



Rapport : Projet TS229 - Année 2023/2024

Sujet : Simulation d'un émetteur/récepteur ADS-B et décodage en temps réel à l'aide de radio logicielle

Rédigé par :
Sallmone Armela
Mony Alexandra

Encadrants :
Tajan Romain
Ferré Guillaume
Ellouze Malek

Sommaire

1	Introduction	2
2	Tâche 1 : Prise en main de la chaîne de communication ADSB	2
2.1	Sous-tâche 1 - théorie : Démonstration de l'expression de $s_l(t)$	2
2.2	Sous-tâche 2 - théorie : Représentation de $s_l(t)$, $r_l(t)$ et $r_m(t)$ et déduction du rôle du bloc de décision	3
2.3	Sous-tâche 5 : Calcul de la probabilité d'erreur binaire P_b pour la modulation PPM en fonction de E_b et N_o	3
2.4	Représentation de TEB et P_b théorique	6
3	Tâche 2 : Densité spectrale de puissance	7
3.1	Sous-tâche 1 - théorie : Calcul du moment d'ordre 1 ($m_{s_l}(t)$) du signal $s_l(t)$	7
3.2	Sous-tâche 2 - théorie : Calcul de la fonction d'autocorrélation ($R_{s_l}(t, \tau)$) de $s_l(t)$	8
3.3	Sous-tâche 3 - théorie : Calcul de la fonction d'autocorrélation moyennée du signal $s_l(t)$ cyclo-stationnaire de période T_s	8
3.4	Sous-tâche 4 - théorie : Déduction de la DSP du signal $s_l(t)$	9
4	Tâche 3 : Algorithmes de codage et de décodage de canal	11
5	Tâche 4 : Synchronisation en temps	11
5.1	Sous-tâche 1 - théorie	11
5.2	Sous-tâche 2 - théorie	12
5.2.1	Question 1 : Calcul de $ y_l(t) ^2$	12
5.2.2	Question 2	12
5.3	Sous-tâche 3-théorie	13
6	Sous-tâche 4, matlab	13
7	Tâche 6 : Implémentation de la couche MAC	14
7.1	Sous-tâche 1- théorie	14
7.2	Sous-tâche 2 et 3 : Application	15
8	Tâche 8 : Application - Traitement de signaux réels	15
9	Tâche 9 : Application - Mise en place du temps réel	16
10	Conclusion	17

1 Introduction

Le projet de communication numériques consiste à mettre en place un émetteur et un récepteur de données ADS-B. Le système ADS-B est une technologie qui permet aux aéronefs de diffuser en temps réel, les données de position et d'identification. L'objectif de ce projet est d'adapter le récepteur pour être en mesure de décoder en temps réel les informations provenant des avions survolant l'école.

2 Tâche 1 : Prise en main de la chaîne de communication ADSB

2.1 Sous-tâche 1 - théorie : Démonstration de l'expression de $s_l(t)$

D'après l'énoncé :

$$s_l(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} p_{b_k}(t - kT_s)$$

avec :

$$p_{b_k}(t) = \begin{cases} p_0(t) & \text{si } b_k = 0 \\ p_1(t) & \text{si } b_k = 1 \end{cases}$$

d'après les graphiques, on remarque que :

$$p_0(t) = p(t) + 0,5\mathbb{1}_{[0, T_s]}$$

et

$$p_1(t) = -p(t) + 0,5\mathbb{1}_{[0, T_s]}$$

on a donc,

$$p_{b_k}(t) = A_k p(t) + 0,5\mathbb{1}_{[0, T_s]}$$

avec

$$A_k = \begin{cases} 1 & \text{si } b_k = 0 \\ -1 & \text{si } b_k = 1 \end{cases}$$

on obtient alors :

$$s_l(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s) + 0,5\mathbb{1}_{[kT_s, (k+1)T_s]}$$

$$s_l(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s) + 0,5 \sum_{k \in \mathbb{Z}} \mathbb{1}_{[kT_s, (k+1)T_s]}$$

or,

$$\sum_{k \in \mathbb{Z}} \mathbb{1}_{[kT_s, (k+1)T_s]} = 1$$

Enfin,

$$\boxed{s_l(t) = 0,5 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s)}$$

2.2 Sous-tâche 2 - théorie : Représentation de $s_l(t)$, $r_l(t)$ et $r_m(t)$ et déduction du rôle du bloc de décision

L'implémentation Matlab permet de représenter graphiquement $s_l(t)$, $r_l(t)$ et $r_m(t)$ pour un signal binaire qui vaut : $[1, 0, 0, 1, 0]$. On remarque dans la Figure 1 que $s_l(t)$ est une succession de portes de largeur différentes. Ainsi, la convolution de $s_l(t)$ par des portions de portes donne le signal triangulaire $r_l(t)$.

