

SESSION 2010

---

**AGREGATION  
CONCOURS EXTERNE**

**Section : SCIENCES PHYSIQUES  
Option C : PHYSIQUE APPLIQUÉE**

**PROBLÈME DE PHYSIQUE APPLIQUÉE,  
DE TRAITEMENT DU SIGNAL ET D'AUTOMATIQUE**

Durée : 6 heures

---

*Calculatrice électronique de poche – y compris calculatrice programmable, alphanumérique ou à écran graphique – à fonctionnement autonome, non imprimante, autorisée conformément à la circulaire n° 99-186 du 16 novembre 1999.*

*L'usage de tout ouvrage de référence, de tout dictionnaire et de tout autre matériel électronique est rigoureusement interdit.*

*Dans le cas où un(e) candidat(e) repère ce qui lui semble être une erreur d'énoncé, il (elle) le signale très lisiblement sur sa copie, propose la correction et poursuit l'épreuve en conséquence.*

*De même, si cela vous conduit à formuler une ou plusieurs hypothèses, il vous est demandé de la (ou les) mentionner explicitement.*

**NB : Hormis l'en-tête détachable, la copie que vous rendrez ne devra, conformément au principe d'anonymat, comporter aucun signe distinctif, tel que nom, signature, origine, etc. Si le travail qui vous est demandé comporte notamment la rédaction d'un projet ou d'une note, vous devrez impérativement vous abstenir de signer ou de l'identifier.**

Problème
----------

## Préambule

Le sujet se décompose en **2 grandes parties**, de longueur et de difficultés non égales, qui **peuvent être traitées de façon totalement indépendantes**, et dans un ordre quelconque. De plus, au sein de chaque partie, de nombreuses questions indépendantes des autres pourront être traitées séparément. De ce fait, les candidats sont invités à parcourir le sujet en entier avant de commencer la rédaction de leur copie.

De nombreux schémas sont proposés au cours du sujet, et le candidat devra s'efforcer de respecter les notations proposées sur les schémas.

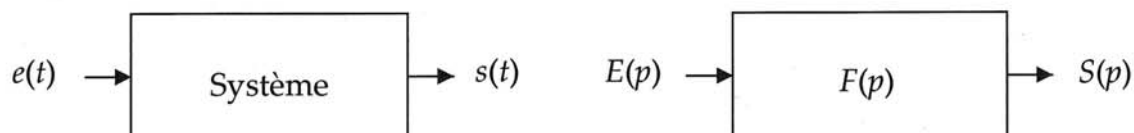
## Notations

La représentation temporelle d'un signal déterministe sera notée  $X(t)$ , utilisant l'indication explicite de la variable  $t$  qui représente le temps. La représentation minuscule  $x(t)$  sera employée pour une petite variation de  $X(t)$  autour d'un point de fonctionnement  $X_0$ :  $X(t) = X_0 + x(t)$ .

*Exemples : composante continue  $I_0$ , composante continue  $V_0$  et composante alternative  $i(t)$ , composante alternative  $v(t)$*

Pour de tels signaux  $x(t)$  on admettra l'hypothèse linéaire permettant d'utiliser la transformée de Laplace monolatérale (habituelle), que l'on notera  $X(p) = \mathcal{L}[x(t)]$ , utilisant une lettre majuscule et l'indication explicite de la variable complexe  $p$ . De plus, sa transformée de Fourier dans le domaine fréquentiel sera notée  $X(f) = F[x(t)]$  et  $\underline{X}(j\omega)$  représente l'amplitude complexe de ce signal  $x(t)$ , pour des variations sinusoïdales de pulsation  $\omega = 2\pi f$ .

Tous les modèles utilisés sont supposés continus, linéaires, invariants (sauf mention contraire) par translation dans le temps, et représentent des systèmes (ou processus) causaux. Tous peuvent être initialement définis par une fonction de transfert isomorphe  $F(p)$ , définissant la relation liant l'entrée unique ( $e(t)$  ou  $E(p)$ ) à la sortie unique ( $s(t)$  ou  $S(p)$ ), conformément au schéma fonctionnel ci-dessous.



Dans le cas des signaux sinusoïdaux, la fonction de transfert isochrone sera alors définie par  $F(j\omega)$ .

Sauf mention contraire, les variations  $x(t)$  sont envisagées à partir d'un point de fonctionnement  $X_0$  initial stable. A ce titre les conditions initiales à l'instant  $t = 0$  sont alors considérées comme nulles.

Les temps s'expriment en secondes à partir de l'origine des temps  $t = 0$ .

## Présentation

### Contexte général du problème

L'association internationale du transport aérien a démontré ces dernières années que l'adoption de systèmes d'identification de type sans contact avec une liaison utilisant les radiofréquences ou *RFID (Radio Frequency Identification, en Anglais)* dans les principaux aéroports mondiaux permettrait à l'industrie d'améliorer sécurité et performances.

De nombreuses compagnies aériennes ont identifié le besoin d'automatiser et de systématiser la collecte de données autour des flux de bagages, figure 1, en particulier à l'aide d'étiquettes ou « tags » HF à 13,56 MHz sur des bacs de tri de bagages et des chariots filoguidés de fret.

