

TS113 - TP de communications numériques

Maxime PETERLIN - Gabriel VERMEULEN

ENSEIRB-MATMECA, Bordeaux

12 juin 2014

Contents

1	Communication numériques en bande de base	2
1.1	Premier filtre de mise en forme	2
1.1.1	Allure temporelle du signal $s_l(t)$	2
1.1.2	Diagramme de l'oeil de $s_l(t)$	2
1.1.3	Allure temporelle du signal $r_l(t)$	3
1.1.4	DSP de $s_l(t)$ et $s_s(t)$	3
1.1.5	Évolution du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$	4
1.1.6	Calcul de la perte de sensibilité du récepteur si le TEB $< 10^{-3}$	4
1.2	Second filtre de mise en forme	4
1.2.1	Allure temporelle du signal $s_l(t)$	5
1.2.2	Diagramme de l'oeil de $s_l(t)$	5
1.2.3	Allure temporelle du signal $r_l(t)$	5
1.2.4	DSP de $s_l(t)$ et $s_s(t)$	6
1.2.5	Évolution du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$	6
1.2.6	Calcul de la perte de sensibilité du récepteur si le TEB $< 10^{-3}$	7
1.3	Bilan comparatif de l'utilisation des deux filtres de mise en forme	7
2	Communication numériques sur fréquence porteuse	7
2.1	Étude théorique	7
2.1.1	Modulateur et démodulateur numérique QPSK	7
2.1.2	Expression théorique de la fonction de transfert $G(f)$ d'un filtre en racine de cosinus sur-élevé de roll-off α	8
2.1.3	Expression de la DSP théorique de $s(t)$ lorsque le filtre de mise en forme est un filtre en racine de cosinus sur-élevé	8
2.2	Étude expérimentale - Canal à bande passante infinie	8
2.2.1	Réponse impulsionnelle et module de la fonction de transfert du filtre en racine de cosinus sur-élevé	8
2.2.2	Diagramme de l'oeil de $s_l(t)$	9
2.2.3	Diagramme de l'oeil de $r_l(t)$	9
2.2.4	Constellations de $s_s(t)$ et $r_l[n]$	10
2.2.5	Partie réelle de $r_l(t)$	10
2.2.6	Comparaison entre la DSP théorique de $s(t)$ avec la DSP expérimentale	11
2.2.7	DSP de $y_l(t)$	11

1 Communication numériques en bande de base

1.1 Premier filtre de mise en forme

Dans cette partie, nous utiliserons le filtre de mise en forme suivant :

$$g(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1)$$

1.1.1 Allure temporelle du signal $s_l(t)$

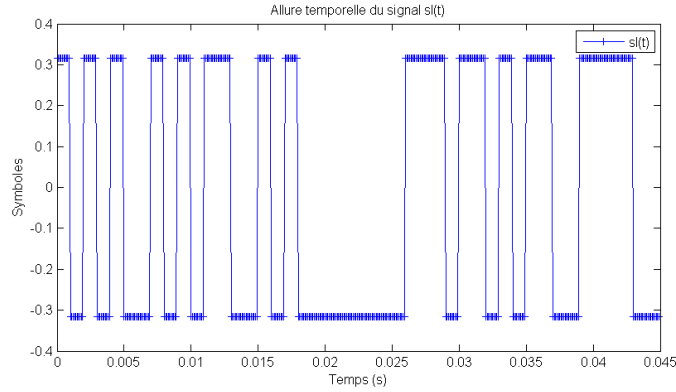


Figure 1: Signal $s_l(t)$ pour $t \in [0, 50T_s - T_e]$

s_l est le signal en sortie du bloc correspondant à l'émetteur.

La représentation temporelle de ce signal est directement liée au filtre de mise en forme où l'on retrouve le motif caractéristique de ce dernier.

Cela se justifie notamment par la formule donnant s_l : $s_l(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k g(t - kT_s)$

1.1.2 Diagramme de l'oeil de $s_l(t)$

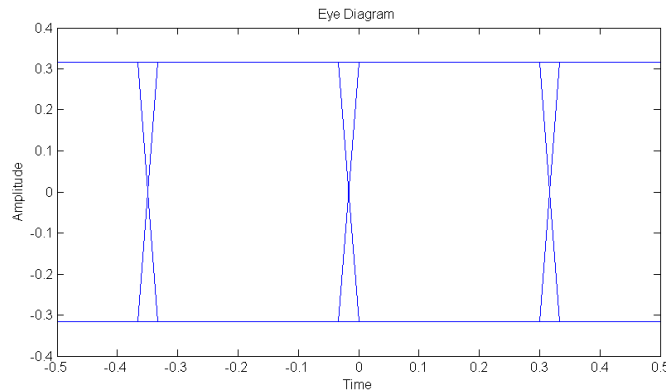


Figure 2: Diagramme de l'oeil de $s_l(t)$ pour $3T_s$

L'étude de la chaîne de communication se faisant sans bruit, il est normal de retrouver une ouverture de l'oeil qui soit maximale.

