, le réveil du CPU (déclenché par le circuit U8, carte CPU vélo 1/4) n'est plus assuré par la détection d'une impulsion sur START. Montrer qu'il provient de la montée du champ magnétique au niveau de la liaison RFID.

NGAP=1 (cf circuit transpondeur).

5.29. Compte-tenu des réponses aux questions précédentes, préciser les évènements et actions à associer aux transitions A, B et C.

Transition A : Evènements : NGAP=1 ou START=1 – Action associée : WAKEUP=1

Transition B : Evènement : DEM=1

Transition C : Action : WAKEUP=0

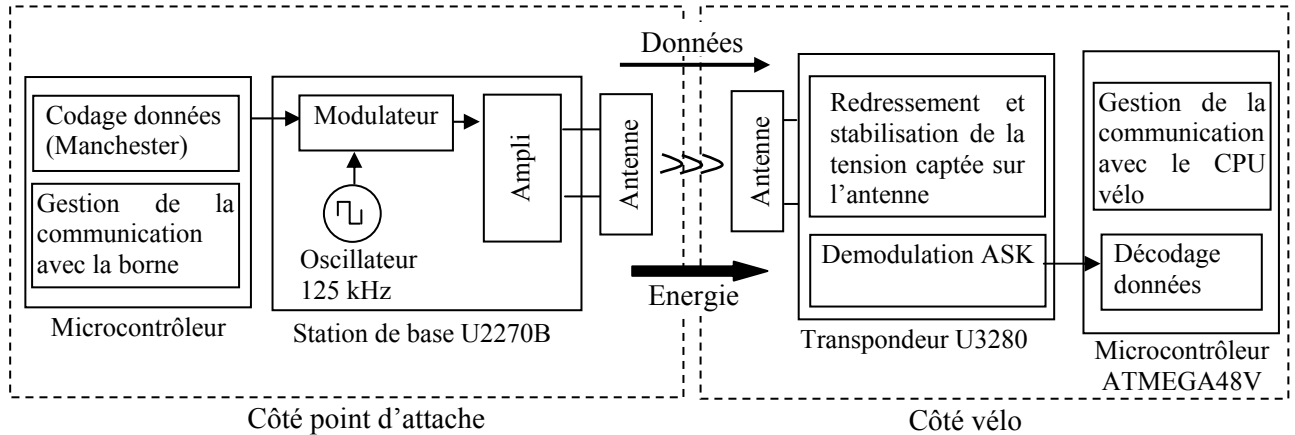
6. Etude de la liaison RFID entre le vélo et point d'attache

Un système RFID est formé par un élément fixe (la *station de base*) ayant pour fonction d'identifier plusieurs éléments déportés (appelés *transpondeurs*) par l'intermédiaire d'une liaison radio. La liaison utilisée dans le système Cyclocity est bidirectionnelle, puisqu'elle permet notamment au système hôte (ensemble constitué par une borne et un point d'attache) de stocker des informations dans le vélo au moment de l'emprunt, et de récupérer un compte-rendu de la course lors de sa restitution. La station de base se situe donc côté point d'attache, tandis que le transpondeur est embarqué sur le vélo. Les antennes dont sont pourvus ces deux éléments forment un transformateur dans l'air. Le transfert

d'énergie et de données s'effectue à l'aide d'un champ magnétique produit par la circulation d'un courant alternatif dans l'antenne de la station de base. Il en résulte une variation de flux magnétique produisant une tension induite aux bornes de l'antenne du transpondeur.

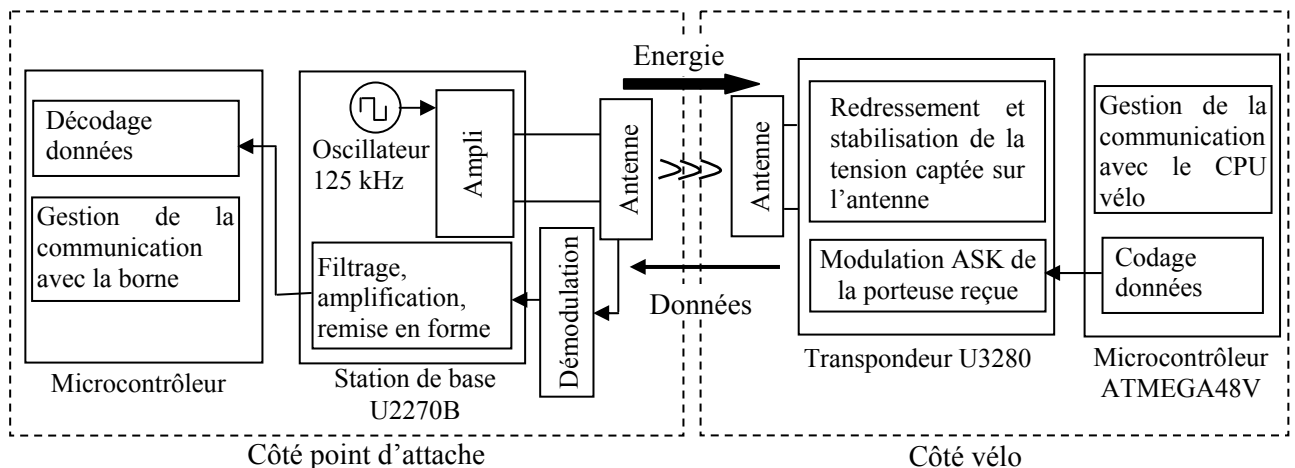
- **Liaison montante (sens station de base vers transpondeur)**

Au niveau de la station de base, la modulation d'une porteuse carrée à 125 kHz à l'aide d'un signal binaire codé permet la transmission des commandes et des données au transpondeur.



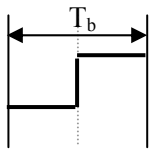
- **Liaison descendante (sens transpondeur vers station de base)**

Après avoir émis des commandes d'interrogation, la station de base passe en mode écoute des données provenant du transpondeur, en émettant de façon permanente la porteuse à 125 kHz. Le transpondeur utilise un procédé appelé *rétromodulation* pour transmettre de l'information vers la station de base. Ne possédant pas de chaîne d'émission réception proprement dite, il fait varier sa charge au rythme des données à transmettre, modifiant ainsi la consommation d'énergie qu'il représente dans le champ magnétique. Cette modification est détectée au niveau de la station de base (à l'aide d'un circuit détecteur d'enveloppe).

