

Technique de suppression d'interférence FMCW dans un radar automobile OFDM à l'aide d'un *grid dechirping*

Antônio MAEDA-MAGALHAES^{1,2} Dominique DELBECQ¹ Guillaume FERRE²

¹NXP Semiconductors, 134 Av. du Général Eisenhower, 31100, Toulouse, France

²Univ. Bordeaux, CNRS, Bordeaux INP, IMS, UMR 5218, 351 Cours de la Libération, 33405, Talence, France,

Résumé – Les interférences mutuelles sont devenues un sujet d'intérêt important pour les radars automobiles et, avec l'introduction de radars numériques prévue dans ce domaine, de nouvelles techniques de suppression d'interférence seront nécessaires. Cet article propose une technique de suppression d'interférence *Frequency Modulated Continuous Wave* (FMCW) sur la base de l'impact d'un radar FMCW sur un radar *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM). L'avantage de cette méthode est qu'elle n'impose aucune contrainte sur les paramètres des radars. Les simulations montrent que l'algorithme permet d'atténuer les interférences en fonction du *signal-to-noise ratio* (SNR) du récepteur.

Abstract – Mutual interference has become an important topic in automotive radars, and with the introduction of digital radars foreseen in the field, new techniques of interference suppression will be necessary. This paper proposes a *Frequency Modulated Continuous Wave* (FMCW) interference suppression technique based on the impact of an FMCW radar on an *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) radar. An advantage of this method is that it does not impose any constraint on the radar parameters. Simulations show that the algorithm achieves an interference attenuation depending on the receiver *Signal-to-Noise Ratio* (SNR).

1 Introduction

Les capteurs radar sont devenus des éléments clés des *Advanced Driver Assistance Systems* (ADAS), ce qui explique le nombre croissant de véhicules qui en sont équipés. Cette tendance, ajoutée à la bande de fréquences limitée attribuée à ces capteurs, même si une augmentation de la bande est attendue dans l'avenir [1], conduira à une augmentation des interférences mutuelles, diminuant ainsi la fiabilité des radars.

Les radars actuels utilisent le FMCW analogique et, dû à ses limitations, le passage à une forme d'onde numérique pourrait se produire à l'avenir. L'OFDM est un candidat prometteur dû à sa conception flexible et à son aspect numérique, qui peut bénéficier des progrès de la technologie CMOS.

Les deux types de radar coexisteront peut-être dans une phase de transition, qui s'est avérée potentiellement dégradante pour les deux [5, 6]. Jusqu'à présent, des articles ont étudié ce sujet et proposé des techniques pour traiter ces scénarios.

Dans [4, 5], des techniques d'atténuation d'interférence pour les scénarios d'interférence FMCW vers *Cyclic Prefix* OFDM sont proposées. Ces deux techniques présentent une étape de détection d'interférence, suivie de sa suppression. De même, [6] en propose une technique, mais dans un scénario FMCW vers *sparse* OFDM. Les approches présentées dans [4–6] ont une limitation similaire, n'étant valables que lorsque le temps de *chirp* est supérieur au temps du symbole OFDM.

Le *Compressed Sensing* (CS) est également une alternative pour traiter les interférences mutuelles comme démontré dans [7, 9]. Le premier propose un traitement résistant aux interférences applicable aux interférences FMCW. Le second supprime les sous-porteuses interférées et utilise des sous-porteuses non-interférées choisies aléatoirement dans un traitement avec des algorithmes de CS.

Cet article propose une nouvelle technique de suppression d'interférence appelée *grid dechirping* pour réduire l'impact d'une interférence FMCW dans un radar OFDM sans restrictions sur le temps de *chirp*. Cette approche tire parti de l'aspect numérique du radar OFDM, qui échantillonne toute la

bande passante RF. En outre, ce scénario a été choisi en raison de la meilleure robustesse de l'OFDM aux interférences par rapport à d'autres formes d'onde [10].

2 Principes des radars FMCW et OFDM et scénario d'interférence

Dans cette section, les indices f et o des variables désignent, respectivement, FMCW et OFDM.