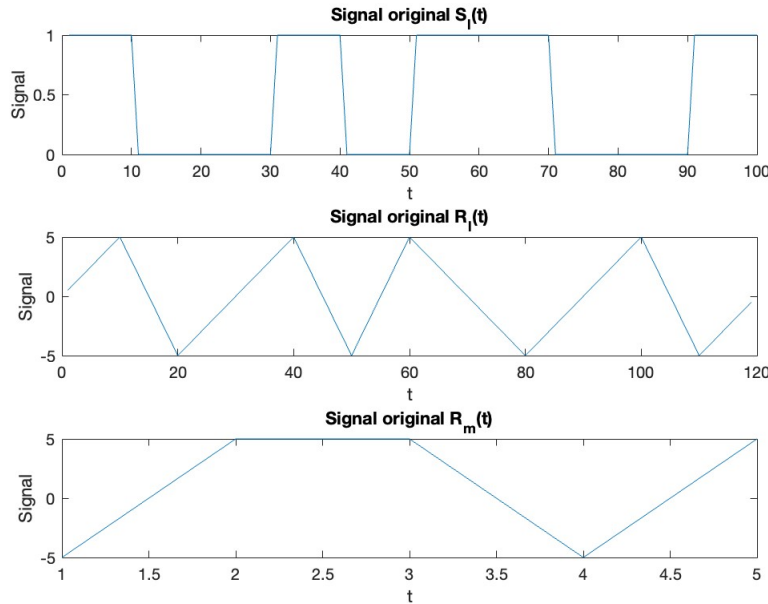


FIGURE 1 – Représentation de $s_l(t)$, $r_l(t)$ et $r_m(t)$ en fonction du temps

Le bloc de décision permet d'estimer en sortie les symboles : l'association Symbole \rightarrow Bits, de sorte qu'à chaque valeur positive de $r_m(t)$ on associe 0. De même, pour une valeur de $r_m(t)$ négative, le bit estimé sera égal à 1.

2.3 Sous tâche 5 : Calcul de la probabilité d'erreur binaire P_b pour la modulation PPM en fonction de E_b et N_o

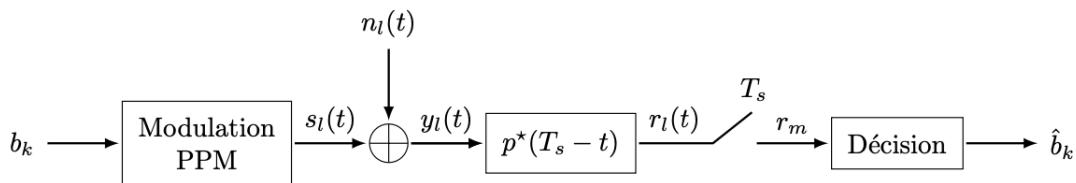


FIGURE 2 – Chaîne de communication complète

D'après le schéma de communication, on a :

$$r_l(t) = (s_l(t) + n_l(t)) * p^*(T_s - t)$$

$$r_l(t) = s_l(t) * p^*(T_s - t) + n_l(t) * p^*(T_s - t)$$

$$r_l(t) = (0,5 \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s)) * p^*(T_s - t) + n_l(t) * p^*(T_s - t)$$

D'après la définition du produit de convolution, on a :

$$0,5 * p^*(T_s - t) = 0,5 \int_{-\infty}^{+\infty} p_a(x - t) dx = 0$$

Notons $v = p(t) * p^*(T_s - t) = R_g$ et $n'_l = n_l * p_a$ le bruit filtré.

L'expression de r_l se réécrit alors :

$$r_l(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k v(t - kT_s) + n'_l(t)$$

Le signal r_m correspond au signal r_l échantillonné au rythme T_s . On note $r_m(n) = r_l(nT_s)$.

On a donc :

$$\begin{aligned} r_l(nT_s) &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k v(nT_s - kT_s) + n'_l(nT_s) \\ r_m(n) &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k v(n - k) + n'_l(n) \\ r_m(n) &= A_n v(0) \left[\sum_{\substack{k \in \mathbb{Z} \\ k \neq n}} A_k v(n - k) + n'_l(n) \right] \end{aligned}$$

Si la fonction respecte le critère de Nyquist, alors les termes d'interférences entre les symboles s'annulent, on obtient donc :

$$\boxed{r_m(n) = A_n v(0) + n'_l(n)}$$

Calcul de la probabilité d'erreur symbole et la probabilité d'erreur binaire :

L'ensemble des symboles possible est $A_n \in \{-1, 1\}$. Si on note P_s la probabilité d'erreur symbole, on obtient :

$$P_s = \frac{1}{2} (P(r_m(n) > 0 | -1) + P(r_m(n) < 0 | 1))$$

La méthode de décision employée est celle du plus proche voisin, ainsi qu'en présence de bruit si $r_m(n) < 0$ alors la valeur associée à ce symbole est -1 , de même si $r_m(n) > 0$ la valeur associée sera 1 . De plus, on sait que $(r_m(n) | -1)$ et $(r_m(n) | 1)$ suivent une loi normale : $\mathcal{N}(-v(0), \sigma^2)$ où $\sigma^2 = \sigma_{n'_l}^2 E_g$ avec E_g l'énergie du filtre. On peut donc écrire la relation suivante :

$$P(r_m(n) > 0 | -1) = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x+v(0)}{\sigma} \right)^2} dx$$

En faisant un changement de variable suivant : $z = \frac{x+v(0)}{\sigma}$, on obtient :

$$P(r_m(n) > 0 | -1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{\frac{v(0)}{\sigma}}^{+\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$$

On utilise la fonction Q dont l'expression est la suivante :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{x}{\sigma}}^{+\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$$

On a donc :

$$P(r_m(n) > 0 | -1) = Q\left(\frac{v(0)}{\sigma}\right)$$

Par symétrie, on obtient de la même façon :

$$P(r_m(n) < 0 | -1) = Q\left(\frac{v(0)}{\sigma}\right)$$

Donc,

$$P_s = \frac{1}{2} \left(Q\left(\frac{v(0)}{\sigma}\right) + Q\left(\frac{v(0)}{\sigma}\right) \right)$$

