

Simulation d'un émetteur/récepteur ADS-B

Sacha Gasnot, Théo Cayla

Décembre 2015

Table des matières

1	Introduction	2
2	Couche physique ADS-B	2
2.1	Présentation	2
2.2	Chaîne de communication	2
2.3	Moment d'ordre 1 et autocorrélation	4
2.4	Cyclo-stationnarité du signal	5
2.5	Autocorrélation moyennée du signal	6
2.6	Densité spectrale de puissance	7
2.7	Implémentation Matlab	9
2.8	Synchronisation en temps et en fréquence	11
3	Couche MAC	13
3.1	Structure des trames ADS-B	13
3.2	Composition des messages	13
3.2.1	Trames d'identification	13
3.2.2	Trames de position en vol	14
3.3	Registres et affichage des trajectoires	14
3.4	Affichage pour plusieurs avions.	16
4	Conclusion	16

1 Introduction

La surveillance du réseau aérien est un enjeu primordial de la sécurité aérienne. En complément de radars classiques, un système de diffusion appelé l'ADS-B ou Automatic Dependant Surveillance - Broadcast a été proposé. Dans ce système, les appareils estiment leurs données de position telles que la longitude, la latitude et l'altitude grâce aux techniques de positionnement par satellite (GPS ou Galiléo par exemple). À l'aide d'une antenne adaptée, il est possible de récupérer les informations transmises par les appareils.

Le principal avantage du système ADS-B par rapport au radar classique est son faible coût d'infrastructure : le récepteur est entièrement passif, les traitements étant effectués à bord des appareils.

Il existe plusieurs liaisons pour la transmission des signaux ADS-B, principalement le 1090 Extended Squitter (1090 ES), celui qui nous intéresse dans ce projet.

L'intérêt de ce projet est d'étudier dans un premier temps la couche physique ADS-B et d'appliquer des techniques et méthodes des communications numériques étudiées en cours.

Dans un deuxième temps, nous nous pencherons sur la couche MAC des trames ADS-B afin de les décoder. Afficher des trajectoires d'appareils et récupérer les informations contenues dans les trames qu'ils envoient sont les buts finaux du projet. Il conviendra de réfléchir à comment adapter le décodage des trames sachant que le vol d'un appareil induit des décalages temporel et fréquentiel.

2 Couche physique ADS-B

2.1 Présentation

Le signal envoyé est noté $s_l(t)$, il est exprimé dans l'équation (1).

$$s_l(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} (p_{b_k}(t - kT_s)) \quad (1)$$

$$p_{b_k}(t) = \begin{cases} p_0(t), & \text{si } b_k = 0 \\ p_1(t), & \text{si } b_k = 1 \end{cases} \quad (2)$$

$p_0(t)$ et $p_1(t)$ sont les filtres représentés Figure 1.

T_s représente la période symbole, c'est le temps d'impulsion élémentaire. Ici, $T_s = 1\mu s$.

2.2 Chaîne de communication

Les bits envoyés b_k sont tout d'abord modulés à l'aide d'une modulation PPM. En sortie, on ajoute un bruit blanc gaussien $n_l(t)$ au signal $s_l(t)$, de variance $\sigma_{n_l}^2$. Le signal bruité $y_l(t)$ est ensuite filtré parallèlement par $p_0^*(-t)$ et $p_1^*(-t)$, puis échantillonné à la période T_s . Pour reconstruire le signal en sortie,