2.1 Radar FMCW

Un radar FMCW peut être caractérisé par sa fréquence porteuse $f_{c,f}$, sa largeur de bande de *chirp* B_f et la durée de *chirp* T_c . Le radar transmet des rampes de fréquence linéaires (souvent appelées *chirps*) pouvant être exprimées sous la forme complexe suivante [8], avec $\alpha = B_f/T_c$ la pente du *chirp* :

$$x_f(t) = e^{j2\pi(f_{c,f}t + 0,5\alpha t^2)}, t \in [0, T_c] \quad (1)$$

Après réflexion sur une cible ponctuelle, l'écho reçu par le radar peut être considéré comme une version de (1) atténuée et décalée en temps et en fréquence. Ainsi, en considérant une seule cible, le signal reçu peut être exprimé comme suit

$$\begin{aligned} s_f(t) &= a_f x_f(t - \tau_f(t)) \\ &= a_f e^{j2\pi(f_{c,f}(t - \tau_f(t)) + 0,5\alpha(t - \tau_f(t))^2)} \end{aligned} \quad (2)$$

où a_f est l'atténuation en espace libre subie par le signal FMCW et $\tau_f(t)$ est le retard. Dans ce papier, le retard est décrit par l'expression générale $\tau_i(t) = \tau_{0,i} + \gamma_i t$, l'indice $i = o, f$ indiquant le type de radar concerné. $\tau_{0,i} = 2d_i/c_0$ et $\gamma_i = 2v_i/c_0$, avec d_i et v_i respectivement la distance et la vitesse par rapport à la cible, et c_0 la vitesse de la lumière.

Ensuite, une étape de *dechirping* est réalisée, qui consiste à mélanger le signal reçu avec le conjugué complexe du signal transmis, suivi d'un filtrage passe-bas. Pour une suite de N_{ch} *chirps* transmis, et avec $\bar{a}_f = a_f e^{j2\pi f_{c,f} \tau_{0,f}}$ et $f_{D,f} = \gamma_f f_{c,f}$ le décalage Doppler subi par le signal FMCW, le signal résultant s'exprime comme suit [11] :

$$s_{f,d}(t) \approx \bar{a}_f \sum_{k=0}^{N_{ch}-1} e^{j2\pi((\alpha\tau_0,f + f_{D,f})t + f_{D,f}T_c k)} \text{rect}(t - kT_c) \quad (3)$$

L'exponentielle dans (3) étant composée d'un terme de fréquence dépendant de t et d'un autre dépendant de k , l'application d'une *Fast Fourier Transform* (FFT) en 2D le long de t et de k permet de générer un spectre distance-Doppler. Chaque cible apparaît comme une concentration d'énergie, et sa distance et vitesse relative peuvent être obtenues à partir des coordonnées de cette concentration. Pour plus d'informations sur le radar FMCW, le lecteur peut se référer à [11].

2.2 Radar OFDM

Un radar OFDM peut être caractérisé par sa fréquence porteuse $f_{c,o}$, son nombre de sous-porteuses N_c , son espacement des sous-porteuses $\Delta f = 1/T$ (avec T la durée du symbole OFDM) et sa bande passante $B_o = N_c \Delta f$. Après la montée en fréquence à $f_{c,o}$, le signal OFDM complexe à transmettre peut être exprimé comme suit :

$$x_o(t) = \sum_{m=0}^{N_{sym}-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} d(n,m) e^{j2\pi(f_n + f_{c,o})t} \text{rect}(t - mT) \quad (4)$$

avec N_{sym} le nombre de symboles OFDM, $d(n,m)$ le symbole de modulation transmis sur la $n^{\text{ème}}$ sous-porteuse du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM et $f_n = n\Delta f$ la fréquence de la sous-porteuse. $d(n,m)$ est choisi dans un alphabet de modulation numérique, par exemple BPSK, etc. L'orthogonalité entre les symboles OFDM peut être conservée en utilisant un préfixe cyclique.

