

# Rapport projet TS229

Ternisien Valentin

Serrari Mohamed

Seillade Julien

Novembre 2019



# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>3</b>
<b>1 Tâche 1</b>	<b>3</b>
1.1 Sous-tâche 1 - Théorie . . . . .	3
<b>2 Tâche 2</b>	<b>4</b>
<b>3 Tâche 3</b>	<b>6</b>
<b>4 Tâche 4</b>	<b>7</b>
4.1 Ordre de grandeur du décalage de fréquence Doppler . . . . .	7
4.2 Propriétés de $y_l(t)$ : . . . . .	7
4.2.1 Relation entre $y_l(t)$ et $z_l(t)$ : . . . . .	7
4.2.2 L'avantage de prendre le carré du module du signal reçu . . . . .	8
4.3 Inégalité de cauchy-schwartz . . . . .	8
4.4 Algorithme de synchronisation . . . . .	8
<b>5 Tâche 5</b>	<b>10</b>
5.1 Méthodes d'estimation . . . . .	10
5.2 Méthode d'estimation conjointe . . . . .	10
5.3 Remarques . . . . .	11
5.4 Conclusion . . . . .	11
<b>6 Tâche 6</b>	<b>11</b>
6.1 Sous-Tâche 1 . . . . .	11
6.2 Sous-Tâche 2 - MATLAB . . . . .	12
6.3 Sous-Tâche 3 . . . . .	12
<b>7 Tâche 7</b>	<b>12</b>
7.1 Sous-Tâche 1 . . . . .	12
7.2 Sous-Tâche 2 . . . . .	12
<b>8 Tâche 8</b>	<b>12</b>
8.1 Sous-Tâche 1 . . . . .	12
8.2 Sous-Tâche 2 . . . . .	13
<b>9 Conclusion</b>	<b>13</b>

# Introduction

Ce rapport détaille notre projet de TS229 selon les différentes tâches à effectuer. Le but final est de décoder des messages ADS-B émis par des avions environnant et de représenter les informations obtenues sur une carte. Pour cela, il est nécessaire de mettre en place un système comprenant un émetteur, un canal et un récepteur, afin de comprendre l'encodage des messages et pouvoir les décoder en tenant compte des contraintes de synchronisation ou de perte d'information. Il faut ensuite traiter les données reçues, les stocker et les actualiser pour pouvoir correctement les renseigner sur une carte.