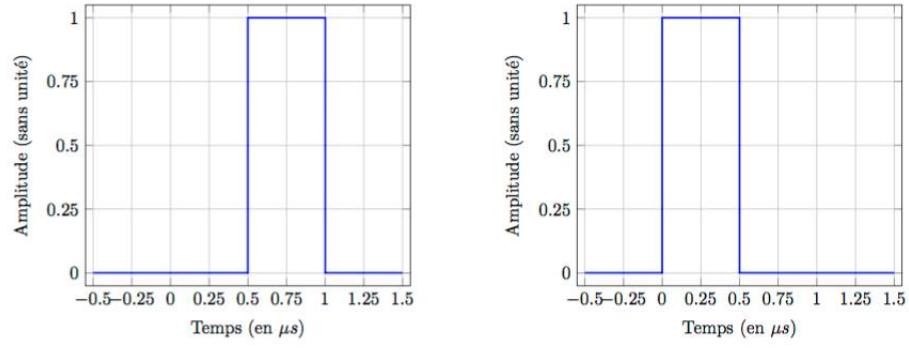


FIGURE 1 – Filtres $p_0(t)$ et $p_1(t)$

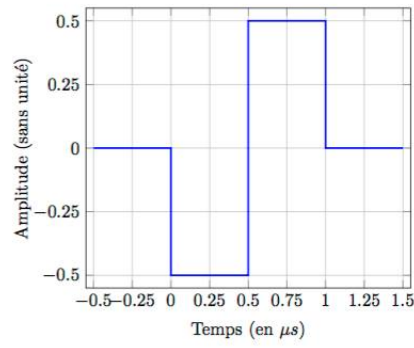


FIGURE 2 – Filtre $p(t)$

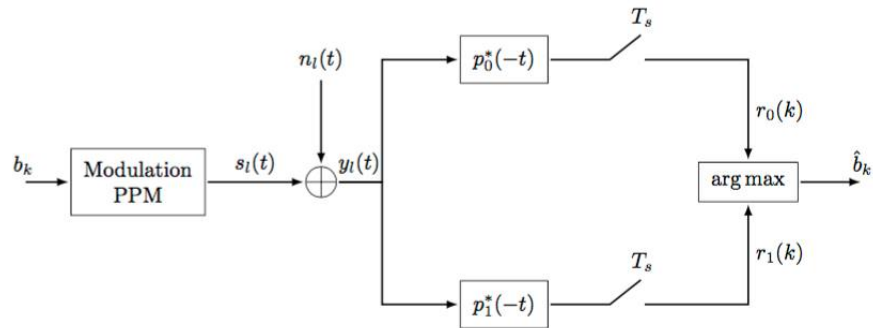


FIGURE 3 – Représentation de la chaîne de communications numériques

une décision est réalisée entre les deux signaux échantillonnés, $r_0(k)$ et $r_1(k)$, à l'aide de la fonction *argmax*.

On remarque que les impulsions $p_0(t)$ et $p_1(t)$ peuvent être exprimées en fonction de $p(t)$.

$$\begin{cases} p_0(t) = 0,5 + p(t) \\ p_1(t) = 0,5 - p(t) \end{cases} \quad (3)$$

On peut donc écrire :

$$\begin{aligned} s_l(t) &= \sum p_0(t - kT_s) + \sum p_1(t - kT_s) \\ &= \sum (p(t - kT_s) + 0,5) + \sum (-p(t - kT_s) + 0,5) \\ &= 0,5 + \sum A_k p(t - kT_s) \end{aligned}$$

où

$$A_k = \begin{cases} 1 & \text{si } b_k = 0 \\ 0 & \text{si } b_k = 1 \end{cases} \quad (4)$$

On remarque que la modulation obtenue en ignorant l'offset, $s_l(t) - 0,5$, correspond à la communication en bande base, le modèle *2-PAM*.

Les filtres $p_0^*(-t)$ et $p_1^*(-t)$ sont les filtres adaptés aux filtres de mise en forme. Le signal en sortie de $p_0^*(-t)$ mettra en évidence les bits valant 0 de $y_l(t)$. De la même manière, on aura en sortie de $p_1^*(-t)$ un signal mettant en valeur les bits à 1 de $y_l(t)$. Ces filtres adaptés permettent donc de minimiser les erreurs dues au bruit.

En réalisant la convolution entre les filtres $p_0(t)$ et $p_0^*(-t)$ et les filtres $p_1(t)$ et $p_1^*(-t)$, on remarque que le résultat, une dent de scie, est semblable à un dirac lorsqu'échantillonné à la période T_s . Les couples de filtres $(p_0(t), p_0^*(-t))$ et $(p_1(t), p_1^*(-t))$ vérifient donc le critère de Nyquist.

