

Réjection clairvoyante du fouillis de sol dans l'espace sous-bande d'un récepteur radar OFDM

Steven MERCIER¹, Damien ROQUE¹, Stéphanie BIDON¹, Cyrille ENDERLI²

¹ISAE-SUPAERO, Université de Toulouse, France
10 avenue Édouard Belin, 31055 Toulouse Cedex 4, France

²Thales DMS France

2 avenue Gay Lussac, 78851 Élancourt Cedex, France

steven.mercier@isae-supaeero.fr, damien.roque@isae-supaeero.fr,
stephanie.bidon@isae-supaeero.fr, cyrille-jean.enderli@fr.thalesgroup.com

Résumé – Cette étude porte sur l'annulation du fouillis de sol au sein d'un récepteur radar OFDM monostatique *symbol-based*. Un filtre de réjection, qui suppose la matrice de covariance du fouillis connue, est mis en place dans l'espace sous-bande. Il vise à atténuer non seulement le pic principal du fouillis mais aussi son auto-interférence associée, qui affecte uniformément la carte distance-Doppler et masque possiblement des cibles. Nous simulons ici plusieurs scénarios de transmission et comparons les rapports signal sur fouillis-plus-bruit en sortie. L'impulsion localisée temps-fréquence est, par opposition à l'impulsion rectangulaire avec préfixe cyclique, plus appropriée si les cibles sont proches et rapides.

Abstract – This paper investigates ground clutter cancellation in an OFDM monostatic symbol-based radar receiver. A rejection filter that assumes known the clutter covariance matrix is proposed in the subband domain. It aims at mitigating not only the clutter main peak but also its noise-like pedestal that leads to target masking issues. Particularly, as we consider different transmission scenarios, a performance comparison based on the signal-to-clutter-plus-noise-ratio metrics is drawn. Unlike the rectangular pulse with cyclic prefix, the time-frequency localized pulse is better suited in presence of close but fast targets.

1 Introduction

Pour répondre au problème de congestion du spectre radio-fréquence, des solutions innovantes de partage des ressources, notamment entre les systèmes radars et ceux de communications, sont proposées. L'une d'elles consiste en particulier à n'utiliser qu'une seule forme d'onde pour détecter et transmettre des données, simultanément. Dans ce contexte, la modulation OFDM (pour *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), est une candidate d'intérêt [5]. La conception de récepteurs radar appropriés reste toutefois, aujourd'hui, un problème ouvert.

Une architecture à faible complexité calculatoire et exploitant la structure en sous-bandes du signal OFDM a notamment été proposée [5]. Ce récepteur radar, dit *symbol-based*, fournit en sortie une carte distance-Doppler qui est affectée d'un phénomène d'auto-interférence, induit par les diffuseurs illuminés. Ce dernier, qui se manifeste à la fois par des pertes d'intégration sur les pics des diffuseurs, mais aussi par une remontée du plancher de bruit, s'avère préjudiciable pour de la détection [3].

Efficaces pour supprimer l'auto-interférence induite par des diffuseurs ponctuels (p. ex. des cibles), les techniques CLEAN sont toutefois mises en défaut en présence de composantes dif-

fuses telles que du fouillis de sol. De même, l'usage de procédures ECA (*Extensive Cancellation Algorithm*) reposant sur des projections orthogonales aux sous-espaces du fouillis, est souvent restreint aux configurations passives bistatiques terrestres, dans lesquelles celui-ci est généralement assez localisé.

On s'intéresse ici au problème de réjection du fouillis de sol dans une topologie radar monostatique, ou RadCom (cf. figure 1), exploitant le récepteur *symbol-based* OFDM [5]. Le filtre proposé, qui suppose connue la matrice de covariance du dit fouillis, est évalué dans divers scénarios de transmission. L'impact de la mise en forme est notamment étudié.

Dans la suite, \mathcal{I}_N désigne l'ensemble des entiers $\{0, \dots, N - 1\}$ et $\delta_{\cdot, \cdot}$ le symbole de Kronecker.

2 Système radar OFDM

On rappelle ici le modèle de radar OFDM [3, 5] et l'on montre ses limites en présence de fouillis de sol.