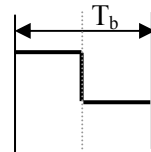


Les schémas électroniques des cartes sur lesquelles figurent la station de base et le transpondeur sont donnés dans le dossier « schémas ». La transmission des données binaires issues de la station de base en direction du transpondeur est assurée par modulation ASK d'un signal carré à la fréquence porteuse f_0 égale à 125 kHz par un flot binaire encodé au format Manchester, de débit $f_0/64$. Dans ce type de codage, les transitions s'effectuent au milieu de l'intervalle de temps T_b du bit à coder :

Codage d'un '0'

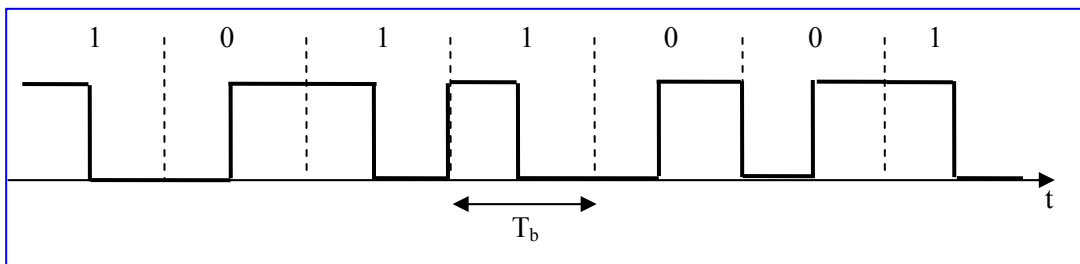
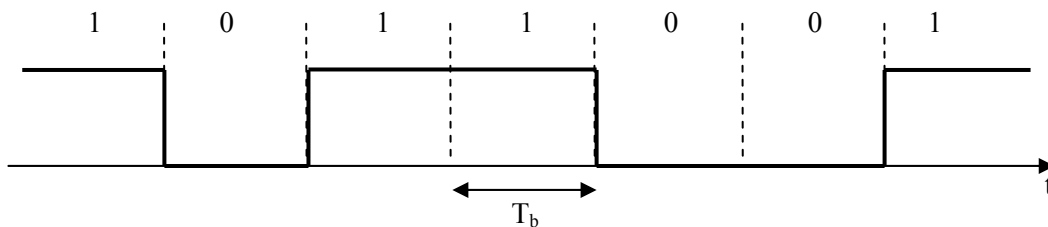


Codage d'un '1'



a) Codage et modulation des données transmises

6.1. Tracer le chronogramme du signal au format Manchester obtenu après encodage de la séquence binaire suivante :



6.2. Citer un avantage et un inconvénient présentés par le codage Manchester par rapport au codage NRZ pour la transmission de données.

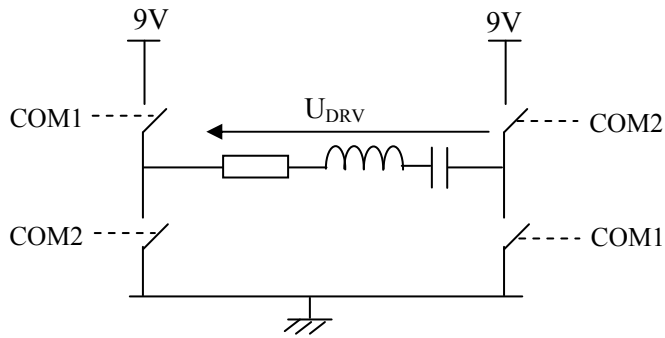
Le codage NRZ ne présente aucune transition lors de longues séquences de 0 et de 1. Avec une transition au milieu de chaque temps bit, le codage Manchester remédie à l'absence d'information de synchronisation. En revanche, à débit égal, le spectre du signal Manchester est 2 fois plus étendu que celui du signal NRZ.

Dans ce qui suit, on se placera dans le cas où le modulant est un signal carré, de rapport cyclique 50% et de période T_b (cas le plus défavorable en termes d'occupation spectrale).

6.3. Le signal de données encodé au format Manchester est appliqué sur la broche CFE du circuit U2270B. Tracer son allure sur le premier chronogramme du document réponse DR4 (les niveaux haut et bas seront respectivement égaux à 5 et 0V).

6.4. En utilisant le schéma bloc figurant en page 3 de la documentation du circuit U2270B, tracer sur le document réponse DR4 les signaux COIL1 et COIL2 (on supposera les niveaux haut et bas sur COIL1 et COIL2 respectivement égaux à 5 et 0V). Pour rendre ces tracés plus explicites, on considérera la fréquence porteuse égale à 4 fois le débit binaire (au lieu de 64).

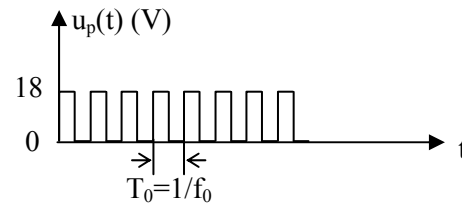
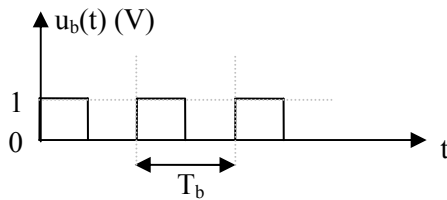
La carte « RFID point d'attache » montre que l'étage d'attaque de l'antenne de la station de base est constitué par une structure en pont, que l'on peut schématiser, en simplifiant, de la manière suivante :



avec $\overline{\text{COM1}} = \overline{\text{COIL1}}$ et $\overline{\text{COM2}} = \overline{\text{COIL2}}$

6.5. En utilisant les résultats précédents, tracer sur le document DR4 la tension U_{DRV} aux bornes du circuit RLC.

La tension U_{DRV} peut s'écrire $U_{DRV} = -u_b(t) \times u_p(t) + a$ (en volts), $u_b(t)$ et $u_p(t)$ étant les signaux carrés représentés ci-après :



6.6. Quelle est la valeur de la constante a ?

a=9

6.7. Donner l'expression de la décomposition en série de Fourier des signaux $u_b(t)$ et $u_p(t)$.

Cf. formulaire décomposition en série de Fourier d'un signal carré.