2.3 Moment d'ordre 1 et autocorrélation

Le *moment d'ordre 1* du signal $s_l(t)$ est calculé à l'aide de l'opérateur d'espérance.

$$\begin{aligned} m_{sl}(t) &= E[s_l(t)] \\ &= E[0,5 + \sum_k A_k p(t - kT_s)] \\ &= 0,5 + \sum_k \underbrace{E[A_k]}_{=0} p(t - kT_s) \\ &= 0,5 \\ &= m_{sl} \end{aligned}$$

La *fonction d'autocorrélation* est calculée à l'aide de l'expression :

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

$s_l(t)$ est réel

$$\begin{aligned} &= E[s_l(t)s_l(t + \tau)] \\ &= E[(0,5 + \sum_k A_k p(t - kT_s))(0,5 + \sum_{k'} A_{k'} p(t + \tau - k'T_s))] \end{aligned}$$

$$E[A_k A_{k'}] = 0 \text{ si } k \neq k'$$

$$= E[0,25 + \sum_k A_k^2 p(t - kT_s)p(t + \tau - kT_s)]$$

$$E[A_k^2] = 1$$

$$= 0,25 + \sum_k p(t - kT_s)p(t + \tau - kT_s)$$

2.4 Cyclo-stationnarité du signal

La *cyclo-stationnarité* du signal $s_l(t)$ est montrée par les calculs de $E[s_l(t + T_s)]$ et $R_{sl}(t + T_s, \tau)$. Le moment d'ordre 1 est la fonction d'autocorrélation doivent vérifier un caractère périodique.

$$\begin{aligned} E[s_l(t + T_s)] &= E[0,5 + \sum_k A_k p(t + T_s - kT_s)] \\ &= 0,5 + \sum_k \underbrace{E[A_k]}_{=0} p(t - (k-1)T_s) \\ &= 0,5 \\ &= E[s_l(t)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{sl}(t + T_s, \tau) &= 0,25 + \sum_k p(t + T_s - kT_s)p(t + T_s + \tau - kT_s) \\ &= 0,25 + \sum_k p(t - (k-1)T_s)p(t + \tau - (k-1)T_s) \end{aligned}$$

après ré-indexation

$$\begin{aligned} &= 0,25 + \sum_i p(t - iT_s)p(t + \tau - iT_s) \\ &= R_{sl}(t, \tau) \end{aligned}$$

Le signal $s_l(t)$ est cyclo-stationnaire de période T_s .

2.5 Autocorrélation moyennée du signal

L' *autocorrélation moyennée* d'un signal cyclo-stationnaire correspond au calcul de son autocorrélation sur une période. L'autocorrélation $\tilde{R}_{sl}(\tau)$ se calcule à l'aide l'expression :

$$\begin{aligned}\tilde{R}_{sl}(\tau) &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} R_{sl}(t, \tau) dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (0,25 + \sum_k p(t - kT_s)p(t + \tau - kT_s)) dt\end{aligned}$$

On réalise le changement de variable $u = t - kT_s$

$$\begin{aligned}&= 0,25 \frac{T_s}{T_s} + \frac{1}{T_s} \sum_k \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} p(u)p(u + \tau) du \\ &= 0,25 + \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} p(u)p(u + \tau) du \\ &= 0,25 + \frac{R_p(\tau)}{T_s}\end{aligned}$$

où R_p est la fonction d'autocorrélation de $p(t)$. Dans le cas où les A_k ne sont pas distribués dans $-1; 1$, on peut introduire la variance σ_A^2 (égale à 1 dans notre cas). Dans ce cas on obtient l'expression générale :

$$\tilde{R}_{sl}(\tau) = 0,25 + \frac{R_p(\tau)\sigma_A^2}{T_s} \quad (5)$$

La représentation graphique de $\tilde{R}_{sl}(\tau)$ sera donc similaire à celle de $R_p(\tau)$, à un facteur et un offset près. Pour tracer l'autocorrélation de $p(t)$, il faut distinguer les cas selon la valeur de t . Cette opération est facilement réalisable à l'aide de l'analyse graphique de la convolution et d'un calcul d'intégrale simple. On obtient pour chacun des intervalles :

$$\left\{ \begin{array}{l} t < -1 \rightarrow R_p = 0 \\ t \in [-1; -0,5] \rightarrow R_p = -0,25t - 0,25 \\ t \in [-0,5; 0] \rightarrow R_p = 0,75t + 0,25 \\ t \in [0; 0,5] \rightarrow R_p = -0,75t + 0,25 \\ t \in [0,5; 1] \rightarrow R_p = 0,25t - 0,25 \\ t > 1 \rightarrow R_p = 0 \end{array} \right. \quad (6)$$

La tracé de $\tilde{R}_{sl}(\tau)$ sur $[0, 2T_s]$ est donné Figure 4. Le tracé n'a pu s'effectuer qu'avec une discontinuité en T_s .

