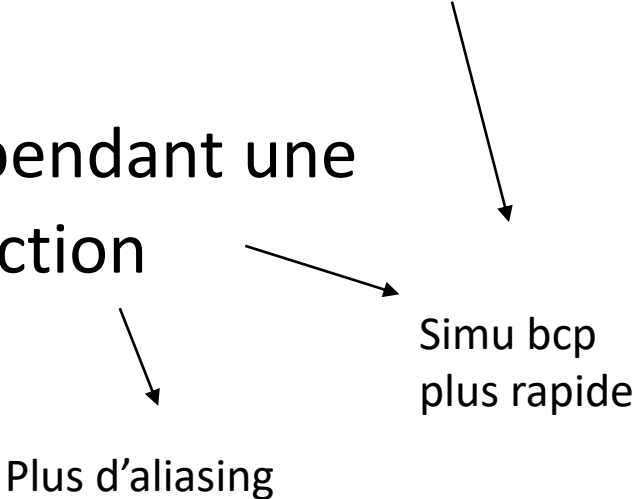


Changements dans le simulateur

- Les signaux radars qui sortent de $[0, T_{rec}]$ en temps ne sont simulés que entre $[0, T_{rec}]$
 - Les chirps qui ne passent dans $[f_c - \frac{f_s}{2}, f_c + \frac{f_s}{2}]$ que pendant une fraction de leur PW ne sont simulés que sur cette fraction
 - Les SNR_opt des slaw (et pmod) sont mieux calculés
 - Les bbox sont bien calculées pour les LPI
- 
- Plus d'aliasing
- Simu bcp plus rapide

TODO simus adaptée à l'extraction de features
SNR effectif?

Free space loss

- Proba d'être dans le disque de rayon $0 \leq r \leq R$:

$$F(r) = \pi r^2 / \pi R^2 = r^2 / R^2$$
- La distance émetteur récepteur est $z = \sqrt{r^2 + h^2}$ (h est l'altitude). Donc $r = \sqrt{z^2 - h^2}$ et

$$dr = \frac{z}{\sqrt{z^2 - h^2}} dz$$

- Donc la proba d'être à moins de $z = \sqrt{r^2 + h^2}$ est:

