

# Agrégation externe SII

## Éléments de correction de l'épreuve de modélisation d'un système, d'un procédé ou d'une organisation

### Question 1

Différents types d'informations circulent dans le cas où l'opérateur se trouve en salle de désamérisation :

- identifiant de l'opérateur (RFID, USB et Wifi pour requête au serveur) puis ses droits (retour du serveur en Wifi),
- identifiant de fût (RFID, USB et Wifi pour requête au serveur) puis sa masse, sa position et la date d'entrée en désamérisation (retour du serveur en Wifi),
- informations de désamérisation (ex : concentration, quantité d'eau) (Wifi)
- informations climatiques (Zigbee)

### Question 2

Voir document réponse.

### Question 3

Voir document réponse.

### Question 4

Les observations sur les différentes documentations nous donnent les informations regroupées dans le tableau ci-dessous :

Standard	RFID IEEE 802.15.4	Zigbee IEEE 802.15.4	Wi-Fi IEEE 802.11.n
Porteuse	13,6 MHz	2,4 GHz	2,4 GHz, 5 GHz
Débit	106 à 424 kbits/s ou 26 kbits/s	250 kbits/s	11 à 300 Mbits/s
Portée	0 à 6 cm	40 à 120 m	10 à 100 m

La fréquence porteuse du RFID n'étant pas sur la même que les autres réseaux, il est peu probable que les informations Zigbee et Wifi viennent perturber la transmission RFID.

### Question 5

Types de modulation :

	Type de modulation	Explication
MIFARE Classic (NXP)	ASK 100%	L'amplitude de la porteuse semble s'annuler par moment.
RF-HDT-DVBB	ASK 10%	L'amplitude de la porteuse est réduite d'environ 10%. En effet : $\frac{a-b}{a+b} = \frac{19-15}{19+15} = 0,118 \approx 12\%$ Le signal modulant est un signal numérique.

### Question 6

Ce choix de modulation peut être justifié par les éléments suivants :

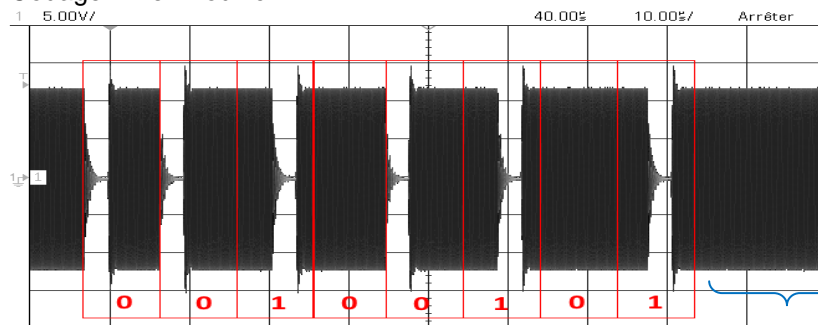
Le transpondeur doit être télé-alimenté. La modulation ASK est plus adaptée à la télé-alimentation, d'autant plus qu'il n'y a pas un vrai problème de bruit, le niveau du signal étant important.

La porteuse sert d'horloge au transpondeur. Il n'est pas souhaitable de la moduler en fréquence.

Au niveau du transpondeur, les circuits de détection sont beaucoup plus simples à réaliser et consomment moins pour une modulation d'amplitude que pour une modulation de phase (pas besoin de PLL, synchronisation, etc.)

### Question 7

Codage Miller modifié :



La salve de bits extraite de cette capture est donc : 0 0 1 0 0 1 0 1

Le premier '0' correspond au bit de start.

Le tout est suivi du symbole de fin de communication (E).

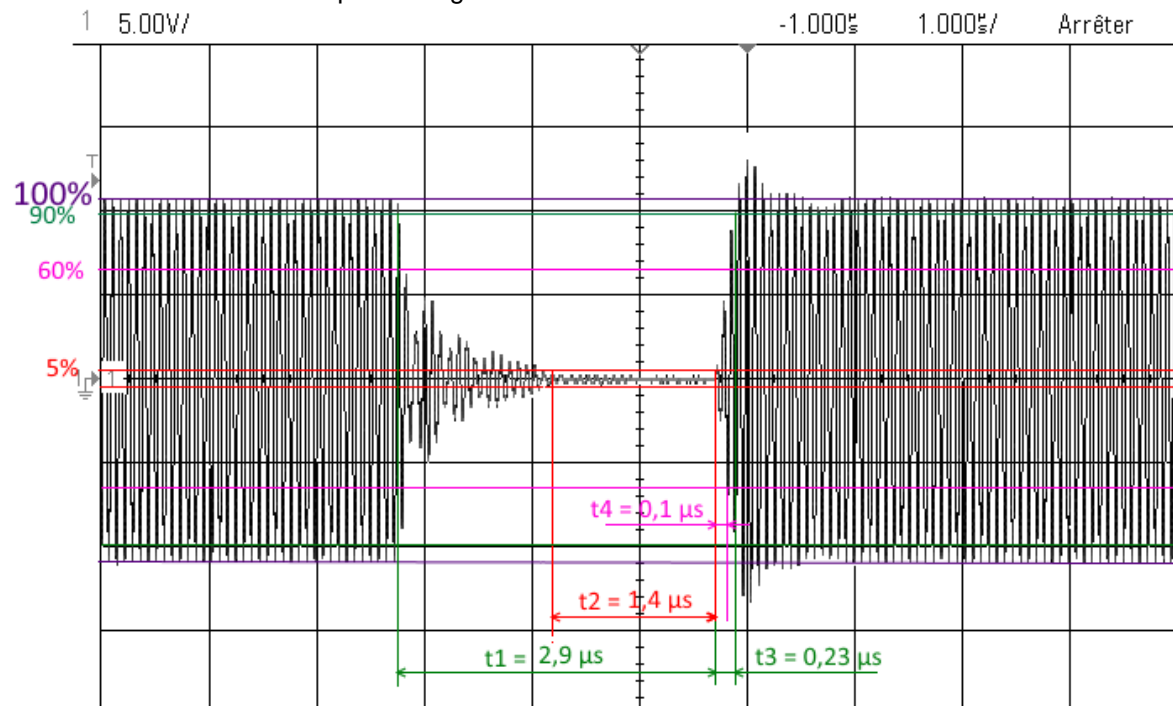
La code transmis est le code binaire : 0b1010010 soit en hexadécimal : 0x52 ce qui correspond à la commande « WUPA ». Cette commande est envoyée par le lecteur sans contact pour sonder le champ proche à la recherche de cartes de type ISO 14443 type A.

### Question 8

L'avantage de ce type de codage modifié est de conserver suffisamment de porteuse pour permettre l'alimentation du badge.

### Question 9

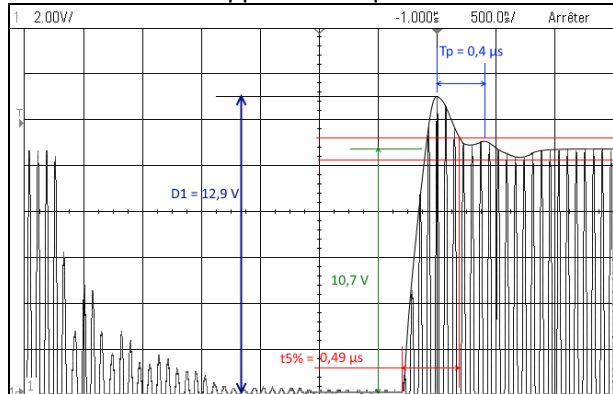
Vérification des caractéristiques du signal :



On relève :  $t_1 = 2,9 \mu\text{s} < 3 \mu\text{s}$  ;  $0,5 \mu\text{s} < t_2 = 1,4 \mu\text{s} < t_1$ ,  $t_3 = 0,23 \mu\text{s} < 1,5 \mu\text{s}$  et  $t_4 = 0,1 \mu\text{s} < 0,4 \mu\text{s}$   
 Les valeurs sont validées par rapport au tableau donné dans la norme IOS/IEC 14443 mais restent, toutefois, voisines des limites spécifiées dans la documentation. Le facteur Q de l'antenne semble un peu faible au détriment de la portée du lecteur RFID.  
 Le relevé ayant été fait avec l'aide d'une antenne de mesure, cette dernière peut influencer sur le résultat. Toutefois, l'antenne de mesure ayant une influence limitée sur la forme de la réponse à l'échelon, la méthode pourra suffire pour valider la conception de l'antenne du lecteur couplée à son étage de sortie.

### Question 10

L'allure de l'enveloppe dans la phase de montée est représentée sur la figure ci-dessous :



L'allure de cette enveloppe peut être approximée par la réponse indicielle d'un système du deuxième ordre dont le coefficient d'amortissement serait inférieur à 1.