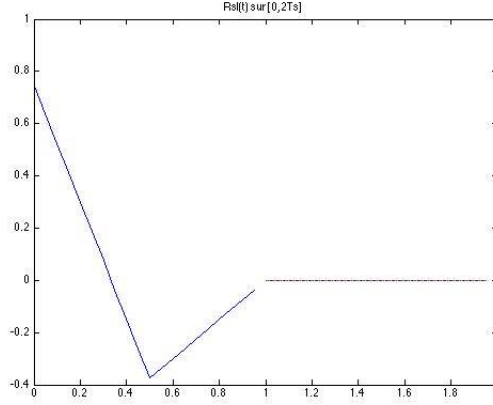


FIGURE 4 – Tracé de $\tilde{R}_{sl}(\tau)$ sur $[0, 2T_s]$

2.6 Densité spectrale de puissance

La *densité spectrale de puissance* du signal $s_l(t)$ est définie par la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation du signal. On a donc :

$$\begin{aligned}\Gamma_{sl}(f) &= TF \tilde{R}_{sl}(\tau) \\ &= 0,25\delta(f) + \frac{\Gamma_p \sigma_A^2}{T_s}\end{aligned}$$

où $\Gamma_p = TF(R_p)$. Comme précédemment, le calcul de la DSP de $s_l(t)$ est équivalent au calcul de la DSP de $p(t)$.

D'après le théorème de *Wiener-Khintchine*, la DSP peut être calculée à l'aide du module au carré de la transformée de Fourier du signal.

On a donc : $\Gamma_p(f) = |P(f)|^2$.

$p(t)$ peut être exprimé sous la forme d'une somme de porte :

$$p(t) = -\Pi_{\frac{T_s}{2}}(t - 0,25) + \Pi_{\frac{T_s}{2}}(t - 0,75) \quad (7)$$

Or,

$$TF(\Pi_{\theta}(t - t_0)) = \theta \operatorname{sinc}(f\theta) e^{-j2\pi f t_0} \quad (8)$$

On a donc :

$$\begin{aligned}P(f) &= -\left(\frac{T_s}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{fT_s}{2}\right) e^{-j\frac{\pi}{2}f}\right) + \left(\frac{T_s}{2} \operatorname{sinc}\left(\frac{fT_s}{2}\right) e^{-j\frac{3\pi}{2}f}\right) \\ &= jT_s \operatorname{sinc}\left(\frac{fT_s}{2}\right) \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}f} - e^{j\frac{\pi}{2}f}}{2j} e^{-j\pi f} \\ &= -je^{-j\pi f} T_s \operatorname{sinc}\left(\frac{fT_s}{2}\right) \sin\left(\frac{\pi f}{2}\right)\end{aligned}$$

Par conséquent :

$$\begin{aligned} |P(f)|^2 &= T_s^2 |\text{sinc}(fT_s/2) \sin(\frac{\pi f}{2})|^2 \\ &= \Gamma_p(f) \end{aligned}$$

En conclusion :

$$\Gamma_{sl}(f) = \frac{\delta(f)}{4} + \sigma_A^2 T_s |\text{sinc}(\frac{fT_s}{2}) \sin(\frac{\pi f}{2})|^2 \quad (9)$$

On s'intéresse maintenant à la fonction d'autocorrélation de la composante du bruit du signal après filtrage adapté. On note $n'_{l,0}(t)$ et $n'_{l,1}(t)$ les bruits respectivement filtrés par $p_0^*(-t)$ et $p_1^*(-t)$.

$n'_{l,0}(t)$ peut s'exprimer à l'aide de la convolution du bruit $n_l(t)$ et $p_0^*(-t)$.

$$n'_{l,0}(t) = n_l(t) * p_0^*(-t) \quad (10)$$

La transformée de Fourier de cette équation donne :

$$N_{l,0}(f) = N_l(f) P_0(-f) \quad (11)$$

Le module au carré de $N_{l,0}(f)$ donne la DSP du bruit filtré :

$$\begin{aligned} \Gamma_{n_{l,0}}(f) &= |N_l(f)|^2 |P_0(-f)|^2 \\ &= \frac{N_0}{2} \left| \frac{T_s}{2} \text{sinc}\left(\frac{T_s f}{2}\right) e^{j \frac{3\pi}{2} T_s f} \right|^2 \\ &= \frac{N_0}{8} T_s^2 \text{sinc}^2\left(\frac{T_s f}{2}\right) \end{aligned}$$

