



PROJET DE COMMUNICATIONS NUMÉRIQUES TS229  
RAPPORT

---

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

---

Rédigé par :  
Ouled El bakri YASSINE

Encadré par:  
M. Tajan ROMAIN  
Mme. Ellouze MALEK  
M.FerréGUILLAUME

13 Avril 2023

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Couche physique ADS-B</b>	<b>2</b>
2.1	Prise en main de la chaine de communication ADS-B . . . . .	2
2.1.1	Démonstration de la relation du signal émis $s_l(t)$ . . . . .	3
2.1.2	Représentation graphique des signaux $s_l(t)$ , $r_l(t)$ et $r_m$ . . . . .	4
2.2	Densité spectrale de puissance(DSP) . . . . .	7
2.2.1	Calcul du moment d'ordre 1 et de la fonction d'autocorrélation de $s_l(t)$ .	7
2.2.2	Calcul de la DSP de $s_l(t)$ en fonction de $T_s$ . . . . .	8
2.3	Algorithmes de codage et de décodage de canal . . . . .	9
2.4	Synchronisation en temps . . . . .	10
2.4.1	Calcul de $ y_l(t) ^2$ et son avantage . . . . .	10
2.4.2	Démonstration de l'inégalité : $\rho(\delta'_t)$ . . . . .	11
2.4.3	Représentation des performances du récepteur proposé . . . . .	12
<b>3</b>	<b>Couche MAC ADS-B</b>	<b>12</b>
3.1	Implémentation de la couche MAC . . . . .	12
<b>4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>13</b>

## 1 Introduction

Le projet TS229 nous invite à mettre en œuvre une simulation d'émetteur/récepteur de données ADS-B sous MATLAB. L'objectif final de ce projet est de parvenir à un système de décodage en temps réel permettant d'afficher les données des avions survolant notre école.

Pour accomplir cette tâche, le projet sera structuré en trois grandes étapes distinctes. Dans un premier temps, nous nous concentrerons sur la couche physique du système ADS-B, en abordant les aspects liés au traitement des signaux et à la transmission des données. Ensuite, nous plongerons dans la couche MAC du protocole ADS-B afin d'extraire les informations telles que le nom de l'avion et sa trajectoire, etc., qui gère l'accès au canal de communication. Enfin, nous utiliserons les résultats des simulations des étapes précédentes pour créer une application pratique capable d'afficher en temps réel les informations des avions.

## 2 Couche physique ADS-B

### 2.1 Prise en main de la chaîne de communication ADS-B

Dans le contexte du standard ADS-B, les signaux émis à la fréquence porteuse de **1,09 GHz** sont générés en utilisant une technique de modulation appelée modulation en position d'amplitude (PPM - **P**ulse **P**osition **M**odulation). Cette modulation PPM est de nature binaire, avec une période de symbole  $T_s$  de  $1 \mu s$ . Elle permet de coder les données binaires **0** et **1** en utilisant deux impulsions distinctes,  $p_0(t)$  et  $p_1(t)$ , qui sont représentées respectivement dans la **Figure 1(a)** et la **Figure 1(b)**.

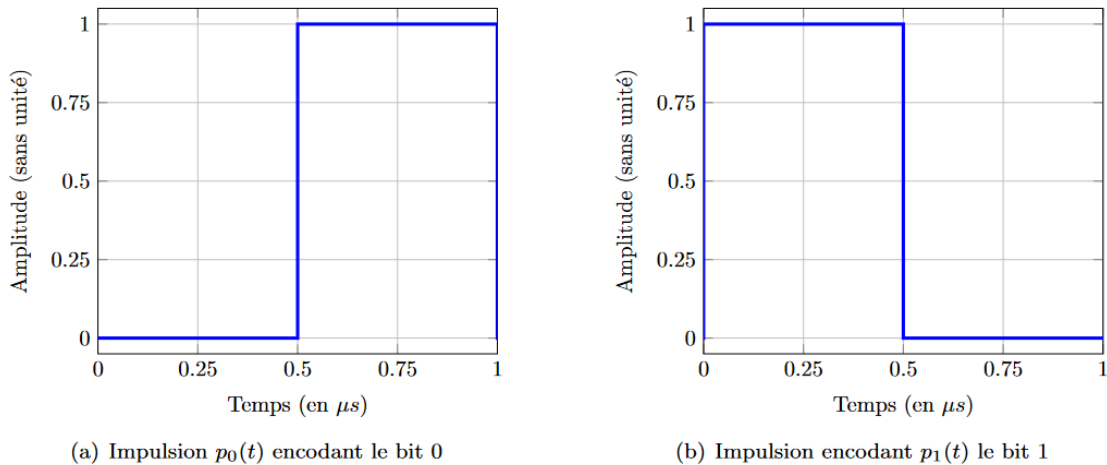


FIGURE 1 – Impulsions de base pour la PPM.

