Compte rendu de projet - TS226
Simulation d'un émetteur / récepteur ADS-B

Maxime PETERLIN - maxime.peterlin@enseirb-matmeca.fr
Gabriel VERMEULEN - gabriel@vermeulen.email

ENSEIRB-MATMECA, Bordeaux

19 janvier 2014

Table des matières

Introduction

1 Étude théorique

La modulation en position d'amplitude est utilisée pour la transmission de signaux ADS-B. On a alors l'enveloppe complexe du signal émis qui est la suivante :

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

avec $T_s = 1\mu s$ le temps de l'impulsion élémentaire et

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

s_l peut également s'exprimer en fonction des symboles émis A_k et de la forme d'onde biphase donnée ci-dessous.

$$\begin{aligned} s_l(t) &= \sum_{k\in\mathbb{Z}} p_{b_k}(t_k T_s) \\ &= \sum_{\substack{k\in\mathbb{Z} \\ b_k=0}} p_0(t - kT_s) + \sum_{\substack{k\in\mathbb{Z} \\ b_k=1}} p_1(t - kT_s) \\ &= 0.5 + \sum_{b_k=0} p(t - kT_s) - \sum_{b_k=1} p(t - kT_s) \\ s_l(t) &= 0.5 + \sum_{b_k=0} A_k p(t - kT_s) + \sum_{b_k=1} A_k p(t - kT_s) \end{aligned}$$

Finalement, on obtient :

$$\boxed{s_l(t) = 0.5 + \sum_{k\in\mathbb{Z}} A_k p(t - kT_s)}$$

avec

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

En réception, on aura les filtres adaptés p_0^* et p_1^* qui ont pour but de maximiser le SNR. De plus, afin de simplifier l'étape de décision et la rendre plus fiable, il faut supprimer l'interférence entre symboles, ce qui est rendu possible si les couples de filtres $(p_0(t), p_0^*(-t))$ et $(p_1(t), p_1^*(-t))$ respectent le critère de Nyquist :

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} P(f - \frac{n}{T_b}) = T_b$$

Avec $T_b = \frac{T_s}{2}$ le temps de l'impulsion et P la transformée de Fourier du filtre en réception.
Dans notre cas, les filtres en réception $p_0^*(-t)$ et $p_1^*(-t)$ sont, à un décalage temporel près, des portes de largeur $\frac{T_s}{2}$, ainsi leur transformée de Fourier est $\frac{T_s}{2} sinc(f\frac{T_s}{2})$. On remarque que pour $f = \frac{n}{T_b}$ avec $n \in$ on a $sinc(f\frac{T_s}{2}) = 0$. Ainsi, le critère de Nyquist est vérifié pour les deux filtres en réception.

$$\boxed{\sum_{n=-\infty}^{\infty} P(f - \frac{n}{T_b}) = \frac{Ts}{2} sinc(0) = \frac{Ts}{2}}$$

On veut à présent calculer la DSP du signal s_l à l'aide de l'autocorrelation moyennée de ce dernier. On commence par calculer le moment d'ordre 1 de s_l :

$$m_{s_l}(t) = E[s_l(t)] = E[0.5 + \sum_{k\in\mathbb{Z}} A_k p(t-kT_s)]$$
$$m_{s_l}(t) = 0.5 + \sum_{k\in\mathbb{Z}} \underbrace{E[A_k]}_{0.5\cdot 1+0.5\cdot -1} p(t-kT_s)$$
$$m_{s_l}(t) = 0.5$$

On remarque que ce moment d'ordre 1 est indépendant du temps.

A présent nous allons calculer l'autocorrélation du signal s_l :

$$\begin{aligned} E[s_l(t)s_l^*(t-\tau)] &= \sum_k E[A_k^2 p(t-kT_s)p(t-\tau-kT_s)] \\ &= \sum_{k,k'} E[A_k p(t-kT_s)\cdot A_{k'} p(t-\tau-kT_s)] \end{aligned}$$

On sait que $p(t-kT_s) \neq 0$, si

$$0 < t-kT_s < T_s \Leftrightarrow \frac{t}{T_s} - 1 < k < \frac{t}{T_s}$$

Comme $k \in \mathbb{Z}$, on en déduit que $k = \left\lfloor \frac{t}{T_s} \right\rfloor$ Ainsi,

$$E[s_l(t)s_l^*(t-\tau)] = E[A_k]E[A'_k]p(t-\left\lfloor \frac{t}{T_s} \right\rfloor T_s)p(t-\tau-\left\lfloor \frac{t-\tau}{T_s} \right\rfloor T_s)$$