De même l'ouverture horizontale est maximale, car l'échantillonneur n'induit pas de déphasage.

1.1.3 Allure temporelle du signal $r_l(t)$

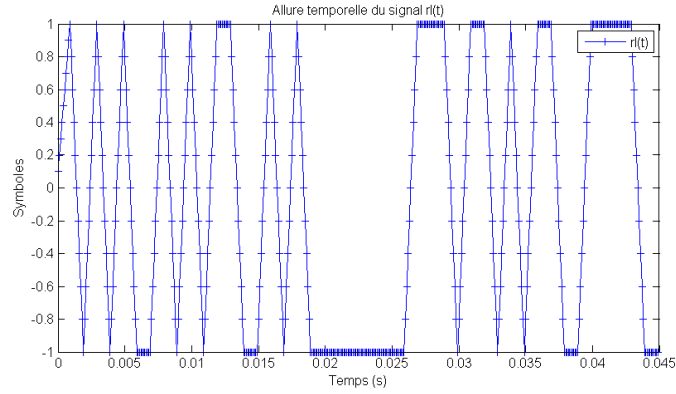


Figure 3: Signal $r_l(t)$ pour $t \in [0, 50T_s - T_e]$

Le signal réceptionné est échantillonné à une fréquence F_{se} .

1.1.4 DSP de $s_l(t)$ et $s_s(t)$

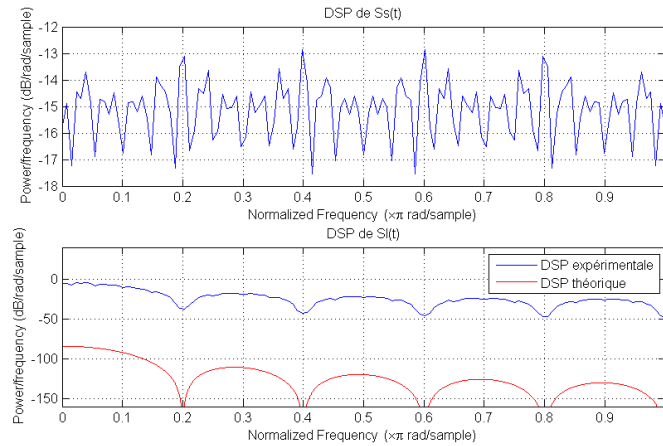


Figure 4: Signal $r_l(t)$ pour $t \in [0, 50T_s - T_e]$

La DSP expérimentale de $Sl(t)$ est de la même forme que la DSP théorique, mais possède une amplitude plus élevée

1.1.5 Évolution du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$

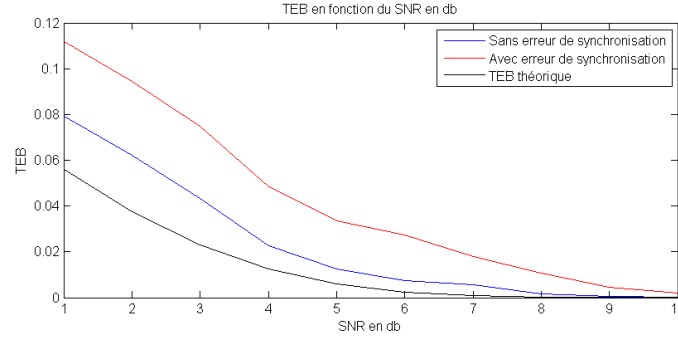


Figure 5: Signal $r_l(t)$ pour $t \in [0, 50T_s - T_e]$

On observe que le signal comportant une erreur de synchronisation en sortie du filtre adapté est naturellement placé au dessus de la courbe n'en possédant pas.

De plus, à mesure que le SNR augmente, il est possible de quantifier cette erreur, car les erreurs binaires du signal sans erreur de synchronisation tendent vers 0.