On considère la chaîne de communication présentée dans la Figure 2 ci-dessous, où :

- Les bits en entrée  $b_k$  sont indépendants et distribués uniformément.
- Le bruit en bande de base  $n_l(t)$  suit une loi normale centrée de variance  $\sigma_{n_l}^2$ .

$p(t)$  : La forme d'onde biphasé représentée dans la figure 3.

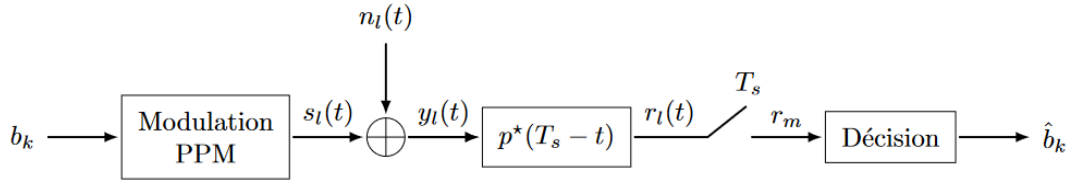


FIGURE 2 – Impulsions de base pour la PPM.

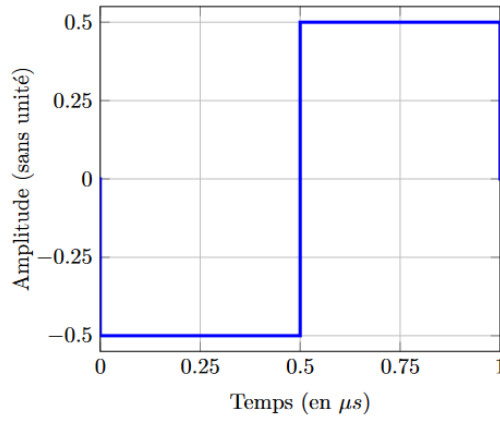


FIGURE 3 – Forme d'onde biphasé  $p(t)$

### 2.1.1 Démonstration de la relation du signal émis $s_l(t)$

On a

$$s_l(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} p_{bk}(t - iT_s) \quad (1)$$

Tel que :

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

Or :

$$\begin{cases} p_0(t) = 1/2 + p(t) \\ p_1(t) = 1/2 - p(t) \end{cases}$$

Donc en général :

$$p_{bk}(t - kT_s) = \begin{cases} 1/2 + p(t - kT_s) & \text{si } b_k = 0 \\ 1/2 - p(t - kT_s) & \text{sinon.} \end{cases}$$

Alors :

$$s_l(t) = 1/2 + \sum_{i \in \mathbb{Z}} A_k p(t - iT_s) \quad (2)$$

Où :

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

### 2.1.2 Représentation graphique des signaux $s_l(t)$ , $r_l(t)$ et $r_m$

On sait que :

$$s_l(t) = \frac{1}{2} + \sum_{i \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kTs)$$

$$\text{Or, } p(t) = \frac{1}{2}(\Pi_{Ts/2}(t - 3Ts/4) - \Pi_{Ts/2}(t - Ts/4)).$$

Donc, le signal  $s_l(t)$  est une succession de portes de différents supports.

D'autre part,

$$r_l(t) = p^*(Ts - t) * y_l(t)$$

$$\text{tel que } y_l(t) = s_l(t) + n_l(t).$$

Dans ce cas (absence de bruit),  $y_l(t) = s_l(t)$ .

$$\text{Par conséquent, } r_l(t) = p^*(Ts - t) * s_l(t).$$

Par suite, le signal  $r_l$  prend la forme d'un signal triangulaire, car il est le résultat de la convolution des portes.