### Question 11

L'expression de la fonction de transfert est :

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{K}{1 + \frac{2m}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

dans laquelle K est le gain statique, m le coefficient d'amortissement (sans unité) et  $\omega_0$  la pulsation propre du système en rad/s.

### Question 12

Les relevés permettent d'obtenir les résultats suivant :

$$D_{1\%} \cong \frac{12,9 - 10,7}{10,7} = 21\%$$

$$D_{1\%} = 0,2056 = e^{-\frac{m \cdot \pi}{\sqrt{1-m^2}}}$$

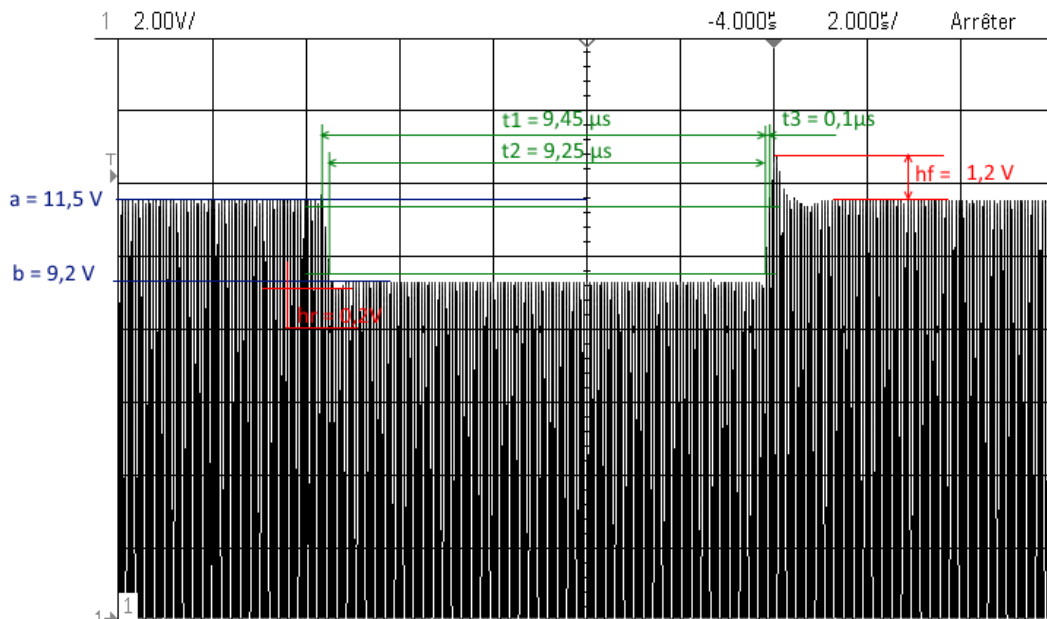
$$\text{d'où : } m = \sqrt{\frac{\ln(0,2056)^2}{\pi^2 + \ln(0,2056)^2}} \cong 0,44$$

$$T_p \cong 0,4 \mu\text{s}$$

temps de réponse à 5% =  $0,49 \mu\text{s}$

### Question 13

Le relevé suivant permet d'extraire les caractéristiques de la transmission qui doivent être conformes au standard ISO/IEC 15693 :



On obtient :

- la durée  $t_1 = 9,45 \mu\text{s}$  qui correspond à la valeur attendue aux erreurs de mesures près
- la durée  $t_2 = 9,25 \mu\text{s} < t_1$  et  $t_3 = 0,1 \mu\text{s} < 4,5 \mu\text{s}$
- la durée  $t_r = 0,2 \text{ V} < 0,1 \times (a - b) = 0,23 \Rightarrow$  respecté
- la durée  $t_f = 1,2 > 0,1 \times (a - b) = 0,23 \Rightarrow$  non respecté
- l'indice de modulation  $m = \frac{a - b}{a + b} = \frac{11,5 - 9,2}{11,5 + 9,2} = 11,1 \%$

On a donc bien la relation d'ordre suivante :  $10 \% < \text{Indice} = 11,1 \% < 30 \%$

Compte tenu de l'indice de modulation, la requête pourra être interprétée correctement par l'étiquette ou transpondeur. Toutefois, certaines valeurs dépassent les limites.

On en déduit le débit binaire de cette transmission sachant que, d'après l'annexe :

- deux bits sont transportés par symbole,
- le niveau bas du symbole ne représente que  $1/8^{\text{ème}}$  de la paire de bits.

On détermine la durée d'un bit : 
$$T_b = \frac{9,44 \cdot 10^{-6} \times 8}{2}$$

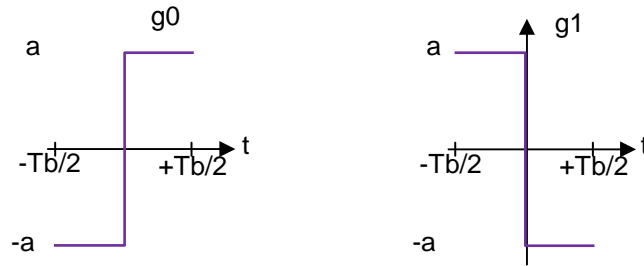
Il vient alors le débit en requête : 
$$D_{req} = \frac{1}{9,44 \cdot 10^{-6} \times 4} = 26,5 \text{ kbps}$$

#### Question 14

La capture de la figure 12 du sujet montre en deuxième partie de chronogramme (réponse en provenance de la carte) une variation de l'amplitude de la porteuse. Cette dernière semble augmentée cycliquement suivant deux modulateurs de fréquences différentes comme si une charge résistive était successivement ajoutée puis enlevée de façon à faire varier la consommation énergétique dans l'antenne de la carte puis dans celle du lecteur. Cette solution permet d'éviter toute utilisation d'un système de modulation complexe et consommatrice d'énergie dans une carte alimentée par la seule porteuse.

### Question 15

On peut supposer que les 2 symboles élémentaires qui composent le signal encodé sont :



### Question 16

Les transformées de Fourier \$G\_0\$ et \$G\_1\$ de ces 2 signaux donnent alors :

$$G_0(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_0(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \text{ et } G_1(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_1(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt$$

$$\text{Or } g_0(t) = -g_1(t) \text{ d'où : } G_0(f) = -G_1(f) = \int_{-\frac{Tb}{2}}^0 -a \cdot e^{-j2\pi ft} dt + \int_0^{\frac{Tb}{2}} a \cdot e^{-j2\pi ft} dt$$

$$\text{Soit } G_0(f) = -G_1(f) = a \cdot \left[ \frac{e^{-j2\pi ft}}{j2\pi f} \right]_{-\frac{Tb}{2}}^0 - a \cdot \left[ \frac{e^{-j2\pi ft}}{j2\pi f} \right]_0^{\frac{Tb}{2}}$$

$$\text{Soit } G_0(f) = -G_1(f) = a \cdot \frac{1 - e^{+j2\pi f \frac{Tb}{2}}}{j2\pi f} - a \cdot \frac{e^{-j2\pi f \frac{Tb}{2}} - 1}{j2\pi f}$$

$$\text{Soit } G_0(f) = -G_1(f) = \frac{a}{j2\pi f} \cdot \left( 2 - e^{+j2\pi f \frac{Tb}{2}} - e^{-j2\pi f \frac{Tb}{2}} \right) = \frac{a}{j2\pi f} \cdot \left( e^{+j\pi f \frac{Tb}{2}} - e^{-j\pi f \frac{Tb}{2}} \right)^2$$

$$\text{Soit } G_0(f) = -G_1(f) = -\frac{\pi f \times a \cdot Tb}{j4\pi f} \cdot 4 \cdot j^2 \cdot \left( \frac{e^{+j\pi f \frac{Tb}{2}} - e^{-j\pi f \frac{Tb}{2}}}{2 \cdot j \times \pi f \frac{Tb}{2}} \right) \times \left( \frac{e^{+j\pi f \frac{Tb}{2}} - e^{-j\pi f \frac{Tb}{2}}}{2 \cdot j} \right)$$

$$\text{Soit : } G_0(f) = -G_1(f) = -j a \cdot Tb \cdot \text{sinc}\left(\pi f \frac{Tb}{2}\right) \cdot \sin\left(\pi f \frac{Tb}{2}\right) \text{ (CQFD)}$$