$$F(z) = \frac{r^2}{R^2} = \frac{z^2 - h^2}{R^2}$$

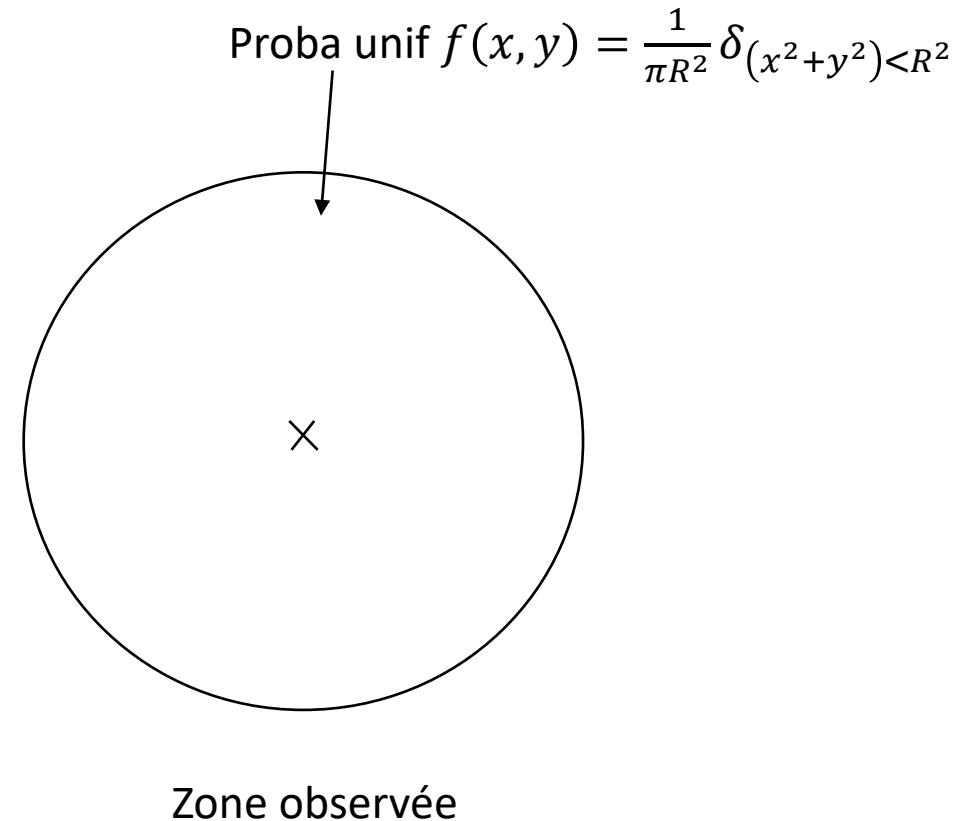
$$h < z < \sqrt{h^2 + R^2}$$

- $FSL = \alpha_0 - 10 \log(z^2) = \alpha_0 - 20 \log(z)$

$$z = 10^{\frac{SNR_0 - SNR_{fsl}}{20}}$$

$$F(FSL) = 1 - \frac{z^2 - h^2}{R^2} = 1 - \frac{10^{\frac{\alpha_0 - FSL}{10}} - h^2}{R^2}$$

$F: z \rightarrow FSL$ décroissant en fonction de z donc $p(z < z_0) = p(FSL > f(z_0)) = 1 - p(FSL < f(z_0))$



Free space loss (résultats)

$$R = 100km$$

α_0 t.q. on soit à $0dB$ à $10km$

$h = 10m$ (au sol)

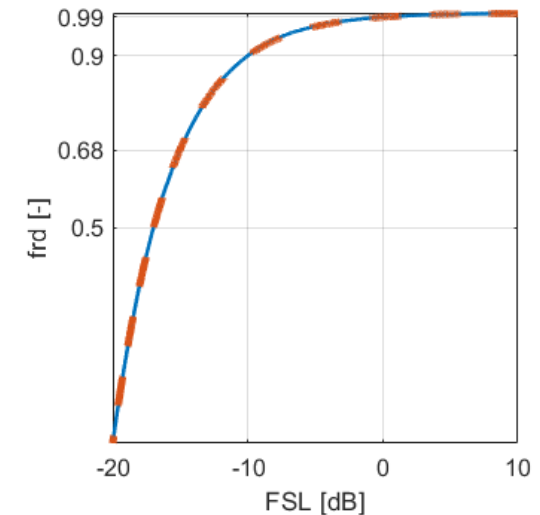
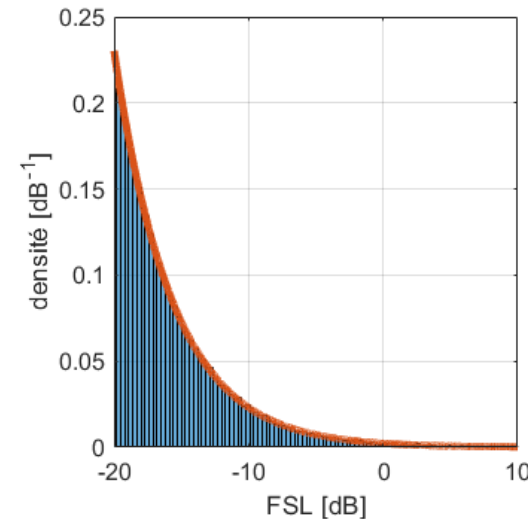
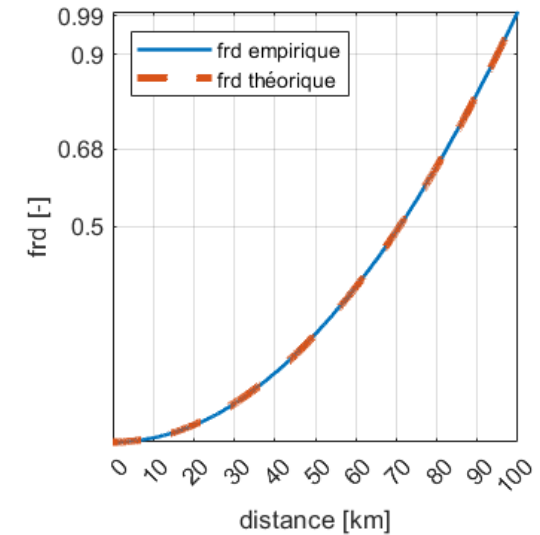
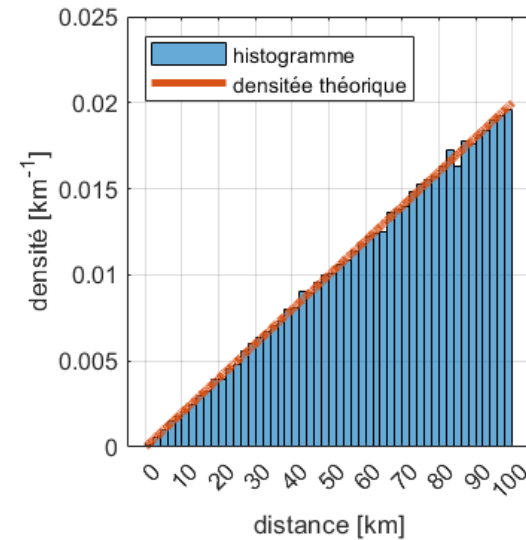
90% des FSL dans une plage de 10dB après le minimum