En considérant également l'écho comme une version de (4) atténuée et décalée en temps et en fréquence, le signal reçu en bande de base peut être écrit sous la forme suivante

$$s_o(t) = a_o x_o(t - \tau_o(t)) e^{-j2\pi f_{c,o} t} \approx a_o \sum_{m=0}^{N_{sym}-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} d(n,m) e^{j2\pi f_n t} a_1(n) a_2(m) \quad (5)$$

avec a_o l'atténuation en espace libre subie par le signal OFDM, $\tau_o(t)$ le retard, $a_1(n) = e^{-j2\pi f_n \tau_{0,o}}$ et $a_2(m) = e^{j2\pi f_{D,o} m T}$ (avec $f_{D,o} = -\gamma_o f_{c,o}$). Les effets de Doppler *scaling* et de décalage Doppler entre les sous-porteuses sont négligés basé sur les hypothèses $B_o \ll f_{c,o}$ et $\Delta f \gg \max(f_{D,o})$.

D'après (4) et (5), les symboles de modulation transmis et reçus sont désignés par $d_t(n,m) = d(n,m)$ et $d_r(n,m) = d(n)a_o a_1(n) a_2(m)$, respectivement. Une étape de *division spectrale* est ensuite réalisée, consistant à diviser chaque $d_r(n,m)$, obtenu par une démodulation OFDM, par son $d_t(n,m)$ respectif.

En observant ce qu'il se passe à l'échelle d'une sous-porteuse et en notant $d_t(m)$ et $d_r(m)$ les symboles de modulation transmis et reçus du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM, on obtient après échantillonnage à Nyquist :

$$d_{sd}(m) = \frac{d_r(m)}{d_t(m)} = a_o e^{-j2\pi f_n \tau_{0,o}} e^{j2\pi f_{D,o} m T} \quad (6)$$

À partir de (6), une FFT inverse est effectuée le long des n sous-porteuses de chaque symbole OFDM, permettant d'estimer $\tau_{0,o}$ et, par conséquent, la distance. Ensuite, une FFT est effectuée le long des m symboles OFDM, permettant d'estimer $f_{D,o}$ et, ainsi, la vitesse. Pour plus d'informations sur le radar OFDM, le lecteur peut se référer à [2].

2.3 Scénario d'interférence

Dans ce papier, on examine un scénario où un radar OFDM est interféré par un radar FMCW, comme le montre la figure 1. On suppose ici qu'il n'y a qu'une seule cible et que le radar FMCW n'est pas détecté comme une cible par la victime.

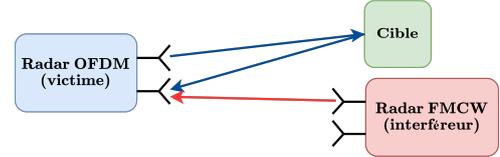


FIGURE 1 : Scénario d'interférence.

Le *repeated symbols* OFDM est considéré [3]. Ainsi, l'expression du signal OFDM est la même que celle de (4), sauf que le symbole de modulation ne dépend pas du symbole OFDM, c'est-à-dire que $d(n,m) = d(n)$.

D'après la figure 1, le signal au niveau du récepteur du radar OFDM sera une superposition du signal OFDM réfléchi et du signal FMCW interféreur comme suit :

$$y(t) = a_o x_o(t - \tau_o(t)) + a_f x_f(t - \tau_f(t)/2) + n(t) \quad (7)$$

où $n(t)$ est le bruit blanc additif gaussien.

3 Algorithme proposé

Le principe de l'algorithme de suppression d'interférence consiste à concentrer l'énergie de l'interférence FMCW dans une seule sous-porteuse OFDM à l'aide d'un *dechirping*. L'interférence peut ainsi être mieux supprimée que si son énergie est répartie sur l'ensemble du spectre. Il s'agit d'une sorte de corrélation avec une lecture exhaustive par grille et des raffinements selon les paramètres maximisant la corrélation. L'avantage de cette méthode est qu'elle peut être appliquée quelle que soit la relation entre T_c et T . La figure 2 montre les étapes de l'algorithme, où $f_s = 1/t_s$ est la fréquence d'échantillonnage et \rightleftharpoons représente un signal I/Q.