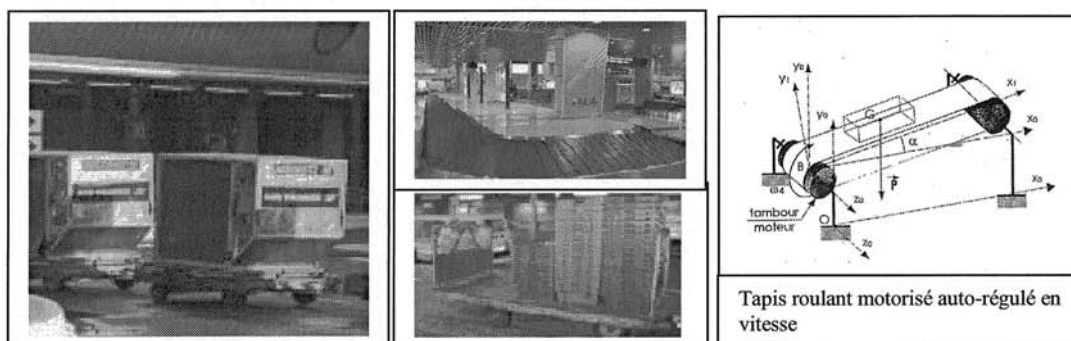


Figure 1. Illustration du suivi RFID de bagages en zone aéroportuaire

Le domaine RFID est en plein essor depuis plusieurs années, et les énormes potentialités du marché, dues à la grande variété des applications, impliquent l'émergence de systèmes capables de télé alimenter, de lire ou d'écrire dans une puce, et cela dans le cas complexe de plusieurs identifiants (protocole d'anticollision) avec une possibilité de sécurisation de la liaison (cryptage).

Les bagages possèdent des étiquettes reliées à un réseau qui leur fournit des moyens d'alimentation en énergie et des moyens de communication bidirectionnels. Il existe un certain nombre d'applications qui ne peuvent se satisfaire de liaisons filaires électriques ou optiques, destinées à raccorder différents éléments à un ordinateur superviseur chargé d'enregistrer leurs données. Dans la plupart des cas, compte tenu des caractéristiques physiques et géométriques de l'environnement, la meilleure solution reste la transmission des informations vers un ordinateur distant par une onde électromagnétique.

### Description des différentes parties du sujet

La première partie de cette épreuve va s'intéresser à l'étude d'un système d'identification sans contact radiofréquences (RFID) à moyenne distance (inférieure au mètre) permettant l'identification des valises ou des containers sur un tapis roulant, puis leur tri et aiguillage selon leur destination.

Les systèmes RFID utilisent les fréquences radio pour identifier, localiser ou suivre des objets, des animaux ou des personnes. Ce système d'identification passif comprend deux parties : un interrogateur (station de base ou **lecteur**) et une ou plusieurs étiquettes passives (identifiant, badge ou **transpondeur**), qui dans notre étude se trouvent sur les bagages en mouvement.

Le transpondeur est composé d'une bobine qui sert d'antenne et d'une puce qui contient l'électronique de modulation et de la mémoire non volatile. Il est télé-alimenté en énergie par le champ électromagnétique émis par le lecteur. Ce signal RF bidirectionnel est appelé porteuse.

Quand le transpondeur se trouve dans ce champ RF, il apparaît une tension induite alternative dans la bobine qui va être redressée et stabilisée pour alimenter la puce de ce transpondeur. Ce signal RF reçu permet aussi de générer par division les horloges internes nécessaires à l'envoi des données numériques. L'information stockée dans la puce est retournée au lecteur via la modulation d'une sous porteuse (cas des systèmes à 13.56 MHz). En détectant les variations du signal  $s(t)$  reçu au niveau du lecteur suite à cette modulation, celui-ci permet l'identification du code transmis, comme illustré Figure 2, et donc l'identification du bagage.

