



Radar OFDM ou radar à bruit : le cas du DVB-T2

Jean-Yves BAUDAIS

CentralSupélec, CNRS, F-35000 Rennes, France, IETR UMR CNRS 6164, Nantes Université, Univ Rennes

Résumé – La structure des signaux DVB-T2 n'est pas favorable au traitement radar. Nous proposons un traitement radar à bruit pour ces signaux, en analysant les performances limites et en comparant les résultats avec ceux du traitement OFDM.

Abstract – The DVB-T2 signal structure is not favorable for radar processing. We propose a noise radar processing for DVB-T2 signals, analyzing the limited performance and comparing the results with those of the OFDM processing.

1 Introduction

Les signaux de radiodiffusion sont conçus pour un traitement du signal par des récepteurs grand public mais ne sont pas conçus pour des applications radars. Notre contexte est celui du radar passif. Nous nous intéressons au signal DVB-T2 (*second generation terrestrial television digital video broadcasting* [6]) pour construire des cartes Doppler-retard d'un environnement modélisé par des cibles ponctuelles isotropes. Ce signal de diffusion présente un grand nombre de configurations que nous évaluons : nombre de sous-porteuses, taille de l'intervalle de garde, positions des pilotes fixes CP (*continual pilot*) et éparpillés PP (*pilot pattern*) et constellations, pour les paramètres qui nous intéressent. L'omniprésence de ces signaux en fait un grand avantage pour les applications radars passives, sans pour autant exclure les applications actives ou coopératives, mais la structure temps-fréquence de ces signaux n'est pas toujours favorable [5, 4]. Nous proposons l'approche de traitement radar à bruit [3] à la place de l'approche de traitement radar OFDM (*orthogonal frequency division multiplex*) pour réduire l'influence des structures du signal. Nous comparons les deux approches et développons les performances limites atteignables avec ces signaux s'ils étaient moins structurés. Deux filtres sont également étudiés : le filtre adapté MF (*matched filter*) et le filtre désadapté ZF (*zero-forcing filter*), encore appelé filtre inverseur. Ces deux filtres sont complétés par le filtre de Wiener WF (*Wiener filter*) [1].

L'article est organisé de la façon suivante. La section 2 introduit le modèle de signal DVB-T2. La section 3 présente le traitement radar de construction des cartes Doppler-retard. La section 4 expose l'analyse des performances limites qui sont évaluées et comparées à des simulations en section 5. La section 6 clôt l'article.

2 Transmission DVB-T2

Nous partons d'une trame de n symboles OFDM de m sous-porteuses, d'espace inter-porteuse $1/T$ et d'intervalle de garde de durée τ_g . Le signal émis en bande de base, avec une forme d'onde π rectangulaire pour simplifier la présentation et de support $[-\tau_g, T]$, s'écrit

$$x(t) = \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{m-1} \frac{a_{ij}}{\sqrt{m}} e^{\frac{2i\pi j(t-\tau_g-i(T+\tau_g))}{T}} \pi(t-\tau_g-i(T+\tau_g)), \quad (1)$$

avec $(a_{ij})_{i \in [0, n], j \in [0, m]}$ des symboles complexes représentant les données, les pilotes et les sous-porteuses nulles. Ce signal est transmis à la fréquence porteuse f_c et reçu avec un retard $\tau(t) = \tau + \frac{\nu}{f_c} t$ où τ est le retard relatif entre le signal reçu et le signal de référence, à savoir le signal émis en configuration mono-statique ou le signal du canal de référence en configuration bi-statique, et ν la fréquence Doppler.

3 Traitement radar

Nous faisons l'hypothèse d'une réception numérique à la fréquence nominale OFDM, $\frac{m}{T}$, comme pour le décodage en communication numérique. On fait l'hypothèse habituelle d'une fréquence Doppler faible devant la fréquence RF, $\nu \ll f_c$, et d'une synchronisation parfaite en temps, phase et fréquence avec le signal de référence. Pour le radar à bruit, les instants d'échantillonnage, $t = kT' + l\frac{T}{m}$, avec T' et m' tels que $m'T = mT'$, $k \in [0, m']$ et $l \in [0, n']$, permettent de construire la carte temps-retard, un signal numérique à deux dimensions, de taille $n' \times m' \leq n \times m(1 + \frac{\tau_g}{T})$, et d'éléments