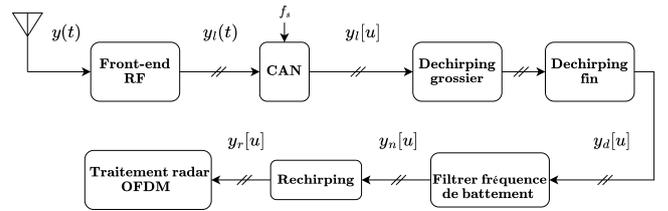


FIGURE 2 : Diagramme de suppression d'interférence.

Sur la figure 2, le *front-end* RF effectue une démodulation I/Q de $y(t)$. D'après (7), on obtient :

$$y_l(t) = a_o y_o(t) + a_f y_f(t) \quad (8)$$

avec $y_o(t) = x_o(t - \tau_o(t)) e^{-j2\pi f_{c,o} t}$ le signal OFDM en bande de base, et $y_f(t) = x_f(t - \tau_f(t)/2) e^{-j2\pi f_{c,o} t}$ le signal FMCW après descente en fréquence par $f_{c,o}$. Le signal $y_l(t)$ est ensuite échantillonné et $y_l[u]$ est traité par le *dechirping*.

Remarquons que la technique proposée n'est déclenchée que lorsqu'une interférence FMCW est détectée au niveau du récepteur du radar OFDM. Cette étape de détection n'est pas traitée dans cet article, mais une détection dans le domaine temps-fréquence pourrait être envisagée.

L'algorithme commence par un *dechirping* en deux étapes afin d'estimer les paramètres de l'interférence FMCW. Un

processus itératif génère numériquement des *chirps* avec des paramètres prédéfinis. Dans cet article, seuls T_c et B_f ont été pris en compte, mais d'autres paramètres peuvent être utilisés pour une estimation plus précise. Ensuite, des vecteurs avec la plage de valeurs à balayer pour chacun doivent être définis. Des valeurs minimales et maximales pour T_c et B_f ont été choisies selon des spécifications utilisées dans des radars FMCW actuels, allant d'une dizaine à des centaines de μ s pour T_c , et des centaines de MHz à quelques GHz pour B_f .

Pour le *dechirping* grossier, soit le vecteur de bande passante $\mathbf{b}^{(1)} = [b_1^{(1)}, b_2^{(1)}, \dots, b_{N_{b_1}}^{(1)}]$ et le vecteur de durée de *chirp* $\mathbf{t}^{(1)} = [t_1^{(1)}, t_2^{(1)}, \dots, t_{N_{t_1}}^{(1)}]$, où les éléments des deux vecteurs sont régulièrement espacés. $b_1^{(1)}$ et $b_{N_{b_1}}^{(1)}$ sont, respectivement, les valeurs minimale et maximale de B_f . $t_1^{(1)}$ et $t_{N_{t_1}}^{(1)}$ sont, respectivement, les valeurs minimale et maximale de T_c . N_{b_1} et N_{t_1} doivent être choisis en fonction de la vitesse souhaitée pour le balayage de chaque paramètre. Puis, soit $\mathbf{A}^{(1)} \in \mathbb{R}^{N_{b_1} \times N_{t_1}}$ la matrice des pentes de *chirp*. Chaque élément de $\mathbf{A}^{(1)}$ est défini comme $A_{i,j}^{(1)} = b_i^{(1)} / t_j^{(1)}$, $i = 0, 1, \dots, N_{b_1}$, $j = 0, 1, \dots, N_{t_1}$. L'objectif est de *dechirper* $y_l[u]$ avec des *chirps* $x_{(i,j)}[u]$ générés numériquement dont les pentes sont représentées dans $\mathbf{A}^{(1)}$:

$$x_{(i,j)}[u] = e^{j2\pi \left(0,5 A_{i,j}^{(1)} \frac{u^2}{T_s^2} \right)} \quad (9)$$