### Question 17

Si les 2 symboles sont équiprobables, centrés et non corrélés, alors on a :

$$\sigma_s^2 = 1 \text{ et } m_s = 0$$

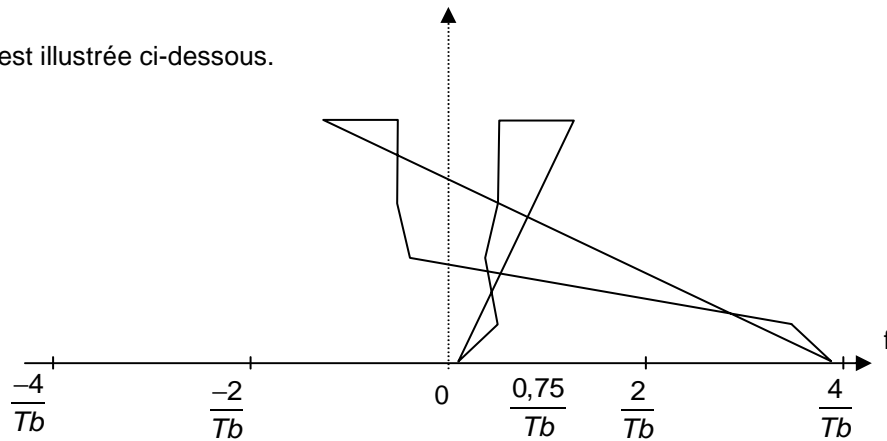
On obtient donc la densité spectrale de puissance suivante :

$$\|M(f)\|^2 = \frac{|G(f)|^2}{Tb}$$

$$\text{et il s'en déduit : } \|M(f)\|^2 = a^2 \cdot Tb \cdot \left( \text{sinc}\left(\pi \cdot f \cdot \frac{Tb}{2}\right) \right)^2 \cdot \left( \sin\left(\pi \cdot f \cdot \frac{Tb}{2}\right) \right)^2$$

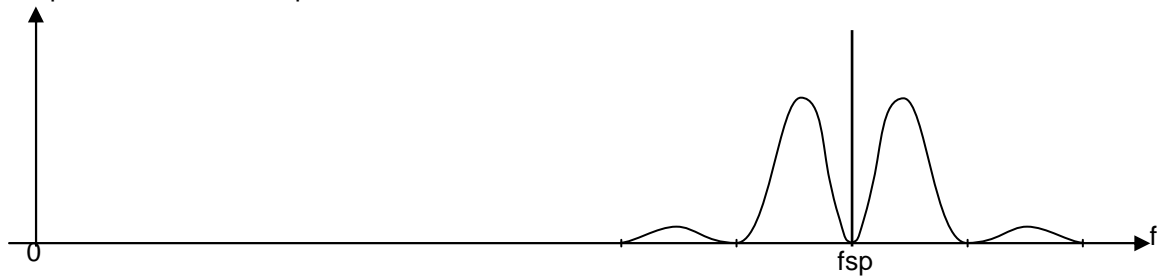
**Question 18**

L'allure de  $\|M(f)\|^2$  est illustrée ci-dessous.



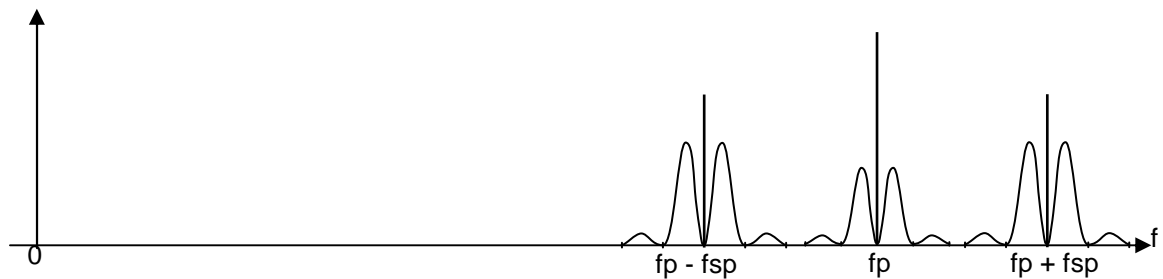
**Question 19**

La sous-porteuse OOK est représentée ci-dessous.



**Question 20**

La figure ci-dessous représente l'allure de la porteuse modulée.



**Question 21**

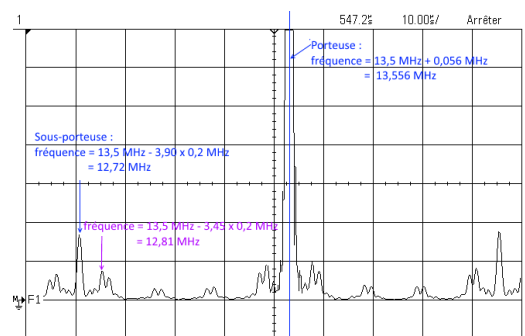
Sur la capture ci-contre, on relève les valeurs suivantes :

- la fréquence porteuse :  $f_p \approx 13,556 \text{ MHz}$
- la fréquence de la sous-porteuse :  $f_{ps} \approx 13,556 \cdot 10^6 - 12,72 \cdot 10^6 \approx 836 \text{ kHz}$  (norme  $\Rightarrow 847 \text{ kHz}$ )
- la fréquence pour laquelle la densité spectrale de puissance du code Manchester est maximale :

$$\frac{0,75}{T_b} \approx 12,81 \cdot 10^6 - 12,72 \cdot 10^6 = 90 \text{ kHz}$$

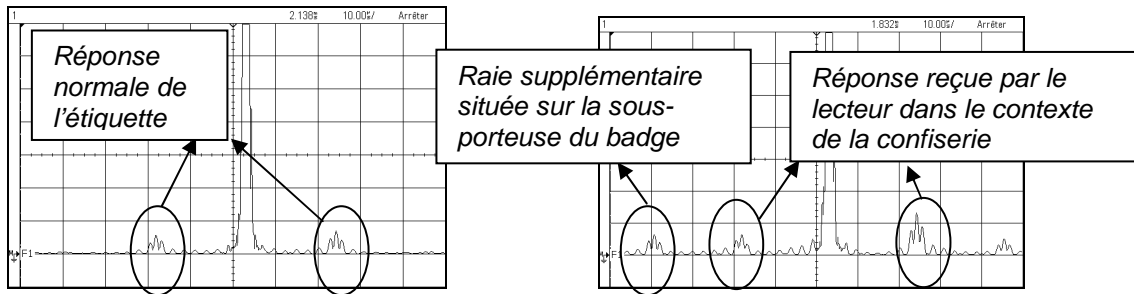
On retrouve bien, sur cette capture, le spectre déduit de l'étude de la figure 13. On en déduit le débit en réponse :

$$D_{rep} \approx \frac{90000}{0,75} \approx 120 \text{ kbps} \quad (106 \text{ kbps d'après la documentation})$$



## Question 22

Les observations aux relevés 15.a et 15.b sont les suivantes :



- le rapport signal sur bruit des étiquettes (TAG) est plus faible que dans le cas du badge ;
- un certain nombre de raies supplémentaires se sont superposées à la bande de fréquence contenant l'information. Selon la bande de fréquence utilisée pour la démodulation, ces raies vont perturber l'interprétation de la réponse par le lecteur RFID. On peut parler d'interférences ;
- il s'agit également de la superposition des réponses en provenance de TAGs multiples situés à portée du lecteur. (Tiroir sous la table de travail) On constate, en effet, un lien avec la fréquence de la sous porteuse. Cette capture met en évidence des collisions non gérées par le lecteur.

## Question 23

L'anticollision dans le cas du standard ISO/IEC 14443 utilise l'UID qui est un numéro unique pour la carte et qui dépend du constructeur comme dans le cas de l'adresse MAC.

Suite à la requête anticollision L1, toutes les cartes présentes dans le champ du lecteur retournent leur UID. Si plusieurs cartes répondent il, y a au moins un bit erroné comme dans l'exemple 0001 0C01 01C1 ... avec la lettre C signifiant *collision*. Pour le bit erroné, le lecteur apporte une correction (exemple : mettre un 1 à la place du C puisque nécessairement les 2 types d'UID existent) et retourne l'UID corrigé avec une requête de sélection.

Suite à une nouvelle requête d'anticollision avec l'UID partiel corrigé, toutes les cartes présentes dans le champ, et dont la première partie de l'UID correspond, retournent le reste de leur UID. L'opération est répétée jusqu'à ce qu'une seule carte réponde et soit activée. Pendant la suite de l'échange, une seule carte sera active dans le champ puisque le mécanisme est basé sur l'UID qui est un numéro unique.

## Question 24

Un algorithme déterministe est un algorithme qui produit toujours le même résultat dans des conditions identiques. Ainsi, si ce sont toujours les mêmes badges qui se trouvent dans le champ du lecteur, le badge sélectionné est toujours le même.