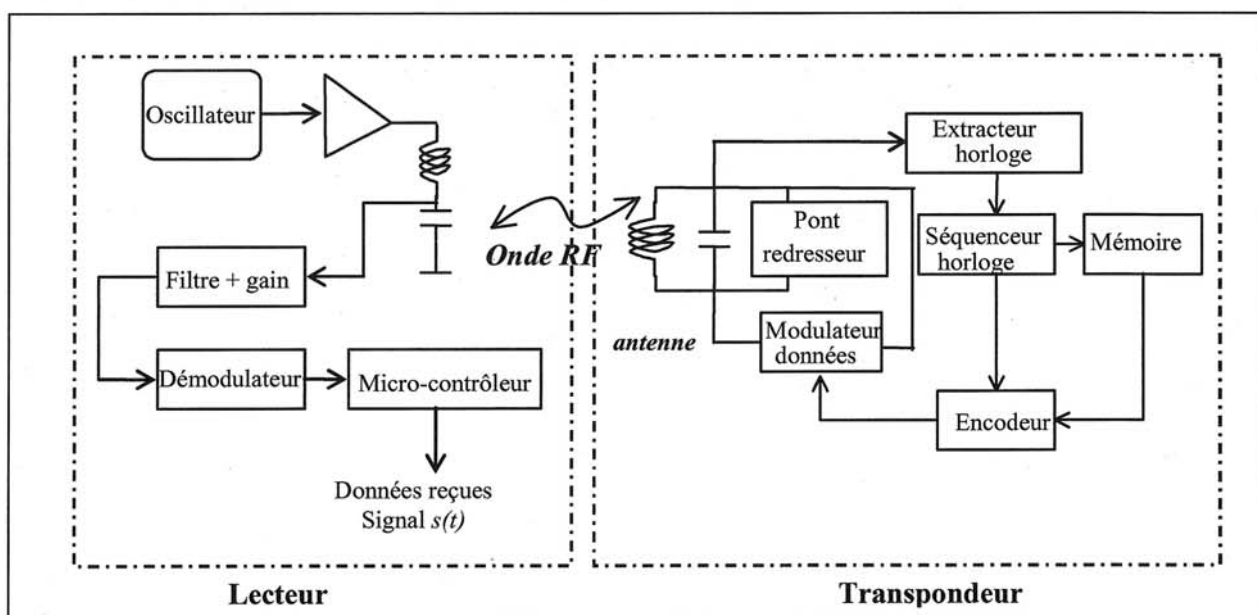


Figure 2. Synoptique général d'un système RFID

Cette première partie se décompose en 2 sous-parties qui peuvent être traitées de façon totalement indépendante, et les points principalement développés seront les suivants :

- étude du principe de fonctionnement du lecteur RFID par couplage inductif (Sous-Partie A) : dimensionnement physique du lecteur.
- étude de la communication entre le lecteur et le transpondeur (Sous-Partie B) : modulation BPSK et étude des signaux reçus par le lecteur.

La seconde partie de cette épreuve va s'intéresser à l'analyse du **fonctionnement du tapis roulant asservi en vitesse par un régulateur autonome**. Pour réaliser cette régulation de vitesse d'acheminement des bagages, il est nécessaire de mettre en œuvre une boucle de régulation dont le schéma fonctionnel est celui de la figure 3.

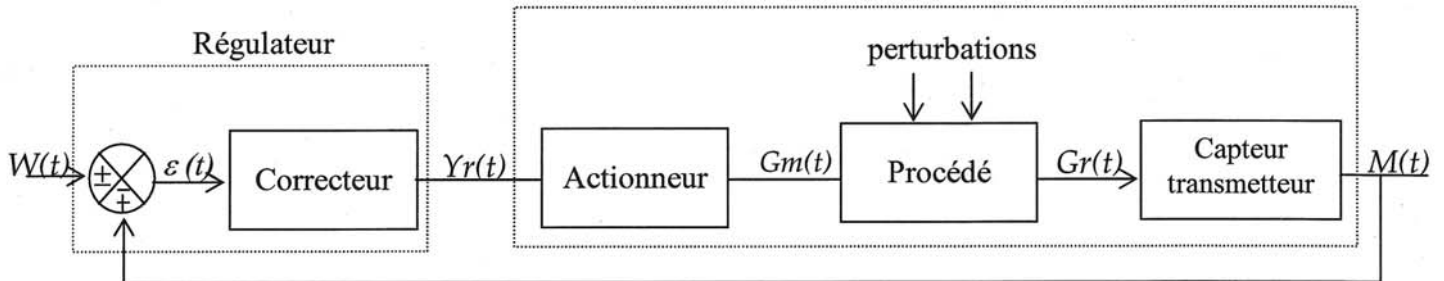


Figure 3. Schéma fonctionnel général d'une boucle de régulation

$W(t)$  = consigne,  $\varepsilon(t)$  = signal d'écart,  $Yr(t)$  = signal réglant,  
 $Gm(t)$  = grandeur manipulée,  $Gr(t)$  = grandeur réglée,  
 $M(t)$  = signal mesuré, grandeur image des variations de  $Gr(t)$

En général,  $Yr(t)$  et  $M(t)$  sont des signaux normalisés, le plus souvent véhiculés par une tension (1-5V) ou par un courant (4-20mA), lorsque la grandeur réglée  $Gr(t)$  (grandeur physique) évolue sur une plage de variation définissant l'échelle ( $Ech$ ) du dispositif capteur-transmetteur. Pour s'affranchir de la nature des signaux (courant ou tension)  $Yr(t)$  et  $M(t)$  sont exprimés en pourcentage de leur échelle de variation.

Exemple : pour des vitesses standards de défilement du tapis roulant ( $Ech = 2 \text{ m.s}^{-1}$ )

$Gr_{min} = 0 \text{ m.s}^{-1} \quad \Leftrightarrow \quad 4\text{mA ou } 1\text{V}$   
et  $Gr_{max} = 2 \text{ m.s}^{-1} \quad \Leftrightarrow \quad 20\text{mA ou } 5\text{V}$

Cette deuxième partie est divisée en 2 sous-parties qui peuvent être traitées de façon totalement indépendante, et les points principalement développés seront les suivants :

- modélisation dynamique de la boucle autour d'un point de fonctionnement stable (Sous-Partie C).
- analyse d'un dispositif d'autoréglage interne au régulateur et des conséquences sur la robustesse des paramètres de réglage en question (Sous-Partie D).