$$y_{kl} = \frac{e^{-2i\pi f_c \tau}}{\sqrt{m}} \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{m-1} a_{ij} e^{2i\pi j \left(\frac{l}{m} + \frac{kT' - \tau_g - \tau - i(T+\tau_g)}{T} \right)} \times e^{-2i\pi \nu \left(\frac{lT}{m} + kT' \right)} \pi \left(\frac{lT}{m} + kT' - i(T+\tau_g) \right) + b_{kl}, \quad (2)$$

où $b_{kl} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_b^2)$. Le signal de référence x_{kl} est le signal y_{kl} pour des valeurs nulles de τ , ν et b_{kl} . Le traitement radar s'appuie sur les deux matrices $X = (x_{kl})_{k \in [0, n'], l \in [0, m']}$ et $Y = (y_{kl})_{k \in [0, n'], l \in [0, m']}$. La carte Doppler-retard s'écrit

$$Z = F_{n'} \left((Y F_{m'}) \odot C \right) F_{m'}^H, \quad (3)$$

avec $F_{n'}$ et $F_{m'}^H$ les matrices de Fourier directe de taille $n' \times n'$ et inverse de taille $m' \times m'$, C le filtre de corrélation où $C = \overline{X F_{m'}}$ dans le cas MF, $\overline{(\cdot)}$ étant le conjugué, et $C \odot X F_{m'} = \mathbb{1}_{m'}$ dans le cas ZF, $\mathbb{1}_{m'}$ étant la matrice carrée entièrement composée de 1 et \odot le produit de Hadamard.

Dans le cas du traitement radar OFDM, $T' = T + \tau_g$ et l'intervalle de garde n'est pas exploité, i.e. $n' = n$, $m' = m$. Les échantillons sur l'axe retard sont $l' = l - \frac{\tau_g m}{T} \in [0, m]$. On suppose $\tau \leq \tau_g$, il n'y a donc pas d'interférence inter-symbole et les éléments de la carte temps-retard sont

$$y_{kl'} = \frac{e^{-i\phi}}{\sqrt{m}} \sum_{j=0}^{m-1} a_{kj} e^{2i\pi j \left(\frac{l'}{m} - \frac{\tau}{T} \right)} e^{-2i\pi \nu \left(\frac{l'T}{m} + k(T+\tau_g) \right)} + b_{kl'}, \quad (4)$$

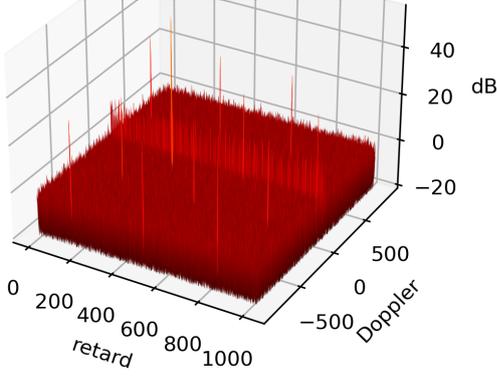


FIGURE 1 : Exemple de carte Doppler-retard complète d'un signal DVB-T2.

avec $\phi = 2\pi(f_c\tau + \nu\tau_g)$. Ainsi, dans l'espace Doppler-retard,

$$Z = F_n((N \odot (A \odot T) F_m^H) F_m) \odot C) F_m^H, \quad (5)$$

où $A = (a_{ij})_{i \in [0, n], j \in [0, m]}$, $T = (e^{-2i\pi\frac{\tau}{T}j})_{i \in [0, n], j \in [0, m]}$ est la matrice retard, $N = (e^{-2i\pi\nu(\frac{jT}{m} + i(T+\tau_g))})_{i \in [0, n], j \in [0, m]}$ la matrice Doppler et la matrice C a pour élément $c_{ij} \in \{\bar{a}_{ij}, a_{ij}^{-1}\}$, en fonction du filtre, adapté ou non. À noter que, du fait de la périodicité de la représentation numérique, cette modélisation ne prend pas en compte les zéros liés aux décalages temps-fréquence qu'il faut judicieusement ajouter aux matrices des expressions (3) et (5).