À $z = R \rightarrow -20dB$
À $z = \frac{R}{\sqrt{10}} \rightarrow -10dB$ } 90% des émetteurs
entre R et $\frac{R}{\sqrt{10}}$

Ne dépend pas de R ni de α_0

On aura la même dispersion des FSL quels que soient R et α_0

→ La dispersion des SNR due au FSL est de 20dB max



Des FSL au SNR

Bleu: Dépend du type d'impulsion

Orange: Très dur à bien simuler

Vert: Facile à simuler

On veut générer un SNR_{opt} aléatoire réaliste

$$SNR_{opt} = 10 \log \left(\frac{\max(DSP_{sig})}{DSP_{bruit}} \right)$$

$$10 \log_{10}(DSP_{sig}) = P_t + G_t(\theta, \phi, \lambda) - FSL(z) - PL + G_r(\theta, \phi, \lambda) + G_{sp}$$

The diagram shows the equation $10 \log_{10}(DSP_{sig}) = P_t + G_t(\theta, \phi, \lambda) - FSL(z) - PL + G_r(\theta, \phi, \lambda) + G_{sp}$ with arrows pointing from each term to a label below it:

- P_t points to "Puissance transmise dBm "
- $G_t(\theta, \phi, \lambda)$ points to "Gain antenne émission dB "
- $FSL(z)$ points to "Perte de polar dB "
- PL points to "Gain antenne réception dB "
- $G_r(\theta, \phi, \lambda)$ points to "Gain « d'occupation spectrale» $\log(Hz^{-1})$ "
- G_{sp} points to "Gain « d'occupation spectrale» $\log(Hz^{-1})$ "

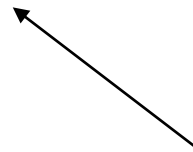
La FSL n'est pas le seul élément qui rentre dans le calcul du SNR

Une simulation complète est hors du scope du projet

On cherche le SNR minimum pour la détection, pas un SNR réaliste.

Impact des FSL sur la forme de la distribution du SNR

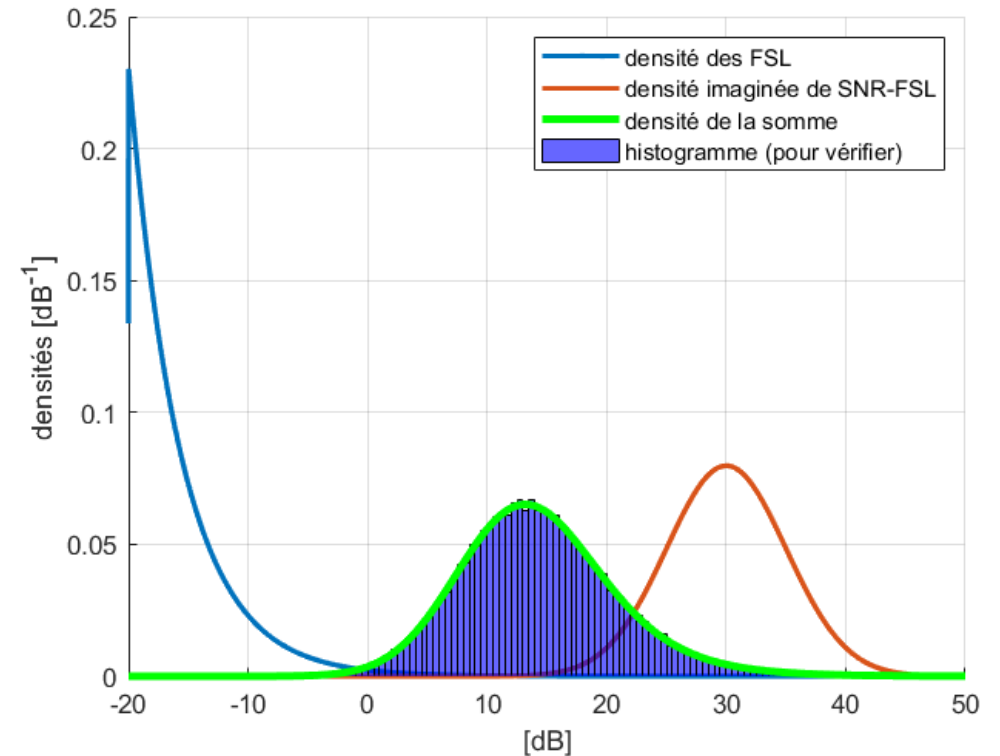
On somme les FSL avec une VA de loi $N(30\text{dB}, 5\text{dB})$.