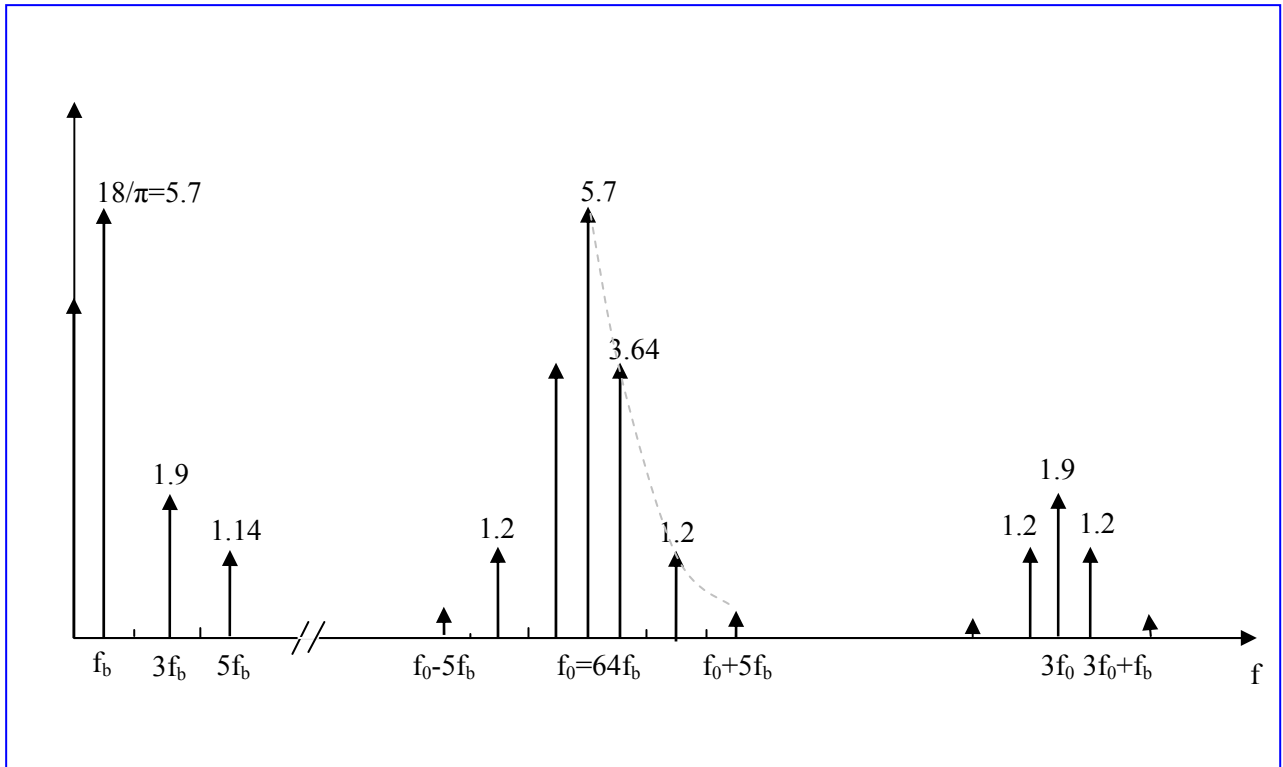
Pour $u_b(t)$: Translation de niveau (signal centré autour de 0 + 0.5). On en tire :

$$u_b(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\sin \omega_b t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_b t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_b t + \dots \right] \text{ avec } \omega_b = \frac{2\pi}{T_b}$$

Pour $u_p(t)$: Translation de niveau (signal centré autour de 0 + 9). On en tire :

$$u_p(t) = 9 + \frac{36}{\pi} \left[\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots \right] \text{ avec } \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$$

6.8. En déduire l'allure du spectre du signal $U_{DRV}(t)$ (en précisant certaines fréquences et amplitudes significatives). Identifier la partie utile du spectre.



b) Etude préliminaire de la station de base

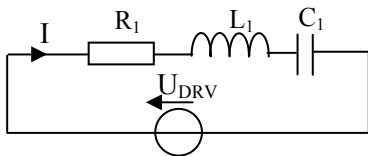


Figure 4.

6.9. Donner l'expression de l'impédance Z du circuit RLC, que l'on mettra sous la forme :

$$Z = R_1 \left(1 + jQ_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right). \text{ Expliciter la pulsation de résonance } \omega_0 \text{ et le coefficient de qualité } Q_1$$

en fonction de R_1 , L_1 et C_1 .

$$Z = R_1 + j \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right)$$

$$= R_1 + j \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

avec $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ soit encore $Z = R_1 \left(1 + jQ_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right)$ avec $Q_1 = \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{L_1 \omega_0}{R_1}$

Nous nous intéressons à la production du courant dans l'antenne, ce dernier étant à l'origine du champ magnétique nécessaire au fonctionnement de la liaison RFID.

6.10. Donner l'expression de la fonction de transfert $F(j\omega) = \frac{I}{U_{DRV}}$

$$F(j\omega) = \frac{I}{U_{\text{DRV}}} = \frac{1}{Z} = \frac{1/R_1}{1 + jQ_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

6.11. Montrer qu'il s'agit d'un comportement de type passe-bande que l'on caractérisera en précisant la fréquence centrale ainsi que la bande passante à -3 dB (qui sera exprimée en fonction de Q_1). Quelle doit être la valeur de la fréquence d'accord de ce circuit ?

La bande passante à -3dB vaut : $BP = \frac{f_0}{Q_1}$ (se retrouve en montrant que le module vaut $\frac{1}{\sqrt{2}}$ pour

$$\omega_{-3\text{dB}} = \pm \frac{\omega_0}{2Q_1} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{\omega_0^2}{Q_1^2} + 4\omega_0^2 \right)}$$

Fréquence d'accord=fréquence de la porteuse, soit 125 kHz.