Finalement,

$$\boxed{P_s = Q\left(\frac{v(0)}{\sigma}\right)}$$

Essayons d'exprimer $\frac{v(0)}{\sigma}$ en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$, nous avons :

$$v = p * p^*(T_s - t) = R_p \Rightarrow v(0) = R_p(0) = E_p$$

et,

$$\sigma^2 = \sigma_{nl}^2 E_p = \frac{N_0 E_p}{2}$$

donc,

$$\left(\frac{v(0)}{\sigma}\right)^2 = \frac{2E_p}{N_0}$$

Essayons d'exprimer E_p en fonction de E_b . L'expression de l'énergie moyenne par bit reçu :

$$E_b = P_{moy} T_b$$

$$E_b = T_b \int_{\mathbb{R}} \Gamma_{S_l}(f) df$$

En utilisant la formule de Bennett, on a :

$$\Gamma_{S_l}(f) = \frac{1}{T_s} \left(\sum_{k \in \mathbb{Z}} R_s(n) e^{-j2\pi n f T_s} \right) |P(f)|^2$$

Comme les symboles S_l sont blancs et que $\Omega_s = \{-1, 1\}$, donc $\sigma_s^2 = 1$:

$$R_s(n) = \delta(n)$$

donc,

$$\left(\sum_{k \in \mathbb{Z}} R_s(n) e^{-j2\pi n f T_s} |P(f)|^2 \right) = 1$$

on a,

$$\begin{aligned}\Gamma_{S_l}(f) &= \frac{1}{T_s} |P(f)^2| \\ \int_{\mathbb{R}} \Gamma_{S_l}(f) df &= \int_{\mathbb{R}} \frac{1}{T_s} |P(f)^2| df \\ \int_{\mathbb{R}} \Gamma_{S_l}(f) df &= \frac{1}{T_s} \int_{\mathbb{R}} |P(f)^2| df = \frac{1}{T_s} E_p\end{aligned}$$

En utilisant la formule avec P_{moy} :

$$E_b = \frac{1}{T_s} E_p T_b$$

Sachant qu'il y a 1 bit/symbole on a : $T_s = T_b$ et $P_s = P_b$ donc :

$$E_b = E_p$$

Finalement, on a :

$$\begin{aligned}\left(\frac{v(0)}{\sigma}\right)^2 &= \frac{2E_p}{N_0} \Rightarrow \frac{v(0)}{\sigma} = \sqrt{\frac{2E_p}{N_0}} \\ P_b &= Q\left(\sqrt{\frac{2E_p}{N_0}}\right)\end{aligned}$$

En sachant que :

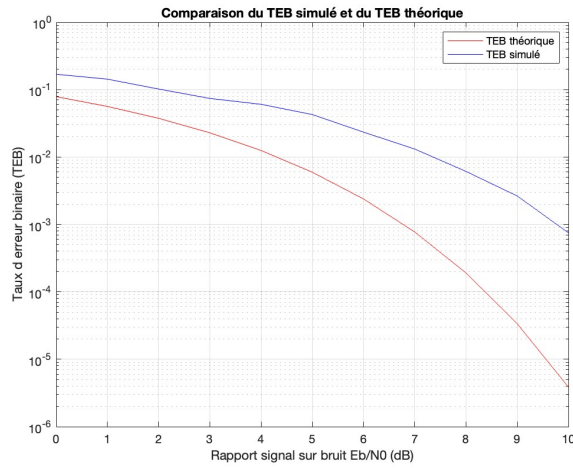
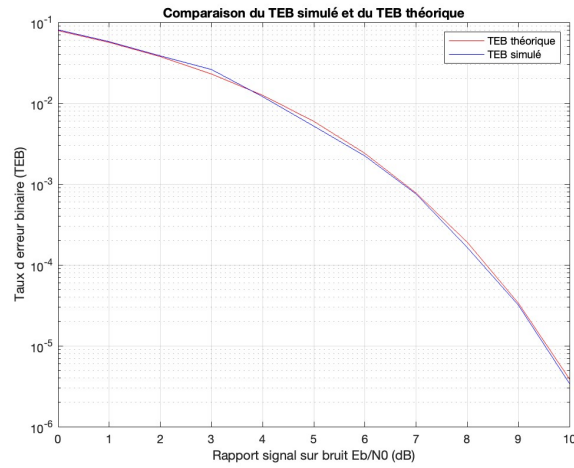
$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$$

On obtient :

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

2.4 Représentation de TEB et P_b théorique

Lorsque le signal S_l inclut un terme constant de 0,5 ajouté à la séquence binaire, le taux d'erreur binaire simulé (TEB) est systématiquement observé à être 3 dB plus élevé que le TEB théorique prévu. Cette différence significative est attribuable à la présence du terme constant, qui influence l'énergie totale du signal. Elle met en évidence l'importance du bloc de décision dans le processus de communication, car il doit tenir compte de ces variations pour une évaluation précise des bits transmis.

FIGURE 3 – Cas 1 : $s_l(t) = 0,5 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s)$ FIGURE 4 – Cas 2 : $s_l(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s)$ FIGURE 5 – Représentation du taux d'erreur binaire en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour deux cas de signaux.