Loi imaginée
de SNR-FSL

Dans cet exemple (simpliste) l'impact des FSL sur la forme de la distribution est faible (distribution Gaussienne légèrement tiltée vers la gauche)

Dire qu'il y aura davantage de bas SNR à cause de la forme de la distribution des FSL est hasardeux



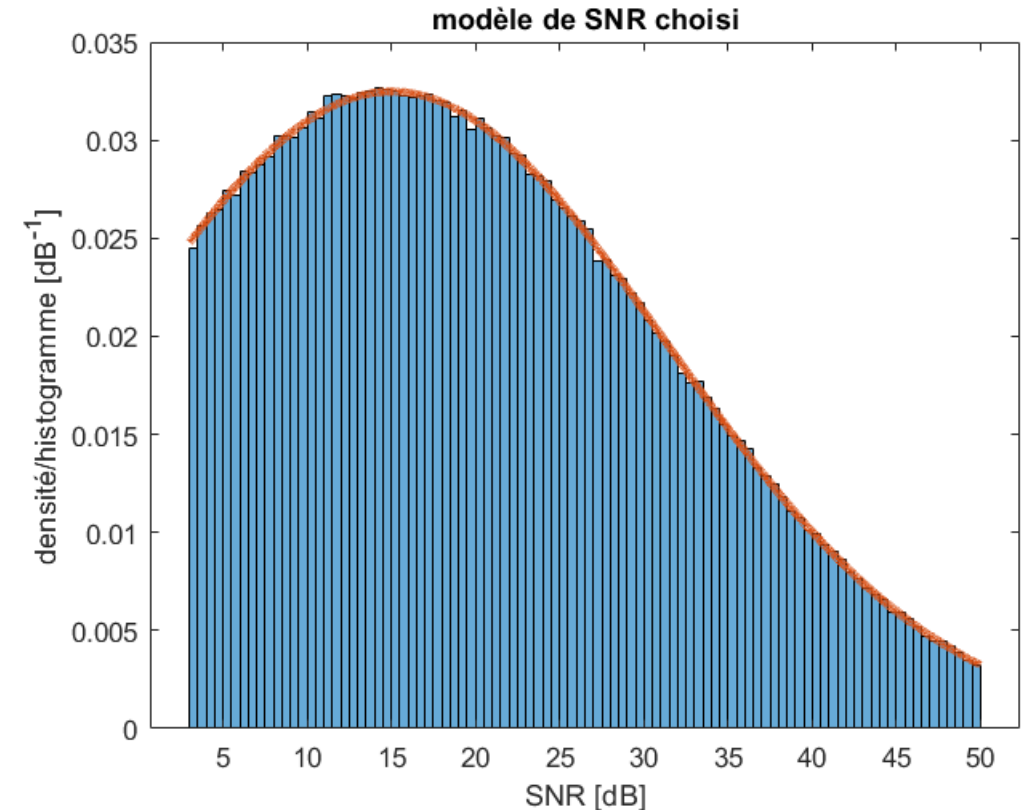
Choix du modèle de SNR

Loi de base:

Gaussienne d'espérance 15dB et d'écart type tel que la densité est 10 fois plus petite en 50dB qu'en 15dB

réglables

Que l'on tronque entre 3dB (signal noyé dans le bruit, inutile même comme interférence) et 50dB



C'est discutable

LPI pmods

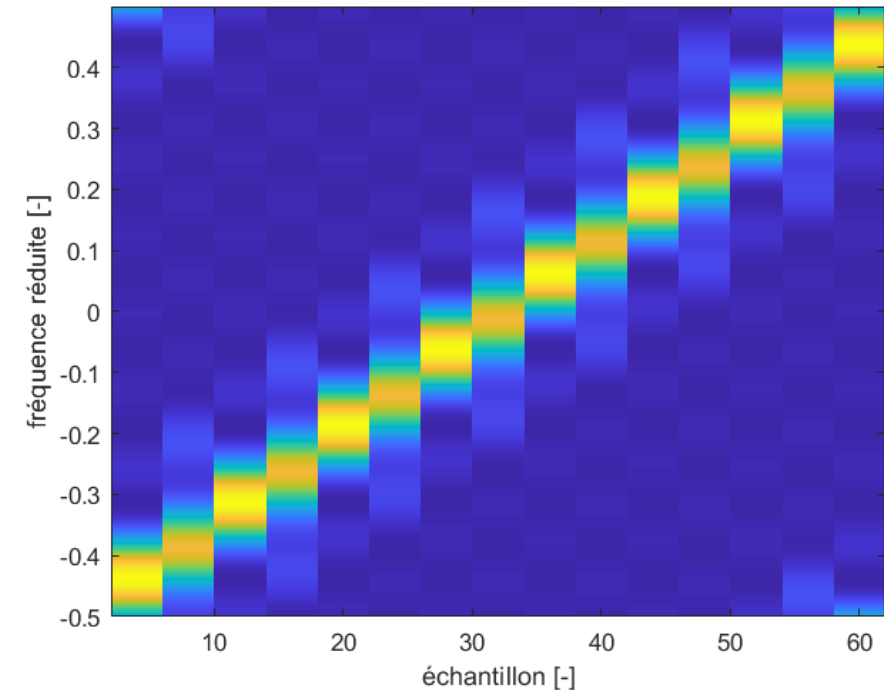
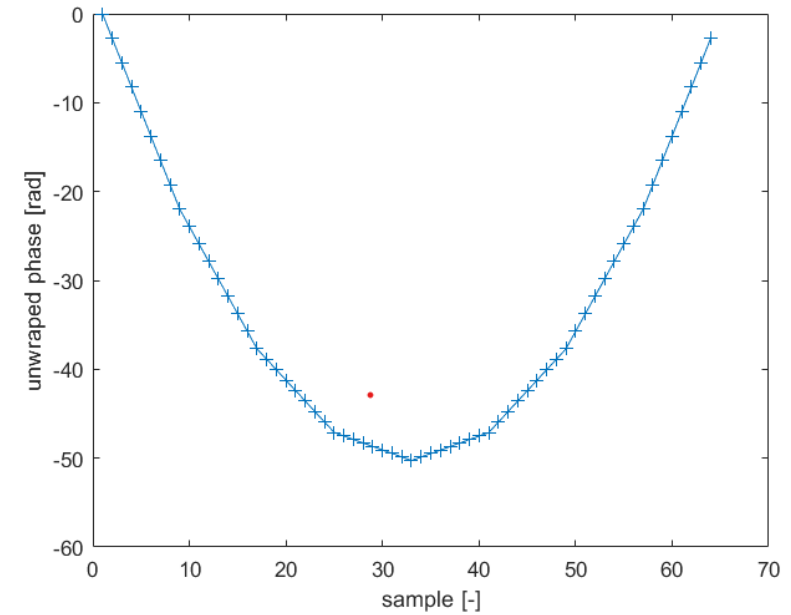
Code p1 (tous les codes LPI sont un peu pareil)