Une carte (5) est présentée à la figure 1 pour $m = 1024$, $\tau_g = 0,25T$, les modes PP1 et CP1 des pilotes [6, table G.1], la modulation QPSK, $n = 1784$, $\nu\nu(T + \tau_g) = 300$, $m\tau = 100T$, SNR = 3 dB et un filtre MF. La fréquence d'échantillonnage est $\frac{T}{m} = \frac{64}{7}$ MHz, ce qui conduit à une durée d'intégration d'un peu moins de 250 ms, la durée maximale d'une trame. Les axes retard et Doppler sont donnés en nombre d'échantillons. Les lobes secondaires introduits par les porteuses nulles du bord de spectre sont réduit avec une fenêtre d'apodisation de Chebyshev et une atténuation de 80 dB des lobes secondaires. Cette carte montre un pic principal en (100, 300) et de nombreux pics secondaires liés à la structure du signal, et potentiellement source de fausses alarmes.

4 Performances limites

Les performances limites sont obtenues avec des signaux entièrement aléatoires et sans structure particulière, à savoir sans pilote pour le traitement radar OFDM et sans intervalle de garde pour le traitement radar à bruit. Les éléments de la matrice Y tendent vers des processus gaussiens, complexes, indépendants et identiquement distribués (i.i.d.)¹.

4.1 Traitement radar OFDM

Dans le cas du radar OFDM et avec $\tau \leq \tau_g$, les éléments de la matrice Z (5) s'écrivent

$$z_{pq} = \frac{1}{\sqrt{nm}} \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{v=0}^{m-1} \left(e^{i\phi} \sum_{j=0}^{m-1} a_{kj} c_{kv} e^{2i\pi\left(\frac{vp}{m} - \frac{kq}{n} - j\frac{\tau}{T} - kv(T+\tau_g)\right)} \right)$$

¹Nous ne prenons pas en compte de contrainte sur l'amplitude du signal dans cet article, ce qui conduirait à des signaux à enveloppe constante [2].

$$\times D_m(j - v - \nu T) + B_{kv} c_{kv} e^{2i\pi\left(\frac{vp}{m} - \frac{kq}{n}\right)}, \quad (6)$$

avec

$$D_m(u) = \frac{1}{m} \sum_{j=0}^{m-1} e^{2i\pi\frac{u}{m}j} = e^{i\pi u\left(1 - \frac{1}{m}\right)} \frac{\sin \pi u}{m \sin \frac{\pi}{m} u}, \quad (7)$$

$D_m(0) = 1$, $\forall u \in \mathbb{N}^*$ $D_m(u) = 0$ et $B_{kv} \sim \mathcal{C}\mathcal{N}(0, \sigma_b^2)$ car transformés de Fourier de bruit gaussien i.i.d. de même variance.

Proposition 1. Avec des symboles (a_{kj}) i.i.d. de moyenne nulle et de variance σ_a^2 , les éléments de la carte Doppler-retard d'un radar OFDM de décalages on-grid vérifient

$$\begin{aligned} E[|z_{pq}|^2] = & \left(1 - \frac{(\tau - \tau_g)^+}{T}\right) \left((\sigma_{ac}^2 - \mu_{ac}^2 - \sigma_a^2 \sigma_c^2) \text{sinc}^2 \pi \nu T \right. \\ & + \sigma_a^2 \sigma_c^2 + nm \left(1 - \frac{(\tau - \tau_g)^+}{T}\right) \mu_{ac}^2 \delta_{p, \frac{\tau m}{T}} \delta_{q, \nu(T+\tau_g)} \\ & \left. \times \text{sinc}^2 \pi \nu T \right) + \sigma_b^2 \sigma_c^2 + \frac{(\tau - \tau_g)^+}{T} \sigma_a^2 \sigma_c^2, \end{aligned}$$

avec $c_{kj} \in \{\bar{a}_{kj}, a_{kj}^{-1}\}$, $\sigma_{ac}^2 = E[|a_{kj} c_{kj}|^2]$, $\mu_{ac} = E[a_{kj} c_{kj}]$, $\sigma_c^2 = E[|c_{kj}|^2]$, δ le symbole de Kronecker, $\text{sinc } u = \frac{\sin u}{u}$ et $(u)^+ = \frac{u+|u|}{2}$ la partie positive de u .