## 1 Tâche 1

### 1.1 Sous-tâche 1 - Théorie

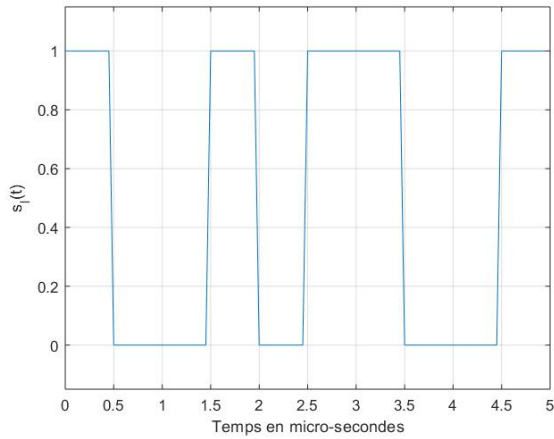


FIGURE 1 – Signal  $r_l(t)$

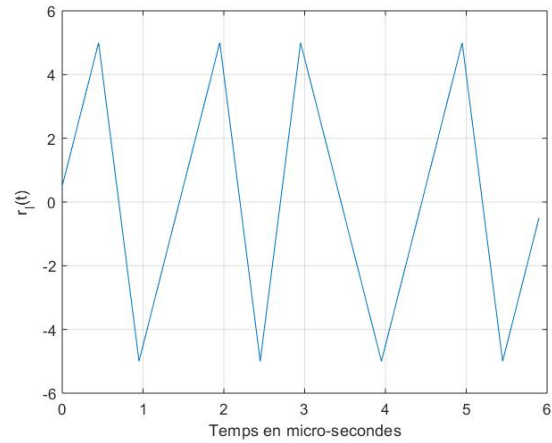


FIGURE 2 – Signal  $s_l(t)$

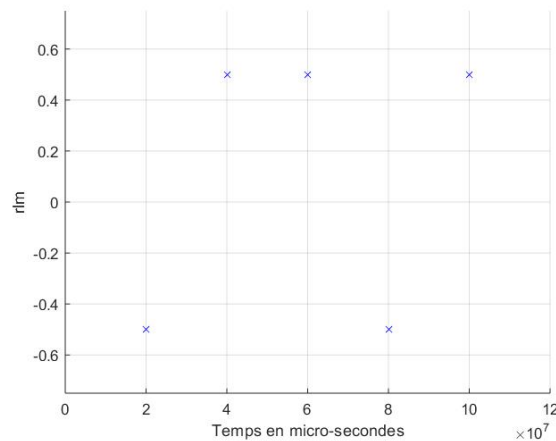


FIGURE 3 – Signal  $rlm$

Pour le bloc décision, si le symbole échantillonné est négative, il s'agit du bit 1 sinon il s'agit du bit 0.

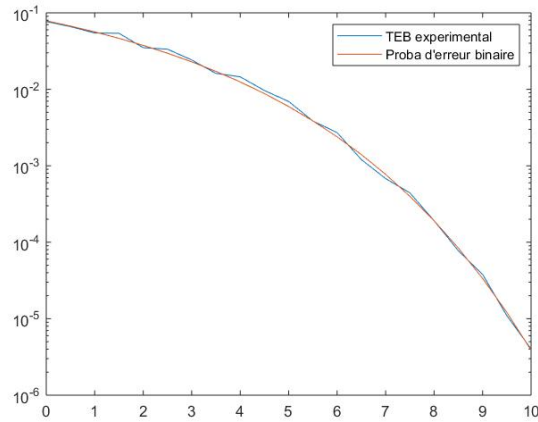


FIGURE 4 – TEB pour chaîne de communication simple

Le TEB Expérimental se superpose exactement au TEB théorique.

## 2 Tâche 2

Le moment d'ordre 1 du signal s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned}
 m_{sl}(t) &= E[S(t)] = E[0.5 + \sum_{i \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s)] \\
 &= 0.5 + \sum_{i \in \mathbb{Z}} E[A_k p(t - kT_s)] \\
 &= 0.5 + \sum_{i \in \mathbb{Z}} E[A_k] E[p(t - kT_s)] \\
 &\text{or } E[A_k] = 0 \\
 m_{sl}(t) &= 0.5
 \end{aligned} \tag{1}$$

La fonction d'autocorrélation peut être ainsi obtenue

$$\begin{aligned}
R_{sl}(t, \tau) &= E[sl(t)sl * (t + \tau)] \\
&= E[(0.5 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s))(0.5 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t + \tau - kT_s))] \\
&= E[0.25 + 0.5 \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s) + 0.5 \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k p(t + \tau - kT_s) \\
&\quad + \sum_{k \in \mathbb{Z}} \sum_{l \in \mathbb{Z}} A_k A_l p(t - kT_s) p(t + \tau - lT_s)] \\
\text{or } E(A_i A_j) &= 0 \quad \forall i \neq j \quad \text{et} \quad \sum_{k \in \mathbb{Z}} E[A_k] E[p(t - kT_s)] = 0 \\
&= 0.25 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} E[A_k^2 p(t - kT_s) p(t + \tau - kT_s)] \\
\text{donc comme } E(A_k^2) &= 1
\end{aligned}$$

$$R_{sl}(t, \tau) = 0.25 + \sum_{\epsilon \in \mathbb{Z}} p(t - \epsilon T_s) p(t + \tau - \epsilon T_s) \quad (2)$$