L'ensemble des questions est numéroté de façon systématique et successive Q1 à Q107 sur la totalité du problème. Le candidat devra être très attentif à respecter cette numérotation.

## PARTIE 1

### Sous partie A

#### Etude du principe de fonctionnement du lecteur RFID par couplage inductif et dimensionnement physique du lecteur.

A.1. Soit une spire de section  $S_1$  constante parcourue par un courant  $i_1(t)$  qui génère un flux magnétique  $\varphi_1(t)$  dans la spire, Figure 4.

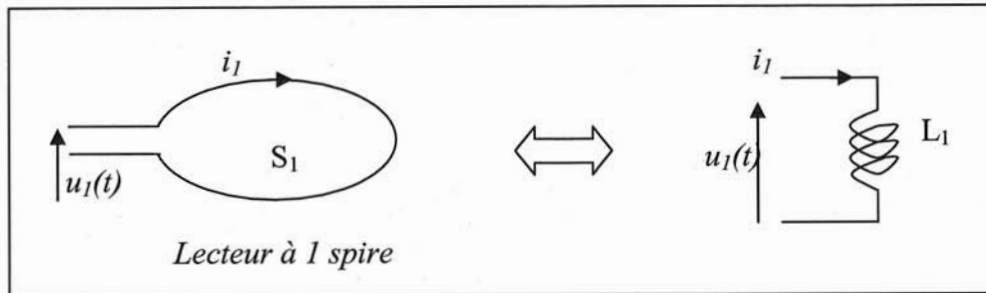


Figure 4. Modèle simple du lecteur

Q1. Rappeler l'expression de l'inductance  $L_1$  en fonction du flux  $\varphi_1$ .

Q2. Donner la relation littérale entre le flux  $\varphi_1$  et le champ magnétique  $H$  dans l'air pour 1 spire puis pour  $N$  spires identiques accolées.

A.2. On représente le système RFID couplé magnétiquement entre le lecteur et le transpondeur par un transformateur à l'équilibre, Figure 5.

On notera :

$L_2, R_2$  = modélisation de l'antenne du transpondeur avec ses pertes

$M$  = mutuelle inductance entre lecteur et transpondeur (liaison primaire – secondaire)

$R_L$  = charge équivalente de la puce électronique, vue de l'entrée

Q3. Si l'on note  $k$  le coefficient de couplage magnétique entre le lecteur et le transpondeur, exprimer littéralement  $k$  en fonction de  $M, L_1$  et  $L_2$ .

Q4. En déduire l'expression de la tension induite par couplage au secondaire en fonction de  $M$  et  $i_1$ . On notera cette tension induite  $u_{L2}(t)$ .

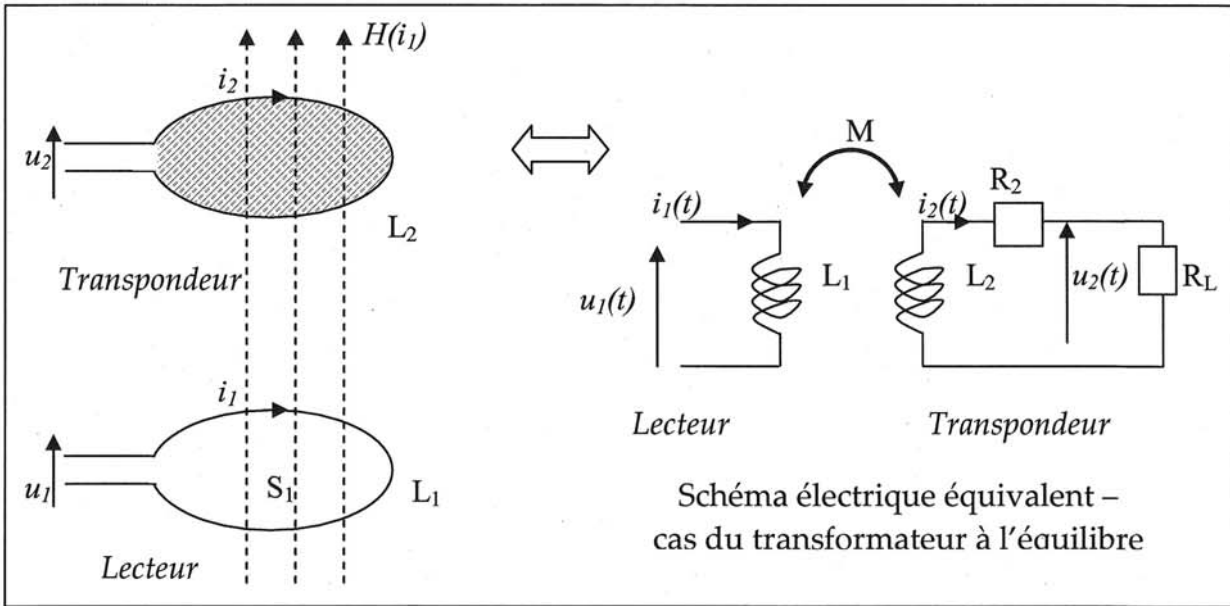


Figure 5. Modèle de la liaison lecteur - transpondeur

Q5. Donner les expressions de  $u_1(t)$  et  $u_2(t)$  en fonction des éléments du schéma (en tenant compte des conventions de signe de la figure 5 pour ce transformateur à l'équilibre, et les 2 spires étant supposées vues l'une au dessus de l'autre).