6.12. Quelle doit être la relation entre la bande passante minimale BW_{min} du circuit accordé et le débit binaire D pour permettre une transmission sans perte d'information ? En déduire la valeur de BW_{min} .

Afin d'assurer la communication, la valeur maximum du coefficient de qualité Q_1 de l'antenne doit être telle que la bande passante (à -3 dB) soit au moins apte à laisser passer les fréquences contenues dans le signal modulé, i.e. la porteuse et les bandes latérales de modulation. La fréquence fondamentale des signaux binaires, supposés carrés, à rapport cyclique de 50 % (cas le plus défavorable), doit être égale à la moitié de la bande passante, c'est à dire :

$$BW = 2D$$

$$BW_{\text{min}} = 2 \cdot (f_0/64) = 3,9 \text{ kHz.}$$

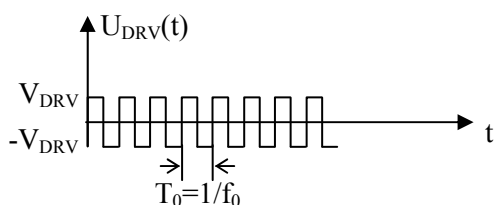
6.13. En déduire la valeur maximale du facteur de qualité $Q_{1\text{max}}$ de l'antenne.

La bande passante est donnée par :

$$BW = \frac{f_0}{Q}$$

où f_0 est la fréquence de résonance du circuit. On en tire : $Q_{1\text{max}} = \frac{125 \cdot 10^3}{2D} = 32$

Afin d'évaluer le champ magnétique produit, nous considérons à présent la situation dans laquelle la station de base se contente d'assurer le transfert d'énergie vers le transpondeur (absence de modulation). Le signal U_{DRV} est donc un signal carré de fréquence f_0 :



6.14. Donner la relation liant l'amplitude du fondamental du courant I_1 circulant dans l'enroulement de l'antenne (que l'on notera I_{1F}) et l'amplitude crête V_{DRV} du signal $U_{DRV}(t)$.

Le fondamental a pour amplitude $\frac{4V_{DRV}}{\pi}$ et pour fréquence f_0 , fréquence d'accord du circuit résonant, pour laquelle $Z=R_1$. On en tire : $I_{1F} = \frac{4V_{DRV}}{\pi R_1}$

6.15. \mathfrak{R} est la réluctance qui lie L_1 et le nombre de spires N_1 de l'antenne par la relation :

$L_1 = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}}$. Quels sont les paramètres dont dépend \mathfrak{R} ? Exprimer le facteur de qualité Q_1 en fonction de N_1 , V_{DRV} , I_{1F} et \mathfrak{R} .

\mathfrak{R} dépend de la géométrie de l'antenne et de la perméabilité du circuit magnétique (air principalement, mais également influence des pièces métalliques environnantes).

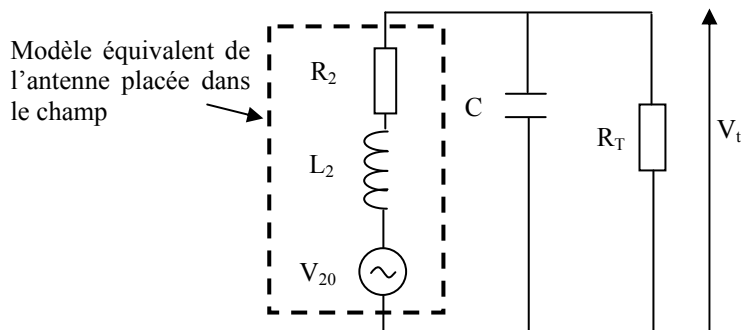
$$Q_1 = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \frac{\omega_0}{R_1} = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \frac{I_{1F} \pi \omega_0}{4V_{DRV}} \quad (\text{avec } \omega_0 = 2\pi \times 125.10^3)$$

6.16. Montrer que le choix de la valeur de Q_1 résulte d'un compromis entre champ magnétique produit et débit de la liaison RFID.

Le choix d'une valeur de Q_1 élevée permet de maximiser le champ magnétique produit par l'antenne (terme $N_1 I_1$) mais se traduit en contrepartie par une réduction de la bande passante du circuit d'antenne. Or $BW = 2D$. Toute réduction de la bande passante se traduit donc par une limitation du débit.

Le dimensionnement de l'antenne de la station de base implique la connaissance du champ magnétique minimum nécessaire à la téléalimentation du transpondeur, que nous nous proposons de déterminer dans ce qui suit.

c) Dimensionnement de l'antenne du transpondeur



Les notations suivantes seront utilisées dans la suite du problème :

V_{20} : tension induite à vide aux bornes de l'antenne

L_2 : inductance de l'antenne du transpondeur

N_2 : nombre de spires

R_2 : résistance de l'antenne du transpondeur

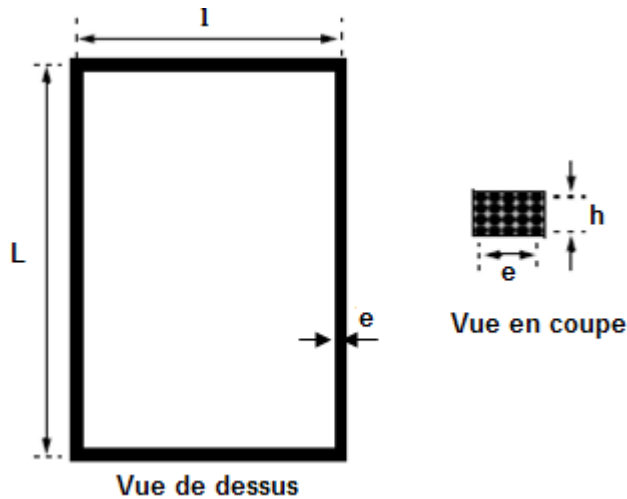
C : capacité d'accord + capacité parasite de L_2 + capacité parasite d'entrée du circuit U3280