Finalement,

$$\boxed{R_{s_l}(t,\tau) = \begin{cases} p(t-\left\lfloor \frac{t}{T_s} \right\rfloor T_s)p(t-\tau-\left\lfloor \frac{t-\tau}{T_s} \right\rfloor T_s), \text{ si } \left\lfloor \frac{t}{T_s} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{t-\tau}{T_s} \right\rfloor \\ 0, \text{ si } \left\lfloor \frac{t}{T_s} \right\rfloor \neq \left\lfloor \frac{t-\tau}{T_s} \right\rfloor \end{cases}}$$

Nous allons maintenant montrer que le signal est cyclo-stationnaire :

$$R_{s_l}(t+T_s,\tau) = \begin{cases} p(t+T_s-\left\lfloor \frac{t+T_s}{T_s} \right\rfloor T_s)p(t+T_s-\tau-\left\lfloor \frac{t+T_s-\tau}{T_s} \right\rfloor T_s), \text{ si } \left\lfloor \frac{t+T_s}{T_s} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{t+T_s-\tau}{T_s} \right\rfloor \\ 0, \text{ si } \left\lfloor \frac{t+T_s}{T_s} \right\rfloor \neq \left\lfloor \frac{t+T_s-\tau}{T_s} \right\rfloor \end{cases}$$

$$R_{s_l}(t+T_s,\tau) = \begin{cases} p(t+T_s-T_s-\left\lfloor \frac{t}{T_s} \right\rfloor T_s)p(t+T_s-T_s-\tau-\left\lfloor \frac{t-\tau}{T_s} \right\rfloor T_s), \text{ si } \left\lfloor \frac{t}{T_s} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{t-\tau}{T_s} \right\rfloor \\ 0, \text{ si } \left\lfloor \frac{t}{T_s} \right\rfloor \neq \left\lfloor \frac{t-\tau}{T_s} \right\rfloor \end{cases}$$

On a alors :

$$\boxed{R_{s_l}(t+T_s,\tau) = R_{s_l}(t,\tau)}$$

De plus, on a vu que le moment d'ordre 1 est indépendant du temps, le signal s_l est bien cyclo-stationnaire.

Nous pouvons à présent calculer l'autocorrélation moyennée du signal s_l. Ainsi, pour $\tau \in [0, T_s]$, on a :

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_{s_l}(\tau) &= \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} R_{s_l}(t,\tau)dt \\
&= \frac{1}{T_s}\int_0^{T_s} p(t - \left\lfloor \frac{t}{T_s} \right\rfloor T_s)p(t-\tau - \left\lfloor \frac{t-\tau}{T_s} \right\rfloor T_s)dt
\end{aligned}$$

Si $\tau < \frac{T_s}{2}$,

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_{s_l}(\tau) &= \frac{1}{T_s}\int_0^{\frac{T_s}{2}} \frac{1}{4}dt - \frac{1}{T_s}\int_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}+\tau} \frac{1}{4}dt + \frac{1}{T_s}\int_{\frac{T_s}{2}+\tau}^{T_s} \frac{1}{4}dt \\
&= \frac{1}{4} - \frac{3\tau}{4T_s}
\end{aligned}$$

Si $\frac{T_s}{2} < \tau < T_s$,

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_{s_l}(\tau) &= -\frac{1}{T_s}\int_\tau^{T_s} \frac{1}{4}dt \\
&= \frac{\tau}{4T_s} - \frac{1}{4}
\end{aligned}$$

En résumé, on a pour $\tau \geq 0$

$$\boxed{\tilde{R}_{s_l}(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{4} - \frac{3\tau}{4T_s}, \text{ si } 0 \leq \tau < \frac{T_s}{2} \\ \frac{\tau}{4T_s} - \frac{1}{4}, \text{ si } \frac{T_s}{2} \leq \tau < T_s \\ 0, \text{ sinon} \end{cases}}$$

Calculons à présent la densité spectrale de puissance Γ_{s_l} du signal s_l. On a