$M = 8$

M^2 phases différentes

La pente va de $-\pi$ à π

Sans répétition des phases, on a un chirp qui fait toute la bande



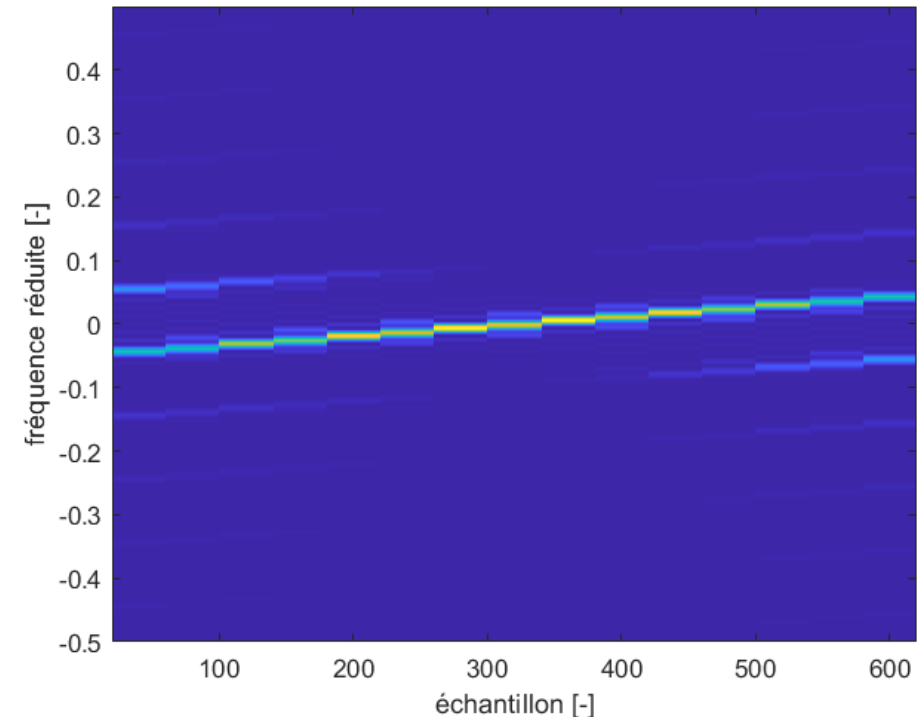
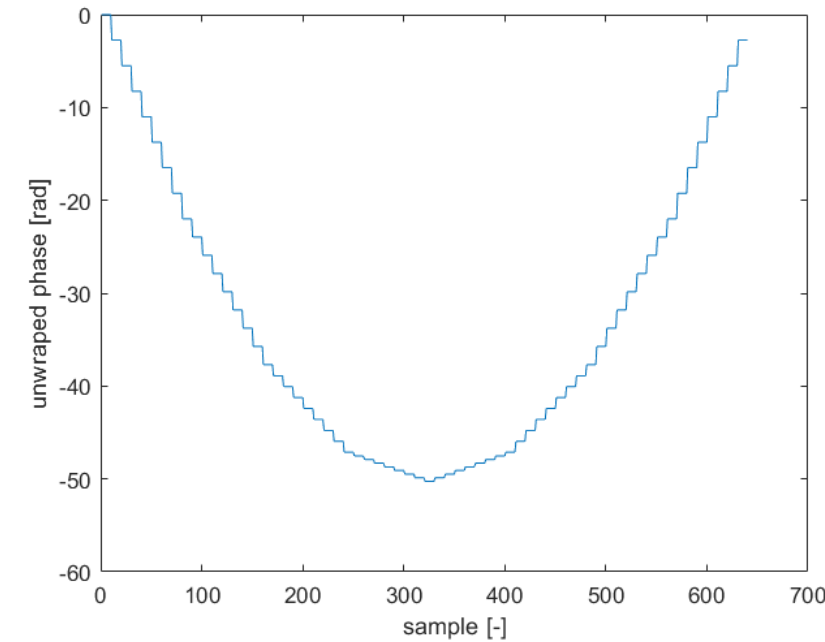
LPI pmods (2)

Avec répétition des phases (N_{rep} fois)

- On a $M^2 \times N_{rep}$ samples
- On a un chirp qui va de $-\frac{1}{2N_{rep}}$ à $\frac{1}{2N_{rep}}$ en fréquence réduite
- Les hautes fréquences sont moins bien représentées (à cause de la répétition)
- On a des lobes secondaires (j'ai pas filtré)