2.1 Émetteur RadCom

L'émetteur RadCom OFDM envoie une trame de M symboles multiporteuses (ou blocs) espacés d'une durée T_0 , au tra-

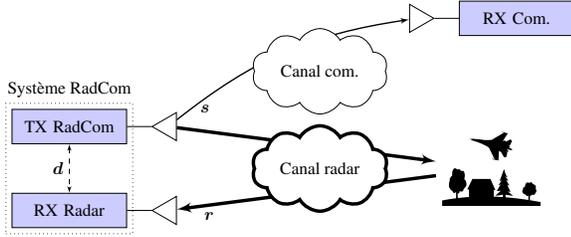


FIGURE 1 – Exemple de topologie RadCom

vers de K sous-porteuses espacées en fréquence de $F_0 \geq 1/T_0$. Chaque sous-porteuse $k \in \mathcal{I}_K$ d'un bloc $m \in \mathcal{I}_M$ est modulée par un symbole élémentaire $d_{k,m}$ pris dans une constellation complexe (e.g., *phase shift keying* – PSK) à C états, et mise en forme par une impulsion g de support temporel $[0, T_0]$. Le signal émis échantillonné à la bande $B \simeq KF_0$ s'écrit alors, en bande de base, sous la forme [3]

$$\mathbf{s} = \left[\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{D}_g \mathbf{P} \mathbf{F}_K^H) \right] \mathbf{d} \quad (1)$$

où \mathbf{d} est le vecteur colonne des symboles élémentaires défini par $[\mathbf{d}]_{k+mK} \triangleq d_{k,m}$, \mathbf{F}_K la matrice de transformée de Fourier discrète unitaire de longueur K , \mathbf{P} la matrice $L \times K$ d'extension cyclique avec $L = T_0 B \geq K$, c.-à-d. telle que $[\mathbf{P}]_{l,k} = \delta_{l,k} + \delta_{l,k+K}$, $\mathbf{D}_g = \text{diag}(\mathbf{g})$ avec $\mathbf{g} = [g[0], \dots, g[L-1]]^T$, et \mathbf{I}_M la matrice identité de taille M . Dans la suite, g pourra en particulier désigner une impulsion : rectangulaire, incluant un préfixe cyclique (CP) de taille $L - K$; ou localisée temps-fréquence (TFL) [4], celle-ci l'étant d'autant plus que le facteur d'expansion L/K est grand.

2.2 Canal radar

Tandis que le signal émis (1) se propage en direction d'un récepteur de communication distant, une partie est rétrodiffusée vers le récepteur radar (cf. figure 1).

Cibles Soit N_t le nombre de cibles illuminées, supposées ponctuelles et caractérisées par :

- une amplitude complexe α_{n_t} constante sur la durée de la transmission de la trame;
- une distance non-ambigüe $R_{0,n_t} = l_{0,n_t} \Delta_R$ où l_{0,n_t} et $\Delta_R = c/(2B)$ sont respectivement la case et la résolution distance (c désignant la vitesse de la lumière);
- une vitesse radiale v_{n_t} entraînant simplement un décalage en fréquence de (1) égal à $F_{d,n_t} = 2v_{n_t} F_c/c \ll B$, avec F_c la fréquence porteuse du système RadCom.

Le signal en bande de base correspondant, en entrée du récepteur radar, échantillonné à la fréquence critique B est alors [3]

$$\mathbf{r}_t = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \alpha_{n_t} \mathbf{Z}_{n_t} \mathbf{s} \quad (2)$$

où $[\mathbf{Z}_{n_t}]_{(l,l') \in \mathcal{I}_{LM} \times \mathcal{I}_{LM}} = e^{j2\pi f_{d,n_t} l/L} \delta_{l,l'+l_{0,n_t}}$ modélise le décalage retard-Doppler induit sur \mathbf{s} par la n_t -ième cible, $f_{d,n_t} = F_{d,n_t} T_0$ étant sa fréquence Doppler normalisée.

Fouillis de sol Le fouillis, ou *clutter*, désigne l'ensemble des éléments illuminés par le radar mais qui ne sont pas d'intérêt pour lui. Le sol est par exemple une source de fouillis majeure, en particulier en configuration monostatique où il est typiquement vu comme un continuum de diffuseurs sur l'axe distance pouvant s'étendre jusqu'à l'horizon du radar. Par soucis de simplicité, on suppose ici que cet horizon coïncide parfaitement avec la distance non-ambigüe du radar.