3 Tâche 2 : Densité spectrale de puissance

3.1 Sous-tâche 1 - théorie : Calcul du moment d'ordre 1 ($m_{s_l}(t)$) du signal $s_l(t)$

Soit $t \in \mathbb{R}$,

$$\begin{aligned} m_{s_l}(t) &= E[s_l(t)] \\ m_{s_l}(t) &= E[0.5 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s)] \\ m_{s_l}(t) &= 0.5 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} E[A_k] p(t - kT_s) \end{aligned}$$

Soit $k \in \mathbb{Z}$,

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[A_k] &= \sum_{a_i \in \Omega} a_i \mathbb{P}(A_k = a_i) \\ \mathbb{E}[A_k] &= \mathbb{P}(A_k = 1) + (-1) \mathbb{P}(A_k = -1) \end{aligned}$$

Comme les b_k sont indépendantes et distribués uniformément, par construction les A_k le sont aussi, on a donc :

$$\mathbb{P}(A_k = 1) = \mathbb{P}(A_k = -1) = \frac{1}{2}$$

ainsi $\forall k \in [\mathbb{Z}]$

$$\mathbb{E}[A_k] = 0$$

On peut donc en conclure que :

$$m_{s_l}(t) = m_{s_l} \text{ avec } m_{s_l} = 0.5$$

3.2 Sous-tâche 2 - théorie : Calcul de la fonction d'autocorrélation ($R_{s_l}(t, \tau)$) de $s_l(t)$

Soit $t, \tau \in \mathbb{R}$,

$$R_{s_l}(t, \tau) = \mathbb{E}[s_l(t)s_l^*(t + \tau)]$$

$$R_{s_l}(t, \tau) = \mathbb{E} \left[\left(0.5 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s) \right) \left(0.5 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p^*(t + \tau - kT_s) \right) \right]$$

$$R_{s_l}(t, \tau) = \mathbb{E} \left[0,25 + 0,5 \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s) + 0,5 \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p^*(t + \tau - kT_s) + \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{k' \in \mathbb{Z}} A_k A_{k'} p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s) \right]$$

$$R_{s_l}(t, \tau) = 0,25 + 0,5 \sum_{k \in \mathbb{Z}} \mathbb{E}[A_k] p(t - kT_s) + 0,5 \sum_{k \in \mathbb{Z}} \mathbb{E}[A_k] p^*(t + \tau - kT_s) + \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{k' \in \mathbb{Z}} \mathbb{E}[A_k A_{k'}] p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s)$$

or $\forall k \in \mathbb{Z}$ donc $\mathbb{E}[A_k] = 0$

Si $k \neq k'$:

$$\mathbb{E}[A_k A_{k'}] = \mathbb{E}[A_k] \mathbb{E}[A_{k'}]$$

$$\mathbb{E}[A_k A_{k'}] = 0$$

Si $k = k'$:

$$\mathbb{E}[A_k A_{k'}] = \mathbb{E}[A_k^2]$$

$$\mathbb{E}[A_k A_{k'}] = \sum_{a_i \in \Omega} a_i^2 \mathbb{P}(A_k = a_i)$$

$$\mathbb{E}[A_k A_{k'}] = \mathbb{P}(A_k = -1) + \mathbb{P}(A_k = 1)$$

$$\mathbb{E}[A_k A_{k'}] = 1$$

finalemnt $\forall k \in \mathbb{Z}$:

$$\mathbb{E}[A_k A_{k'}] = \delta(k - k')$$

ainsi,

$$R_{s_l}(t, \tau) = 0,25 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{k' \in \mathbb{Z}} \delta(k - k') p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s)$$

$$\boxed{R_{s_l}(t, \tau) = 0,25 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{k' \in \mathbb{Z}} p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s)}$$

3.3 Sous-tâche 3 - théorie : Calcul de la fonction d'autocorrélation moyennée du signal $s_l(t)$ cyclo-stationnaire de période T_s

$$\tilde{R}_{s_l}(t, \tau) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} R_{s_l}(t, \tau) dt$$

$$\tilde{R}_{s_l}(t, \tau) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} 0,25 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s) dt$$

$$\tilde{R}_{s_l}(t, \tau) = 0,25 + \frac{1}{T_s} \sum_{k \in \mathbb{Z}} \int_0^{T_s} p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s) dt$$

posons $u = t - kT_s$ ainsi $du = dt$

$$\tilde{R}_{s_l}(t, \tau) = 0,25 + \frac{1}{T_s} \sum_{k \in \mathbb{Z}} \int_{-kT_s}^{-(k-1)T_s} p(u) p^*(u + \tau) du$$

$$\tilde{R}_{s_l}(t, \tau) = 0,25 + \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} p(u) p^*(u + \tau) du$$

on pose :

$$v(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(u) p^*(u - \tau) du$$

donc $v = p * \tilde{p}$ avec $\tilde{p} = p^*(-t)$
d'où,

$$v(-\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(u) p^*(u + \tau) du$$

finalement

$$\boxed{\tilde{R}_{s_l}(t, \tau) = 0,25 + \frac{1}{T_s} v(-\tau)}$$

3.4 Sous-tâche 4 - theorie : Dédution de la DSP du signal $s_l(t)$

On sait que

$$\Gamma_{s_l}(f) = F(\tilde{R}_{s_l}(\tau))$$

$$\Gamma_{s_l}(f) = F\left(0,25 + \frac{1}{T_s} v(-\tau)\right)$$

$$\Gamma_{s_l}(f) = 0,25\delta(t) + \frac{1}{T_s} F(v(-\tau))$$

or

$$F(v) = F(p)F(\tilde{p})$$

$$F(v) = P(f)P^*(f)$$

$$F(v) = |P(f)|^2$$

On obtient donc

$$\Gamma_{s_l}(f) = 0,25\delta(t) + \frac{1}{T_s} |P(f)|^2$$

or

$$p(t) = -\frac{1}{2} \Pi_{\frac{T_s}{2}}\left(t - \frac{T_s}{4}\right) + \frac{1}{2} \Pi_{\frac{T_s}{2}}\left(t - \frac{3T_s}{4}\right)$$