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

Ainsi, la transformée de Fourier s'exprime de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
P(f) &= \frac{1}{2}\frac{T_s}{2} sinc(f\frac{T_s}{2})e^{-j2\pi f\frac{T_s}{4}} + \frac{1}{2}\frac{T_s}{2} sinc(f\frac{T_s}{2})e^{-j2\pi f\frac{3T_s}{4}} \\
&= \frac{T_s}{4} sinc(f\frac{T_s}{2})[e^{-j2\pi f\frac{3T_s}{4}} - e^{-j2\pi f\frac{T_s}{4}}]
\end{aligned}$$

La DSP a alors l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
\Gamma_{s_l} = |P(f)|^2 &= \frac{T_s^2}{16} sinc^2(f\frac{T_s}{2})[-2jsin(\pi f\frac{T_s}{2})]^2 \\
&= \frac{T_s^2}{16} sinc^2(f\frac{T_s}{2})[4sin^2(\pi f\frac{T_s}{2})]
\end{aligned}$$

$$\boxed{\Gamma_{s_l} = \frac{T_s^2}{4} sinc^2(f\frac{T_s}{2}) sin^2(\pi f \frac{T_s}{2})}$$

Afin de synchroniser temporellement et fréquentiellement le signal reçu (induit respectivement par un délais de propagation et par l'effet Doppler), on calcule le maximum de la corrélation suivante.

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

Les décalages temporels et fréquentiels sont réalisés en prennant le couple $(\hat{\delta}_t, \hat{\delta}_f)$ tel que

$$(\hat{\delta}_t, \hat{\delta}_f) = arg \max_{(\delta'_t, \delta'_f)} |\rho(\delta'_t, \delta'_f)|$$

Grâce au théorème de Cauchy-Schwarz, on montre que $|\rho(\delta'_t, \delta'_f)| \leq 1$. En effet,

$$\frac{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} y_l(t) s_p^*(t-\delta'_t) e^{j2\pi\delta'_f t} dt}{\sqrt{\int_0^{T_p} |s_p^2(t)| dt} \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |y_l(t)|^2 dt}} \leq \frac{\sqrt{\int_0^{T_p} |s_p^2(t)| dt} \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |y_l(t)|^2 dt}}{\sqrt{\int_0^{T_p} |s_p^2(t)| dt} \sqrt{\int_{\delta'_t}^{\delta'_t+T_p} |y_l(t)|^2 dt}} \leq 1$$

avec égalité lorsque $y_l = \lambda s_p$

2 Étude algorithmique

Une fois que les buffers reçus ont été démodulés et synchronisés en temps et en fréquence, on peut extraire les trames ADS-B dont nous allons à présent expliquer le décodage.
Les trames ont une longueur de 120 bits ayant la structure suivante :

- Préambule → 8 bits
- Format de la voix descendante → 5 bits
- Capacité → 3 bits
- Adresse OACI → 24 bits
- Données ADS-B → 56 bits
- Contrôle de parités → 24 bits

Tout d'abord, on vérifie que la trame est correcte grâce au CRC de polynôme générateur

$$p(x) = x^{24} + x^{23} + x^{22} + x^{21} + x^{20} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{15} + x^{14} + x^{13} + x^{12} + x^{12} + x^{10} + x^3 + 1$$

S’il n’y a pas d’erreur, on récupère les 5 bits suivant le préambule afin de connaître le format de la voie descendante (on ne traitera que les trames avec **DF = 17**).
Ensuite, on décode l’adresse OACI de l’appareil qui nous permettra de faire le lien entre les différentes trames reçues, car elle est propre à chaque avion (l’adresse est codée sur 24 bits et se trouve à la position 16 dans la trame).
On termine par le décodage du message contenant les données transportées par la trame. Les 5 premiers bits du message permettent de connaître le format des données envoyées (FTC). On ne s’intéresse qu’aux valeurs de FTC comprises entre 1 et 4 (pour les messages d’identification) et entre 9 et 22 (en excluant la valeur 19 pour les messages de position en vol).

Pour les messages d’identification, on décode les 8 caractères de l’identifiant qui sont codés sur 6 bits chacun. Pour les messages de position en vol, on décode l’altitude qui est codée sur 12 bits, la latitude et la longitude qui sont codées sur 17 bits.

3 Implémentation sous MATLAB

4 Résultats

Conclusion