1.1.6 Calcul de la perte de sensibilité du récepteur si le $\text{TEB} < 10^{-3}$

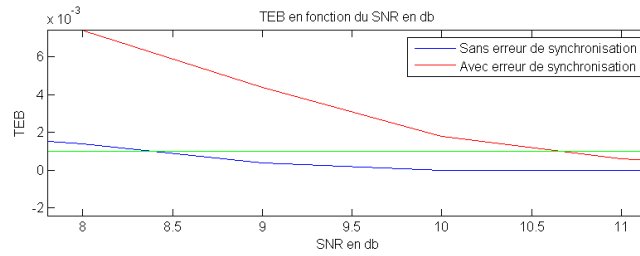


Figure 6: Evolution du TEB en fonction du SNR en db

On observe qu'il y a une perte de 4,5 db entre la courbe sans erreur de synchronisation et celle avec.

1.2 Second filtre de mise en forme

Dans cette partie, nous utiliserons le filtre de mise en forme suivant :

$$g_t(t) = \begin{cases} (1 - \frac{t}{T_s}) & 0 \leq t < T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2)$$

1.2.1 Allure temporelle du signal $s_l(t)$

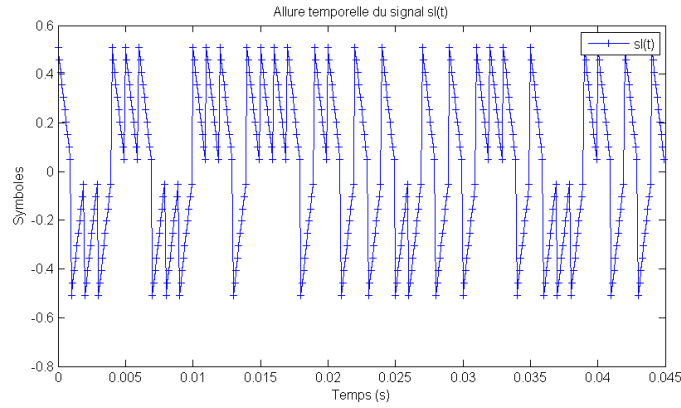


Figure 7: Signal $s_l(t)$ pour $t \in [0, 50T_s - T_e]$

On remarque encore une fois que le signal possède une forme caractéristique liée au filtre de mise en forme.

1.2.2 Diagramme de l'oeil de $s_l(t)$

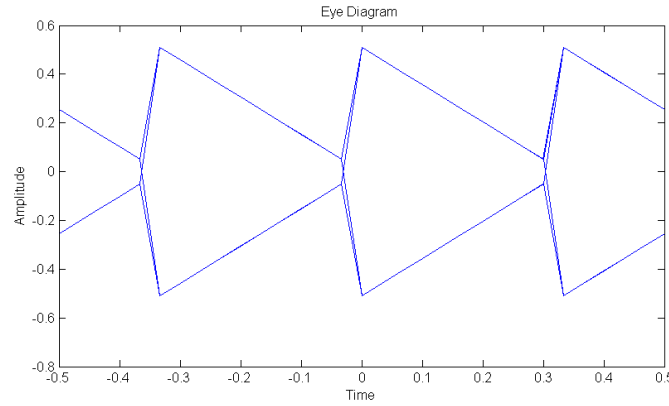


Figure 8: Diagramme de l'oeil de $s_l(t)$ pour $3T_s$

L'ouverture de l'oeil est maximale car la communication se fait sans bruit et sans déphasage. La forme de l'oeil est directement liée avec la forme du filtre de mise en forme.

1.2.3 Allure temporelle du signal $r_l(t)$

Le signal reçu est non bruité, ce qui simplifiera la décision par la suite.