Démonstration. Pour $\tau \leq \tau_g$, la démonstration suit les étapes développées dans [1, Appendix A] en utilisant les propriétés statistiques des éléments a_{kj} et c_{kj} et en ajoutant la dimension Doppler. L'hypothèse $u = \nu T \ll m$ conduit à $|D_m(u)| \approx |\text{sinc } u|$. L'analyse *on-grid* simplifie les notations en permettant d'utiliser le symbole de Kronecker. Ensuite pour $\tau > \tau_g$, il y a $\frac{m(\tau - \tau_g)}{T}$ échantillons interférents, il n'y a plus nm échantillons constructifs pour la corrélation mais du signal interférent est $\frac{\tau - \tau_g}{T} \sigma_a^2 \sigma_c^2$. La notation $(\tau - \tau_g)^+$ permet de combiner les deux cas $\tau \leq \tau_g$ et $\tau > \tau_g$. \square

4.2 Traitement radar à bruit

Les signaux OFDM tendent asymptotiquement, avec m , vers des signaux gaussiens, complexes, centrés de variance σ_a^2 . On pose $\hat{A} = XF_{m'}$, la matrice des symboles de constellation équivalente. Cette matrice est alors différente de A si et seulement si $m' \neq m$. Nous faisons l'hypothèse d'une distribution gaussienne des symboles équivalents $(\hat{a}_{kl})_{k \in [0, n], l \in [0, m]}$. Sous cette hypothèse on peut formuler le résultat suivant.

Proposition 2. Sous l'hypothèse de constellation gaussienne, les éléments de la carte Doppler-retard d'un radar à bruit de décalages on-grid vérifient la proposition 1 avec $\tau_g = 0$ et, $\forall (k, j) \in [0, n'] \times [0, m']$, \hat{a}_{kj} est centré, de variance σ_a^2 .

Démonstration. L'intervalle de garde n'est pas exploité, d'où $\tau_g = 0$ dans les équations. Les symboles (\hat{a}_{kj}) sont une transformation linéaire orthonormée des symboles centrés de variance σ_a^2 , ils ont donc les mêmes caractéristiques. \square

Cette proposition dit que les formules du radar OFDM avec interférences sont applicables au radar à bruit en modifiant simplement les caractéristiques des constellations, à savoir μ_{ac} , σ_{ac}^2 et σ_c^2 .

	MF		ZF	
	σ_{ac}^2/μ_{ac}^2	$\sigma_c^2\sigma_a^2/\mu_{ac}^2$	σ_{ac}^2/μ_{ac}^2	$\sigma_c^2\sigma_a^2/\mu_{ac}^2$
QPSK	1	1	1	1
16-QAM	1,32	1	1	1,89
64-QAM	1,38	1	1	2,69
256-QAM	1,40	1	1	3,44

TABLE 1 : Paramètres des modulations DVB-T2.

4.3 Métrique

Pour caractériser les cartes Doppler-retard, on s'intéresse au rapport entre le pic principal, correspondant au signal rétro-diffusé par la cible, et le maximum des pics secondaires, caractéristique du signal. En utilisant l'inégalité de Jensen, la valeur moyenne de ce *peak-to-sidelobe ratio* (PSLR) peut s'écrire

$$\gamma = E \left[\frac{|z_{p_0 q_0}|^2}{\max_{p \neq p_0, q \neq q_0} |z_{pq}|^2} \right] \approx \frac{E[|z_{p_0 q_0}|^2]}{E[\max_{p \neq p_0, q \neq q_0} |z_{pq}|^2]}. \quad (8)$$

Proposition 3. *Sous les hypothèses de la proposition 1, le PSLR moyen est*

$$\gamma \approx \frac{1}{H_{nm-1}} + \frac{\left(1 - \frac{(\tau - \tau_g)^+}{T}\right) \frac{nm}{H_{nm-1}}}{\frac{\sigma_{ac}^2}{\mu_{ac}^2} - 1 + \frac{\sigma_c^2 \sigma_a^2}{\mu_{ac}^2} \frac{1 - \text{sinc}^2 \pi \nu T + \frac{T}{T - (\tau - \tau_g)^+} \frac{\sigma_b^2}{\sigma_a^2} + \frac{(\tau - \tau_g)^+}{T - (\tau - \tau_g)^+}}{\text{sinc}^2 \pi \nu T}},$$

avec H_k le k^e nombre harmonique.

Démonstration. C'est la statistique des ordres qui est appliquée à la variable $|z_{pq}|^2$ exprimée à partir de (6), cf. [1, Appendices C]. \square

La proposition 3 s'applique également au radar à bruit en posant $\tau_g = 0$ et en remplaçant m par m' et n par n' . La seule différence est dans les valeurs des paramètres de constellation, qui sont précisées dans la section suivante. On montre que les valeurs asymptotiques de l'*integrated-to-sidelobe ratio*, un autre rapport souvent utilisé, sont proportionnelles à celles du PSLR [1, Prop. 11 & 12].