R_t : résistance d'entrée du circuit U3280 (= 43 k Ω)

B_t : champ produit par la station de base au niveau de l'antenne du transpondeur

ρ : résistivité du cuivre = $1.724 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ (à 20°C)

Les dimensions de l'antenne rectangulaire sont spécifiées ci-après :



- Longueur moyenne d'une spire :
 $l_g = 2(L + l)$
 - Surface de l'antenne :
 $S_2 = L \times l$
 - Section du bobinage : $W = h \times e$
 - Coefficient de remplissage (ou de foisonnement) : $K_b = 0.35$
- $L=25\text{mm}, l=15\text{mm}, e=5\text{mm}, h=5\text{mm}$

La valeur de L_2 est donnée par la formule :

$$L_2 = \frac{0,0276(L + l + 2h)^2 10^{-4}}{1,908(L + l + 2h) + 9e + 10h} \times N_2^2 = A_L N_2^2 (H). \text{ Toutes les dimensions sont données en m.}$$

La section du fil de cuivre (hors isolant) utilisé pour réaliser l'antenne en fonction du nombre de spires

N_2 s'obtient par : $\frac{WK_b}{N_2}$ (nous supposons pour simplifier que K_b ne dépend pas de la section du fil utilisé).

6.17. Donner la relation $V_{20} = f(N_2, S_2, B_t)$

$$V_{20} = -N_2 \frac{d(B_t S_2)}{dt}$$

6.18. Donner l'expression des fonctions de transfert $\frac{V_t(p)}{V_{20}(p)}$ et $\frac{V_t(p)}{B_t(p)}$ en fonction de R_b, R_2, L_2 et

C.

$$\frac{V_t}{V_{20}} = \frac{R_t}{R_2 + R_t} \frac{1}{1 + \frac{(L_2 + R_2 R_t C_2)}{R_2 + R_t} p + \frac{R_t L_2 C_2}{R_2 + R_t} p^2}$$

$$\frac{V_t}{B_t} = - \frac{R_t}{R_2 + R_t} \frac{\rho N_2 S_2}{1 + \frac{(L_2 + R_2 R_t C_2)}{R_2 + R_t} p + \frac{R_t L_2 C_2}{R_2 + R_t} p^2}$$

6.19. La fonction de transfert $\frac{V_t(p)}{B_t(p)}$ fait apparaître un comportement de type passe-bande.

Donner l'expression de la pulsation centrale ω_0 et montrer qu'à ω_0 nous obtenons :

$$V_t(j\omega_0) = -\frac{N_2 S_2 B_t(j\omega_0)}{\frac{L_2}{R_t} + R_2 C}$$

Par identification, à partir de la fonction de transfert $\frac{V_t(p)}{B_t(p)}$ nous obtenons $\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2 + R_t}{R_t L_2 C_2}}$

Puis par en remplaçant p par $j\omega$, pour $\omega = \omega_0$, nous obtenons $V_t(j\omega_0) = -\frac{N_2 S_2 B_t(j\omega_0)}{\frac{L_2}{R_t} + R_2 C_2}$

6.20. Montrer que la résistance R_2 peut se mettre sous la forme : $R_2 = R_L \times N_2^2$. Exprimer R_L en fonction de ρ , l_g , W et K_b et faire l'application numérique.

$$R_2 = \frac{N_2 l_g \rho}{\frac{W K_b}{N_2}} = \frac{l_g \rho}{W K_b} \times N_2^2 \quad R_L = 1,5762 \cdot 10^{-4} \Omega / \text{spires}^2$$

6.21. En prenant $\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}$, exprimer C en fonction de N_2 , A_L et ω_0 puis montrer que l'on a :

$$|V_t(j\omega_0)| = \frac{N_2 S_2 |B_t(j\omega_0)|}{\frac{A_L}{R_t} N_2^2 + \frac{R_L}{\omega_0^2 A_L}}$$

Dans l'expression obtenue à la question 6.19, on remplace C_2 par $C_2 = \frac{1}{A_L N_2^2 \omega_0^2}$, R_2 par

$$R_2 = R_L \times N_2^2 \text{ et } L_2 \text{ par } L_2 = A_L N_2^2$$

6.22. Montrer qu'il existe une valeur optimale de N_2 , maximisant la tension V_t pour une amplitude de champ donnée. Faire l'application numérique.

$$\frac{d|V_t(j\omega_0)|}{dN_2} = S_2 |B_t(j\omega_0)| \frac{\frac{A_L}{R_t} N_2^2 + \frac{R_L}{A_L \omega_0^2} - 2N_2^2 \frac{A_L}{R_t}}{\left(\frac{A_L}{R_t} N_2^2 + \frac{R_L}{A_L \omega_0^2} \right)^2}$$

La dérivée s'annule pour $N_2 = \frac{\sqrt{R_L R_t}}{A_L \omega_0}$ avec :

$$A_L = \frac{0,0276(L+1+2h)^2 10^{-4}}{1,908(L+1+2h) + 9e + 10h} = 3,624 \cdot 10^{-8} \text{H/spires}^2 \text{ . On en tire : } N_{2\text{opt}} = 91$$

6.23. En déduire les valeurs de L_2 , R_2 et C .

$$L_{2opt} = A_L N_2^2 = 3,624 \cdot 10^{-8} \times 91^2 = 0,3 \text{ mH}$$

$$R_{2opt} = R_L \times N_2^2 = 1,576 \cdot 10^{-4} \times 91^2 = 1,3 \Omega$$

$$C_{2opt} = \frac{1}{A_L N_2^2 \omega_0^2} = \frac{1}{3,624 \cdot 10^{-8} \times 91^2 \times (2\pi \times 125 \cdot 10^3)^2} = 5,4 \text{ nF}$$

6.24. *Quelle est alors la bande passante à -3dB du transpondeur, de fonction de transfert $\frac{V_t(j\omega)}{B_t(j\omega)}$? Comparer avec le résultat obtenu à la question 6.12 et conclure.*

Par identification avec la fonction de transfert obtenue à la question 6.18, on obtient :

$$\frac{1}{Q_2 \omega_0} = \frac{L_2 + R_2 R_t C_2}{R_2 + R_t} = 1,403 \cdot 10^{-8} \quad \text{avec} \quad \omega_0 = 2\pi \times 125 \text{ kHz}. \quad \text{On en tire } Q_2 = 90,75 \text{ d'où } \Delta f = 1,38 \text{ kHz}.$$

Nous prendrons par la suite pour le coefficient de qualité Q_2 du transpondeur la valeur de Q_{1max} calculée à la question 6.13.