On connaît la transformée de la fonction *dent de scie*, notée Λ :

$$TF(\Lambda_{[-\tau, \tau]}(\frac{t}{\tau})) = \tau \text{sinc}^2(f\tau)$$

La transformée de Fourier inverse de la densité spectrale de puissance nous donne l'autocorrélation de la composante du bruit $R_{n'_{l,0}}$:

$$R_{n'_{l,0}}(\tau) = \frac{N_0 T_s}{4} \Lambda_{[-\frac{T_s}{2}, \frac{T_s}{2}]}(\frac{2\tau}{T_s}) \quad (12)$$

On remarque avant le calcul de $R_{n'_{l,1}}$, que le filtre $p_1^*(-t)$ est équivalent au filtre $p_0^*(-t)$ décalé. La différence de calcul, qui réside dans le facteur de l'exponentielle issue de la transformée de Fourier du filtre, disparaît lors de l'utilisation du module. On a donc :

$$\Gamma_{n_{l,0}}(f) = \Gamma_{n_{l,1}}(f) \quad (13)$$

La probabilité d'erreur binaire est définie par :

$$P_b = 2 \frac{M-1}{M \log_2(M)} Q\left(\sqrt{\frac{2E_g}{N_0}}\right) \quad (14)$$

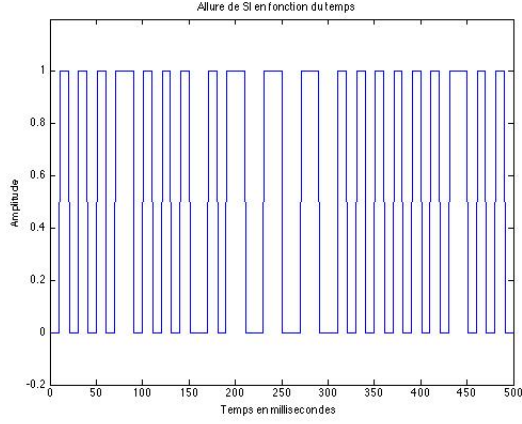


FIGURE 5 – Allure de S_l pour les 25 premiers bits

où

$$Q(x) = \frac{1}{2} \text{Erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (15)$$

et

$$E_b = \frac{\sigma^2}{T_s} E_g \quad (16)$$

On a donc :

$$\begin{aligned} P_b &= \frac{1}{2} \text{Erfc}\left(\frac{E_b T_s}{N_0 \sigma^2}\right) \\ &= \frac{1}{2} \text{Erfc}\left(\frac{E_b}{2N_0}\right) \end{aligned}$$

2.7 Implémentation Matlab

Cette partie nous permet de vérifier la théorie de la partie précédente.

- Nous traçons pour commencer S_l pour les 25 premiers bits en Figure 5.
- Puis nous traçons le diagramme de l'œil en Figure 6. Le diagramme de l'œil rend compte du caractère bruité et déphasé du signal. Ici, les ouvertures verticale et horizontale sont minimales. Cela traduit que le signal n'est ni bruité ni déphasé.

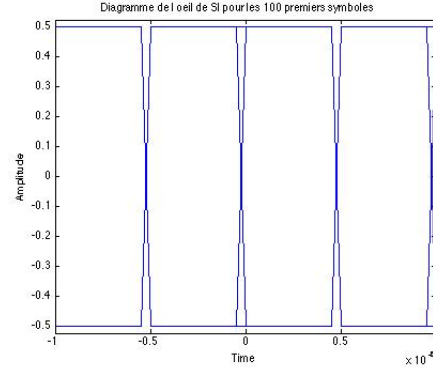


FIGURE 6 – Diagramme de l'œil de s_l pour les 100 premiers bits

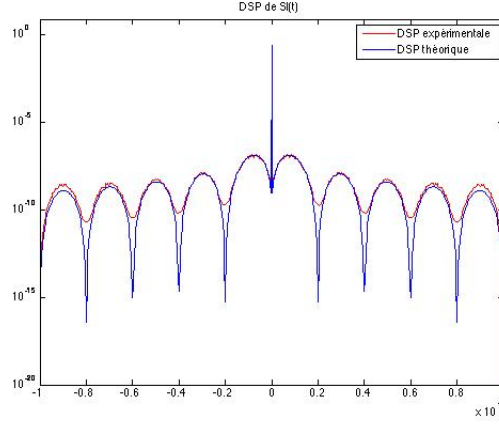


FIGURE 7 – DSP de s_l et DSP théoriques

- Enfin nous traçons la densité spectrale de puissance de s_l et celle théorique en Figure 7. Les deux DSP sont très proches, ce qui confirme nos résultats théoriques.
- Enfin, le tracé du TEB expérimental et théorique en Figure 8 rend compte du caractère véridique de l'implémentation de notre chaîne de communications : les deux courbes se superposent. Nous considérons un TEB légitime pour un nombre d'erreur calculé supérieur à 100.