Sa transformée de Fourier vaut :

$$\begin{aligned}
\bar{R}_{sl}(\tau) &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} R_{sl}(t, \tau) dt \\
&= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} 0.25 + \sum_{k \in \mathbb{Z}} p(t - kT_s) p(t + \tau - kT_s) dt \\
&= \frac{1}{4} + \frac{1}{T_s} \sum_{k \in \mathbb{Z}} \int_{-kT_s}^{T_s - kT_s} p(u) p(u + \tau) du \\
&= \frac{1}{4} + \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} p(u) p(u + \tau) du
\end{aligned}$$

$$\bar{R}_{sl}(\tau) = \frac{1}{4} + \frac{1}{T_s} R_{pp}(\tau) \quad (3)$$

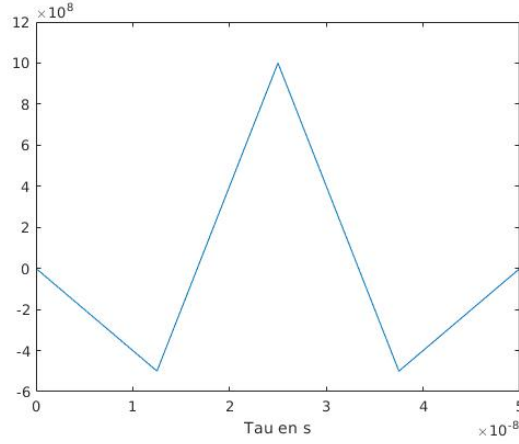


FIGURE 5 – Autocorrélation moyennée

Finalement, la DSP est obtenue comme suit :

$$\Gamma_{sl}(f) = TF[\bar{R}_{sl}(\tau)] = \frac{1}{4}\delta(f) + \frac{1}{T_s}|P(f)|^2 \quad (4)$$

$$\text{avec } P(f) = T_s \operatorname{sinc}(f \frac{T_s}{2}) \sin(\pi f \frac{T_s}{2}) \quad (5)$$

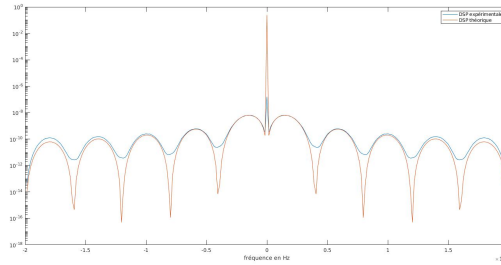


FIGURE 6 – DSP théorique et expérimentale

Les deux courbes ne se superposent pas exactement à cause du théorème de Shannon qui doit être respecté :  $2 \cdot f_{\max} < f_e$ . Les bords du sinus cardinal ne sont pas pris en compte dans la DSP théorique, d'où un léger décalage d'amplitude qui s'observe

### 3 Tâche 3

Les codeurs et décodeurs à redondance cycliques sont disponibles sur notre code MATLAB, ainsi qu'un test de validité.

## 4 Tâche 4

### 4.1 Ordre de grandeur du décalage de fréquence Doppler

l'ordre de grandeur du décalage de fréquence Doppler d'un avion se déplaçant à 900km/h. Puisque la source qui est l'avion est mobile par rapport au référentiel, la fréquence reçue est donnée par l'expression suivante :

$$f_{recu} = \frac{c}{c - v_{source}} f_{emise} = f_{emise} \pm \delta f \quad (6)$$

ce qui donne :

$$\frac{\delta f}{f_{emise}} = \frac{v_{source}}{c - v_{source}} = 0.005 \quad (7)$$

avec  $v_{source} = 900km/h$  la vitesse de l'avion et  $c = 3.10^8 m/s$  la célérité de l'onde électromagnétique émise par l'avion dans l'air.