A chaque itération, le *dechirping* est calculé comme $y_{(i,j)}[u] = y_l[u](x_{(i,j)}[u])^*$ et la densité spectrale de puissance (DSP) de $y_{(i,j)}[u]$ est estimée comme suit

$$P_{(i,j)}^{(1)} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |Y_{(i,j)}[k]|^2 \quad (10)$$

où K est le nombre de points de la DSP et $Y_{(i,j)}[k]$ est la FFT de $y_{(i,j)}[u]$. Utiliser uniquement la DSP comme outil d'analyse spectrale s'est avéré suffisant, grâce à l'information du contenu de puissance qu'elle offre et à sa facilité de calcul.

Après le *dechirping* grossier, le $x_{(i,j)}[u]$ générant le pic le plus élevé de la DSP est le plus similaire à l'interfèreure; il s'agit de son estimation grossière. Soit $b_p^{(1)}$ et $t_q^{(1)}$ les valeurs de B_f et T_c , respectivement, trouvées dans le *dechirping* grossier. De nouveaux vecteurs de paramètres $\mathbf{b}^{(2)} = [b_1^{(2)}, b_2^{(2)}, \dots, b_{N_{b_2}}^{(2)}]$ et $\mathbf{t}^{(2)} = [t_1^{(2)}, t_2^{(2)}, \dots, t_{N_{t_2}}^{(2)}]$ sont donc définis pour le *dechirping* fin. Ici, $b_1^{(2)} = b_{p-1}^{(1)}$ et $b_{N_{b_2}}^{(2)} = b_{p+1}^{(1)}$, ainsi que $t_1^{(2)} = t_{q-1}^{(1)}$ et $t_{N_{t_2}}^{(2)} = t_{q+1}^{(1)}$. En outre, N_{b_2} et N_{t_2} doivent être choisis selon la précision souhaitée pour l'estimation. On répète ensuite les mêmes étapes que pour le *dechirping* grossier, cette fois-ci avec les vecteurs $\mathbf{b}^{(2)}$ et $\mathbf{t}^{(2)}$. Les *chirps* maximisant la DSP sont la meilleure estimation de $y_f[u]$ et sont désignés par $\tilde{y}_f[u]$. Les étapes grossière et fine se sont avérées suffisantes pour une estimation satisfaisante d'une interférence FMCW. Cependant, il est possible de considérer plus d'étapes afin de garantir plus de précision et/ou vitesse de calcul.

D'après (8), le signal après *grid dechirping* peut être exprimé comme suit :

$$y_a[u] = a_o y_o[u] \tilde{y}_f^*[u] + a_f e^{-j2\pi \left(\frac{f_b}{f_s} u + \frac{\alpha_b}{2f_s^2} u^2 \right)} = v[u] + w[u] \quad (11)$$

avec $\tilde{y}_f^*[u]$ le conjugué complexe de $\tilde{y}_f[u]$. $v[u] = a_o y_o[u] \tilde{y}_f^*[u]$ est le signal OFDM *dechirpé*.

$w[u] = a_f e^{-j2\pi \left(\frac{f_b}{f_s} u + \frac{\alpha_b}{2f_s^2} u^2 \right)}$ est le signal bande étroite obtenu par *dechirping* de l'interfèreure FMCW, avec f_b la fréquence de battement et α_b la pente de *chirp*. Si $y_f[u]$ est parfaitement estimé, $w[u]$ n'est composé que de la fréquence de battement. Dans le cas contraire, il sera composé de *chirps* balayant une bande passante étroite autour de f_b .

L'étape suivante consiste à supprimer $w[u]$ grâce à un filtre coupe-bande numérique, dont la réponse discrète en temps est notée $h_n[u]$. Les fréquences à filtrer peuvent être déterminées en détectant les fréquences auxquelles $w[u]$ est situé. En outre, le type de filtre doit être choisi en fonction des contraintes souhaitées pour sa réponse. Dans ce papier, un filtre de Chebyshev de type II a été utilisé afin de pouvoir contrôler son facteur de qualité et l'atténuation de la bande.