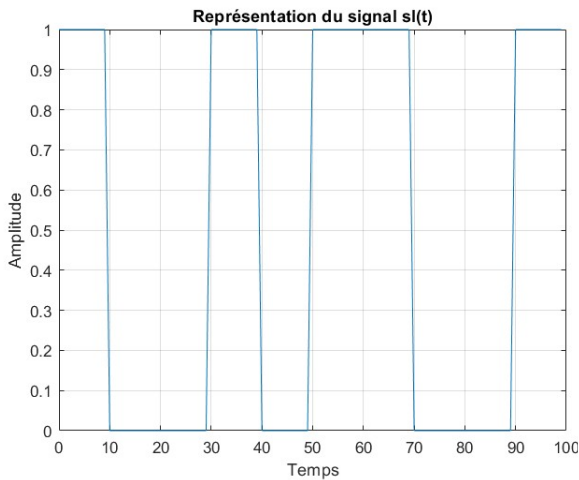


FIGURE 4 – Représentation de l'évolution du signal  $s_l(t)$

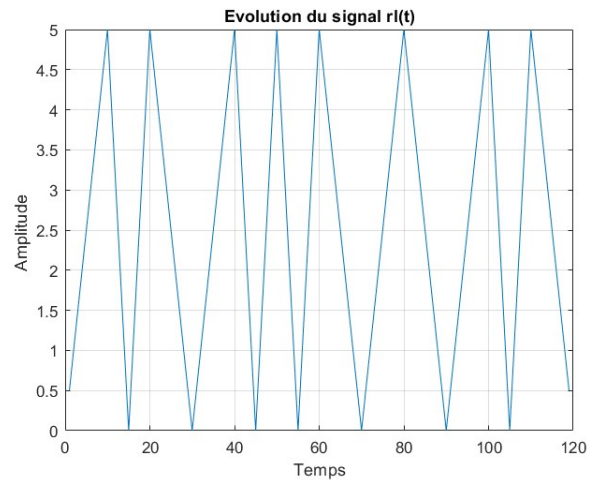


FIGURE 5 – Représentation de l'évolution du signal  $r_l(t)$

Dans les deux figures précédentes, on peut observer que le signal  $s_l(t)$  adopte clairement la forme d'une succession de portes, ce qui était prévisible puisqu'il est la résultante d'une somme de portes. De plus, le signal  $r_l(t)$  présente la forme triangulaire attendue, ce qui est cohérent avec le fait qu'il résulte de la convolution de ces portes.

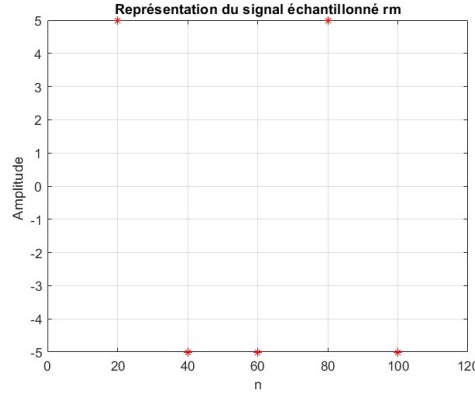


FIGURE 6 – Représentation du signal  $r_l$  après échantillonnage :  $r_m(n)$

Le bloc de décision dans une chaîne de communication numérique est essentiel pour interpréter les signaux numériques. Il se base sur le signe des échantillons reçus : un signe négatif est associé au bit 1, tandis qu'un signe positif est associé au bit 0. En effectuant cette association "Symbole -> Bits", le bloc de décision permet d'estimer précisément les symboles et de reconstituer les données en fonction des valeurs de  $r_m$ .

### Cherchons probabilité d'erreur binaire $P_b$ pour la modulation PPM

On a

$$r_l(t) = s_l * p^*(t - Ts)$$

Et

$$r_m[n] = r_l(nT_s)$$

Donc

$$r_l(t) = \left(\frac{1}{2} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kTs)\right) * p^*(Ts - t) \quad (3)$$

$$= \frac{1}{2} * p^*(Ts - t) + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kTs) * p^*(Ts - t) \quad (4)$$

$$= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} p(t) dt + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k R_p(t - kTs) \quad (5)$$

tel que  $R_p$  est la fonction d'autocorrélation de  $p(t)$ .