Découpons l'axe distance en $N_c = pL$ patches ($p \in \mathbf{N}^*$) de résolution $\Delta_c = \Delta_R/p$. Sous réserve que le signal OFDM émis varie lentement sur la durée $1/(pB)$, le fouillis de sol dans chaque patch peut alors être décrit par

- une amplitude complexe $\gamma_{n_c}[l]$ variable dans le temps;
- une distance moyenne $R_{0,n_c} = l_{0,n_c} \Delta_c$ ($l_{0,n_c} \in \mathcal{I}_{pL}$);
- une vitesse radiale constante v_{n_c} et la fréquence Doppler correspondante F_{d,n_c} (diagramme d'antenne idéal). Comme pour les cibles, on présume que $F_{d,n_c} \ll B$.

Le signal de fouillis reçu, après échantillonnage critique à B , peut ainsi s'écrire en bande de base (pour $p = 1$)

$$\mathbf{r}_c = \sum_{n_c=0}^{N_c-1} \gamma_{n_c} \odot (\mathbf{Z}_{n_c} \mathbf{s}) \quad (3)$$

avec \mathbf{Z}_{n_c} la matrice de décalage retard-Doppler introduite dans (2), et $\gamma_{n_c} = [\gamma_{n_c}[0], \dots, \gamma_{n_c}[LM-1]]^T$. En particulier, dans la suite, on supposera que pour $n_c, n'_c \in \mathcal{I}_{N_c}$:

- γ_{n_c} est une séquence stationnaire au sens large centrée, avec matrice de covariance $\mathbf{R}_{\gamma_{n_c}} \triangleq \mathbb{E} \{ \gamma_{n_c} \gamma_{n_c}^H \}$ et puissance $P_{\gamma_{n_c}}$;
- γ_{n_c} et $\gamma_{n'_c}$ sont indépendants, et donc $\mathbb{E} \{ \gamma_{n_c} \gamma_{n'_c}^H \} = \mathbf{R}_{\gamma_{n_c}} \delta_{n_c, n'_c}$.

Bruit thermique Un bruit s'ajoute également aux signaux de cibles \mathbf{r}_t et de fouillis \mathbf{r}_c en entrée du récepteur. Celui-ci est modélisé par un processus blanc gaussien circulaire centré $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_{LM})$. Le signal radar total reçu est ainsi

$$\mathbf{r} = \mathbf{r}_t + \mathbf{u} \quad \text{avec} \quad \mathbf{u} = \mathbf{r}_c + \mathbf{n} \quad (4)$$

la contribution du fouillis-plus-bruit.

2.3 Récepteur radar *symbol-based*

Pour obtenir une représentation à faible complexité de la scène radar contenue dans \mathbf{r} dans le domaine distance-Doppler, un traitement en 3 étapes a été suggéré [5], *viz.*, (i) estimation linéaire des symboles élémentaires par un récepteur OFDM; (ii) suppression des symboles élémentaires émis, connus; (iii) calcul de la carte distance-Doppler. Il peut être résumé par [3]

$$\mathbf{x} = \underbrace{(\mathbf{F}_M \otimes \mathbf{F}_K^H)}_{\text{(iii)}} \underbrace{\mathbf{D}_d^{-1}}_{\text{(ii)}} \underbrace{[\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_g^H)]}_{\text{(i)}} \mathbf{r} \quad (5)$$

où $\mathbf{D}_g = \text{diag}(\mathbf{g})$ avec $\mathbf{g} = [g[0], \dots, g[L-1]]^T$ le vecteur de l'impulsion en réception, telle que $\mathbf{P}^T \mathbf{D}_g^H \mathbf{D}_g \mathbf{P} = \mathbf{I}_K$, et $\mathbf{D}_d^{-1} = \text{diag}^{-1}(\mathbf{d})$. Ce traitement est dit *symbol-based* dans la

mesure où (i) et (ii) visent à estimer le canal radar dans l'espace sous-bande, c.-à-d. celui des symboles $d_{k,m}$.

Néanmoins, (5) a été initialement proposée pour des scénarios en bruit blanc (*i.e.*, $\mathbf{u} = \mathbf{n}$ dans (4)) et ne vise donc pas à limiter l'impact du fouillis sur la détectabilité des cibles. Ceci est d'autant plus problématique que le traitement produit par ailleurs un phénomène d'auto-interférence se manifestant notamment par une remontée du niveau de bruit blanc dans la carte distance-Doppler [3]. Ainsi, une cible à vitesse distincte du fouillis et visible en radar conventionnel peut ici se retrouver masquée par l'auto-interférence du fouillis (cf. figure 2a).