ainsi $P(f) = F(p)$

$$P(f) = -\frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \text{sinc}\left(f \frac{T_s}{2}\right) e^{-j2\pi f \frac{T_s}{4}} + \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \text{sinc}\left(f \frac{T_s}{2}\right) e^{-j2\pi f \frac{3T_s}{4}}$$

$$P(f) = \frac{T_s}{4} \text{sinc}\left(f \frac{T_s}{2}\right) (e^{-j\pi f \frac{3T_s}{4}} - e^{-j\pi f \frac{T_s}{4}})$$

$$P(f) = \frac{T_s}{4} \text{sinc}\left(f \frac{T_s}{2}\right) e^{-j\pi f \frac{T_s}{2}} (e^{-j\pi f T_s} - 1)$$

$$P(f) = \frac{T_s}{4} \text{sinc}\left(f \frac{T_s}{2}\right) e^{-j\pi f \frac{T_s}{2}} e^{-j\pi f \frac{T_s}{2}} (e^{-j\pi f \frac{T_s}{2}} - e^{j\pi f \frac{T_s}{2}})$$

$$P(f) = \frac{T_s}{4} \text{sinc}\left(f \frac{T_s}{2}\right) e^{-j\pi f T_s} (-2j \sin(\pi f \frac{T_s}{2}))$$

Ce qui donne :

$$|P(f)|^2 = \frac{T_s^2}{16} \text{sinc}^2\left(f \frac{T_s}{2}\right) 4 \sin^2\left(\pi f \frac{T_s}{2}\right)$$

$$|P(f)|^2 = \frac{T_s^2}{4} \text{sinc}^2\left(f \frac{T_s}{2}\right) \sin^2\left(\pi f \frac{T_s}{2}\right)$$

Finalement l'expression $\Gamma_{S_l}(f)$ est la suivante :

$$\Gamma_{S_l}(f) = 0,25\delta(f) + \frac{T_s^2}{4} \text{sinc}^2\left(f \frac{T_s}{2}\right) \sin^2\left(\pi f \frac{T_s}{2}\right)$$

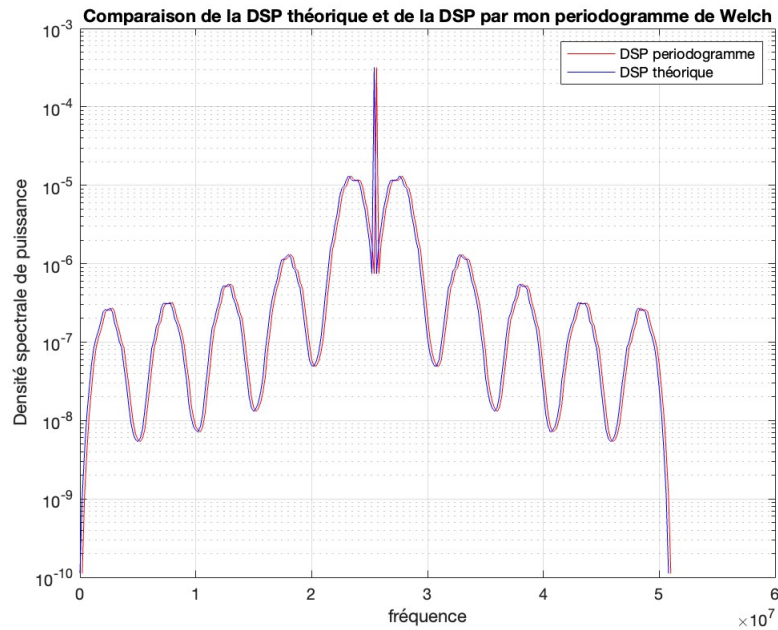


FIGURE 6 – Représentation de la DSP théorique et expérimentale en fonction de la fréquence

Ce graphique permet de comparer la DSP estimée à partir du signal $s_l(t)$ à l'aide du périodogramme de Welch avec la DSP théorique attendue en fonction de la conception du filtre utilisé dans le système de communication. Ici la DSP mesurée correspond bien aux attentes théoriques car les deux courbes sont superposées.

4 Tâche 3 : Algorithmes de codage et de décodage de canal

L'objectif de cette partie était d'implémenter le codeur et le décodeur de canal utilisés dans le cadre de la transmission des signaux/trames ADS-B. Ces trames ont une structure bien définie, incluant des informations de contrôle de parité. La durée d'une trame ADS-B est de 120 μ s, équivalente à 120 bits.

L'implémentation du codeur et du décodeur repose sur les éléments suivants :

- **Le codage CRC** : Les 24 bits de contrôle de parité sont générés à partir d'un CRC avec un polynôme générateur spécifique. Ici le polynôme générateur est défini comme : $P = [111111111111010000001001]$. Le CRC rajoute 24 bits au message initial composé de 88 bits d'informations utiles et d'un préambule de 8 bits.