### 4.2 Propriétés de $y_l(t)$ :

#### 4.2.1 Relation entre $y_l(t)$ et $z_l(t)$ :

$$y_l(t) = s_l(t - \delta_t) e^{-j2\pi\delta_f t} + n_l(t) \quad (8)$$

Nous montrerons que le signal  $y_l(t)$  s'écrit sous la forme :

$$|y_l(t)|^2 = s_l^2(t - \delta_t) + z_l(t) \quad (9)$$

on pose  $\phi(t) = \phi(n_l(t))$  la phase de  $n_l(t)$

$$\begin{aligned} |y_l(t)| &= |s_l(t - \delta_t) e^{-j2\pi\delta_f t} + n_l(t)| \\ &= |s_l(t - \delta_t) e^{-j2\pi\delta_f t} + |n_l(t)| e^{j2\pi\phi(t)}| \\ &= |s_l(t - \delta_t) e^{-j2\pi(\delta_f t + \phi(t))} + |n_l(t)|| \end{aligned}$$

$$|y_l(t)|^2 = s_l^2(t - \delta_t) + 2 \cos(2\pi\delta_f t + 2\pi\phi(t)) s_l(t - \delta_t) |n_l(t)| + |n_l(t)|^2 \quad (10)$$

d'où l'expression de  $z_l(t) = 2 \cos(2\pi\delta_f t + 2\pi\phi(t)) s_l(t - \delta_t) |n_l(t)| + |n_l(t)|^2$ .

Puisque  $n_l(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$  alors  $n_l^2(t) \sim \sigma^2 \chi_1^2$  donc  $z_l(t)$  n'est pas une gaussienne puisque à un instant donné  $t$ ,  $z_l(t)$  est la somme d'une V.A qui suit une loi gaussienne et  $n_l^2(t)$  qui suit une loi khi-deux.

$z_l(t)$  et  $s_l(t)$  ne sont pas indépendants car  $z_l(t)$  est en fonction des réalisations  $s_l(t)$ .

### 4.2.2 L'avantage de prendre le carré du module du signal reçu

En prenant le module au carré du signal, il est possible de séparer les paramètres à estimer. Dans ce cas là, le décalage fréquentiel peut être considéré comme un bruit additif, d'où il suffit d'estimer le décalage temporel seulement. D'un point de vue rapidité calculatoire, l'estimation d'un seul paramètre est beaucoup plus rapide que l'estimation conjointe des deux paramètres.

### 4.3 Inégalité de cauchy-schwartz

D'après l'inégalité de cauchy-schwartz on a

$$\begin{aligned} \int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} r_l(t) s_p^*(t - \delta'_t) dt &\leq \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |r_l(t)|^2 dt} \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |s_p^*(t)|^2 dt} \\ &\leq \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |r_l(t - \delta'_t)|^2 dt} \sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(t)|^2 dt} \end{aligned}$$

D'où

$$\rho(\delta'_t) = \frac{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} r_l(t) s_p^*(t - \delta'_t) dt}{\sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |r_l(t)|^2 dt} \sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(t)|^2 dt}} \leq 1 \quad (11)$$

avec égalité ssi  $r_l(t) = \lambda s_p(t - \delta'_t)$  ceci  $\forall t \in ]\delta'_t, \delta'_t + T_p[$ .

### 4.4 Algorithme de synchronisation

L'expression donnée dans le sujet qui permet le calcul de  $\rho(\delta'_t)$  est une intégrale qui est valable seulement pour les signaux continus. Il fallait trouver une expression équivalente pour les signaux discrets. L'intégrale peut être exprimé comme une somme pour les signaux discrets.

$$\rho(\delta'_n) = \frac{\sum_{k=\delta'_n}^{\delta'_n+Tp*Fse} r_l(k) s_p^*(k - \delta'_n)}{\sqrt{\sum_{k=\delta'_n}^{\delta'_n+Tp*Fse} |r_l(k)|^2} \sqrt{\sum_{k=0}^{Tp*Fse} |s_p(k)|^2}} \quad (12)$$

Sur Matlab, calculer la somme des produits peut être fait par une convolution. L'utilisation de la fonction `conv()` a permis de calculer la corrélation entre les deux signaux pour tous les décalages  $\delta'_n$  en une seule exécution, ce qui est très rapide car Matlab est bien optimisé pour ceci. L'utilisation d'une boucle `for` normal était **7 fois** plus lent.