Par ailleurs, si l'on observe l'algorithme de l'annexe 3, on constate que le nombre de requêtes d'anticollision est fixé par rapport à la taille des UID qui, elle, peut être anticipée. L'influence du nombre de cartes dans le champ est dès lors très faible. Il est donc possible de borner la valeur du temps nécessaire pour activer la carte avant de communiquer. Cette propriété correspond à celle d'un algorithme déterministe.

Il est donc possible d'utiliser ces solutions dans les systèmes temps-réel puisque le résultat est garanti.

## Question 25

L'analyse de la documentation montre que toutes les étiquettes et tous les TAG disposent d'un mécanisme d'anticollision. La seule suspicion est sur le transpondeur de référence RF-HDT-DVBB qui

emploie le terme « Simultaneous identification of tags » avec pour valeur « Up to 50 tags ». Toutefois, la documentation précise que le tag respecte le standard « ISO/IEC 15693-3 » qui correspond à l'anticollision. En creusant un peu, on constate que le lecteur et le composant CLR632 qui l'équipe gèrent l'anticollision du standard ISO/IEC 14443 mais ne semblent pas gérer l'anticollision du standard ISO/IEC 15693. Ceci n'est toutefois pas gênant dans une utilisation normale de l'application (lecture de l'identifiant d'un seul fût à la fois). Une protection contre les interférences peut, par contre, être nécessaire.

### Question 26

Les champs électromagnétiques dans une petite boucle sont exprimés par les relations suivantes dans lesquelles  $I_m$  est le courant fictif magnétique uniforme et  $l'$  est la longueur équivalente :

– pour le champ électrique E

$$\begin{aligned} E_r &= 0 \\ E_\theta &= 0 \\ E_\varphi &= \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \sin \theta}{4\pi} \cdot \left( \frac{1}{(jr)^2} + \frac{\beta}{jr} \right) \right] \cdot e^{-j\beta r} \end{aligned}$$

– pour le champ magnétique H

$$\begin{aligned} H_r &= - \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \cos \theta}{2\pi\mu_0\omega} \cdot \left( \frac{1}{(jr)^3} + \frac{\beta}{(jr)^2} \right) \right] \cdot e^{-j\beta r} \\ H_\theta &= - \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \sin \theta}{4\pi\mu_0\omega} \cdot \left( \frac{1}{(jr)^3} + \frac{\beta}{(jr)^2} + \frac{\beta^2}{jr} \right) \right] \cdot e^{-j\beta r} \\ H_\varphi &= 0 \end{aligned}$$

En effet, d'après le principe de dualité des équations de Maxwell : si les sources de deux systèmes sont duales, alors  $\vec{M}_2 \Leftrightarrow \vec{J}_1$ ,  $\vec{M}_2$  étant la densité d'une source fictive de courant magnétique et  $\vec{J}_1$  étant la densité d'une source de courant électrique.

De plus, si les conditions aux limites sont duales,  $\mu_2 \Leftrightarrow \varepsilon_1$ ;  $\varepsilon_2 \Leftrightarrow \mu_1$ , alors les champs du système 2 peuvent être trouvés à partir de la solution du système 1 par la substitution :

$$\vec{E}_2 \Leftrightarrow -\vec{H}_1 \text{ et } \vec{H}_2 \Leftrightarrow \vec{E}_1$$

Or, pour un dipôle électrique idéal, nous avons :

$$\begin{aligned} \vec{E}_1 &= E_{1\theta} \cdot \vec{\theta} + E_{1r} \cdot \vec{r} \\ \vec{H}_1 &= H_{1\phi} \cdot \vec{\Phi} \end{aligned}$$

Les relations duales donnent :

$$\begin{aligned} \vec{H}_2 &= E_{1\phi} \cdot \vec{\theta} + E_{1r} \cdot \vec{r} \\ \vec{E}_2 &= -H_{1\phi} \cdot \vec{\Phi} \end{aligned}$$

On en déduit les composantes des champs électrique et magnétique :



$$\begin{aligned}
E_r &= 0 \\
E_\theta &= 0 \\
E_\varphi &= \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \sin \theta}{4\pi} \cdot \left( \frac{1}{(jr)^2} + \frac{\beta}{jr} \right) \right] \cdot e^{-j\beta r} \\
H_r &= - \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \cos \theta}{2\pi\mu_0\omega} \cdot \left( \frac{1}{(jr)^3} + \frac{\beta}{(jr)^2} \right) \right] \cdot e^{-j\beta r} \\
H_\theta &= - \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \sin \theta}{4\pi\mu_0\omega} \cdot \left( \frac{1}{(jr)^3} + \frac{\beta}{(jr)^2} + \frac{\beta^2}{jr} \right) \right] \cdot e^{-j\beta r} \\
H_\varphi &= 0
\end{aligned}$$

### Question 27

La documentation du lecteur RFID (annexe 1) spécifie qu'il fonctionne entre 0 et 6 cm (0 à 4 cm dans le tableau des données techniques de l'annexe 1) suivant les cartes, étiquettes ou TAG utilisés. Il n'est pas utile de faire fonctionner le système à des distances plus importantes car l'opérateur doit pouvoir être certain que le fût identifié est bien celui qu'il pointe.

Par ailleurs, la fréquence de la porteuse vaut 13,56 MHz, ce qui correspond à une longueur d'onde

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300000000}{13560000} \approx 22 \text{ m.}$$

$$\text{Soit : } \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{22}{2\pi} = 3,52 \text{ m} \approx 0,06 \text{ m}$$

### Question 28

Les champs électriques et magnétiques sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
E_\varphi &= \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \sin \theta}{4\pi} \cdot \left( \frac{1}{(jr)^2} + \frac{\beta}{jr} \right) \right] \cdot e^{-j\beta r} \\
H_r &= - \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \cos \theta}{2\pi\mu_0\omega} \cdot \left( \frac{1}{(jr)^3} + \frac{\beta}{(jr)^2} \right) \right] \cdot e^{-j\beta r} \\
H_\theta &= - \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \sin \theta}{4\pi\mu_0\omega} \cdot \left( \frac{1}{(jr)^3} + \frac{\beta}{(jr)^2} + \frac{\beta^2}{jr} \right) \right] \cdot e^{-j\beta r}
\end{aligned}$$

avec :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \approx \frac{2\pi}{22} \approx 0,28 < 1$$

et donc :

$$\frac{1}{(jr)^2} \approx \frac{\beta}{jr}$$

par ailleurs  $\beta r \ll 1$

donc :  $e^{-j\beta r} \approx 1$

donc

$$E_{\varphi} = \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \sin \theta}{4\pi} \cdot \frac{1}{(jr)^2} \right]$$

$$H_r = - \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \cos \theta}{2\pi\mu_0\omega} \cdot \frac{1}{(jr)^3} \right]$$

$$H_{\theta} = - \left[ \frac{I_m \cdot l' \cdot \sin \theta}{4\pi\mu_0\omega} \cdot \frac{1}{(jr)^3} \right]$$

On en déduit que, dans le cas d'une antenne boucle utilisée en champ proche, le champ magnétique est prédominant devant le champ électrique. Il ne se propage pas, l'énergie est emmagasinée, non pas rayonnée. Il peut être considéré comme quasi stationnaire. Enfin, il décroît très rapidement avec l'éloignement (puissance 3 de la distance  $r$ )

### Question 29

Le calcul du champ à partir de la loi de Biot et Savart conduit à la relation :

$$H_x = \frac{I}{2} \frac{NR^2}{(d^2 + R^2)^{\frac{3}{2}}}$$

Il ne fallait pas, ici, confondre  $B$  (induction magnétique) et  $H$  où  $H = \frac{B}{\mu_0}$ .