4.4 Paramètres de modulation

Le tableau 1 donne les valeurs des rapports σ_{ac}^2/μ_{ac}^2 et $\sigma_c^2\sigma_a^2/\mu_{ac}^2$ de la proposition 3 pour les quatre modulations du DVB-T2. Ces valeurs sont à utiliser pour le radar OFDM et calculées en moyennant sur les points de constellation. Dans le cas du radar à bruit, les valeurs sont différentes.

Proposition 4. *Les rapports des paramètres de modulation dans le cas du radar à bruit sont $\sigma_{ac}^2 = 2\sigma_a^4$, $\mu_{ac} = \sigma_a^2$, $\sigma_c^2 = \sigma_a^2$ pour le filtre MF et $\sigma_{ac}^2 = \mu_{ac} = 1$, $\sigma_c^2 = -\frac{\text{Ei}(-\epsilon)}{\sigma_a^2}$ pour le filtre ZF, avec Ei la fonction exponentielle intégrale.*

Démonstration. Par hypothèse, $\hat{a}_{kl} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_a^2)$. Les variables $|\hat{a}_{kl}|^2/\sigma_a^2$ suivent alors des lois exponentielles de paramètre 1. Dans le cas MF, $c_{kl} = \hat{a}_{kl}$ et alors $\sigma_{ac}^2 = \sigma_a^4 \int_0^\infty u^2 e^{-u} du$, les autres valeurs sont immédiates. Le filtre ZF n'est par contre pas applicable sans précaution car \hat{a}_{kl} peut avoir des valeurs qui tendent vers zéro. On pose pour ce filtre $c_{kl} = \frac{1}{\hat{a}_{kl}}$ si $|\hat{a}_{kl}|^2 > \epsilon$ et $c_{kl} = 0$ sinon. Ainsi $\sigma_{ac}^2 = \mu_{ac} = e^{-\epsilon} \approx 1$ et $\sigma_c^2 \sigma_a^2 = \int_\epsilon^\infty \frac{e^{-u}}{u} du = -\text{Ei}(-\epsilon)$. \square

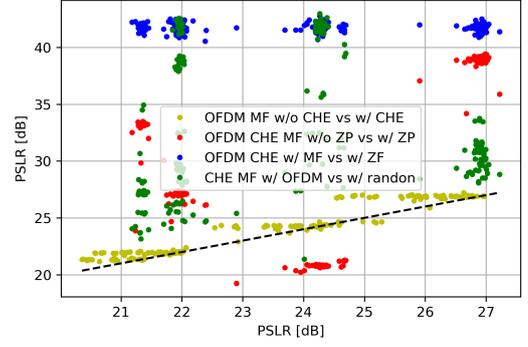


FIGURE 2 : PSLR des configurations DVB-T2 et traitements radars, modulation QPSK, SNR = 3 dB, $\tau = 0$, $\nu = 0$.

On propose d'appliquer un troisième filtre afin de compenser les limites du filtre ZF. Ce filtre, le filtre WF [1], prend en compte le rapport signal sur bruit, $\text{snr} = \sigma_a^2/\sigma_b^2$.

Proposition 5. *Le filtre le Wiener appliqué au radar à bruit s'écrit, $\forall (k, l) \in [0, n'] \times [0, m']$, $c_{kl} = \frac{\hat{a}_{kl}}{|\hat{a}_{kl}|^2 + \sigma_b^2}$ et*

$$\begin{cases} \mu_{ac} = 1 + \text{snr}^{-1} e^{\text{snr}^{-1}} \text{Ei}(-\text{snr}^{-1}), \\ \sigma_a^2 \sigma_c^2 = -1 - (1 + \text{snr}^{-1}) e^{\text{snr}^{-1}} \text{Ei}(-\text{snr}^{-1}), \\ \sigma_{ac}^2 = 1 + \text{snr}^{-1} \left(1 + (2 + \text{snr}^{-1}) e^{\text{snr}^{-1}} \text{Ei}(-\text{snr}^{-1})\right). \end{cases}$$