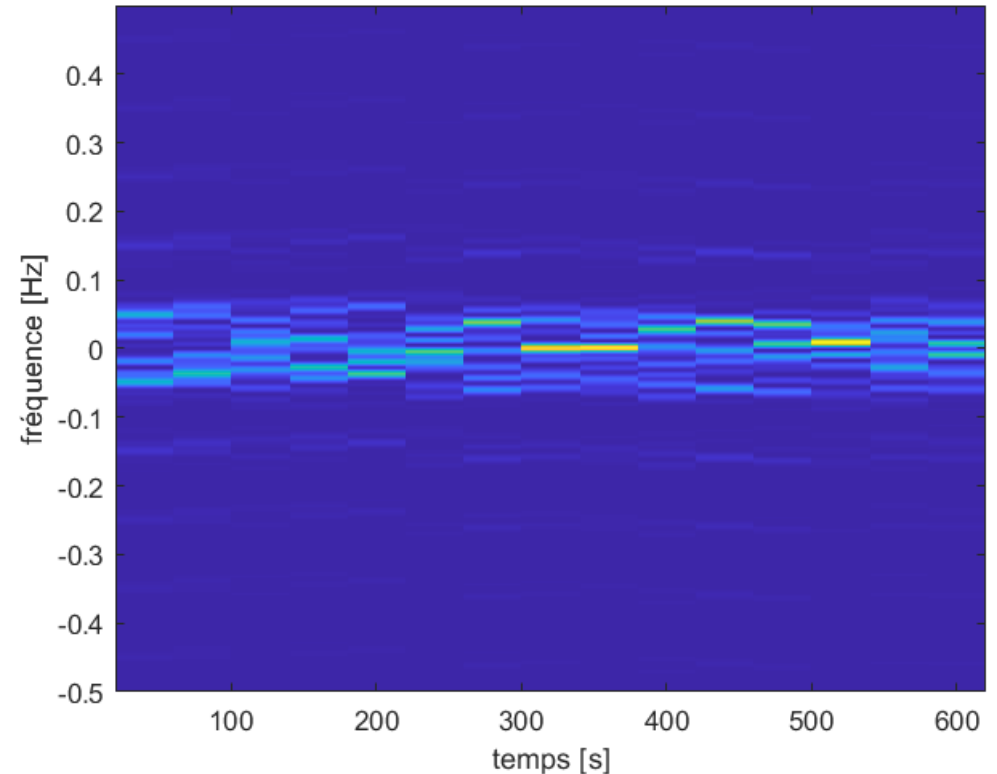
En mettant les unités:

- Le signal dure PW , $T_e = \frac{PW}{M^2 \times N_{rep}} \rightarrow f_s = \frac{M^2 \times N_{rep}}{PW}$
- Le chirp va de $-\frac{f_s}{2N_{rep}}$ à $\frac{f_s}{2N_{rep}}$ bande passante de $\frac{M^2}{PW} = \frac{n_{shift}}{PW}$
 - Formule de Jean Daniel ($DSP_{sig} = \frac{PW}{n_{shift}}$) pas si mauvaise
 - Le SNR du chirp linéaire $\frac{PW}{\sqrt{n_{shift}}}$ conviendrait sans doute mieux ($SNR_{opt} \neq SNR_{tot}$)