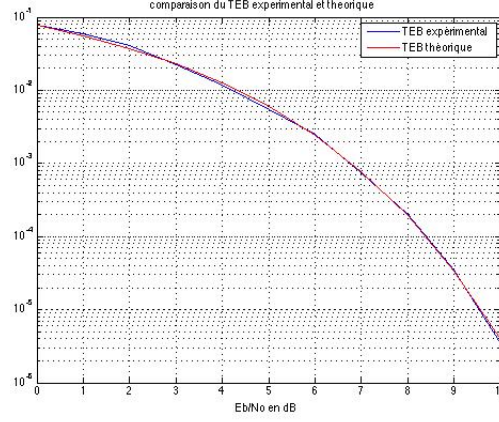


FIGURE 8 – Evolution du TEB expérimental et théorique en fonction du SNR

2.8 Synchronisation en temps et en fréquence

$\rho(\delta'_t, \delta'_f)$ est défini par :

$$\rho(\delta'_t, \delta'_f) = \frac{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t + T_p} y_l(t) s_p^*(t - \delta'_t) e^{j2\pi\delta'_f t} dt}{\sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(t)|^2 dt} \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t + T_p} |y_l(t)|^2 dt}} \quad (17)$$

On utilise l'égalité de *Cauchy-Schwarz* :

$$|\int f g^*| \leq (\int |f|^2)^{\frac{1}{2}} (\int |g|^2)^{\frac{1}{2}} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} |\rho(\delta'_t, \delta'_f)| &\leq \frac{\sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t + T_p} |y_l(t)|^2 dt} \sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(t)|^2 dt}}{\sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(t)|^2 dt} \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t + T_p} |y_l(t)|^2 dt}} \\ &\leq 1 \end{aligned}$$

Le cas d'égalité se produit lorsque les couples (δ_t, δ_f) et (δ'_t, δ'_f) sont linéairement égaux.

Le décalage de fréquence se calcule à l'aide de la formule :

$$f_0 = \frac{f_s}{1 - \frac{V_s}{v_c}} \quad (19)$$

Dans le cas d'un avion se déplaçant à 900km/h, et pour une fréquence d'émission de 1090 Mhz, nous obtenons un décalage de $\Delta_f = f_0 - f_s = 908Hz$.

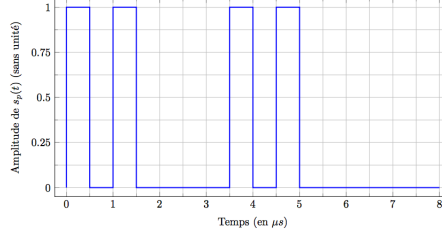


FIGURE 9 – Préambule de durée $T_p = 8 \mu s$ envoyé en début des trames ADS-B

Lors des questions précédentes, deux défauts majeurs n'ont pas été pris en compte :

- la synchronisation temporelle induit un décalage temporel δ_t .
- L'effet Doppler, dû au mouvement de l'avion, induit un décalage fréquentiel δ_f .

Nous devons donc traiter le problème en considérant un décalage temporel lors du décodage des trames ADS-B.

Nous devons donc implémenter un nouveau modèle en bande de base qui prend la forme suivante :

$$y_l(t) = s_l(t - \delta_t) e^{-j2\pi\delta_f't} + n_l(t). \quad (20)$$

Afin d'estimer les décalages et pour réaliser la synchronisation, nous envoyons un préambule en entête des trames ADB-S d'une durée de $T_p = 8 \mu s$. Le préambule est donné en Figure 9.