6.25. *Exprimer Q_2 en fonction de N_2 , R_L , A_L et ω_0 . En déduire la valeur de N_2 .*

$$\frac{1}{Q_2 \omega_0} = \frac{L_2 + R_2 R_t C_2}{R_2 + R_t} \quad \text{avec} \quad L_2 = A_L N_2^2 \quad R_2 = R_L \times N_2^2 \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{1}{A_L N_2^2 \omega_0^2}$$

$$\text{D'où : } Q_2 = \frac{R_L N_2^2 + R_t}{\omega_0 A_L N_2^2 + \frac{R_L R_t}{A_L \omega_0}} \quad \text{Or } Q_2 = 32 \quad \text{D'où } N_2 = \sqrt{\frac{R_t \left(\frac{Q_2 R_L}{A_L \omega_0} - 1 \right)}{R_L - Q_2 \omega_0 A_L}} = 197$$

6.26. *En déduire les nouvelles valeurs de L_2 , R_2 et C . Cette dernière valeur est-elle cohérente avec celles des composants correspondant sur la carte « transpondeur » ?*

$$L_2 = A_L N_2^2 = 3,624 \cdot 10^{-8} \times 197^2 = 1,4 \text{ mH}$$

$$R_2 = R_L \times N_2^2 = 1,576 \cdot 10^{-4} \times 197^2 = 6,1 \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{L_2 \omega_0^2} = \frac{1}{1,4 \cdot 10^{-3} \times (2\pi \times 125 \cdot 10^3)^2} = 1153 \text{ pF}$$

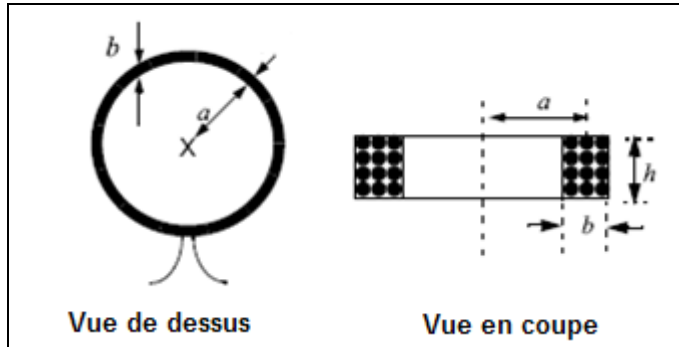
D'après le schéma, la capacité totale est comprise entre 1131 et 1212 pF (mise en parallèle de C_2 , C_3 , C_4 et C_6), donc le résultat obtenu est cohérent.

6.27. *La tension V_t minimale permettant d'assurer la téléalimentation du transpondeur vaut 2.9V. En déduire la valeur minimale de l'induction B_t .*

$$|V_t(j\omega_0)| = \frac{N_2 S_2 |B_t(j\omega_0)|}{\frac{L_2}{R_t} + R_2 C_2} \quad \text{D'où : } B_{tmin} = 1,56 \mu\text{T}$$

d) Dimensionnement de l'antenne de la station de base

L'antenne de la station de base est de forme circulaire, de rayon $a=21$ mm. La valeur de l'inductance est donnée par la relation : $L_1 = \frac{0,31 \cdot 10^{-4} a^2}{6a + 9h + 10b} N_1^2$. Nous prendrons $b = 5$ mm et $h = 5$ mm



En l'absence de modulation, le champ magnétique produit par l'antenne de la station de base à une distance d sur son axe est donné par la relation :

$$B(d, a) = \mu_0 \frac{a^2}{2 \left[(a^2 + d^2)^{3/2} \right]} N_1 I_{IF}$$

Afin de garantir l'obtention d'un champ suffisant au niveau du transpondeur (du fait des tolérances mécaniques, la distance et les positions relatives des bobines peuvent varier), nous prendrons dans ce qui suit $B_t = 39 \mu T > B_{\min}$

6.28. Sachant que la distance séparant les deux antennes est de 5cm et que R_1 (voir Figure 4) vaut 90Ω , calculer la valeur de N_1 .

$$B_t = \mu_0 \frac{a^2}{2 \left[(a^2 + d^2)^{3/2} \right]} N_1 \times I_{IF} \text{ avec } I_{IF} = \frac{4V_{DRV}}{\pi R_1} = \frac{36}{\pi \times 90} \text{ d'où } N_1 = 176$$

6.29. En déduire les valeurs de L_1 et C_1 .

$$L_1 = \frac{0,31 \cdot 10^{-4} a^2}{6a + 9h + 10b} N_1^2 = 1,92 \text{ mH}$$

$$C_1 = \frac{1}{L_1 \omega_0^2} = 846 \text{ pF}$$

6.30. La valeur de C_1 obtenue est-elle cohérente avec les données disponibles sur le schéma de la carte « station de base » ? Quels sont les éléments ayant un impact sur la valeur de R_1 ?

On obtient $C_1 = 846$ pF. Or, d'après le schéma, C_1 est constituée par la mise en parallèle de C_4 , C_5 et C_6 , de valeur totale comprise entre 806 et 920 pF.

R_1 est constituée de la somme de plusieurs résistances : R_8 , résistance de valeur 82Ω , ainsi que la résistance de la bobine. La résistance R_{DSON} des MOS contribue également à la valeur de R_1 .