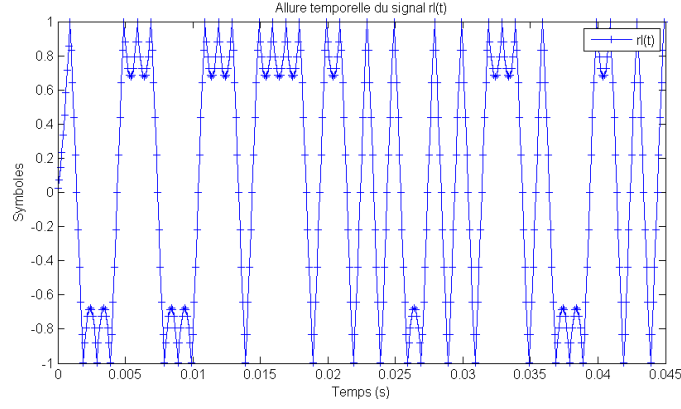


Figure 9: Signal $r_l(t)$ pour $t \in [0, 50T_s - T_e]$

1.2.4 DSP de $s_l(t)$ et $s_s(t)$

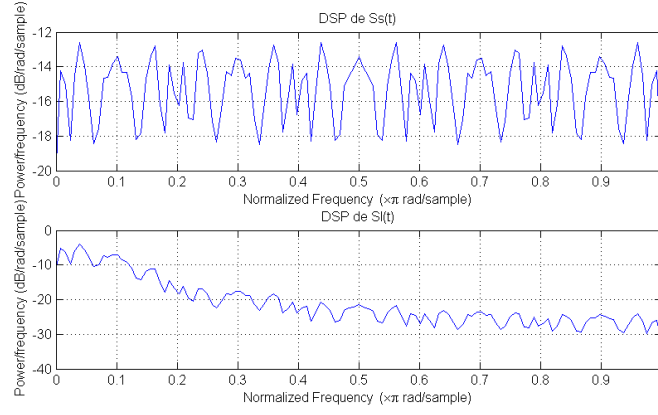


Figure 10: Signal $r_l(t)$ pour $t \in [0, 50T_s - T_e]$

1.2.5 Évolution du TEB en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$

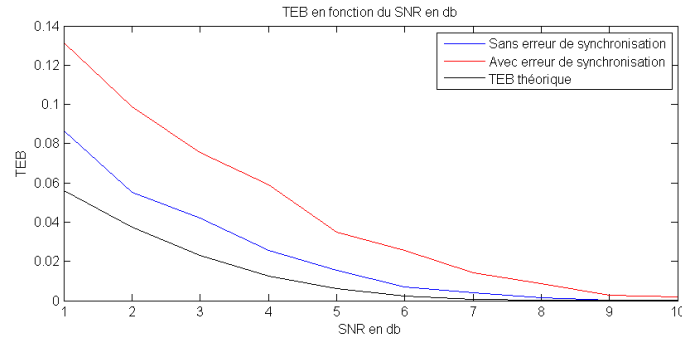


Figure 11: Signal $r_l(t)$ pour $t \in [0, 50T_s - T_e]$

La courbe ayant le TEB le plus élevé est naturellement celle avec une erreur de synchronisation. Les deux courbes expérimentales restent tout de même au dessus de la courbe théorique, mais tendent toutes vers 0 quand le SNR augmente.

1.2.6 Calcul de la perte de sensibilité du récepteur si le $\text{TEB} < 10^{-3}$

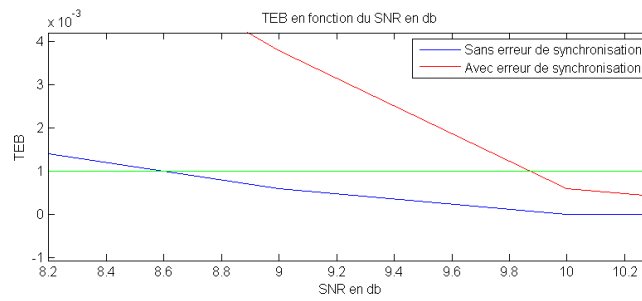


Figure 12: Evolution du TEB en fonction du SNR en db

On observe cette fois ci une perte de 1,3 db entre la courbe sans erreur de synchronisation et celle avec.

1.3 Bilan comparatif de l'utilisation des deux filtres de mise en forme

	$g(t)$	$g_t(t)$
DSP	Fréquence de coupure plus faible	Courbe plus haute en décibels
efficacité spectrale	Occupation de la même largeur de bande	Occupation de la même largeur de bande
P_b	Equivalent.	Equivalent, mais $g_t(t)$ est plus sensible que $g(t)$.

2 Communication numériques sur fréquence porteuse

2.1 Étude théorique

2.1.1 Modulateur et démodulateur numérique QPSK

Dans une transmission en QPSK, les symboles envoyés seront des nombres complexes et la phase de ces derniers sera l'information importante.

La modulation passe par la génération d'une porteuse de fréquence f_0 que l'on va multiplier par ces symboles. Cette porteuse est, en général, une exponentielle complexe lors de simulation, mais en réalité il y a une différentiation entre ses parties réelles et complexes et est donc représentée respectivement par un cosinus et un sinus.