Il s'agit dès lors d'estimer un couple (δ_t, δ_f) afin de synchroniser le signal. La synchronisation s'effectue en cherchant le maximum de la corrélation suivante :

$$\rho(\delta'_t, \delta'_f) = \frac{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t + T_p} y_l(t) s_p^*(t - \delta'_t) e^{j2\pi\delta'_f t} dt}{\sqrt{\int_0^{T_p} |s_p(t)|^2 dt} \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t + T_p} |y_l(t)|^2 dt}} \quad (21)$$

et en récupérant l'*argmax* du résultat pour tous les couple (δ'_t, δ'_f) .

Le couple récupéré nous permet de "décaler" le signal reçu et de synchroniser le décodage des trames ADS-B. Il s'agit alors de reprendre la chaîne de communications déjà implémentée.

Nous n'avons pas pu finir le codage de la partie *ADSB_part1.3.m*. Cependant, nous avons implémenté une fonction qui devrait renvoyer le couple (δ'_t, δ'_f) , *estim_delta.m*. Cette fonction calcule le maximum de corrélation pour toutes les valeurs de (δ_t, δ_f) . Nous construisons une matrice avec toutes ces valeurs puis nous déterminons les indices du maximum afin de récupérer le couple (δ'_t, δ'_f) . La fonction n'est pas optimisée et le temps de traitement est très long. Ensuite, nous appelons cette fonction dans *ADS-B_part1.3.m* pour effectuer la désynchronisation du signal

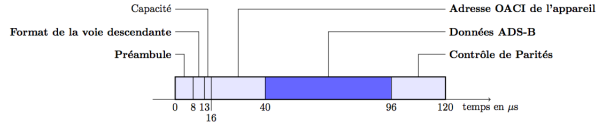


FIGURE 5 – Format d'une trame ADS-B

FIGURE 10 – Format d'une trame ADS-B

3 Couche MAC

3.1 Structure des trames ADS-B

Cette partie du projet s'intéresse au décodage des trames ADS-B afin de lire les informations qu'elles contiennent. Pour l'ADS-B, les signaux émis ont une durée de $120\mu s$. Le format d'une trame est donnée en Figure 10.

Le préambule, d'une durée de $8\mu s$ et qui sert à la synchronisation temporelle et fréquentielle, sera abordée plus loin dans le projet. Le format de la voie descendante nous indique que nous sommes ou non en présence de trames ADS-B. Le capacité ne nous intéresse pas ici. L'adress OACI de l'appareil est unique, quelque soit la compagnie et le plan de vol de ce dernier. C'est cette donnée qui sera importante dans la suite du projet.

Ce qui nous intéresse principalement est l'ensemble des données ADS-B qui contiennent des informations de positions en vol/au sol et d'identification. Nous ne rechercherons pas ici les informations de positions au sol. Nous avons donc 56 bits à décoder. Les valeurs de FTC correspondant à des trames d'identification sont comprises entre 1 et 4. Les valeurs de FTC correspondant à des trames de position en vol sont comprises entre 9 et 22, 19 exclu.

Les informations relatives à chaque avion seront stockées dans un registre qui sera mis à jour au fur et à mesure du décodage.

Pour décoder chaque trame, il est d'abord nécessaire de tester la validité de la trame. Ceci est réalisé grâce au codage CRC. Si le CRC détecte une erreur, il renvoie le message "Le CRC a détecté des erreurs". L'algorithme de mise à jour du registre s'arrête alors.

3.2 Composition des messages

Les compositions des trames de position en vol et d'identification sont données respectivement en Figure 11.

3.2.1 Trames d'identification

En présence d'une trame d'identification, la seule donnée que la trame nous donne, autre que le FTC, est le nom de l'appareil. L'identification de l'appareil est composé de 8 caractères, chacun codé sur 6 bits.

Index binaire	Champs
1	MSB
...	Format Type Code
5	LSB
6	MSB
...	Surveillance Status
7	LSB
8	Indicateur de type d'antenne
9	MSB
...	Altitude
20	LSB
21	Indicateur de temps UTC
22	Indicateur de format CPR
23	MSB
...	Latitude encodée avec CPR
39	LSB
40	MSB
...	Longitude encodée avec CPR
56	LSB

Index binaire	Champs
1	MSB
...	Format Type Code
5	LSB
6	MSB
...	Catégorie de l'appareil
8	LSB
9	MSB
...	Caractère 1 de l'identifiant
14	LSB
15	MSB
...	Caractère 2 de l'identifiant
20	LSB
21	MSB
...	Caractère 3 de l'identifiant
26	LSB
27	MSB
...	Caractère 4 de l'identifiant
32	LSB
33	MSB
...	Caractère 5 de l'identifiant
38	LSB
39	MSB
...	Caractère 6 de l'identifiant
44	LSB
45	MSB
...	Caractère 7 de l'identifiant
50	LSB
51	MSB
...	Caractère 8 de l'identifiant
56	LSB

FIGURE 11 – Composition des trames d'identification et de position en vol

L'algorithme permettant de décoder l'identification de l'appareil est implémenté dans la fonction `bit2registre`. Nous avons pour cela rempli le tableau sur Matlab et avons décodé chaque sextuplet de bits codant un caractère. Nous récupérerons le nom du vol 'AF255Y0'.