Q6. Sachant que les courants  $i_1(t)$  et  $i_2(t)$  sont sinusoïdaux de pulsation  $\omega = 2\pi f$ , déterminer l'expression de l'amplitude complexe  $\underline{U}_2(\omega)$  de la tension vue au secondaire dans le domaine fréquentiel en fonction de  $\underline{I}_1(\omega)$  et des éléments du circuit ( $M$ ,  $R_2$ ,  $L_2$ ,  $R_L$ ).

Q7. Que dire de l'expression de  $\underline{U}_2(\omega)$ , dans les deux cas particuliers  $R_L$  de valeur infinie puis  $R_L$  de valeur nulle ?

Q8. En pratique, la puce électronique représentée par  $R_L$  consomme 3mW sous 3V. En déduire la valeur numérique de  $R_L$ .

**A.3. Etude de l'amélioration du niveau de la tension  $u_2(t)$  disponible aux bornes de la puce.**

La tension  $u_2(t)$  côté transpondeur va servir notamment à alimenter la puce électronique servant au stockage des données, après redressement et filtrage. Pour améliorer l'efficacité cette opération appelée aussi télé-alimentation, il est souhaitable de travailler à la résonance en ajoutant une capacité  $C_2$  en parallèle sur l'inductance  $L_2$ , comme indiqué sur la Figure 6. Le système fonctionne toujours en régime sinusoïdal de pulsation  $\omega$ .

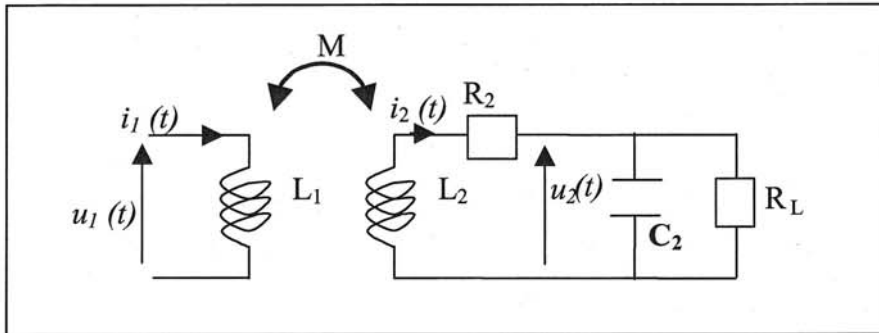


Figure 6. Amélioration du secondaire – fonctionnement à la résonance

Q9. Donner la nouvelle expression de  $\underline{U}_2(\omega)$  en fonction de la tension induite  $\underline{U}_{L2}(\omega)$  calculée en Q4 (à partir de  $u_{L2}(t)$ ) et des éléments du circuit ( $R_2, L_2, R_L, C_2$ ).

Q10. On utilise désormais l'hypothèse de faibles pertes dans l'inductance  $L_2$ . En déduire l'expression simplifiée de  $\underline{U}_2(\omega)$ . On conservera cette expression pour toute la suite des calculs.

Q11. Donner l'expression du facteur de qualité  $Q_2$  du circuit parallèle constitué de  $L_2$  (idéale sans pertes),  $C_2$  et  $R_L$ .

Q12. Faire ensuite apparaître ce facteur de qualité  $Q_2$  dans l'expression précédente simplifiée de  $\underline{U}_2(\omega)$  – déterminée à la question Q10 –

Q13. En déduire la relation entre  $\underline{U}_2(\omega)$  et  $\underline{U}_{L2}(\omega)$  à la résonance du circuit.

Q14. Dans la pratique, la capacité  $C_2$  est constituée d'une capacité  $C'_2$  à choisir pour se placer à la résonance et d'une capacité parasite  $C_p$  en parallèle qui prend en compte les imperfections de l'inductance  $L_2$ . On admettra simplement que cette capacité  $C'_2$  est telle que  $C_2 = C'_2 + C_p$ . Exprimer  $C'_2$  en fonction de  $C_p, L_2$  et la fréquence de résonance notée  $f_0$ .

Q15. Calculer la valeur numérique de  $C'_2$  pour  $f_0 = 13,56\text{MHz}$  et  $C_p = 5\text{pF}$ .

Q16. Quel est l'intérêt de travailler ainsi à la résonance du circuit (vis-à-vis du niveau de la tension  $u_2(t)$  disponible aux bornes de la puce) ?

**A.4. Détermination de la distance de télé-alimentation lecteur-transpondeur optimale pour créer le champ magnétique  $H_{min}$  minimal requis au bon fonctionnement de l'application.**

Q17. Rappeler la loi de Lenz donnant la tension induite  $u_{L2}(t)$ , au niveau du transpondeur (cf. figure 5) possédant  $N_2$  spires au secondaire de section  $S_2$  constante, en fonction du champ magnétique  $H_2(t)$ .



Q18. Exprimer ensuite littéralement le champ magnétique  $H_2(\omega)$  nécessaire au niveau du transpondeur dans le cas du régime sinusoïdal, en fonction de  $\underline{U}_{L_2}(\omega)$ ,  $N_2$ , et  $S_2$ .