Donc :

$$r_l(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k R_p(t - kTs) \quad (6)$$

Alors :

$$r_m[n] = \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k R_p((n - k)Ts) \quad (7)$$

Or  $p(t)$  respecte le critère de Nyquist Donc :

$$r_m[n] = A_n R_p(0) = 2E_b \quad (8)$$

On a

$$\begin{aligned} P_b &= P(b_n = 1)P(r_m[n] > 0|b_n = 1) + P(b_n = 0)P(r_m[n] \leq 0|b_n = 0) \\ &= P(r_m[n] > 0|b_n = 1) \end{aligned} \quad (9)$$

Or :

$$\begin{cases} P(b_n = 1) = P(b_n = 0) = \frac{1}{2} \\ P(r_m[n] > 0|b_n = 1) = P(r_m[n] \leq 0|b_n = 0) \end{cases}$$

Donc d'après l'équation (9) :

$$\begin{aligned} P_b &= P(r_m[n] > 0|b_n = 1) \\ &= \int_{r_m[n]}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{n_l}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma_{n_l}}\right)^2} dt \\ &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{r_m[n]}{\sqrt{2}\sigma_{n_l}}}^{+\infty} e^{-t} dt \end{aligned}$$

Ainsi :

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{r_m[n]}{\sqrt{2}\sigma_{n_l}} \right) \quad (10)$$

où  $\sigma_{n_l}^2 = \frac{N_0}{2}$ .

De plus d'après l'équation (8) :

$$\frac{r_m[n]}{\sqrt{2}\sigma_{n_l}} = \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

D'où l'expression finale :

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

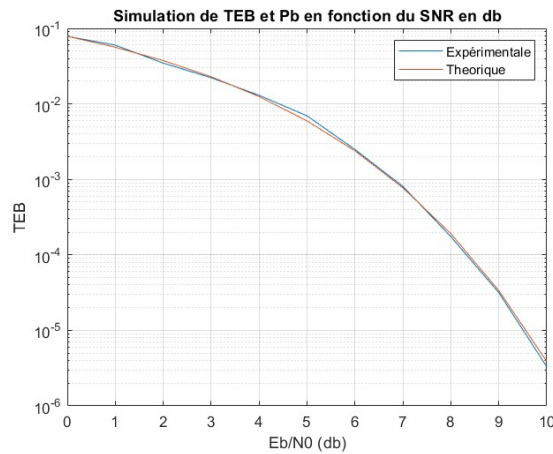


FIGURE 7 – Simulation de TEB et pb en fonction du rapport signal sur bruit  $E_b/N_0$

La courbe théorique et expérimentale (TEB) de Pb montre une superposition, ce qui indique que les résultats obtenus dans l'expérience concordent avec les résultats théoriques.

## 2.2 Densité spectrale de puissance(DSP)

### 2.2.1 Calcul du moment d'ordre 1 et de la fonction d'autocorrélation de $s_l(t)$

#### Moment d'ordre 1 du signal $s_l(t)$

On sait que :

$$m_{s_l}(t) = E(s_l(t))$$

Alors d'après l'équation(2) :

$$m_{s_l}(t) = E\left(\frac{1}{2} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s)\right) = \frac{1}{2} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} E(A_k) p(t - kT_s)$$

Comme :

$$E(A_k) = P(A_k = 1) - P(A_k = -1) = P(b_k = 0) - P(b_k = 1) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} = 0$$

Ainsi :

$$\boxed{m_{s_l}(t) = \frac{1}{2}} \quad (11)$$

#### Fonction d'autocorrélation du signal $s_l(t)$

$$\begin{aligned} R_{s_l}(t, \tau) &= E(s_l(t) s_l^*(t + \tau)) \\ &= E\left(\left(\frac{1}{2} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s)\right) \left(\frac{1}{2} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k^* p^*(t + \tau - kT_s)\right)\right) \\ &= \frac{1}{4} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k A_k^* p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s) \\ &= \frac{1}{4} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{k \in \mathbb{Z}} E(A_k A_k^*) p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s) \\ &= \frac{1}{4} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} E(|A_k|^2) p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s) \\ &= \frac{1}{4} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s) \end{aligned}$$

D'où,

$$\boxed{R_{s_l}(t, \tau) = \frac{1}{4} + \sum_{k \in \mathbb{Z}} p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s)} \quad (12)$$



### 2.2.2 Calcul de la DSP de $s_l(t)$ en fonction de $T_s$ .

#### Expression de l'autocorrélation moyennée du signal $s_l(t)$

On a

$$\begin{aligned}\tilde{R}_{s_l}(\tau) &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} R_{s_l}(t, \tau) dt \\ &= \frac{1}{4} + \frac{1}{T_s} \sum_{k \in \mathbb{Z}} \int_0^{T_s} p(t - kT_s) p^*(t + \tau - kT_s) dt\end{aligned}$$

Par changement de variable :

$$\tilde{R}_{s_l}(\tau) = \frac{1}{4} + \frac{1}{T_s} \sum_{k \in \mathbb{Z}} \int_{-kT_s}^{(1-k)T_s} p(t) p^*(t + \tau) dt$$