- **La détection d'erreurs** : La fonction `comm.CRCDetector` a été utilisée pour construire un détecteur CRC basé sur le polynôme générateur.

Pour vérifier que les deux fonctions implémentées fonctionnent correctement un test a été développé. En cas d'absence d'erreur le décodeur indique que le message est intègre. En cas de présence d'erreurs, le décodeur signale que le message n'est pas intègre. Ces résultats confirment la mise en place correcte du codage CRC et du décodage de canal, permettant ainsi la détection des erreurs lorsque celles-ci surviennent.

5 Tâche 4 : Synchronisation en temps

L'objectif de cette tâche consiste à prendre en compte la désynchronisation temporelle qui peuvent affecter la qualité de la communication. L'Effet Doppler causé par le mouvement des avions et les imperfections des oscillateurs locaux introduisent un décalage en fréquence.

5.1 Sous-tâche 1 - théorie

Question : Quelle est l'ordre de grandeur du décalage de fréquence Doppler d'un avion se déplaçant à 900km/h ?

Dans le cadre du standard ADS-B, les signaux sont transmis sur une fréquence porteuse $F_p = 1,09GHz$

$$F_{recue} = \frac{1 - \frac{v_{recepteur}}{c}}{1 - \frac{v_{emetteur}}{c}} F_p \quad \text{avec} \quad c = 3,00 * 10^8 m.s^{-1}$$

On a $v_{emetteur} = 900km/h$ et $v_{recepteur} = 0$ car l'antenne est immobile au sol

On obtient donc :

$$\begin{aligned} F_{recue} \left(1 - \frac{v_{emetteur}}{c}\right) &= F_p \\ \frac{F_{recue}}{F_p} \left(1 - \frac{v_{emetteur}}{c}\right) &= 1 \\ (F_{recue} - F_p)c &= F_{recue} v_{emetteur} \end{aligned}$$

$$F_{recue} - F_p = F_{recue} \frac{V_{emetteur}}{c}$$

$$\Delta F = F_{recue} \frac{V_{emetteur}}{c} =$$

En faisant l'application numérique :

$$\boxed{\Delta F \approx 1kHz}$$

5.2 Sous-tâche 2 - théorie

5.2.1 Question 1 : Calcul de $|y_l(t)|^2$

Soit $t, \delta_t, \delta_f \in \mathbb{R}$

$$y_l(t) = s_l(t - \delta_t)e^{-j2\pi\delta_ft} + n_l(t)$$

$$y_l(t) = s_l(t - \delta_t) [\cos(2\pi\delta_ft) - j\sin(2\pi\delta_ft)] + n_l(t)$$

$$|y_l(t)| = \sqrt{[s_l(t - \delta_t)\cos(2\pi\delta_ft) + n_l(t)]^2 + [s_l(t - \delta_t)(-\sin(2\pi\delta_ft))]^2}$$

$$|y_l(t)| = \sqrt{s_l^2(t - \delta_t) [\cos^2(2\pi\delta_ft) + \sin^2(2\pi\delta_ft)] + 2s_l(t - \delta_t)\cos(2\pi\delta_ft)n_l(t) + n_l^2(t)}$$

$$|y_l(t)| = \sqrt{s_l^2(t - \delta_t) + 2s_l(t - \delta_t)\cos(2\pi\delta_ft)n_l(t) + n_l^2(t)}$$

$$|y_l(t)|^2 = s_l^2(t - \delta_t) + 2s_l(t - \delta_t)\cos(2\pi\delta_ft)n_l(t) + n_l^2(t)$$

$$\boxed{|y_l(t)|^2 = s_l^2(t - \delta_t) + z_l(t) \quad \text{où} \quad z_l(t) = 2s_l(t - \delta_t)\cos(2\pi\delta_ft)n_l(t) + n_l^2(t)}$$

Le signal $z_l(t)$ est un bruit blanc gaussien car $n_l(t)$ et $n_l^2(t)$ le sont.

5.2.2 Question 2

Question : Quel est l'avantage de prendre le carré du module de l'enveloppe complexe du signal reçu ?

Prendre le carré du module de l'enveloppe complexe du signal reçu nous permet de démoduler le signal et d'extraire l'information d'intérêt de manière plus robuste. En prenant le carré du module de l'enveloppe complexe, on obtient la puissance du signal à un instant donné, ce qui est utile pour la détection de signaux et la réduction du bruit.

En particulier, lorsque l'on communique à travers des canaux de transmission, le signal peut subir des distorsions, des décalages en fréquence dus à l'effet Doppler et d'autres perturbations. En prenant le carré du module de l'enveloppe complexe, on élimine l'information de phase et l'information de fréquence, ce qui rend la détection plus robuste aux distorsions et aux variations de fréquence.

Cela permet également de simplifier le traitement du signal, notamment pour la détection de seuil. En comparant la puissance du signal reçu à un seuil prédéfini, on peut décider si un signal d'intérêt est présent ou non, en négligeant certains détails de la modulation.