On a

$$\vec{r}_z = -\sin\theta \vec{z} ; \vec{dl}_y = -dl \vec{y} ; R = r \sin\theta$$

d'où

$$\sin\theta = \frac{R}{r} \text{ et } r = \sqrt{(d^2 + R^2)}$$

et

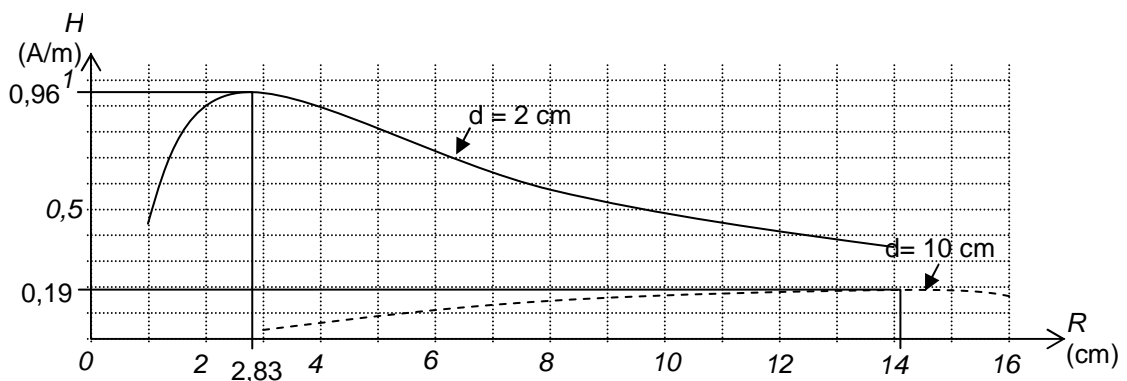
$$H_x = \frac{I}{4\pi} \oint_C \frac{dl \cdot \sin\theta}{r^2} = \frac{I}{4\pi} \oint_C \frac{dl \cdot R}{r^3} = \frac{I}{4\pi} \oint_C \frac{dl \cdot R}{(d^2 + R^2)^{\frac{3}{2}}} = \frac{I}{4\pi} \frac{2\pi R \cdot R}{(d^2 + R^2)^{\frac{3}{2}}} = \frac{I}{2} \frac{R^2}{(d^2 + R^2)^{\frac{3}{2}}}$$

On en déduit pour  $N$  spires :

$$H_x = \frac{I}{2} \frac{NR^2}{(d^2 + R^2)^{\frac{3}{2}}}$$

### Question 30

L'allure du champ est donnée ci-dessous :



Le maximum est obtenu pour  $H'_x(R) = 0$ .

$$\text{Soit : } H'_x(R) = \frac{I \cdot N}{2} \times \frac{2 \times R \times (d^2 + R^2)^{\frac{3}{2}} - \frac{3}{2} \times R^2 \times 2 \times R \times (R^2 + d^2)^{\frac{1}{2}}}{(d^2 + R^2)^{\frac{3}{2}}} = 0.$$

$$\text{Soit : } 2R \times (d^2 + R^2)^{\frac{3}{2}} - \frac{3}{2} \times R^2 \times 2R \times (R^2 + d^2)^{\frac{1}{2}} = 0 \text{ ou encore : } R^2 + d^2 - R^2 \times \frac{3}{2} = 0.$$

Soit :  $H_x$  maximum pour  $R^2 = 2 \times d^2$  et  $R = d \times \sqrt{2}$ .

Pour  $d = 2$  cm alors :  $R_{\text{MAX}} = 2,83$  cm.

Pour  $d = 10$  cm alors :  $R_{\text{MAX}} = 14,14$  cm.

### Question 31

Le nombre minimal de spires compte tenu des cartes et TAG à disposition est évalué sachant que le champ minimal, pour le standard ISO/IEC 14443, est de 1,5 A/m.

d	2 cm	10 cm
N	$\frac{1,5}{0,96} = 2$ spires de 2,83 cm	$\frac{1,5}{0,19} = 8$ spires de 14 cm de rayon

La documentation du TAG RF-HDT-DVBB précise, quant à elle, un champ typique pour activer le TAG de 115 dB $\mu$ A/m. Si l'on convertit cette valeur en A/m, on obtient :

$$H_{\text{typ}} = 10^{\frac{115}{20}} \times 10^{-6} = 0,56 \text{ A/m}$$

Cette valeur est située en deçà de la valeur minimale requise pour les cartes MIFARE®. Le pire des cas en matière de champ requis est donc bien le respect du standard ISO/IEC 14443.

Toutefois, 8 spires d'un rayon de 14 cm (avec une bobine à air) pour atteindre une distance de fonctionnement semble peu envisageable.

### Question 32

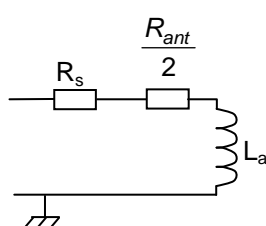
Si le métal est placé très près de l'antenne, le champ magnétique génère un courant de Foucault dans le métal. Ce courant absorbe de la puissance et mène à un désaccord de l'antenne par diminution de l'inductance équivalente et à une modification du facteur de qualité.

Sur la représentation du champ magnétique, on voit apparaître une diminution de l'amplitude du champ qui se traduit par une diminution de la portée.

La photo du lecteur montre, par ailleurs, que ce dernier comporte, dans la zone de champ, un certain nombre de composants et pièces métalliques susceptibles d'avoir un impact sur la portée de l'appareil en comparaison des données théoriques. Il n'a pas, non plus, d'écran magnétique qui lui permettrait de fonctionner correctement à proximité de tout le matériel que peut comporter le bureau (Tour PC, routeur Wifi etc.) Enfin, il faudra dérouler complètement le câble USB.

### Question 33

Modèle électrique de la demi-antenne :



$$\text{avec : } L_a = \frac{L_{\text{ant}}}{2} = 1,75 \mu\text{H}, \quad \frac{R_{\text{ant}}}{2} = 0,15 \Omega \text{ et } R_s = 4,3 \Omega$$

On rappelle que le facteur de qualité d'une antenne est défini comme le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie perdue sur une période dans un circuit. Il représente les pertes hors désadaptation.

$R_s$  permet, par ailleurs, d'ajuster le facteur de qualité en tenant compte de la limite de consommation du composant, on trouve donc :

$$Q = \frac{L_a \cdot \omega}{R_s + \frac{R_{ant}}{2}}$$

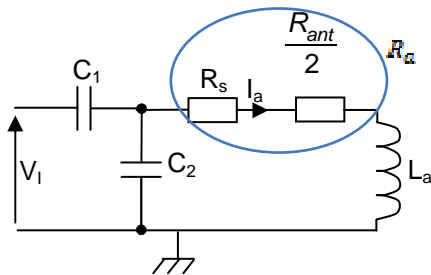
Application numérique :

$$Q = \frac{1,75 \cdot 10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 13,56 \cdot 10^6}{4,3 + 0,15} = 32,5$$

En effet, la fréquence de fonctionnement du système RFID choisi est de 13,56 MHz et la résistance  $R_s$  vaut 4,3  $\Omega$  d'après l'annexe 1.

### Question 34

Modèle électrique équivalent de l'ensemble demi-antenne set adaptation d'impédance :



L'expression de la fonction de transfert est :

$$\underline{T}(j\omega) = \frac{jC_1\omega}{1 + j\omega \frac{R_a}{L_a} \times L_a (C_1 + C_2) + j^2\omega^2 \times L_a (C_1 + C_2)}$$

En effet,

$$\frac{V_{C2}}{V_{IN}} = \frac{\frac{V_{IN}}{jC_2\omega + \frac{1}{R_a + jL_a\omega}}}{\frac{1}{jC_1\omega} + \frac{1}{jC_2\omega + \frac{1}{R_a + jL_a\omega}}}$$

et

$$\underline{I}_a = \frac{V_{C2}}{R_a + jL_a\omega}$$

d'où

$$\frac{\underline{I}_a}{V_{IN}} = \frac{1}{R_a + jL_a\omega} \times \frac{1}{\frac{C_2}{C_1} + \frac{1}{jC_1\omega(R_a + jL_a\omega)} + 1} = \frac{jC_1\omega}{1 + j\omega \frac{R_a}{L_a} \times L_a (C_1 + C_2) + j^2\omega^2 \times L_a (C_1 + C_2)} = \underline{T}(j\omega)$$

### Question 35

En posant la pulsation propre  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a (C_1 + C_2)}}$  et le facteur de qualité  $Q = \frac{L_a \omega_0}{R_a}$ , on obtient :

$$\underline{T}(j\omega) = \frac{C_1 Q \omega_0 \times j \frac{\omega}{Q \omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{Q \omega_0} + j^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} = \frac{C_1 Q \omega_0}{\frac{1}{j \frac{\omega}{Q \omega_0}} + 1 + j \frac{Q \omega}{\omega_0}} = \frac{C_1 Q \omega_0}{1 + j \frac{Q \omega}{\omega_0} - j \frac{Q \omega_0}{\omega}} = \frac{K}{1 + j Q \cdot \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

avec

$$K = C_1 Q \omega_0 = C_1 \frac{L_a \omega_0^2}{R_a} = C_1 \frac{L_a}{R_a L_a (C_1 + C_2)} = \frac{C_1}{R_a (C_1 + C_2)}$$

et

$$Q = \frac{L_a \omega_0}{R_a} = \frac{L_a}{R_a \sqrt{L_a (C_1 + C_2)}} = \frac{\sqrt{L_a}}{R_a \sqrt{(C_1 + C_2)}}$$