Dans le cas de la simulation, on prend la partie réelle de la multiplication entre la porteuse et les symboles. On obtient alors un signal où, toutes les T_s secondes, on a la porteuse avec un déphasage égal à l'argument du symbole correspondant à cet intervalle de temps.

Le but de la démodulation va être d'identifier les déphasages des signaux compris entre les intervalles kT_s et $(k+1)T_s$ du signal réceptionné.

Pour cela on projette ce dernier sur un cosinus et un sinus de même fréquence pour obtenir respectivement le signal en phase et en quadrature de phase.

On obtient alors les phases correspondantes aux différents symboles et, a fortiori, les symboles en eux-mêmes.

2.1.2 Expression théorique de la fonction de transfert $G(f)$ d'un filtre en racine de cosinus sur-élevé de roll-off α

L'expression est la suivante :

$$G(f) = \begin{cases} \frac{T_s}{2} (1 - \sin(\frac{\pi}{2\alpha}(2|f|T_s - 1))) & \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ T_s & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3)$$

2.1.3 Expression de la DSP théorique de $s(t)$ lorsque le filtre de mise en forme est un filtre en racine de cosinus sur-élevé

$$\Gamma_s(f) = \frac{1}{2T_s} |G(f)|^2$$

2.2 Étude expérimentale - Canal à bande passante infinie

2.2.1 Réponse impulsionnelle et module de la fonction de transfert du filtre en racine de cosinus sur-élevé

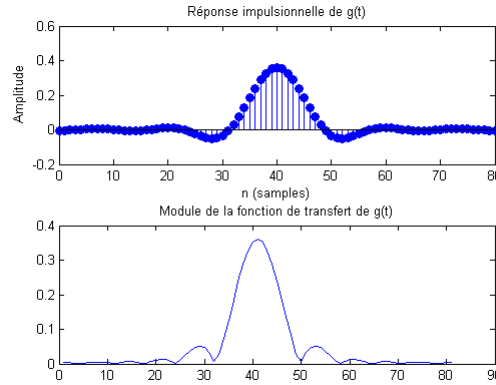


Figure 13: Réponse impulsionnelle et module de la fonction de transfert

2.2.2 Diagramme de l'oeil de $s_l(t)$

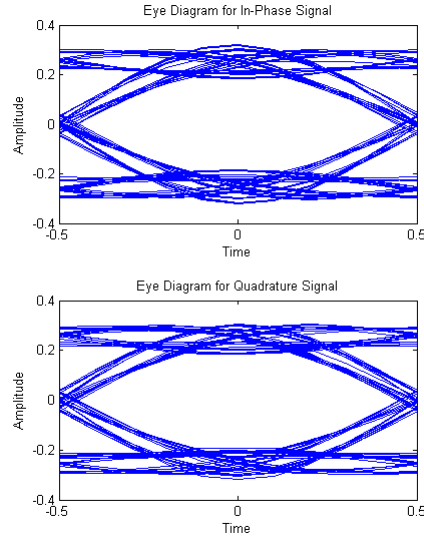


Figure 14: Diagramme de l'oeil de $s_l(t)$

On représente ici les diagrammes de l'oeil des signaux en phase et en quadrature composants le signal $s_l(t)$.

On remarque que l'ouverture verticale de l'oeil n'est pas maximale de même que pour l'ouverture horizontale, alors que la simulation se fait sans bruit. Cependant, il y a effectivement des déphasages, car c'est le propre de la modulation QPSK.

2.2.3 Diagramme de l'oeil de $r_l(t)$

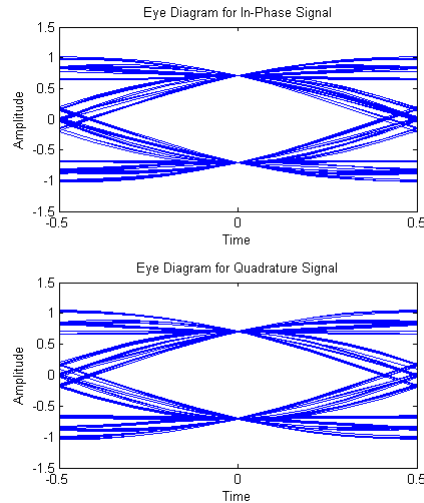


Figure 15: Diagramme de l'oeil de $r_l(t)$

On représente ici les diagrammes de l'oeil des signaux en phase et en quadrature composants le signal réceptionné $r_l(t)$.