5.3 Sous-tâche 3-théorie

Soit $\delta'_t, T_p \in \mathbb{R}$

$$p(\delta'_t) = \frac{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} r_l(t) s_p^*(t - \delta'_t) dt}{\sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(t)|^2 dt} \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |r_l(t)|^2 dt}}$$

On remarque que l'intégrale du numérateur est un produit scalaire, don on utilisant l'inégalité de Cauchy-Schwarz :

$$\left| \int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} r_l(t) s_p^*(t - \delta'_t) dt \right| \leq \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |r_l(t)|^2 dt} \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |s_p^*(t - \delta'_t)|^2 dt}$$

en posant $u = t - \delta'_t$ on obtient :

$$\sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |s_p^*(t - \delta'_t)|^2 dt} = \sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(u)|^2 dt}$$

ainsi

$$|p(\delta'_t)| \leq \frac{\sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |r_l(t)|^2 dt} \sqrt{\int_0^{T_p} |s_p^*(t)|^2 dt}}{\sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(t)|^2 dt} \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |r_l(t)|^2 dt}}$$

$$\boxed{|p(\delta'_t)| \leq 1}$$

Le cas d'égalité est réalisé lorsque les deux vecteurs $r_l(t)$ et s_t^* sont colinéaires

6 Sous-tâche 4, matlab

Synchronisation Temporelle

L'algorithme de synchronisation temporelle compare le signal reçu (R_l) avec le signal de préambule connu (S_p) pour estimer le décalage temporel (δt). L'estimation est effectuée en trouvant le maximum de la corrélation croisée normalisée entre R_l et S_p .

Les résultats obtenus montrent que l'algorithme de synchronisation temporelle est efficace pour estimer δt , même en présence de distorsions introduites aléatoirement. Cependant, il est important de noter que la précision de l'estimation dépendra de la qualité du signal reçu et des paramètres du modèle de distorsion.

Après vérification, l'algorithme de synchronisation temporelle a estimé parfaitement le décalage temporel (δt) en l'absence de bruit dans la chaîne de communication.

Évaluation des Performances

Les performances du récepteur ont été évaluées malgré les imperfections en temps et en fréquence. Le code précédent a été adapté pour désynchroniser chaque nouvelle trame, le Taux d'Erreur Binaire (TEB)

a été calculé en fonction du rapport signal sur bruit (E_b/N_0) sur une plage de valeurs de 0 à 10 dB par incréments de 1 dB.

Les résultats expérimentaux montrent que le TEB diminue quand le rapport E_b/N_0 augmente, comme prévu. Cependant, il est essentiel de noter que la courbe expérimentale est systématiquement environ 3 dB au-dessus de la courbe théorique.

Cette différence de 3 dB entre la courbe expérimentale et la courbe théorique peut être dû à divers facteurs, tels que des imperfections dans le modèle du canal, des approximations dans l'algorithme de synchronisation.

Cependant, ces résultats démontrent que notre algorithme de synchronisation temporelle maintient des performances acceptables malgré les perturbations, ce qui est essentiel pour des applications de communication fiable dans des environnements réels.

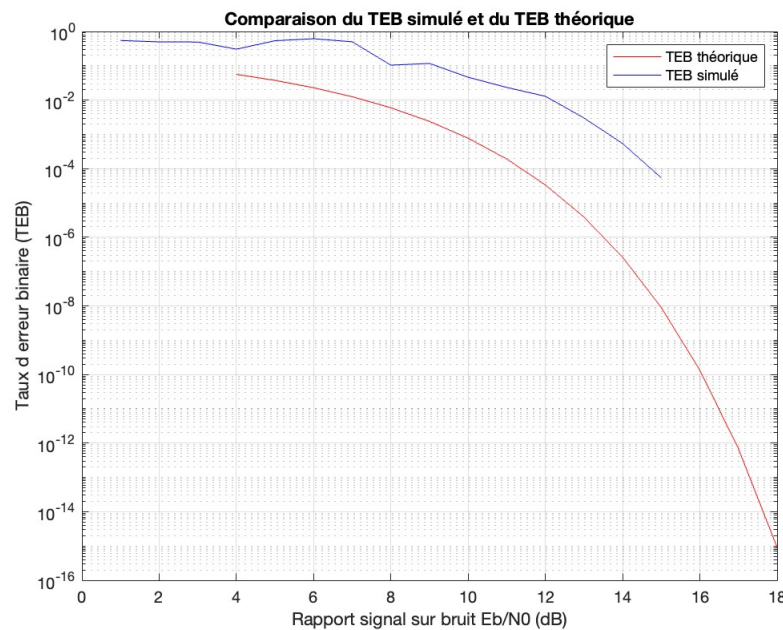


FIGURE 7 – Trajectoire obtenue à partir d'une trame ADS-B

7 Tâche 6 : Implémentation de la couche MAC

7.1 Sous-tâche 1- théorie

Question : Quelles valeurs de FTC correspondent à des trames de position en vol ? Même question pour les messages d'identifications.

Les valeurs de 9 à 18 et 20 à 22 représentent des trames de position en vol, tandis que les valeurs de 1 à 4 sont associées à des messages d'identification.