### Question 36

La fréquence  $f_0$  et le courant maximum sont déterminés en utilisant les valeurs données en annexe 1. Soient  $C_1 = 9,1 \text{ pF}$  et  $C_2 = 68 + 1 = 69 \text{ pF}$ , on en déduit :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a (C_1 + C_2)}}$$

d'où

$$f_0 = \frac{1}{(2\pi \sqrt{L_a (C_1 + C_2)})} = \frac{1}{(2\pi \sqrt{(1,75 \cdot 10^{-6}) \times (9,1 \cdot 10^{-12} + 68 \cdot 10^{-12} + 1 \cdot 10^{-12})})} = 13,61 \text{ MHz}$$

Pour cette fréquence  $|T(j\omega)|$  est maximum et vaut :

$$K = C_1 Q \omega_0 = \frac{C_1}{R_a (C_1 + C_2)} = \frac{9,1 \cdot 10^{-12}}{4,45 \times (9,1 \cdot 10^{-12} + 68 \cdot 10^{-12} + 1 \cdot 10^{-12})} = 0,026$$

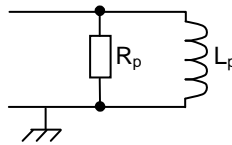
Il s'en déduit :

$$I_a = 5 \times 0,026 = 131 \text{ mA}$$

D'après la documentation, le signal présent en TX1 et TX2 est un signal rectangulaire d'amplitude  $V_{OH} \approx 4,85 \text{ V}$ . Cette même documentation précise que  $L_0$  et  $C_0$  constituent un filtre passe bas EMC qui permet de réduire l'amplitude des harmoniques. On peut donc faire l'hypothèse d'un signal sinusoïdal d'amplitude proche de 5V.

### Question 37

Schéma électrique parallèle de l'antenne :



avec :

$$Y_{\text{série}} = \frac{1}{R_s + \frac{R_{\text{ant}}}{2} + jL_a \omega} = Y_{\text{parallèle}} = \frac{R_s + \frac{R_{\text{ant}}}{2} - jL_a \omega}{\left( R_s + \frac{R_{\text{ant}}}{2} \right)^2 + L_a^2 \omega^2}$$

En égalant la partie réelle et la partie imaginaire, il vient :

$$\begin{cases} \frac{1}{R_p} = \frac{R_s + \frac{R_{ant}}{2}}{\left(R_s + \frac{R_{ant}}{2}\right)^2 + L_a^2 \omega^2} \\ \frac{1}{L_p \omega} = \frac{L_a \omega}{\left(R_s + \frac{R_{ant}}{2}\right)^2 + L_a^2 \omega^2} \end{cases}$$

Soit :

$$\begin{cases} R_p = \frac{\left(R_s + \frac{R_{ant}}{2}\right)^2 + L_a^2 \omega^2}{R_s + \frac{R_{ant}}{2}} \\ L_p = \frac{\left(R_s + \frac{R_{ant}}{2}\right)^2 + L_a^2 \omega^2}{L_a \omega^2} \end{cases}$$

Soit :

$$R_p = \left(R_s + \frac{R_{ant}}{2}\right) \left[1 + Q^2\right]$$

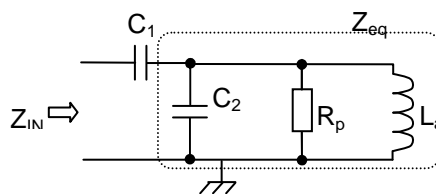
et

$$L_p = L_a \left[1 + \frac{1}{Q^2}\right]$$

Comme  $Q \gg 1$ ,  $R_p = \left(R_s + \frac{R_{ant}}{2}\right) \left[1 + Q^2\right]$  et  $L_p \approx L_a$

### Question 38

Soit le schéma équivalent de l'adaptation d'impédance :



Soit :

$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{jL_a \omega} + jC_2 \omega,$$

$$Z_{eq} = \frac{R_p \cdot jL_a \omega}{jL_a \omega + R_p + jC_2 \omega \cdot R_p \cdot jL_a \omega}.$$

On en déduit :

$$\underline{Z_{IN}} = \frac{1}{jC_1 \omega} + Z_{eq} = \frac{1}{jC_1 \omega} + \frac{R_p \cdot jL_a \omega}{jL_a \omega + R_p + jC_2 \omega \cdot R_p \cdot jL_a \omega} = \frac{jL_a \omega + R_p + j^2 C_2 R_p L_a \omega^2 + j^2 R_p L_a C_1 \omega^2}{jC_1 \omega \cdot (jL_a \omega + R_p + j^2 C_2 R_p L_a \omega^2)}$$

$$\underline{Z}_{IN} = \frac{jL_a\omega + R_p - (C_2 + C_1)R_pL_a\omega^2}{jC_1\omega \cdot (R_p - C_2R_pL_a\omega^2) - C_1L_a\omega^2} = \frac{jL_a\omega + R_p(1 - (C_2 + C_1)L_a\omega^2)}{jC_1\omega \cdot (R_p - C_2R_pL_a\omega^2) - C_1L_a\omega^2}$$

Pour  $\omega_0$ , on a :

$$\begin{aligned} \Re[\underline{Z}_{IN}] &= \Re \left[ \frac{jL_a\omega_0}{jC_1\omega_0 \cdot (R_p - C_2R_pL_a\omega_0^2) - C_1L_a\omega_0^2} \right] = \Re \left[ \frac{-jL_a}{-jC_1 \cdot (R_p - C_2R_pL_a\omega_0^2) + C_1L_a\omega_0} \right] \\ &= \Re \left[ \frac{-jL_a \cdot (jC_1 \cdot (R_p - C_2R_pL_a\omega_0^2) + C_1L_a\omega_0)}{-\left(jC_1 \cdot (R_p - C_2R_pL_a\omega_0^2)\right)^2 + (C_1L_a\omega_0)^2} \right] = \Re \left[ \frac{\left(\left(R_pC_1L_a - C_1C_2R_pL_a^2\omega_0^2\right) - jC_1L_a^2\omega_0\right)}{\left(\left(R_pC_1 - C_1C_2R_pL_a\omega_0^2\right)\right)^2 + (C_1L_a\omega_0)^2} \right] \\ \Re[\underline{Z}_{IN}] &= \frac{R_pC_1L_a - C_1C_2R_pL_a^2\omega_0^2}{\left(R_pC_1 - C_1C_2R_pL_a\omega_0^2\right)^2 + (C_1L_a\omega_0)^2} \end{aligned}$$

### Question 39

Comme  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a(C_1 + C_2)}}$ , on obtient :

$$\Re[\underline{Z}_{IN}] = \frac{R_pC_1L_a - C_1C_2R_pL_a^2 \frac{1}{L_a(C_1 + C_2)}}{\left(R_pC_1 - C_1C_2R_pL_a \frac{1}{L_a(C_1 + C_2)}\right)^2 + (C_1L_a)^2 \frac{1}{L_a(C_1 + C_2)}}$$

Soit :

$$\Re[\underline{Z}_{IN}] = \frac{R_pC_1L_a - C_1C_2R_pL_a^2 \frac{1}{L_a(C_1 + C_2)}}{\left(R_pC_1 - C_1C_2R_pL_a \frac{1}{L_a(C_1 + C_2)}\right)^2 + (C_1L_a)^2 \frac{1}{L_a(C_1 + C_2)}}$$

D'où :

$$\Re[\underline{Z}_{IN}] = \frac{R_pL_a(C_1 + C_2)}{R_p^2C_1^2 + L_a(C_1 + C_2)} = \frac{R_pL_a(C_1 + C_2)}{R_p^2C_1^2 + L_a(C_1 + C_2)}$$

Application numérique :  $L_a = 1,75 \mu\text{H}$  et  $R_a = 4,45 \Omega$  (d'après la question 33).

On trouve en annexe 1 :  $C_1 = 9,1 \text{ pF}$  et  $C_2 = 68 + 1 = 69 \text{ pF}$

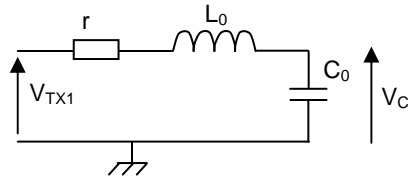
On calcule :

$$\begin{aligned} R_p &= 4,45 \times \left( 1 + \frac{1,75 \cdot 10^{-6}}{4,45^2 \times (9,1 \cdot 10^{-12} + 69 \cdot 10^{-12})} \right) = 5040 \Omega \\ \Re[\underline{Z}_{IN}] &= \frac{5040 \times 1,75 \cdot 10^{-6} (9,1 \cdot 10^{-12} + 69 \cdot 10^{-12})}{5040^2 \times (9,1 \cdot 10^{-12})^2 + 1,75 \cdot 10^{-6} \times (9,1 \cdot 10^{-12} + 69 \cdot 10^{-12})} = 308 \Omega \end{aligned}$$

Afin de connecter une antenne externe via un câble, il faut faire une adaptation d'impédance  $50 \Omega$  de chaque coté du câble. Pour cela, il faut, entre autres, recalculer  $C_1$  et  $C_2$  afin d'avoir la même pulsation propre mais avec une impédance d'entrée de  $50 \Omega$ .