Donc,

$$\tilde{R}_{s_l}(\tau) = \frac{1}{4} + \frac{1}{T_s} \int_R p(t) p^*(t + \tau) dt$$

Enfin,

$$\boxed{\tilde{R}_{s_l}(\tau) = \frac{1}{4} + \frac{R_p(\tau)}{T_s}} \quad (13)$$

#### Calcul de la DSP du signal $s_l(t)$ à partir de son autocorrélation moyennée

On pose :  $\Gamma(f) = TF(\tilde{R}_{s_l}(\tau))$

Alors d'après l'équation précédente :

$$\Gamma(f) = TF\left(\frac{1}{4} + \frac{R_p(\tau)}{T_s}\right) \quad (14)$$

$$= \frac{1}{4} \delta(f) + \frac{1}{T_s} TF[R_p(\tau)] \quad (15)$$

Comme :

$$\begin{aligned}TF\left(\frac{1}{2} \Pi_{T_s/2}\left(t - \frac{3T_s}{4}\right) - \frac{1}{2} \Pi_{T_s/2}\left(t - \frac{T_s}{4}\right)\right) \\ &= \frac{1}{4} T_s \text{sinc}\left(\frac{T_s}{2} f\right) \left(\exp\left(-j2\pi f \frac{3T_s}{4}\right) - \exp\left(-j2\pi f \frac{T_s}{4}\right)\right) \\ &= \frac{1}{4} T_s \text{sinc}\left(\frac{1}{2} T_s f\right) \exp(-j\pi T_s f) \left(\exp\left(-j\pi \frac{T_s}{2} f\right) - \exp\left(j\pi \frac{T_s}{2} f\right)\right) \\ &= -j \frac{T_s}{2} \text{sinc}\left(\frac{T_s}{2} f\right) \exp(-j\pi T_s f) \sin\left(\pi f \frac{T_s}{2}\right).\end{aligned}$$

Donc :

$$P(f) = \frac{-j\pi f T_s^2}{4} \exp(-j\pi T_s f) \text{sinc}^2\left(\frac{T_s}{2} f\right) \quad (16)$$

D'après le théorème de Wiener-Khintchine :

$$TF[R_p(\tau)] = |P(f)|^2$$

D'où,

$$TF[R_p(\tau)] = \frac{\pi^2 f^2}{16} T_s^4 \text{sinc}^4 \left( \frac{T_s}{2} f \right) \quad (17)$$

Alors, en remplaçant dans l'équation (15) :

$$\Gamma(f) = \frac{\delta(f)}{4} + \frac{T_s^3 (\pi f)^2}{16} \text{sinc}^4 \left( \frac{T_s}{2} f \right) \quad (18)$$

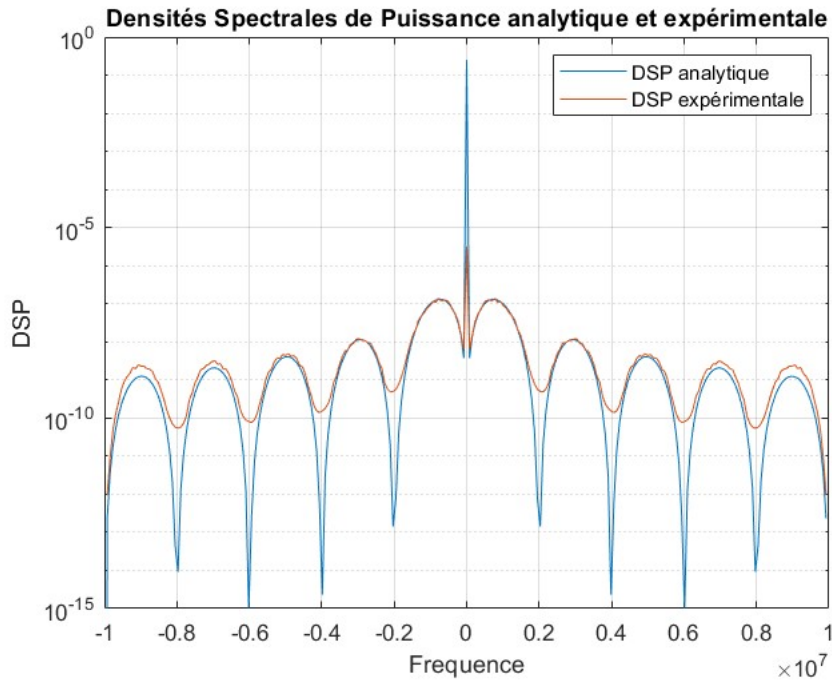


FIGURE 8 – Représentation des DSP de  $s_l(t)$  obtenues analytiquement et expérimentalement.