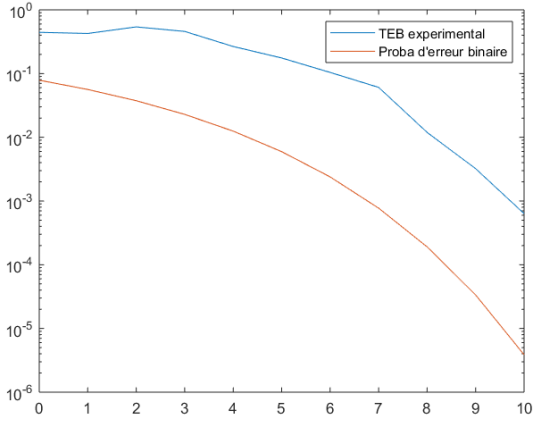


FIGURE 7 – TEB pour un pas de 1db

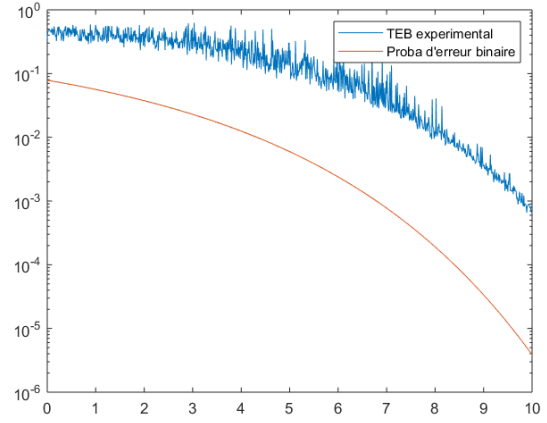


FIGURE 8 – TEB pour un pas de 0.01db

### Observations :

Nous observons sur la figure 7 que le TEB expérimental ne se superpose pas au TEB théorique. Ceci est due au fait que le décalage fréquentiel introduit des erreurs lors de la prise des décisions. En effet le bruit à l'entrée de la chaîne de décision n'est plus  $n_l(t)$  mais plutôt  $z_l(t)$  qui n'est plus un bruit gaussien et qui a une variance supérieure à celle de  $n_l(t)$ . Par contre ceci n'explique pas les peaks observés sur la figure 8. En effet les peaks observés sont causés par une très mauvaise estimation de  $\delta_t$  qui retourne un TEB de 50% pour la réalisation. Il suffit de moyenner le TEB expérimental sur plusieurs réalisations, pour le rendre indépendant des réalisations et ainsi supprimer les peaks.

Le nombre de db perdu pour un TEB de  $10^{-3}$  est **3db**. Pour compenser cet effet on peut doubler la puissance du signal en envoi.

### Remarques :

Pour réaliser la simulation de la chaîne Tx et Rx, un buffer de taille  $120 \cdot F_{se}$  échantillons est utilisé. Ce buffer est envoyé dans le canal et subit un retard temporel qui varie entre 0 et 100 échantillons. Lors d'une mauvaise estimation de ce retard, plus précisément quand  $\delta'_t > \delta_t$ , nous risquons de ne pas avoir suffisamment d'échantillons restants pour constituer une trame ADSB de taille 120 bits. Ceci n'est pas un problème dans les systèmes réels car le buffer échantillonné a une grande taille. Afin de résoudre ce problème de simulation il fallait ajouter des échantillons de bruit blanc (100 échantillons, le retard maximal) à la fin du buffer afin de s'approcher du cas réel.

## 5 Tâche 5

### 5.1 Méthodes d'estimation

L'estimation de  $\delta'_f$  peut se faire suivant deux méthodes.