### Question 40

Le schéma équivalent au filtre est le suivant :



On en déduit la transmittance :  $\underline{T}(j\omega) = \frac{V_{C0}}{V_{TX1}}$

$$\underline{T}(j\omega) = \frac{1}{r + jL_0\omega + \frac{1}{jC_0\omega}} = \frac{1}{1 + jrC_0\omega + (j\omega)^2 L_0C_0}$$

$$\underline{T}(j\omega) = \frac{1}{1 + 2jm\frac{\omega}{\omega_0} + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 \cdot C_0}} \text{ et } m = \frac{r}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}}$$

Soient la fréquence propre  $f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_0}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{1 \cdot 10^{-6} \times 124 \cdot 10^{-12}}} \approx 14,3 \text{ MHz}$  et la résistance de

sortie de l'étage  $r \approx 0$ .

On constate que, effectivement, la fréquence de la porteuse de l'information (13,56 MHz) est dans la bande passante du filtre passe bas.

Dans tous les cas, les harmoniques possibles de la porteuse à 13,56 MHz sont éliminés.

### Question 41

Éléments du modèle simplifié du couple Station de base et TAG :

On retrouve :

- $C_1$  et  $C_2$  pour l'adaptation d'impédance de l'étage de sortie de la station de base,
- $R_a$  et  $L_a$  sur le schéma équivalent de l'antenne de la station de base et de la résistance  $R_s$ ,
- $L_t$  et  $R_t$  correspondent aux éléments équivalents de l'antenne du transpondeur ;
- $R_L$  et  $C_L$  sont les éléments équivalents du circuit intégré dans le TAG. Ces éléments sont variables car dépendent de l'état du fonctionnement du composant. (CL comprend le condensateur d'accord et dépend de l'antenne du TAG et de sa taille) ;
- $R_M$  et Données répondent au principe de fonctionnement de la réponse du TAG à une requête de la station de base sous la forme d'une modulation de sous porteuse ;
- $k$  représente le couplage entre les deux antennes (station de base d'un côté et TAG de l'autre).

### Question 42

Soit la fonction de transfert du transpondeur :

$$\underline{T}_2(j\omega) = \frac{Z_{LCL}}{Z_t + Z_{LCL}} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R'_L} + jC_L\omega}}{R_t + jL_t\omega + \frac{1}{\frac{1}{R'_L} + jC_L\omega}} = \frac{R'_L}{R'_L + R_t + jL_t\omega + jR'_L R'_L C_L \omega - R'_L L_t C_L \omega^2}$$



$$= \frac{\frac{R_L'}{R_L' + R_t}}{1 + j\omega \frac{L_t + R_t R_L' C_L}{R_L' + R_t} - \omega^2 \frac{R_L' L_t C_L}{R_L' + R_t}} = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{Q \times \omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

avec :

- la fréquence propre :  $\omega_0 = \sqrt{\frac{R_t + R_L'}{L_t R_L' C_L}}$  ;
- le facteur de qualité :  $Q = \frac{\sqrt{(R_t + R_L') \times L_t R_L' C_L}}{L_t + R_L' R_t C_L}$
- l'amplification :  $A_0 = \frac{R_L'}{R_L' + R_t}$

### Question 43

Soit la fonction de transfert

$$|T_2(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{Q^2 \cdot \omega_0^2}}}$$

$|T_2(j\omega)|$  est maximal pour :

$$\frac{d|T_2(j\omega)|}{d\omega} = 0$$

Soit :

$$\frac{d\left(\frac{A_0}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{Q^2 \cdot \omega_0^2}}}\right)}{d\omega} = 0$$

Soit :

$$A_0 \times \frac{-\frac{1}{2} \left[ 2 \times \left(-2 \frac{\omega}{\omega_0^2}\right) \times \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + 2 \times \frac{\omega}{Q^2 \omega_0^2} \right]}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{Q^2 \times \omega_0^2}} = 0 \Leftrightarrow -4 \frac{\omega}{\omega_0^2} \times \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + 2 \times \frac{\omega}{Q^2 \omega_0^2} = 0$$

Soit :

$$\Leftrightarrow -4 \frac{\omega}{\omega_0^2} + 4 \frac{\omega^3}{\omega_0^4} + 2 \frac{\omega}{Q^2 \omega_0^2} = 0 \Leftrightarrow \frac{2}{Q^2 \omega_0^2} - \frac{4}{\omega_0^2} + 4 \frac{\omega^2}{\omega_0^4} = 0 \text{ ou } \omega = 0$$

$$\Leftrightarrow \omega^2 = \omega_0^2 \left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)$$

On en déduit la fréquence de résonance du transpondeur :

$$f_t = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{R_t + R_L'}{L_t R_L' C_L} \cdot \left(1 - \frac{(L_t + R_L' R_t C_L)^2}{2 \cdot ((R_t + R_L') L_t R_L' C_L)}\right)}$$

Application numérique :

$$Q = \frac{\sqrt{(4,6 + 5000) \times 0,98 \times 10^{-6} \times 5000 \times 132 \times 10^{-12}}}{0,98 \times 10^{-6} + 5000 \times 4,6 \times 132 \times 10^{-12}} = 14,2$$

et

$$f_t = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{4,6 + 5000}{0,98 \cdot 10^{-6} \times 5000 \times 132 \cdot 10^{-12}} \times \left(1 - \frac{1}{2 \times 14,2^2}\right)} = 13,98 \text{ MHz}$$

Le système complet présente ainsi des résonances multiples (doubles en l'occurrence). Lorsque le transpondeur se meut dans le champ du lecteur, les pics de résonance se déplacent. Ceci fait que la porteuse et les bandes latérales de modulation sont transmises de manières différentes.

La télé-alimentation privilégie l'accord à 13,56 MHz alors que la modulation de charge privilégie l'accord à 13,56 MHz + fréquence de la sous-porteuse (sous-porteuse = 423,75 kHz) pour la bonne transmission de l'une des bandes latérales de modulation.

#### Question 44

Il s'agit d'un mécanisme de scrutation du port où se trouve le lecteur. On essaie de se connecter au TAG jusqu'à ce qu'il y en ait un.

Deux tâches sont exécutées en parallèle : l'affichage d'informations et la scrutation.

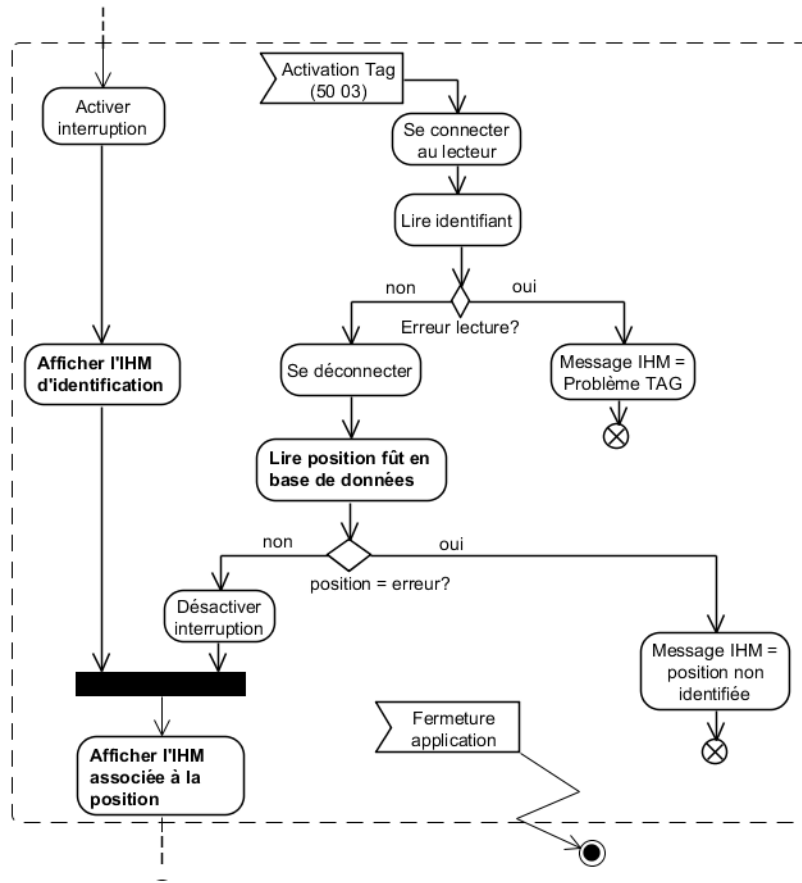
Cette solution peut être un peu lente. Le temps nécessaire entre le moment du passage du TAG et le moment où l'opérateur prend connaissance de la position normale du fût, est variable et dépend de plusieurs paramètres.