LPI pmod remarques pour conclure

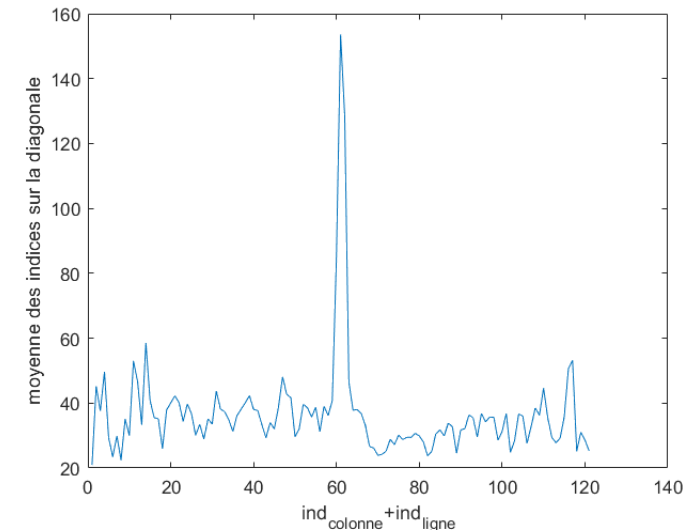
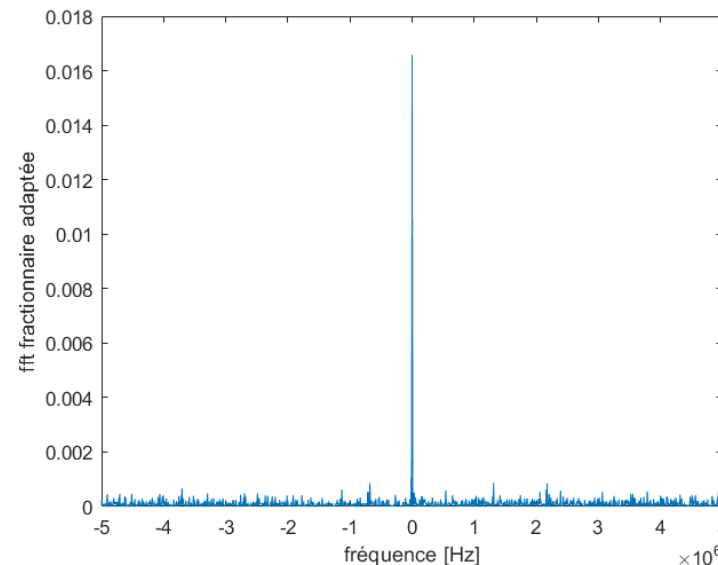
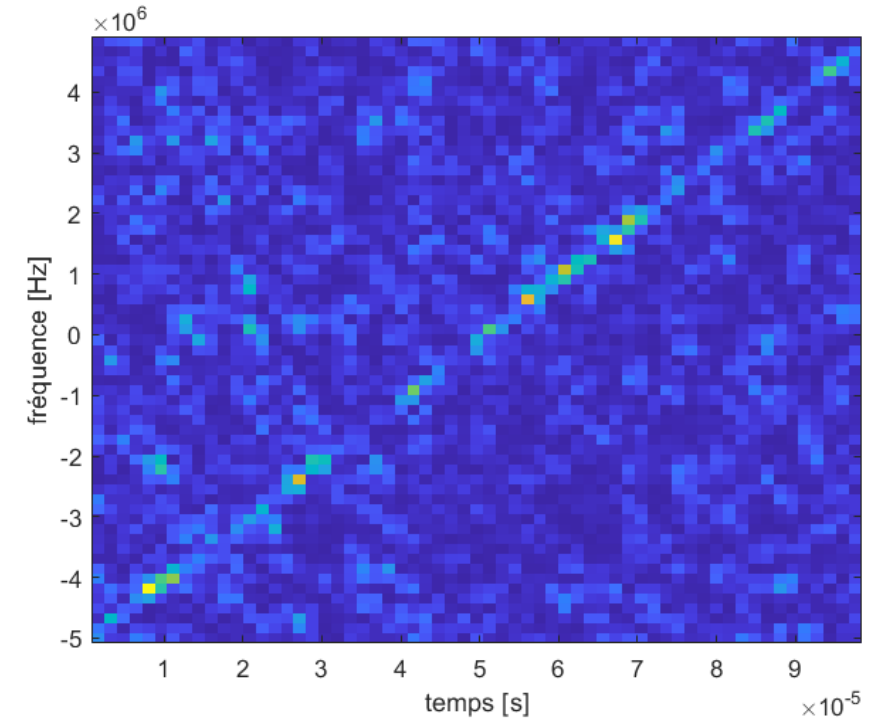
- J'ai l'impression que toutes les pmods en LPI approximent des chirps
- TODO check pour les polytime T1 T2 T3 T4
- Est-ce que c'est quand même une bonne idée de générer certains pmods à transitions aléatoires? (spectrogramme à droite)
- Récupérer (le double de) la porteuse en mettant le signal au carré
ne marche que pour les shifts de 180°
En général il faut l'élever à la puissance M
- Je crois qu'il y a des erreurs (très mineures) dans le code de Ryan



Discussion sur les chirps et les fft fractionnaires

- La DSP factionnaire est mieux que la somme des pixels le long d'une droite
- Faire le PS avec le bon chirp permet aussi de mieux flitrer

- On passe de $\sqrt{\frac{PW}{\Delta_F}}$ à PW
- Ou de $\sqrt{\frac{PW}{\Delta_F}}$ à $\sqrt{\frac{PW}{\Delta_F/n_{frac}}}$



Marche moins bien sur les SLAW