Démonstration. Soit $u = \frac{|\hat{a}_{kl}|^2}{\sigma_a^2}$, u suit une distribution exponentielle de paramètre 1. Avec la proposition 2 et la définition du filtre de Wiener, on peut écrire

$$\mu_{ac} = \int_0^\infty \frac{u}{u + \text{snr}^{-1}} e^{-u} du, \quad (9)$$

$$\sigma_c^2 = \frac{1}{\sigma_a^2} \int_0^\infty \frac{u}{(u + \text{snr}^{-1})^2} e^{-u} du, \quad (10)$$

$$\sigma_{ac}^2 = \int_0^\infty \frac{u^2}{(u + \text{snr}^{-1})^2} e^{-u} du. \quad (11)$$

Des intégrations par partie finissent les calculs. \square

5 Résultats de simulation

La figure 2 présente les performances des radars OFDM et à bruit des 908 configurations DVB-T2 dans le cas $\tau = 0$, $\nu = 0$ et un SNR de 3 dB. L'axe des abscisses donne le PSLR de la première configuration citée dans la légende, l'axe des ordonnées la deuxième. Les résultats sont obtenus à partir de (3) et (5). Seule la modulation QPSK est présentée. Le filtre de Chebyshev, noté CHE, apporte peu de gain, au plus 2 à 3 dB : les lobes secondaires dus au fenêtrage en fréquence ne sont donc pas seuls à limiter le PSLR. Ce filtre sera cependant toujours utilisé en pratique afin de réduire les fuites de spectre des cas *off-grid*. L'inversion des pilotes, notée ZP, est une solution pour réduire les lobes secondaires [4] et peut effectivement apporter des gains non négligeables, d'une dizaine de dB, mais peut aussi être contre-productive avec des réductions de 3 à 4 dB. La comparaison entre les filtres MF et ZF est à l'avantage du filtre ZF avec des PSLR entre 40 et 45 dB, soit des gains pouvant aller jusqu'à 20 dB. Enfin, le radar à bruit, noté random dans la légende, permet

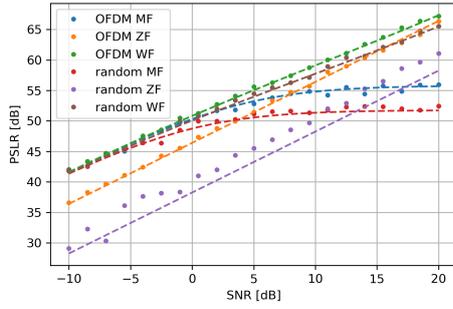


FIGURE 3 : PSLR d'une configuration sans intervalle de garde en fonction du SNR, résultats de simulation (marques) et analytiques (lignes), $\tau = 0$, $\nu = 0$.

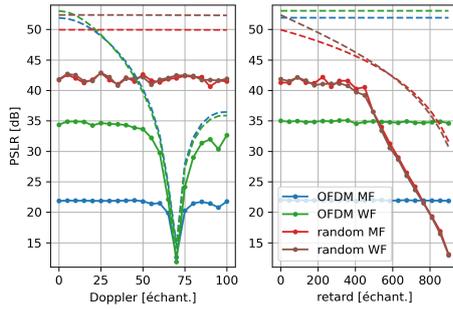


FIGURE 4 : PSLR d'une configuration DVB-T2 en fonction du Doppler et du retard, résultats de simulation (lignes continues) et analytiques (lignes pointillées), SNR = 3 dB.

d'améliorer les performances MF du radar OFDM, avec des gains pouvant également aller jusqu'à 20 dB. À noter que le gain de traitement du radar OFDM varie entre 62,6 dB et 63,5 dB et celui du radar à bruit entre 63,5 dB et 63,6 dB, avec $m' \times n' = m \times n(1 + \frac{\tau_g}{T})$, $m' \in [1024, 1982]$ et $m' \neq m$.