Après l'étape de filtrage, le signal doit être *rechirpé* avec $\tilde{y}_f[u]$ afin de récupérer le signal OFDM initialement reçu :

$$y_r[u] = (a_o y_o[u] * h_n[u]) + \epsilon[u] \tilde{y}_f[u] \quad (12)$$

avec $\epsilon[u] = w[u] * h_n[u]$ l'erreur de suppression de $w[u]$. Idéalement, la plupart de $w[u]$ est filtrée et $\epsilon[u]$ est presque nul. Si le filtre n'atténue que la bande de $w[u]$, il n'aura d'incidence que sur quelques sous-porteuses du signal OFDM. Ainsi, dans le meilleur des cas, les termes de (12) s'approximeraient par $a_o y_o[u] * h_n[u] \approx a_o y_o[u]$ et $\epsilon[u] \tilde{y}_f[u] \approx 0$. Cependant, dans un scénario réel, ces approximations sont rarement valables et la performance de la technique dépend de l'estimation de $y_f[u]$ et de la suppression de $w[u]$.

Il est à noter que si les bandes passantes des deux radars ne se chevauchent pas parfaitement, la partie du *chirp* FMCW qui ne tombe pas dans la bande OFDM est filtrée par le *front-end* OFDM. Ainsi, le *chirp* numérisé ne correspond pas au *chirp* original, mais il peut tout de même être estimé et supprimé.

4 Simulation et résultats

L'algorithme proposé est évalué grâce à des simulations système en supposant le scénario de la figure 1.

Les paramètres des radars OFDM et FMCW utilisés dans la simulation sont énumérés dans les tables 1 et 2. Ils sont basés sur des valeurs utilisées dans les radars actuels ou dans la littérature. Toute la bande B_f se superpose à B_o et les deux signaux radar ont une puissance d'émission de 0 dBm.

On suppose également une seule cible avec $v = 10$ m/s et un *radar cross section* de 10 dBsm. La distance à la cible a été définie dans la plage de détection du radar victime.

Sur la figure 3, l'interférence FMCW entraîne une augmentation du plancher de bruit de la carte range-Doppler OFDM [5]. On utilise la *signal-to-interference-plus-noise ratio* (SINR) et la *signal-to-spur-ratio* (SSR) pour évaluer quantitativement les performances de la suppression d'interférence. Le premier mesure le rapport entre la puissance de la cible et le plancher de bruit moyen avec interférence, et le second, le rapport entre la puissance de la cible et la valeur moyenne de la rangée due à l'effet du décalage Doppler sur l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Sur la figure 3, avec un SNR de 25 dB (rapport entre la puissance du signal OFDM et celle du bruit à la sortie de l'antenne de réception), la technique permet d'obtenir un gain de 4,56 dB dans le SINR.

Sur la figure 4, Δ SINR indique l'amélioration du SINR grâce à la suppression d'interférence. La performance de la suppression varie en fonction du SNR du récepteur OFDM,

ce qui donne un ΔSINR de moins de 1 dB dans le cas d'un faible SNR. Pour $\text{SNR} > 15$ dB, le ΔSINR augmente avant d'atteindre un seuil d'environ 15 dB. Différents rapports *signal-to-interference ratio* (SIR) ont également été testés. Le SIR est défini comme le rapport entre les puissances d'émission des signaux de la victime et de l'interfère. Pour $\text{SIR} \geq 0$ dB, ΔSINR est pratiquement le même, même si l'atténuation en espace libre subie par le signal victime est plus importante que celle subie par l'interférence. Comme dans [4], avec un faible SNR, le SINR est plus limité par le bruit, car celui-ci est plus important, ce qui justifie le moindre ΔSINR obtenu. D'autre part, avec des SNRs plus élevés, le SINR est limité majoritairement par l'interférence, d'où le meilleur ΔSINR obtenu avec la suppression de l'interférence.

TABLE 1 : Paramètres du radar OFDM.