Q19. Que devient cette expression à la résonance en faisant apparaître le facteur de qualité  $Q_2$  (partie A.3 précédente) et la tension du secondaire  $\underline{U}_2(\omega)$  ?

Q20. En déduire l'expression du champ magnétique minimal  $H_{min} = |H_2(\omega_0)|$  requis à la résonance  $f_0$  ( $\omega = 2\pi f_0$ ) en fonction de  $L_2$ ,  $N_2$ ,  $S_2$ ,  $R_L$ , et  $|\underline{U}_{20}|$  qui représente la tension au secondaire en  $f_0$ ?

Q21. Calculer la valeur numérique de  $H_{min}$  pour obtenir le niveau au secondaire nécessaire au bon fonctionnement de la puce, soit  $|\underline{U}_{20}| = 3V$  (on donne  $S_2 = 5 \times 8 \text{ cm}^2$ ,  $L_2 = 6,5 \mu\text{H}$ ,  $R_2 = 5 \Omega$ ,  $N_2 = 4$ ,  $R_L = 2\text{k}\Omega$ ). – remarque : la valeur numérique de  $R_L$  n'est volontairement pas celle de la question Q8 –

Q22. Si l'on considère l'antenne du lecteur ( $L_1$ ) avec  $N_1$  spires de rayon  $r_1$ , le champ magnétique  $H$  créé à une distance  $d$  dans l'axe de la spire est donné par :

$$H = \frac{I_1 N_1 r_1^2}{2(r_1^2 + d^2)^{3/2}}$$

Justifier l'homogénéité de cette expression (sans effectuer le calcul de  $H$ ).

Q23. Sachant que le rayon optimal des spires vaut  $r_1 = \sqrt{2} \cdot d_{max}$ , déterminer cette distance maximale  $d_{max}$ , pour un couple ( $N_1 I_1$ ) fixé côté lecteur, permettant de créer le champ minimal requis au secondaire  $H_{min}$ .

Q24. Calculer la valeur numérique  $d_{max}$  dans les deux cas suivants :

- le lecteur possède  $N_1 = 1$  spire parcourue par un courant  $I_1 = 200 \text{ mA}$
- le lecteur possède  $N_1 = 3$  spires parcourues par un courant  $I_1 = 120 \text{ mA}$

**PARTIE 1**  
**Sous partie B**

**Etude de la communication entre le lecteur et le transpondeur**  
**Modulation BPSK et étude des signaux reçus par le lecteur**

La communication entre le lecteur et le transpondeur s'effectue par une modulation de la résistance de la charge. En effet, les données codées sous forme d'une information binaire sont envoyées du transpondeur au lecteur par une modulation de cette résistance de charge  $R_L$  au secondaire obtenue à l'aide d'un transistor MOSFET en commutation. L'optimum en terme de bilan énergétique est obtenu à la résonance (accord parallèle côté transpondeur – cf. partie A – et accord série côté lecteur).

La commutation de la charge dans le transpondeur se fait au rythme d'une sous-porteuse à  $f_s = f_p/2^N$ , avec ici une porteuse caractérisée par  $f_p = 13,56\text{MHz}$  et  $N = 4$ . Cette sous-porteuse  $f_s$  est modulée par saut de phase de type BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) par les données binaires, et le signal  $s(t)$  reçu par le lecteur est donc à la fois modulé en amplitude et en phase (revoir le synoptique de la figure 2).

Q25. Calculer la valeur numérique de  $f_s$ .

**B.1. Etude préliminaire : codage NRZ (non retour à zéro)**

Soit le signal  $s(t)$  indiqué sur le chronogramme de la Figure 7, avec  $T_s = 1/f_s$ .

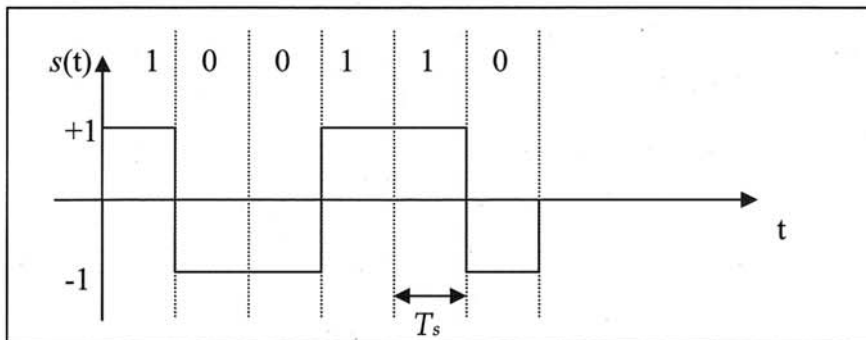


Figure 7. Signal NRZ

On peut adopter comme expression du signal NRZ la forme suivante :

$$s(t) = \sum_k a_k \cdot h(t - kT_s)$$

Q26. Selon le chronogramme de la Figure 7, donner les valeurs prises par les coefficients  $a_k$  et l'allure du signal élémentaire  $h(t)$ .