- Estimation de  $\delta'_t$  et après estimation de  $\delta'_f$ .
- Estimation conjointe des deux paramètres.

### 5.2 Méthode d'estimation conjointe

Nous nous intéressons à la deuxième méthode qui est plus performante malgré son haut coût calculatoire  $O(n^2)$ . Pour faire ceci, une méthode basée sur une corrélation similaire à celle utilisée dans la partie précédente.

$$\rho(\delta'_t, \delta'_f) = \frac{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t + T_p} r_l(t) (s_p(t - \delta'_t) e^{-j2\pi\delta'_f(t - \delta'_t)})^* dt}{\sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t + T_p} |r_l(t)|^2 dt} \sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(t)|^2 dt}} \quad (13)$$

La forme discrète de cette formule s'écrit comme :

$$\rho(\delta'_n, \delta'_{fn}) = \frac{\sum_{k=\delta'_n}^{\delta'_n + Tp*Fse} r_l(k) (s_p(k - \delta'_n) e^{-j2\pi\delta'_{fn}(k - \delta'_n)})^*}{\sqrt{\sum_{k=\delta'_n}^{\delta'_n + Tp*Fse} |r_l(k)|^2} \sqrt{\sum_{k=0}^{Tp*Fse} |s_p(k)|^2}} \quad (14)$$

Le couple  $(\hat{\delta}_t, \hat{\delta}_f)$  maximise la corrélation conjointe

Le calcul de cette corrélation en deux dimensions nous permet d'obtenir une Heat-map où le maximum correspond au

$$(\hat{\delta}_t, \hat{\delta}_f) = \underset{(\delta'_t, \delta'_f)}{\operatorname{argmax}} |\rho(\delta'_t, \delta'_f)| \quad (15)$$

Nous traçons une heatmap de la fonction  $\rho(\delta'_t, \delta'_f)$  pour différents rapports SNR.

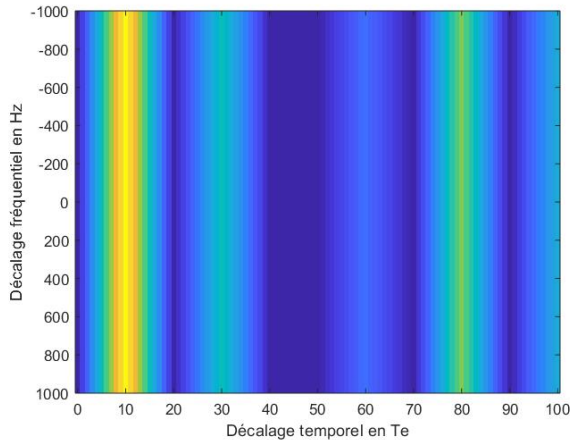


FIGURE 9 – Heatmap pour  $N_0 = 0$

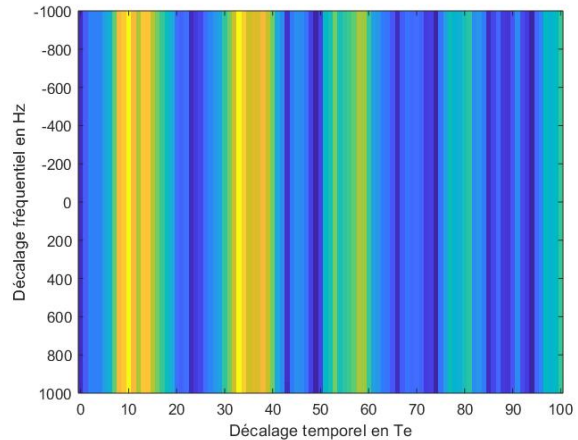


FIGURE 10 – Heatmap pour  $N_0 = 10$

Nous observons que pour un bruit nul voire figure 9 la fonction de corrélation est maximale pour une seule valeur de  $\delta_t$ . Par contre pour un bruit non nul voire figure 10 l'unicité de ce maxima n'est pas garantie.