La figure précédente illustre clairement la superposition des DSP (densités spectrales de puissance) théorique et expérimentale. On peut également observer la représentation du terme  $\delta(f)$  qui reflète la contribution spectrale du signal.

### 2.3 Algorithmes de codage et de décodage de canal

La structure des signaux émis par les avions dans le cadre de l'ADS-B est illustrée dans la figure ci-dessous. Chaque trame ADS-B a une durée de 120  $\mu$ s, équivalant à 120 bits, et elle contient un contrôle de parité de 24 bits situé à la fin de la trame.

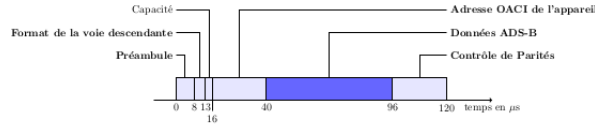


FIGURE 9 – Format d'une trame ADS-B.

Dans cette partie, nous avons réalisé l'implémentation du codeur et du décodeur CRC. Le codeur CRC est responsable de la génération des bits de contrôle qui sont ajoutés à la trame. De même, le décodeur CRC joue un rôle crucial dans la vérification de l'intégrité de la trame reçue.

Conformément aux principes énoncés précédemment, nous avons veillé à ce que le message soit considéré comme intègre en l'absence d'erreurs et non intègre en présence d'erreurs.

## 2.4 Synchronisation en temps

Pour garantir la précision et la fiabilité de cette réception des trames ADS-B, il est essentiel de prendre en compte deux aspects fondamentaux : la synchronisation temporelle et la synchronisation fréquentielle.

La synchronisation temporelle, représentée par  $\delta(t)$ , est nécessaire pour compenser les délais de propagation que subit le signal lors de sa transmission. D'autre part, la synchronisation fréquentielle, caractérisée par  $\delta(f)$ , est essentielle pour corriger les décalages en fréquence résultant de l'effet Doppler provoqué par le mouvement des aéronefs, ainsi que des imperfections des oscillateurs locaux.

Ces deux désynchronisations, sont abordées dans ce contexte en utilisant un modèle en bande de base, formulé comme suit :

$$y_l(t) = s_l(t - \delta(t)) \exp(-j2\pi\delta(f)t) + n_l(t)$$

où  $n_l(t)$  représente le bruit ajouté au signal.

**Décalage de fréquence Doppler d'un avion se déplaçant à une vitesse  $v = 900\text{km/h}$**

Lorsqu'un avion se déplace à une vitesse de 900 km/h, il engendre un décalage de fréquence entre la source émettrice ADS-B et la source réceptrice ADS-B. Ce décalage se calcule en soustrayant les fréquences respectives de ces sources. En supposant que le système ADS-B se rapproche de la source réceptrice.

Nous avons :  $f_E = f_p = 1,09\text{ GHz}$

et  $f_R = \frac{f_p}{1 - \frac{v}{c}}$  avec  $v = 900\text{ km/h}$  et  $c = 3 \times 10^8\text{ m/s}$ .

Le décalage fréquentiel obtenu est ainsi le suivant :

$$\Delta(f) = f_R - f_E = 908,33\text{ Hz.}$$

Par conséquent, l'ordre de grandeur de ce décalage est : 1 KHz.

### 2.4.1 Calcul de $|y_l(t)|^2$ et son avantage

Nous commençons avec l'expression de base de notre signal :

$$y_l(t) = s_l(t - \delta_t) \exp(-j2\pi\delta_f t) + n_l(t).$$

Par conséquent,

$$\begin{aligned}
 |y_l(t)|^2 &= |s_l(t - \delta_t) \exp(-j2\pi\delta_f t) + n_l(t)|^2 \\
 &= |s_l(t - \delta_t) (\cos(2\pi\delta_f t) - j \sin(2\pi\delta_f t)) + n_l(t)|^2 \\
 &= (s_l(t - \delta_t) \cos(2\pi\delta_f t) + n_l(t))^2 + s_l^2(t - \delta_t) \sin^2(2\pi\delta_f t) \\
 &= s_l^2(t - \delta_t) \cos^2(2\pi\delta_f t) + n_l(t)^2 + 2s_l(t - \delta_t) \cos(2\pi\delta_f t) n_l(t) + s_l^2(t - \delta_t) \sin^2(2\pi\delta_f t).
 \end{aligned}$$

En utilisant l'identité trigonométrique,

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

Nous définissons alors,  $z_l(t)$ , comme suit :  $z_l(t) = n_l(t)^2 + 2s_l(t - \delta_t) \cos(2\pi\delta_f t) n_l(t)$ .