Q27. Donner la valeur moyenne de  $s(t)$  et sa valeur efficace  $S_{eff}$ .

Q28. Quelle hypothèse (implicite) est faite lors de ce calcul ?

Q29. Calculer la transformée de Fourier  $H(f)$  du signal élémentaire  $h(t)$ .

Q30. En déduire la densité spectrale de puissance (DSP) de ce signal NRZ (on conservera toujours la même hypothèse qu'en Q28).

Q31. Représenter graphiquement cette DSP notée  $\gamma_s(f)$  en fonction de la fréquence.

Q32. Pour quelle(s) fréquence(s) cette DSP  $\gamma_s(f)$  s'annule-t-elle?

Q33. En déduire une conséquence directe pour le circuit de démodulation, du point de vue de la mise en œuvre de la communication.

Q34. A quelle(s) fréquence(s) cette DSP  $\gamma_s(f)$  est-elle maximale ?

Q35. En déduire une conséquence directe sur le système de transmission.

En pratique, il existe du bruit qui va se superposer au signal utile reçu par le lecteur. On considère ce bruit comme un bruit blanc gaussien additif de valeur efficace  $\sigma_b$ . On peut montrer que la probabilité d'erreur par bit reçu  $P_{eb}$  s'exprime dans le cas d'une équiprobabilité d'émission des « 0 » et des « 1 » par :

$$P_{eb} = \frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \left[ \frac{U_1 - U_0}{2\sqrt{2}\sigma_b} \right]$$

avec

$U_1$  signal correspondant à l'émission d'un "1"

$U_0$  signal correspondant à l'émission d'un "0"

et

$$\operatorname{Erfc}(x) \cong \frac{1}{x\sqrt{\pi}} \cdot \exp(-x^2) \text{ si } x > 1,5$$

Q36. Que se passe-t-il si la valeur efficace  $\sigma_b$  du bruit augmente ?

Q37. Dans le cas du signal NRZ étudié,  $U_1 = -U_0 = 1V$  et  $\sigma_b = 0,18V$ . Calculer la valeur numérique de la probabilité d'erreur par bit reçu  $P_{eb}$ .

Q38. Expliquer la signification pratique de cette valeur. L'ordre de grandeur trouvé est-il satisfaisant pour une liaison de données courte distance comme celle étudiée?

### B.2. Etude temporelle de la modulation BPSK

La modulation BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) peut être représentée par le schéma général fourni Figure 8.

Sachant que la modulation BPSK est une modulation de phase à 2 états, on choisit le codage suivant pour le signal modulé  $s(t) = A \cdot \cos(\omega_p t + \varphi_k)$ , avec  $A = 1V$ :

$d_k = 0$  impose une phase  $\varphi_k = 0$

$d_k = 1$  impose une phase  $\varphi_k = \pi$ .

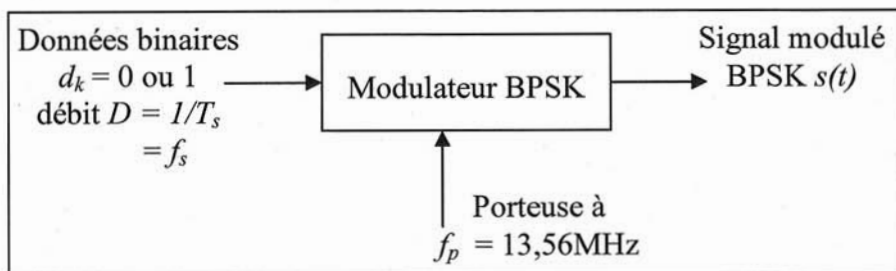


Figure 8. Modulation BPSK

Q39. Exprimer  $s(t)$  sur un intervalle de temps  $T_s$  en fonction des données  $\{d_k\}$ .

Q40. Donner l'expression générale de  $s(t)$  sous la forme  $s(t) = m(t) \cdot \cos \omega_p t$ , en faisant apparaître une variable aléatoire  $a_k$  et une fonction de mise en forme  $h(t)$  dont on déterminera l'expression.

Q41. A quel type de modulation analogique peut-on associer cette modulation BPSK ?

Q42. Représenter temporellement  $s(t)$  au voisinage de  $T_s$  en utilisant le document réponse DR1 fourni en Annexe (soit entre  $T_s - T_s/8$  et  $T_s + T_s/8$ ) pour les données binaires  $\{d_k\} = \{0, 1, 0, \dots\}$ , avec  $A = 1V$ .

Q43. Faire apparaître dans l'expression de  $s(t)$  les composantes en phase et en quadrature par rapport à la porteuse  $f_p$ .

Q44. Dédurre de l'expression de  $s(t)$  le diagramme de constellation de cette modulation, c'est-à-dire le graphe représentant les valeurs prises par les données  $d_k$ , avec les composantes en phase sur l'axe horizontal et les composantes en quadrature sur l'axe vertical.

### B.3. Analyse spectrale des signaux modulés en phase

Q45. Donner la transformée de Fourier  $S_o(f)$  du signal  $s(t)$  dans le cas  $d_k = 0$ .

Q46. Que dire de la transformée de Fourier  $S_1(f)$  du signal  $s(t)$  dans le cas  $d_k = 1$ ?