#### Question 45

On propose d'exploiter les événements se produisant sur le port où le lecteur USB est branché. En effet, la trame « 50 03 » (voir capture) n'apparaît que lors de l'activation du Tag. Lorsque cet événement survient, on va lancer la connexion au lecteur puis la lecture du TAG.

La solution proposée est la solution minimale attendue pour cette question :

- symbole de réception d'un événement,
- suppression de quelques tests.



#### Question 46

La mémoire partagée est la solution la plus rapide pour communiquer entre processus. Compte tenu du cahier des charges, plusieurs solutions sont acceptées dont la solution de simple synchronisation par sémaphore suivante :

```

const char *name = "/identifFut";
const int SIZE = 5;
Tag leTag;
int shm_fd;          // file descriptor
char *shm_base;     // base address
sem_t * laSynchronisation;
char *ptr;          // shm_base is fixed, ptr is movable
char* identifiant;
const char *name2 = "/identifFutSem";
shm_fd = shm_open(name, O_CREAT | O_RDWR, 0666);
//test valeur de retour
laSynchronisation=sem_open(name2, O_CREAT | O_RDWR,0666,0);
ftruncate(shm_fd, SIZE);

shm_base = (char *)mmap(0, SIZE, PROT_READ | PROT_WRITE, MAP_SHARED, shm_fd, 0);
//test valeur de retour et unlink

identifiant =leTag.lireId();
ptr = shm_base;
  
```

```
*(ptr+1) = identifiant[0];
*(ptr+2) = identifiant[1];
*(ptr+3) = identifiant[2];
*(ptr+4) = identifiant[3];
sem_post(laSynchronisation);

int erreur = munmap(shm_base, SIZE);
//test valeur de retour

erreur = close(shm_fd);
//test valeur de retour

return 0;
}
```

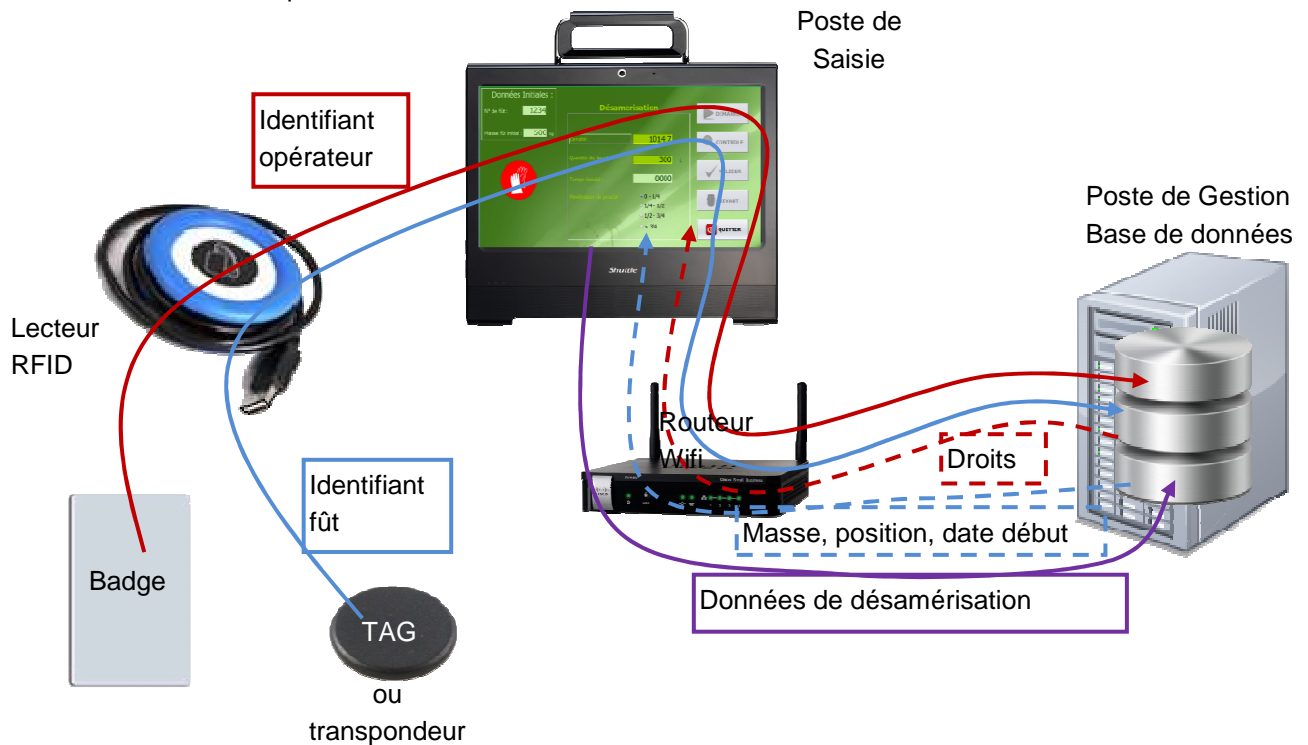
**Question 47**

Les améliorations pouvant être apportées consistent à :

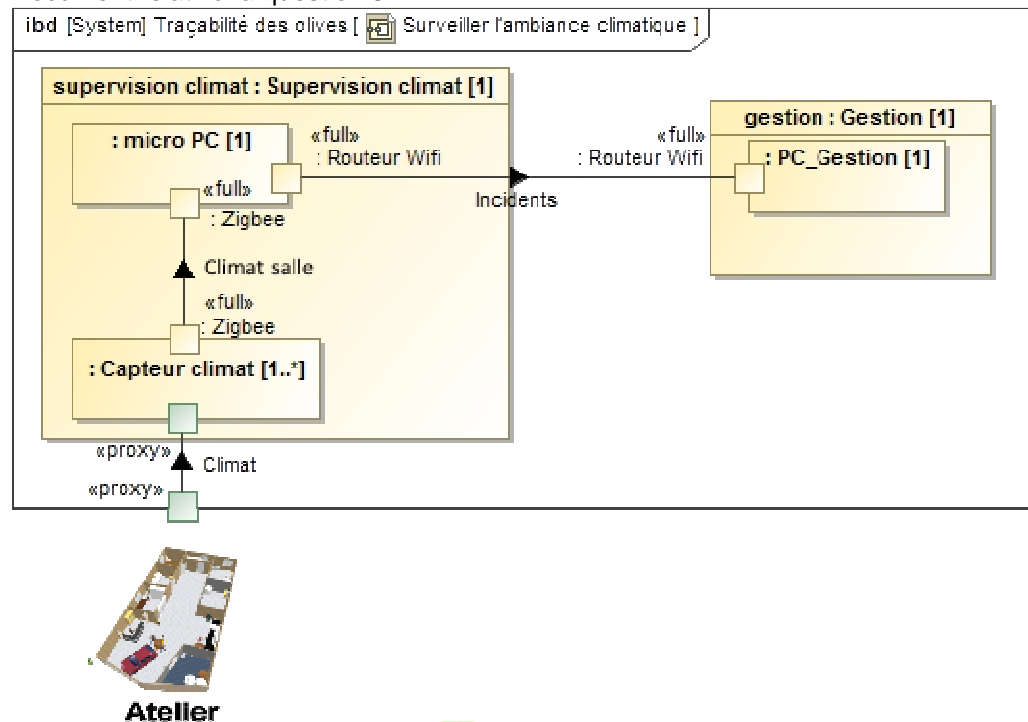
- homogénéiser le type de TAG/carte d'identification afin d'avoir un lecteur optimisé ou bien prévoir deux lecteurs pour les deux standards,
- modifier l'antenne en lui ajoutant un écran en ferrite correctement positionné afin d'améliorer la portée,
- modifier l'application afin qu'elle fonctionne sur interruption et non plus par scrutation.



## Document réponse

Document relatif à la question 2 :



Document relatif à la question 3 :



Il est à noter que les « flow ports »  sont obsolètes depuis la version 1.3 de SysML et remplacés, entre autres, par les « full ports ». Ces derniers sont typés par un bloc. Toutefois, certains ingénieurs systèmes privilégient encore la notation « flow ports » pour plus de clarté. Les deux représentations sont acceptées mais pas en même temps (Stéréotype « full » avec le symbole )

Par ailleurs, il ne faut pas confondre le bloc micro PC (superviseur des capteurs) et le tout en un tactile (poste de saisie).

Document relatif à la question 10 :