La figure 3 montre la précision de l'analyse des performances limites de la section 3 en fonction du SNR. La configuration choisie n'est pas une configuration DVB-T2 car toutes les sous-porteuses OFDM sont modulées, en 256-QAM pour cet exemple, et $\tau_g = 0$. Les autres éléments de la configuration sont $m = 2048$, $n = 1115$ et $m' = m/2$, $n' = 2n$ pour le radar à bruit. Les points de simulation, obtenus à partir de (3) et (5), donnent les PSLR d'une seule carte alors que les performances limites, obtenues avec les propositions 3, 4 et 5, donnent des PSLR moyens. Le filtre WF a également été appliqué au radar OFDM. On retrouve le comportement des filtres MF, ZF et WF [1] dans les deux cas de traitement. L'analyse du filtre ZF du radar à bruit est moins précise du fait de la valeur ϵ , fixée à 10^{-10} , qui n'est pas toujours atteinte. En fixant ϵ a posteriori, l'analyse devient alors plus précise. Si le radar à bruit permet une plus grande flexibilité de choix des dimensions des cartes Doppler-retard, m' et n' n'étant pas contraints par le signal, il conduit à des baisses de performances de quelques décibels, dépendantes du filtre et du point de fonctionnement. Les mêmes précisions de l'analyse sont obtenues en faisant varier τ et ν .

Les performances des configurations DVB-T2 sont loin des performances limites. À un SNR de 3 dB, les PSLR limites dépassent les 50 dB, figure 3, alors que ceux des configura-

tions DVB-T2 ne dépassent pas 43 dB, figure 2. La figure 4 donne un autre exemple de ces différences. La configuration est celle du mode 32K, un mode similaire à celui déployé en France, avec $m = 32768$, $n = 64$, $\tau_g = 19T/256$, les modes PP4 et CP3 des pilotes et la modulation 256-QAM. Cette configuration DVB-T2 est à l'avantage du radar à bruit pour des décalages nuls et pour lequel $m' = 1024$ et $n' = 2200$. La résolution Doppler est l'inverse de la durée d'observation, égale à la durée de la trame $n(T + \tau_g) = m'n'\frac{T}{m}$, et la résolution retard l'inverse de la bande d'analyse, la fréquence d'échantillonnage $\frac{m}{T}$. L'ambiguïté Doppler du radar OFDM et du radar à bruit est respectivement n et n' fois la résolution Doppler et les ambiguïtés retards sont proportionnelles à m et m' . Comme $n' > n$, le radar à bruit pourra estimer des décalages Doppler plus élevés sans ambiguïté. De plus, la réponse Doppler de la figure 4 montre un évanouissement pour un décalage égal à l'espace inter-porteuse, $1/T$. Le radar à bruit n'est pas affecté par cet évanouissement. Grâce à l'intervalle de garde, le radar OFDM peut estimer des retards $\tau \leq \tau_g$ sans dégradation de PSLR. Ce n'est pas le cas avec le radar à bruit où le PSLR décroît fortement lorsque le retard n'est plus négligeable devant $m'\frac{T}{m}$. Les paramètres n' et m' doivent alors être optimisés pour l'application ciblée.

6 Conclusion

Nous avons développés des expressions analytiques, validées par la simulation, des performances limites des traitements radar OFDM et radar à bruit des signaux DVB-T2 pour trois filtres. Le traitement radar à bruit permet de s'affranchir des contraintes d'ambiguïté fixées par les signaux DVB-T2 et, dans certains cas, il atteint de meilleures performances que le traitement du radar OFDM. Les performances limites montrent une marge de gain importante dans la construction du signal DVB-T2 où des pilotes spécifiques pourraient adapter ce signal à des applications radars.

Références

- [1] J.-Y. BAUDAIS, S. MÉRIC, B. BENMEZIANE et K. CINGLANT : Doppler robustness of joint communication and radar systems using the Wiener filter. *IEEE Transactions on Communications*, 71(8):4807–4818, août 2023.
- [2] F. LIU, L. ZHENG, Y. CUI, C. MASOUIROS, A.P. PETROPULU, H. GRIFFITHS et Y.C. ELДАР : Seventy years of radar and communications: The road from separation to integration. *IEEE Signal Processing Magazine*, 40(5):106–121, July 2023.
- [3] K.A. LUKIN et R.M. NARAYANAN : Fifty years of noise radar. *In International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves*, pages 1–3, Kharkiv, Ukraine, juin 2010.
- [4] D.W. O'HAGAN, M. SETSUBI et S. PAINE : Signal reconstruction of DVB-T2 signals in passive radar. *In Radar Conference*, pages 1111–1116, Oklahoma City, OK, USA, avril 2018.
- [5] J.E. PALMER, H.A. HARMS, S.J. SEARLE et L.M. DAVIS : DVB-T passive radar signal processing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 61(8):2116–2126, avril 2013.
- [6] TS 102 755 : *Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)*. ETSI Technical Specification, février 2023.