On remarque que l'ouverture verticale de l'oeil est ici maximale comparée au diagramme de l'oeil de

$s_l(t)$. On remarque également que l'ouverture horizontale n'est pas maximale, car le signal comporte des déphasages.

2.2.4 Constellations de $s_s(t)$ et $r_l[n]$

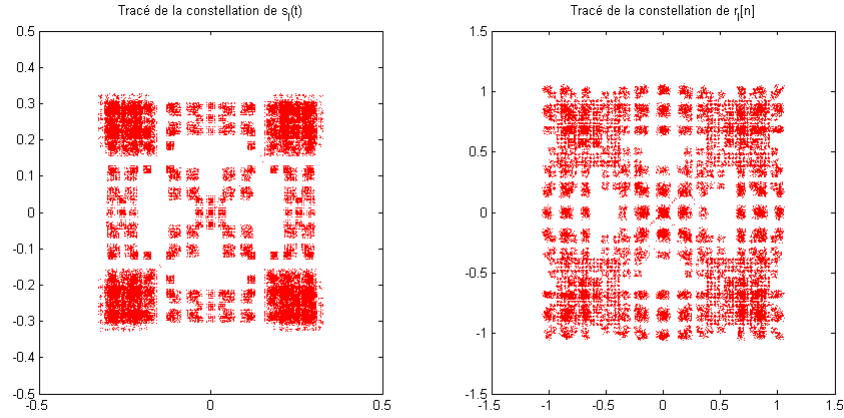


Figure 16: Constellations de $s_s(t)$ et $r_l[n]$

Dans les deux constellations, on repère bien les positions des différents symboles complexes. Cependant, ces dernières sont parsemées de points résiduels.

Dans le cas du signal s_l , ces points proviennent du filtre de mise en forme et pour $r_l[n]$ cela provient de l'échantillonnage.

2.2.5 Partie réelle de $r_l(t)$

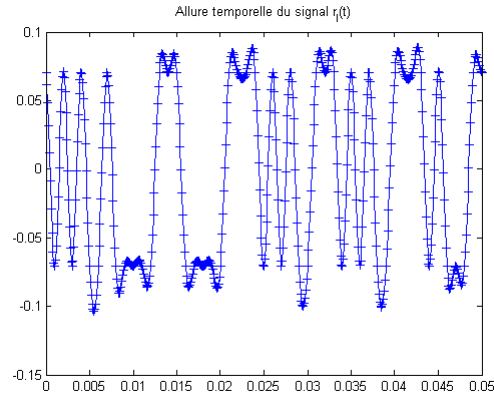


Figure 17: DSP de $y_l(t)$

Le retard est de $r = 8.1$ ms.

2.2.6 Comparaison entre la DSP théorique de $s(t)$ avec la DSP expérimentale

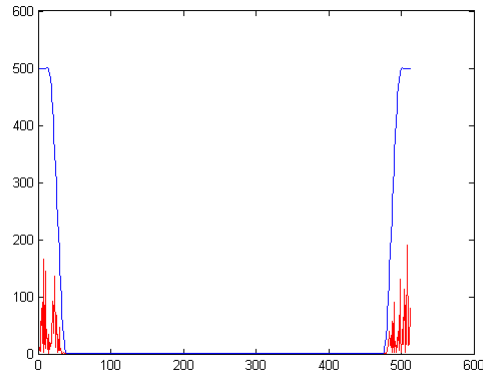


Figure 18: DSP de $y_l(t)$

On remarque que la DSP théorique est l'enveloppe de la DSP expérimentale.

2.2.7 DSP de $y_l(t)$

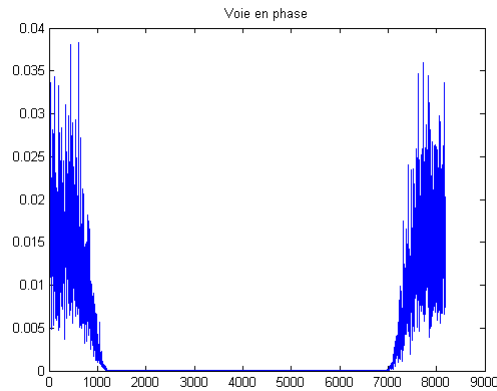


Figure 19: DSP de $y_l(t)$