- **Activité pédagogique sur la transmission RFID**

6.31. *A partir d'une application utilisant les transmissions RFID, identifier les apprentissages (cognitifs ou méthodologiques) qui peuvent être abordés en classe pour un niveau que vous aurez précisé, puis, vous développerez une séquence pédagogique (cours, TD, TP, synthèse) permettant l'acquisition de l'un de ces apprentissages. Vous prendrez appui par exemple sur le transpondeur TK5530 (complètement intégré) et vous donnerez la liste complète du matériel utilisé ainsi qu'un descriptif des questions et des réponses.*

e) Etude de l'alimentation (carte transpondeur)

La liaison RFID rend possible la communication entre le vélo et le point d'attache en cas de défaillance de la batterie, ce qui permet notamment la récupération des informations stockées dans le transpondeur par la borne dans ce dernier cas de figure. Aussi, le circuit transpondeur U3280 est alimenté par le champ lorsque celui-ci est détecté, ou par la batterie dans le cas contraire.

6.32. *Durant la communication entre vélo et point d'attache, sous quelle tension est alimenté le microcontrôleur ATMEGA48V (préciser sa valeur) ? Comment cette tension est-elle générée ?*

Le circuit transpondeur comporte un redresseur en interne lui permettant de produire la tension V_{DD} (disponible sur la broche 2) à partir de la tension alternative récupérée aux bornes de l'antenne. Cette tension est limitée à $V_{\text{DDC}} = 2.9\text{V}$.

6.33. *La consommation du circuit ATMEGA 48V étant estimée à 2 mA, quelle doit-être la valeur de la capacité C_B utilisée pour stabiliser cette tension si l'on tolère une ondulation de 100 mV ? Quelle est sa référence et sa valeur sur le schéma de la carte « transpondeur » ?*

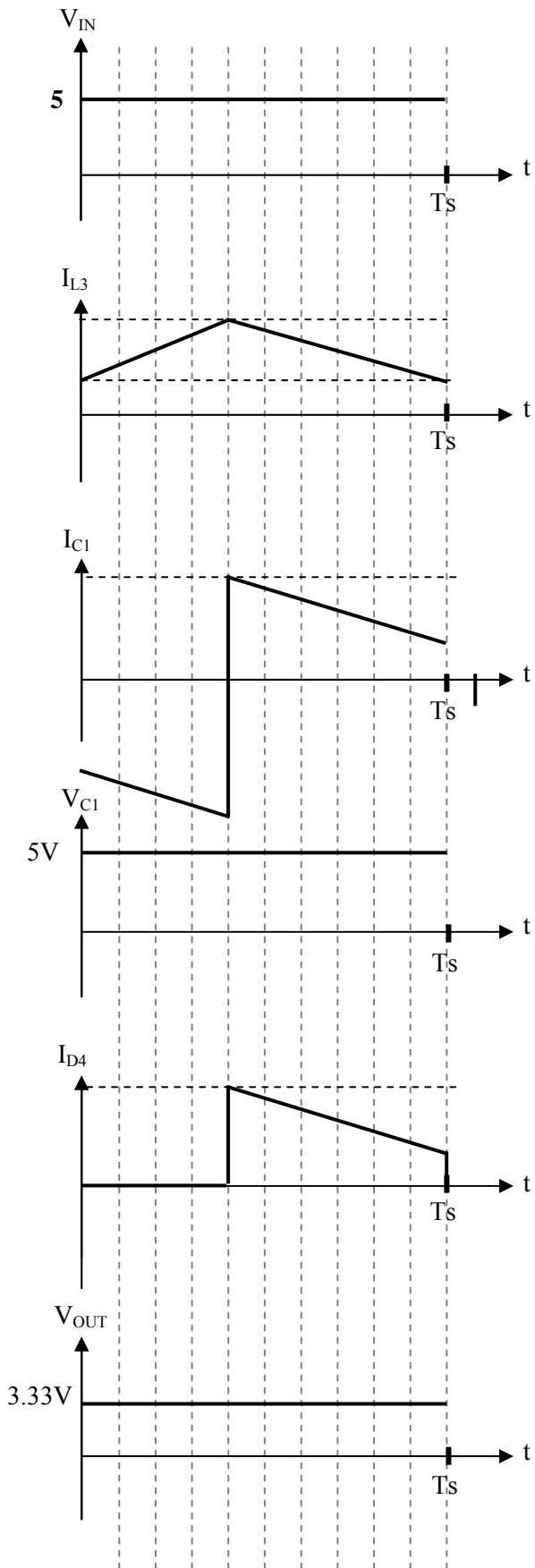
Dans le cas de données binaires encodées en Manchester et modulées en ASK 100%, pour un débit de $f_0/64 \approx 2 \text{ kbit/s}$, la durée du temps de pause maximum T_{pmax} (absence de champ) lors de la communication est équivalente à un temps bit (1 suivi d'un 0 ou 0 suivi d'un 1), soit environ $500 \mu\text{s}$.

On en tire
$$C = \frac{T_{\text{pmax}} \times I}{V_{\text{ond max}}} = \frac{500 \cdot 10^{-6} \times 2 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-3}} = 10 \mu\text{F}$$