3 Annulation clairvoyante du fouillis

Dans cette section, nous ajoutons une étape de réjection clairvoyante du fouillis au sein de la structure *symbol-based* déjà existante. La qualité de cette réjection, réalisée dans l'espace sous-bande, est évaluée dans le cas mono-cible pour différents facteurs d'expansion et différentes impulsions.

3.1 Matrice de covariance du fouillis-plus-bruit

Posons $\mathbf{T} \triangleq \mathbf{D}_d^{-1}[\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_g^H)]$ de sorte que $\bar{\mathbf{d}}_u \triangleq \mathbf{T}\mathbf{u}$ désigne le signal de fouillis-plus-bruit en sortie de l'étage (ii) du récepteur *symbol-based* (5). Sa matrice de covariance, conditionnée par les symboles, connus du récepteur, est

$$\bar{\mathbf{R}}_u \triangleq \mathbb{E} \left\{ \bar{\mathbf{d}}_u \bar{\mathbf{d}}_u^H | \mathbf{d} \right\} = \mathbf{T} \mathbf{R}_u \mathbf{T}^H \quad (6)$$

avec $\mathbf{R}_u \triangleq \mathbb{E} \left\{ \mathbf{u} \mathbf{u}^H | \mathbf{d} \right\}$ qui, d'après (4) et par hypothèse d'indépendance entre les contributions en réception, s'écrit

$$\mathbf{R}_u = \sum_{n_c=0}^{N_c-1} \mathbf{R}_{\gamma_{n_c}} \odot \mathbf{Z}_{n_c} \mathbf{s} \mathbf{s}^H \mathbf{Z}_{n_c}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{LM}. \quad (7)$$

3.2 Filtre réjecteur dans l'espace sous-bande

Considérons un scénario mono-cible. Le signal complet en sortie de l'étage (ii) du traitement *symbol-based* (5) est

$$\bar{\mathbf{d}} \triangleq \mathbf{T} \mathbf{r} = \alpha \mathbf{T} \mathbf{a}(l_0, f_d) + \bar{\mathbf{d}}_u$$

où $\mathbf{a}(l_0, f_d) \triangleq \mathbf{Z} \mathbf{s}$ représente le vecteur directionnel de la cible. Le filtre linéaire optimal, en termes de rapport signal sur fouillis-plus-bruit (SCNR), est alors le filtre adapté donné par $\omega_{\text{opt}} \propto \bar{\mathbf{R}}_u^{-1} \mathbf{T} \mathbf{a}(l_0, f_d)$ [2]. Sous hypothèse d'une auto-interférence de cible négligeable, toutefois, on a $\mathbf{T} \mathbf{a}(l_0, f_d) \propto \mathbf{f}(l_0, f_d)$ [3] de sorte que ω_{opt} devient

$$\tilde{\omega} \propto \bar{\mathbf{R}}_u^{-1} \mathbf{f}(l_0, f_d) \quad (8)$$

où $\mathbf{f}(l_0, f_d)$ correspond commodément à la $(f_d M K + l_0)$ -ième colonne de la matrice de Fourier $\mathbf{F}_M^H \otimes \mathbf{F}_K$, c.-à-d. à l'une des MK hypothèses distance-Doppler testée à l'étage (iii) du récepteur (5).

Nous proposons donc ici la mise en œuvre du filtre (8), optimal à l'auto-interférence de cible près, par simple ajout dans le traitement *symbol-based* existant d'une étape de multiplication de $\bar{\mathbf{d}}$ par la matrice inverse $\bar{\mathbf{R}}_u^{-1}$, présumée connue.

3.3 Simulation

Nous conservons ici l'hypothèse de scénario mono-cible. Nous générons le fouillis comme suit :

- il n'y a qu'un seul patch par case distance (*i.e.*, $N_c = L$);
- il est statique, c'est-à-dire $f_{d,n_c} = 0$;
- les amplitudes des patchs suivent des lois complexes gaussiennes circulaires, *i.e.*, $\gamma_{n_c} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{R}_{\gamma_{n_c}})$;
- les amplitudes ont même matrice de covariance $\mathbf{R}_{\gamma_{n_c}} = \mathbf{R}_\gamma$ et donc même puissance $P_{\gamma_{n_c}} = P_\gamma$;
- elles ont un spectre Doppler gaussien [1], *viz.* $[\mathbf{R}_\gamma]_{l+mK, l'+m'K} = P_\gamma e^{-\varsigma_v^2 |m-m'|^2}$ avec ς_v l'écart-type en vitesse normalisé.