3.2.2 Trames de position en vol

En présence d'une trame de position en vol, nous sommes en mesure de récupérer plusieurs données de l'appareil. Après avoir récupéré les bits correspondant à chaque donnée (altitude, longitude, latitude), et en nous aidant de l'annexe, nous mettons à jour le registre. Par exemple, pour la dernière trame, le registre est affiché en Figure 12.

3.3 Registres et affichage des trajectoires

Nous enregistrons dans le registre l'ensemble des valeurs de longitudes et latitudes qui nous permettront de calculer la trajectoire des avions. La trajectoire des avions est mis en œuvre grâce à la fonction `plot_traj.m`.

La fonction `bit2registre` implémentée, nous avons pu tester la véracité de notre fonction afin de décoder la trajectoire d'avions. Nous avons d'abord tester notre fonction sur un ensemble de 21 trames fournis en archive du projet. Pour effectuer l'affichage de l'avion sur une carte, nous nous aidons de la fonction `plot_google.map`. L'affichage final que nous obtenons est donné en Figure 13. Pour plus de clarté, nous n'affichons le nom de l'avion que sur la dernière position.

registre			
registre_maj			
registre_maj <1x1 struct>			
Field ▲	Value	Min	Max
adresse	'393324'		
format	17	17	17
type	13	13	13
nom	'AF255Y0 '		
altitude	11550	11550	11550
timeFlag	0	0	0
cprFlag	1	1	1
latitude	44.9767	44.9767	44.9767
longitude	-0.7328	-0.7328	-0.7328
trajectoire	<21x2 double>	-0.8069	44.9767

FIGURE 12 – Registre mis à jour pour les trames '*trames_20141120.mat*'

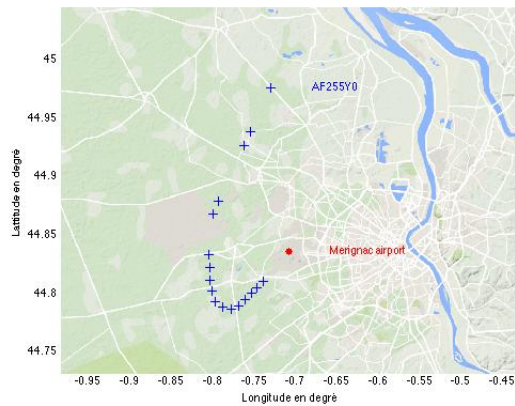


FIGURE 13 – Trajectoire de l'appareil pour les trames '*trames_20141120.mat*'

Nous avons récupéré l'adresse '393324' pour les trames données en archive. Grâce au site <http://planefinder.net>, nous sommes en mesure de savoir que cet avion appartient à la compagnie Air France, qu'il est de modèle Airbus A-321 et qu'il rallie Toulouse à Paris.

3.4 Affichage pour plusieurs avions.

L'implémentation pour plusieurs avions consiste à gérer plusieurs registres. Pour ce faire, il faut comparer la seule donnée unique à chaque avion, à savoir l'adresse. En récupérant les trames, il faut créer un nouveau registre dès qu'une nouvelle adresse est détectée. Nous sommes amenées à créer un tableau de registres avec un registre mis à jour par avion. L'affichage de la trajectoire suit la même fonction que l'affichage de la trajectoire pour un seul avion.

4 Conclusion

Ce projet a été très instructif tant sur le plan de la mise en place des techniques de communications numériques que sur l'implémentation de fonctions sous *Matlab*. Outre les chaînes de communications déjà implémentées en première année, il nous a été demandé de réfléchir sur le décodage de trames envoyées par des avions et d'en extraire toutes les informations qu'elles contiennent. En ce sens, ce projet nous a permis d'étudier un aspect concret des communications numériques.