Q47. Sachant que l'on peut écrire  $s(t)$  sous la forme  $s(t) = m(t) \cdot \cos \omega_p t$ , donner l'expression de la transformée de Fourier  $S(f)$  de  $s(t)$  en fonction de celle  $M(f)$  de  $m(t)$ .

Q48. En déduire l'expression de la densité spectrale de puissance (DSP) notée  $\gamma_s(f)$  du signal  $s(t)$  (On pourra notamment utiliser le résultat de la question Q30).

Q49. Que vaut la DSP monolatérale du signal  $s(t)$  ?

Q50. Que représente physiquement cette DSP monolatérale ? Comment la mesurer ?

Q51. Quelle est la largeur de bande du canal maximale  $B$  utilisable pour transmettre des données ?

Q52. En déduire l'efficacité spectrale  $\eta$  de cette modulation, avec  $\eta$  défini comme le rapport du débit utile sur la bande maximale disponible.

#### B.4. Etude des signaux reçus sur le lecteur

D'après le synoptique général de la liaison RFID de la figure 2, on peut observer que la réception des données au niveau du lecteur s'effectue par couplage RF selon le principe de la figure 9 ci-dessous :

- Le signal reçu  $y(t)$  est la somme du signal utile modulé BPSK  $s(t) = m(t) \cdot \cos \omega_p t$  et d'un bruit supposé blanc gaussien  $n(t)$
- Le bruit  $n(t)$  possède une densité spectrale de puissance bilatérale  $\gamma_n(f) = N_0/2$ , avec  $N_0$  constante.
- Le filtre F1 est un passe-bande idéal de largeur  $B$  représenté figure 10, de telle sorte que la bande  $B$  soit suffisante pour laisser passer sans déformation le signal modulé  $s(t)$ .
- Le filtre F2 est un passe-bas de fréquence de coupure  $f_c \ll 2f_p$ .
- Le multiplieur possède un gain  $k_D = 1/10$ .

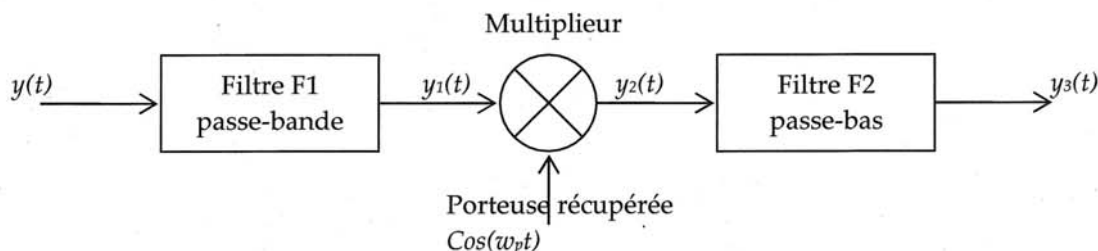


Figure 9. Module de réception des données côté lecteur

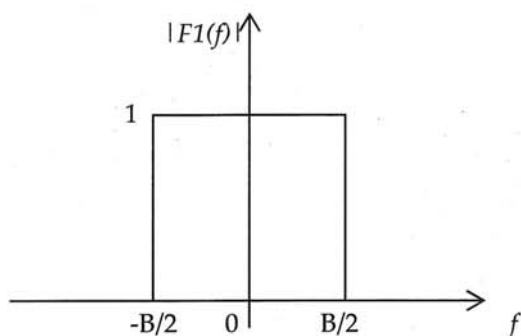


Figure 10. Filtre F1 passe-bande idéal de largeur B

Q53. Quelle est la DSP monolatérale du bruit  $n(t)$  ?

Q54. Sachant que le signal  $y_1(t)$  filtré par le filtre passe-bande F1 peut s'écrire  $y_1(t) = s(t) + b(t)$  où  $b(t)$  représente le bruit  $n(t)$  filtré par F1, donner l'expression littérale de la densité spectrale de puissance bilatérale (DSP) du bruit  $b(t)$ , notée  $\gamma_b(f)$ , en fonction de  $\gamma_n(f)$ .

Q55. Calculer ensuite  $\gamma_b(f)$ .

Q56. En déduire la puissance totale du bruit filtré, notée  $P_b$ .

Q57. Donner l'expression de la fonction d'autocorrélation  $\Gamma_{bb}(\tau)$  associée au bruit  $b(t)$ .

Q58. Que dire de  $\Gamma_{bb}(0)$  ?

Q59. Exprimer le signal  $y_2(t)$  en sortie du multiplieur, en fonction de  $k_D$ ,  $m(t)$  et  $b(t)$ .

Q60. On effectue l'hypothèse d'une décomposition possible du bruit  $b(t)$  selon ses composantes en phase  $b_i(t)$  et en quadrature  $b_q(t)$ , supposées toujours de type blanc gaussien, sous la forme  $b(t) = b_i(t) \cos \omega_p t - b_q(t) \sin \omega_p t$ . Donner une nouvelle expression littérale de  $y_2(t)$  faisant apparaître  $b_i(t)$  et  $b_q(t)$ .

Q61. En déduire l'expression du signal  $y_3(t)$  en sortie du filtre passe-bas F2, et commenter.