Finalement,

$$|y_l(t)|^2 = s_l^2(t - \delta_t) + z_l(t),$$

On a aussi :

$$\begin{aligned}
 E[z_l(t)] &= E[n_l(t)^2 + 2s_l(t - \delta_t) \cos(2\pi\delta_f t) n_l(t)] \\
 &= E[n_l(t)^2] + 2E[s_l(t - \delta_t) \cos(2\pi\delta_f t) n_l(t)]
 \end{aligned}$$

Alors :

$$E[z_l(t)] \neq 0$$

Dès lors, on peut conclure que  $z_l(t)$  n'est pas un bruit gaussien blanc et sa caractéristique dépend de  $s_l(t)$ .

Le carré du module de l'enveloppe complexe transforme le signal en un signal réel, éliminant la phase, simplifiant le traitement et mettant en évidence les variations d'amplitude, ce qui est utile pour détecter des événements importants et améliorer la qualité du signal.

#### 2.4.2 Démonstration de l'inégalité : $\rho(\delta'_t)$

On sait que la corrélation croisée normalisée entre deux signaux  $r_l(t)$  et  $s_p(t)$ , dépendante d'un délai  $\delta'_t$ , est donnée par l'expression :

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

En utilisant l'inégalité de Cauchy-Schwarz, nous pouvons établir l'inégalité suivante :

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

Par changement de variable, l'expression devient :

$$\left| \int_{\delta'_t}^{\delta'_t + T_p} r_l(t) s_p^*(t - \delta'_t) dt \right| \leq \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t + T_p} |r_l(t)|^2 dt} \sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(u)|^2 du}$$

En divisant les deux côtés de cette inégalité par le dénominateur de  $|\rho(\delta'_t)|$ , nous obtenons finalement pour tout  $\delta'_t$  :

$$|\rho(\delta'_t)| \leq 1$$

Le cas d'égalité se produit lorsque les signaux sont parfaitement corrélés, c'est-à-dire l'un est un multiple constant de l'autre :  $r_l(t) = k \cdot s_p(t)$ . La corrélation croisée atteint sa valeur maximale de 1 dans ce cas.

### 2.4.3 Représentation des performances du récepteur proposé

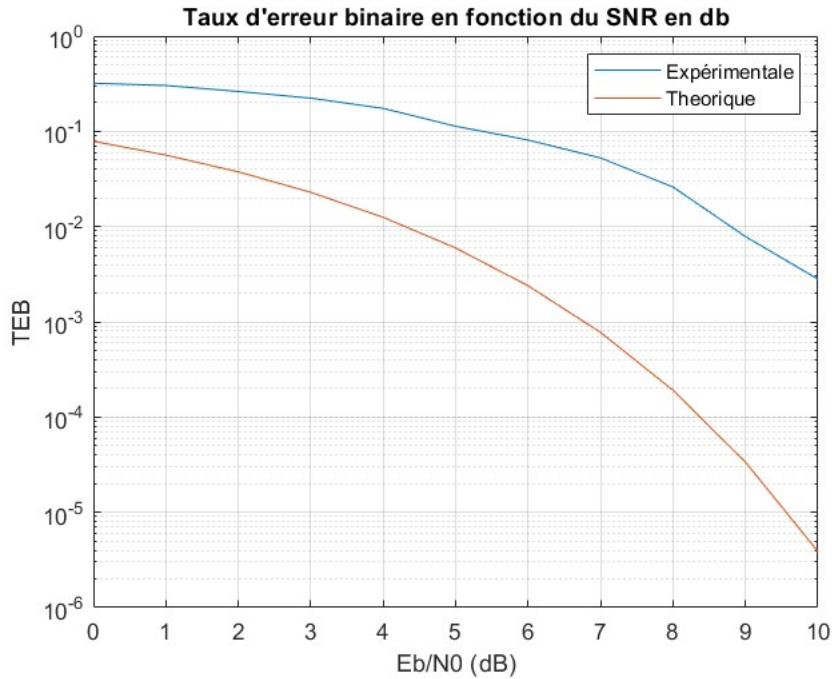


FIGURE 10 – Simulation de TEB et pb en fonction du rapport signal sur bruit  $E_b/N_0$