7.2 Sous-tâche 2 et 3 : Application

La fonction `bit2registre.m` prend en entrée un vecteur de 112 bits, extrait les informations du vecteur binaire et renvoie un structure de registre mis à jour uniquement si le CRC ne détecte pas d'erreur. La trajectoire de l'avion en utilisant le fichier *adsbmsgs.mat* est la suivante :

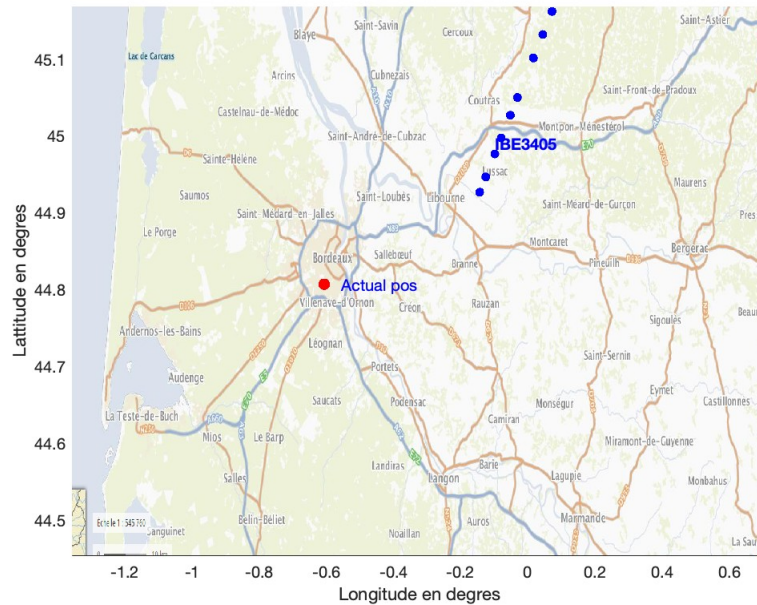


FIGURE 8 – Trajectoire obtenue à partir d'une trame ADS-B

8 Tâche 8 : Application - Traitement de signaux réels

Ici nous avons traité des signaux issus d'acquisitions réelles avec un buffer supérieur à celui précédemment envisagé. On remarque que les avions obtenus à partir du fichier *buffers.mat* correspondent bien à ceux de la figure du sujet.

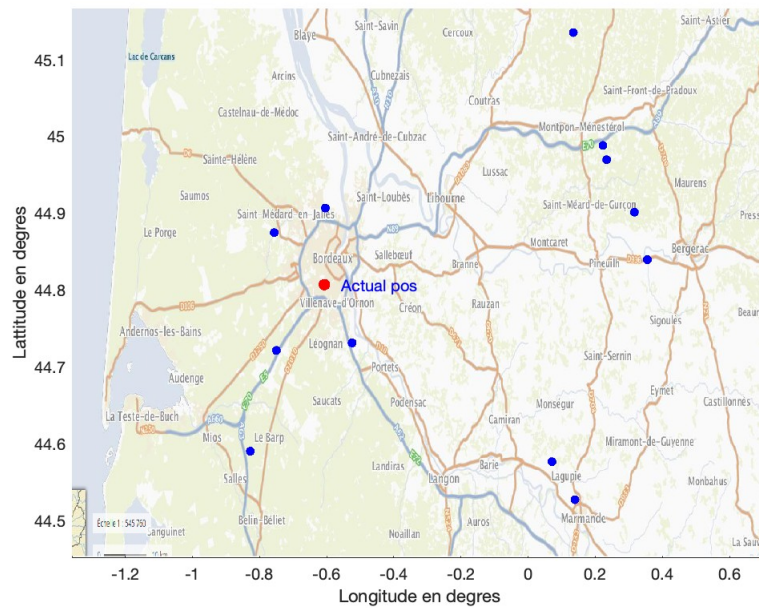


FIGURE 9 – Trajectoires obtenues à partir d'un buffer et un seuil de détection de 0,75

9 Tâche 9 : Application - Mise en place du temps réel

Afin de compiler correctement le programme *tache9.m* il faut se trouver dans le Current Folder : *Tache_9.m*.

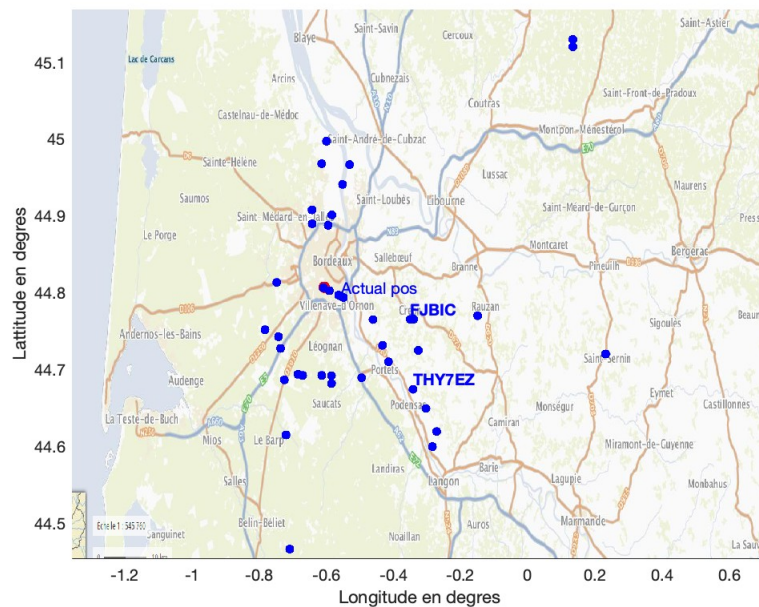


FIGURE 10 – Décodage en temps réel des trajectoires des avions survolant l'ENSEIRB (mardi 24 octobre à 11h).

10 Conclusion

Au cours de ce projet nous avons pu mettre en application les concepts de communications numériques. Cette expérience nous a permis de développer une compréhension approfondie du fonctionnement du système Automatic Dependent Surveillance - Broadcast (ADS-B) et de son rôle dans la surveillance du réseau aérien. En fin de compte, ce projet a été l'occasion d'appliquer les connaissances acquises en classe à un cas concret.