La puissance P_γ est déterminée par le rapport fouillis-sur-bruit (CNR) post-traitement théorique, défini par [3]

$$\text{CNR}_{\text{th}} = \frac{P_\gamma M K}{\sigma^2 \sigma_{d-1}^2 \|\tilde{\mathbf{g}}\|^2 / K} \quad (9)$$

où $\sigma_{d-1}^2 \triangleq \mathbb{E} \{1/|d_{k,m}|^2\}$ et $\|\cdot\|$ est la norme ℓ_2 . Celui-ci correspond à un scénario hypothétique dans lequel tous les patchs de *clutter* seraient à distance et vitesse nulles, *i.e.*, dépourvu d'auto-interférence de *clutter*.

On représente en figure 2b une carte-distance Doppler résultant du traitement *symbol-based* modifié, *i.e.*, incluant l'étape de réjection du fouillis par le filtre clairvoyant (8), contrairement à celle en figure 2a qui résultait de sa version initiale (5). Dans cet exemple, la composante principale du *clutter* (à Doppler nul) et son auto-interférence ont toutes deux été atténuées, dévoilant ainsi la cible du plancher de bruit.

On quantifie par ailleurs les performances de notre réjection en termes de SCNR en sortie du filtre (8). Pour une cible à puissance unitaire, son expression est [2]

$$\text{SCNR}(\tilde{\omega}) = \frac{|\tilde{\omega}^H \mathbf{T} \mathbf{a}(l_0, f_d)|^2}{\tilde{\omega}^H \bar{\mathbf{R}}_u \tilde{\omega}}. \quad (10)$$

Deux coupes, correspondant à deux valeurs de case distance l_0 de la cible, sont représentées en figure 3, pour les impulsions CP et TFL avec les facteurs d'expansion $L/K = 9/8$ et $12/8$.

Quelle que soit l'impulsion et le facteur d'expansion choisis, on remarque qu'en dehors du *clutter notch* classique autour du Doppler nul, le SCNR décroît à mesure que la distance et/ou le Doppler de la cible augmentent. Cela est cohérent puisque la perte d'intégration sur son pic (liée à son phénomène d'auto-interférence) s'accroît avec les valeurs de l_0 et f_d [3], alors qu'elle est par construction négligée dans (8). On constate de même, et conformément aux observations faites dans [3], que : l'impulsion TFL est plus avantageuse que le CP lorsque la cible est à faible distance et fort Doppler ; si elle est relativement lointaine, on favorisera à l'inverse davantage l'impulsion CP. On pourra dans tous les cas être tenté de choisir un facteur L/K grand, ce choix se faisant toutefois au détriment de l'efficacité spectrale du système $\eta \triangleq K \log_2(C)/L$.

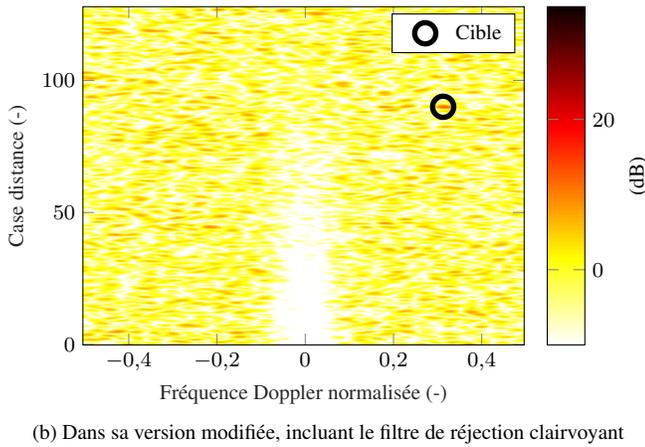
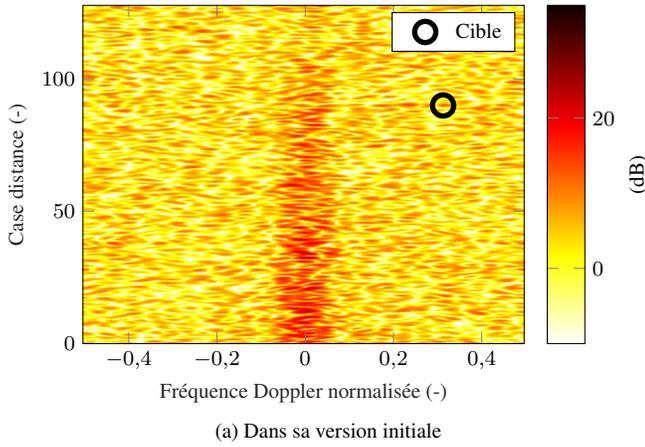