### 5.3 Remarques

Nous observons que la fonction de corrélation est presque invariante pour le décalage fréquentiel. Ceci est cohérent avec les paramètres du sujet. En effet, une trame ADS-B dure  $120\mu s$  et le décalage fréquentiel maximal que peut subir une trame est de l'ordre de  $1KHz$  i.e. sa longueur d'onde est en  $1ms$ . Donc la trame ADS-B est multipliée par une sinusoïde qui varie relativement lentement. D'où l'effet négligeable du décalage fréquentiel.

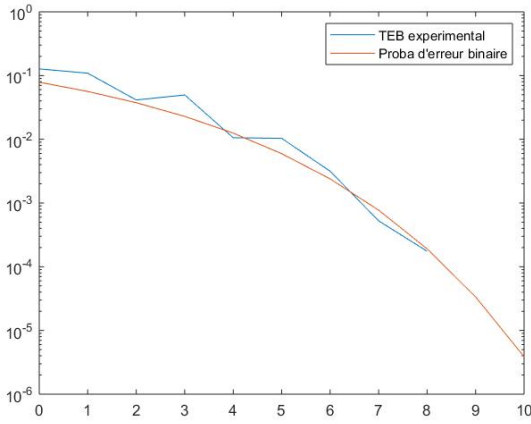


FIGURE 11 – TEB avec un pas de 1db

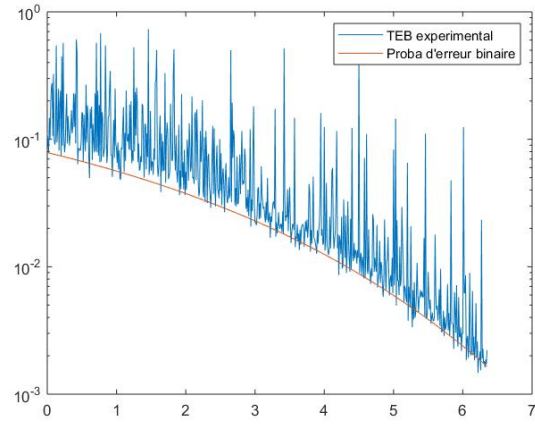


FIGURE 12 – TEB avec un pas de 0.01db

Nous observons sur la figure 11 que le TEB expérimental se superpose à celui théorique. Ceci est confirmé pour le TEB avec un pas de 0.01db.

### 5.4 Conclusion

L'estimation conjointe des deux paramètres est puissante car elle permet d'atteindre le TEB théorique. Par contre cette méthode a une complexité d'ordre  $O(n^2)$  contrairement à la méthode implémentée dans la Tache 4 qui est de complexité d'ordre  $O(n)$ .

## 6 Tâche 6

### 6.1 Sous-Tâche 1

Les valeurs de FTC correspondant à des trames de position en vol sont les valeurs allant de 9 à 18 et de 20 à 23. Quand au messages d'identification, c'est pour les valeurs de 1 à 4 de FTC. Il faudra donc séparer les 2 cas pour la fonction bit2registre.

## 6.2 Sous-Tâche 2 - MATLAB

## 6.3 Sous-Tâche 3

Après test, voici la trajectoire de l'avion obtenue à partir de la séquence de trames ADS-B.

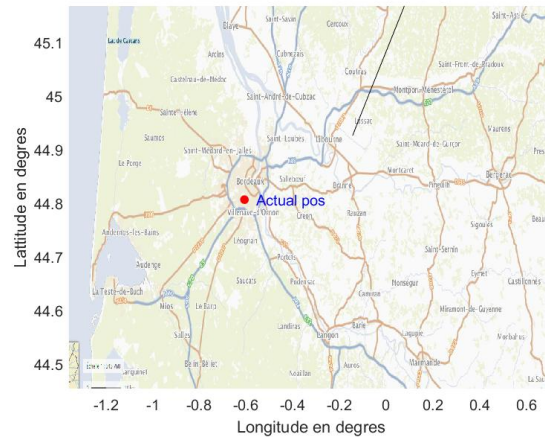


FIGURE 13 – Trajectoire d'un avion obtenue après décodage d'une séquence de trame ADS-B