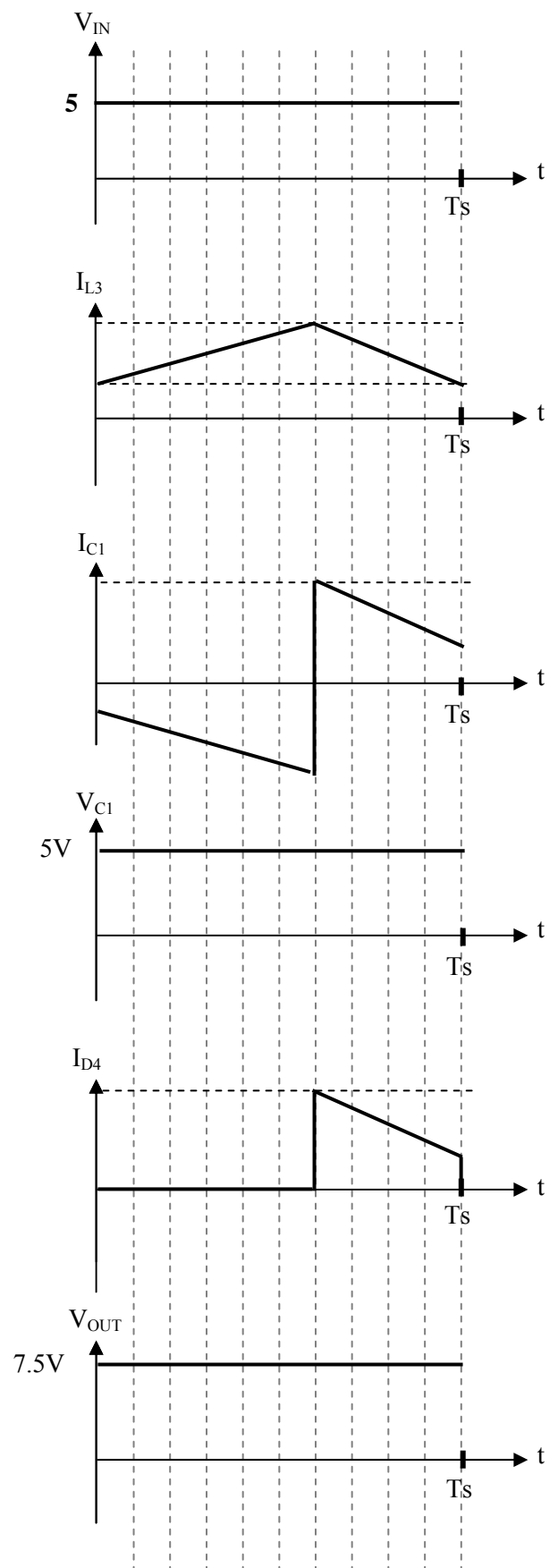
Sur la carte, cette capacité porte la référence C5 et vaut $10 \mu\text{F}$.

Document-réponse DR1

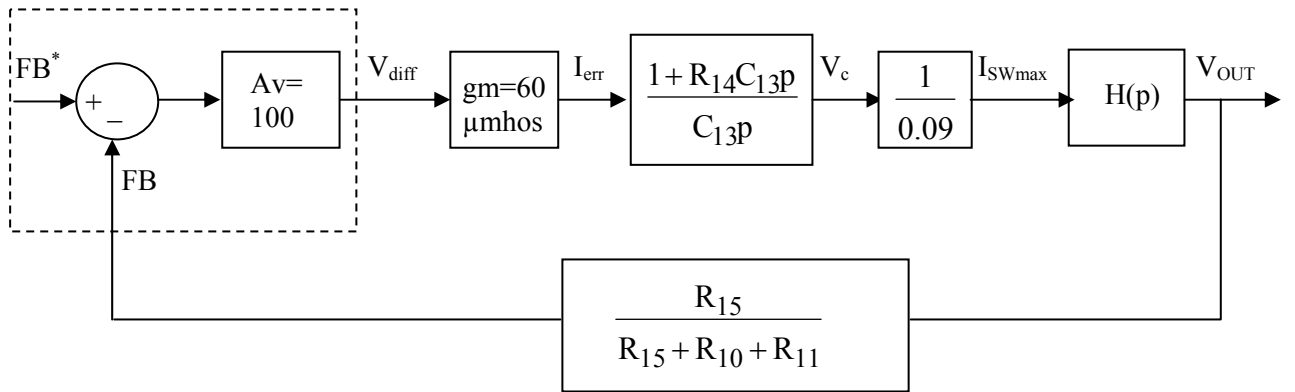
$\alpha = 0.4$



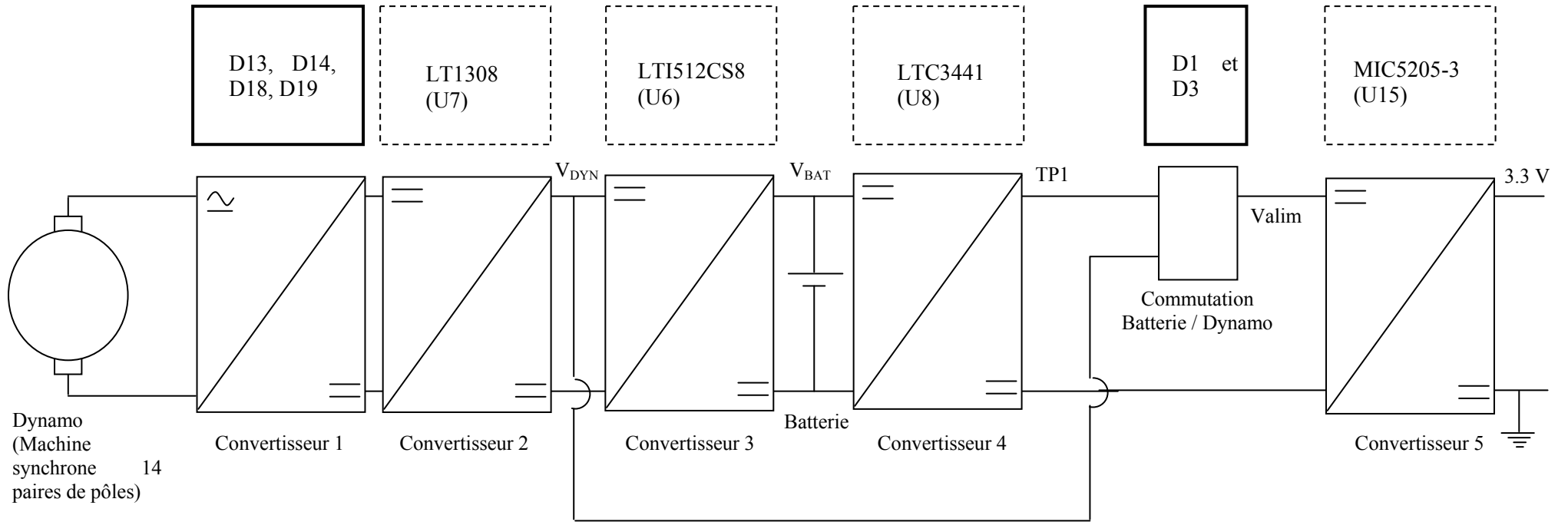
$\alpha = 0.6$



Document-réponse DR2



Document-réponse DR3



Document-réponse DR4