L'écart entre les courbes de probabilité d'erreur binaire théorique et expérimentale est dû aux imperfections temporelles et fréquentielles, ainsi qu'au bruit blanc gaussien. La précision s'améliore en considérant uniquement la partie réelle du signal  $r_l(t)$ , ce qui permet une meilleure adéquation entre la modélisation théorique et les résultats expérimentaux.

## 3 Couche MAC ADS-B

### 3.1 Implémentation de la couche MAC

Dans cette tâche l'objectif est de développer des fonctions permettant de convertir des messages binaires en registres, facilitant ainsi l'extraction de données à partir de trames ADS-B émises par des aéronefs. Les signaux ADS-B sont composés de plusieurs éléments, chacun ayant un rôle spécifique, tels que le préambule, le format de la voie descendante, la capacité, l'adresse OACI de l'aéronef, les données ADS-B, et les bits de contrôle de parité. La conversion de ces signaux binaires en registres est cruciale pour interpréter et exploiter les données transmises, ce qui revêt une grande importance dans le contexte de la gestion du trafic aérien et de la surveillance des vols.

Selon l'annexe, les trames de position en vol correspondent à un FTC (Format Type Code) qui se situe dans l'ensemble 9, 18 ou 20, 22, tandis que les messages d'identification sont associés à un FTC dans l'ensemble 1, 4.

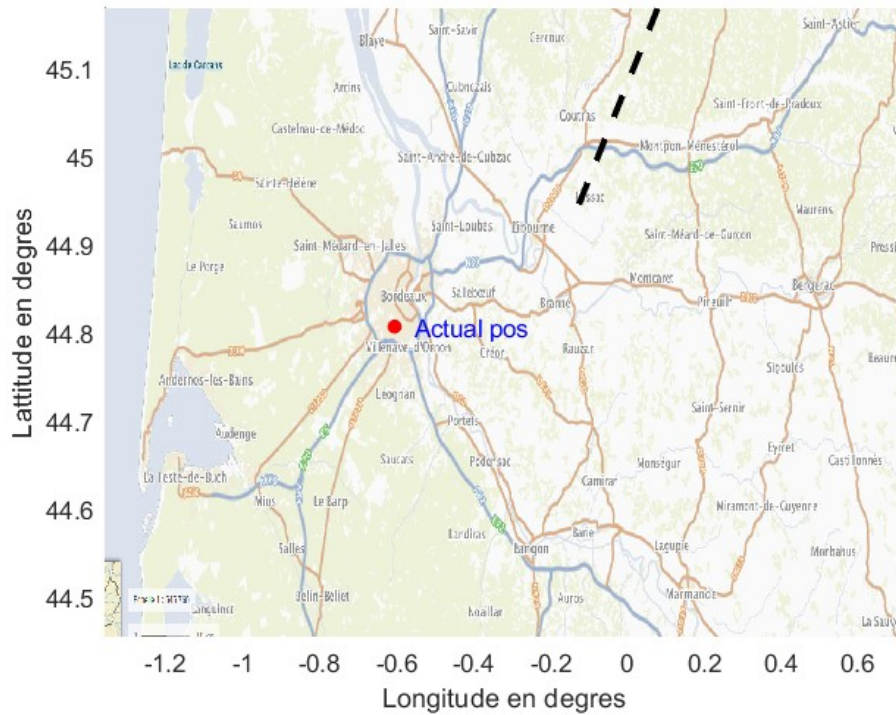


FIGURE 11 – Affichage de la trajectoire de l'avion de trame du fichier *adsb<sub>m</sub>sgs.mat*

## 4 Conclusion

En synthèse, ce projet a servi de pont entre notre bagage théorique acquis tout au long de nos deux premières années d'études en télécommunications et la mise en pratique de ces connaissances. Grâce à cette démarche, nous avons pu consolider notre compréhension des communications numériques, en particulier dans les domaines du codage, du décodage et de la gestion des chaînes de communication. Ce projet s'est avéré être une opportunité précieuse pour enrichir notre socle de compétences et souligner l'importance cruciale de la fusion entre la théorie et l'expérience pratique dans le vaste domaine de l'ingénierie des communications.