## 7 Tâche 7

### 7.1 Sous-Tâche 1

Pour inclure la position au sol, il suffit de rajouter une condition pour les valeurs de FTC allant de 5 à 8, qui correspondent aux trames de positions au sol. Il a donc été rajouté dans le registre un champ état, qui renseigne si l'avion est au sol ou en vol.(Cf bit2registre Tâche 6)

### 7.2 Sous-Tâche 2

Pour ce qui est de la vitesse de l'avion, il suffit d'aller voir l'annexe donnée sur les trames ADS-B. on obtient la vitesse de l'avion pour les trames ayant un FTC égal à 19. On peut alors , a l'aide de plusieurs calculs, récupérer la vitesse de l'avion.(Cf bit2registre Tâche 6)

## 8 Tâche 8

### 8.1 Sous-Tâche 1

Des trames complexes non décodées doivent maintenant être traitées. La fonction demodulatePPM est utilisée pour démoduler chacune des trames. Le CRC est ensuite testé dans bit2registre, puis les informations sont extraites et stockées dans un registre vierge.

Dans l'ensemble de 11 trames disponibles aucun CRC n'a pu être validé et les trames doivent être donc erronées. Cependant, des informations logiques provenant des trames arrivent quand même à être décodées et stockées dans le registre. Cela doit provenir du fait que peu de bit sont erronés, et qu'il est ainsi possible d'extraire des informations, mais aucune certitudes quand à leur validité.

## 8.2 Sous-Tâche 2

Dans cette section, un buffer d'enregistrement réels est analysé. Les préambules des messages sont détectés par corrélation et ils sont synchronisés temporellement. Les potentiels trames sont ainsi décodées et le CRC est analysé. Les trames dont les CRC sont erronés sont ignorées. Il s'agit donc d'obtenir une liste de trames décodées similaires à celles de la tâche 6 à partir d'un buffer de données brutes. Ces trames sont ensuite analysées pour mettre à jour le registre principal, en créant des nouveau avions pour ceux qui viennent d'être détectés ou en complétant leur trajectoire pour ceux qui étaient déjà enregistrés. Il est ensuite possible d'afficher les avions et les trajectoire sur une carte à partir des données du registre comme ci-dessous.

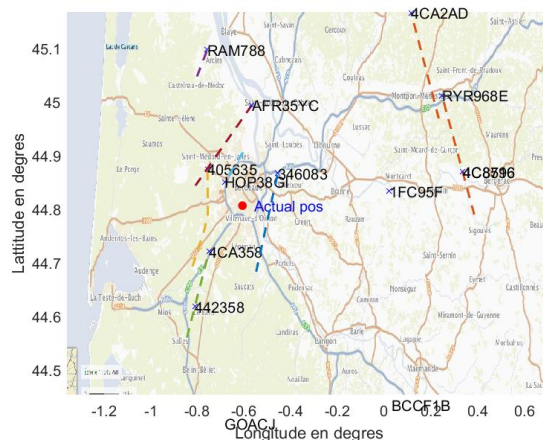


FIGURE 14 – Trajectoire des avions obtenue en décodant le buffer

## 9 Conclusion

Durant ce projet, la couche physique a pu être simulée pour mettre en place un récepteur correct, la couche accès a du être mise en place pour traiter les données ainsi reçues, et la partie application a permis d'obtenir un rendu graphique des données. Les messages ADS-B provenant d'un buffer de données captées par une antenne sont correctement décodés et représentés sur une carte. La prochaine étape aurait été de mettre à jour les données en temps réel pour pouvoir représenter une carte qui s'actualise avec le temps.