FIGURE 2 – Cartes distance-Doppler typiquement obtenues en présence de fouillis de sol au Doppler nul, avec le récepteur radar *symbol-based*. $K = 128$, $M = 32$, QPSK, $\sigma^2 = 0$ dBW, $CNR_{th} = 22$ dB, $\varsigma_v = 0,125$, TFL, $L/K = 12/8$.

4 Conclusions et perspectives

Dans cette étude, nous ajoutons un étage de réjection du fouillis de sol à un récepteur radar OFDM monostatique existant. L'objectif est de favoriser la détection des cibles masquées par son pic principal, mais aussi et surtout, de celles masquées par son auto-interférence, blanche dans la carte distance-Doppler. Les performances du filtre clairvoyant proposé dans le domaine sous-bande sont évaluées, en mono-cible, pour différents scénarios de transmission. Les impulsions CP – ou TFL – semblent ainsi à privilégier à plus – ou moins – longue portée et fonctionnent d'autant mieux que l'efficacité spectrale du système RadCom est faible. Dans tous les cas, le traitement proposé requerra en pratique une étape préalable d'estimation de la matrice de covariance du fouillis-plus-bruit.

Références

[1] E. J. BARLOW : Doppler radar. *Proc. IRE*, 37(4):340–355, 1949.

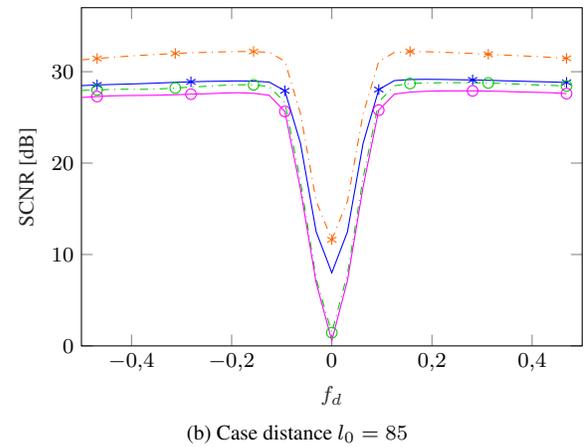
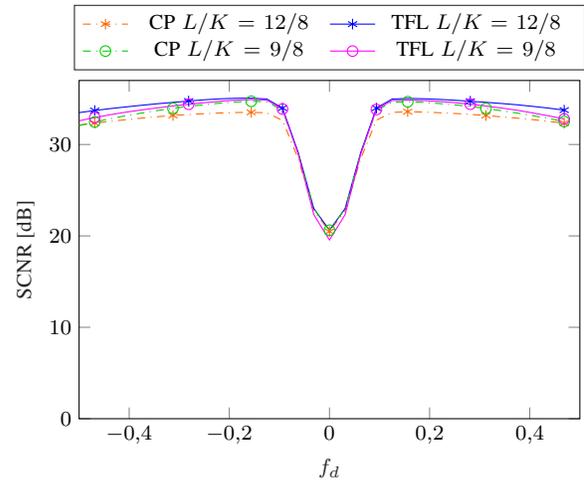


FIGURE 3 – Coupes de SCNR pour 2 valeurs de case distance de la cible. Mêmes paramètres qu'en figure 2 sauf pour l'impulsion et le facteur L/K qui varient ici.

[2] L. E. BRENNAN et L. S. REED : Theory of adaptive radar. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, AES-9(2):237–252, 1973.

[3] S. MERCIER, D. ROQUE et S. BIDON : Study of the target self-interference in a low-complexity OFDM-based radar receiver. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, pages 1–1, 2018.

[4] D. PINCHON et P. SIOHAN : Closed-form expressions of optimal short PR FMT prototype filters. *In Proc. IEEE Global Telecommun. Conf.*, 2011.

[5] C. STURM et W. WIESBECK : Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing. *Proc. IEEE*, 99(7):1236–1259, 2011.