Paramètre	Variable	Valeur
Fréquence porteuse (GHz)	$f_{c,o}$	79
Nombre de sous-porteuses	N_c	2048
Nombre de symboles OFDM	N_{sym}	2048
Bande passante (GHz)	B_o	1
Écart entre sous-porteuses (kHz)	Δf	488,3
Durée du préfixe cyclique (μs)	T_{cp}	0,1
Distance maximale (m)	r_{max}	307
Résolution de distance (m)	Δr	0,15
Vitesse maximale (m/s)	v_{max}	± 58
Résolution de vitesse (m/s)	Δv	0,45

TABLE 2 : Paramètres du radar FMCW interféreur.

Paramètre	Variable	Valeur
Fréquence porteuse (GHz)	$f_{c,f}$	79
Bande passante du <i>chirp</i> (MHz)	B_f	350
Nombre de <i>chirps</i>	N_{ch}	256
Durée du <i>chirp</i> (μs)	T_c	55,3

En comparant les résultats obtenus avec la littérature, [5, 6] indiquent que le SINR obtenu avec leur suppression d'interférence se rapproche du SNR sans interférence, sans pour autant présenter une quantification explicite. Dans [4], sans le bruit, une amélioration de 13 dB dans le SIR est obtenue. Vu que l'interférence dégrade d'environ 27 dB le SINR sur la figure 3, on constate que la méthode proposée permet un moindre ΔSINR , en raison des pertes dues au filtrage et au *rechirping*. Cependant, elle est plus générale et applicable même quand $T_c < T$, ce qui n'est pas valable pour les autres méthodes. En outre, comme le montre la figure 4, il est possible d'atteindre des ΔSINR de l'ordre de 15 dB avec des SNRs plus élevés, en accord avec [4].

5 Conclusion

Dans cet article, un algorithme itératif est proposé pour estimer et supprimer une interférence FMCW dans un radar OFDM, avec l'avantage de pouvoir être appliqué quelle que soit la relation entre T_c et T . Il peut être amélioré en tenant compte d'un plus grand nombre de paramètres du signal d'interférence. On a démontré que la performance de l'algorithme varie en fonction du SNR dans le récepteur du radar OFDM, avec de meilleurs résultats obtenus dans des conditions moins bruitées. Les travaux futurs pourront porter sur les performances de l'algorithme dans des situations plus dégradées, telles que des scénarios de cibles/interférences multiples, ainsi que sur l'optimisation de l'algorithme pour son implémentation en temps réel dans des systèmes radar.

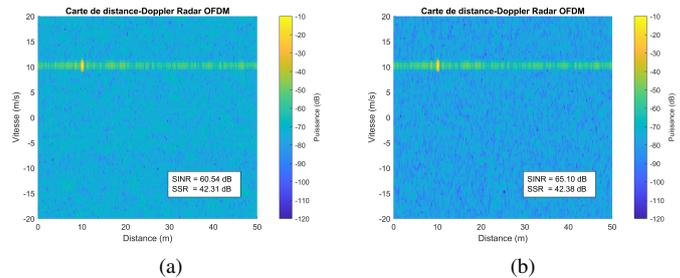


FIGURE 3 : Cartes de distance-Doppler OFDM avec $\text{SNR} = 25$ dB et $\text{SIR} = 0$ dB (a) sans suppression d'interférence, et (b) avec suppression d'interférence.

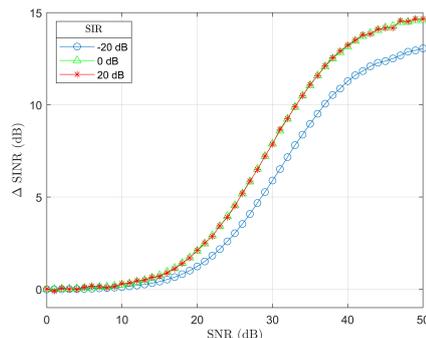


FIGURE 4 : ΔSINR versus le SNR du récepteur.

Références

- [1] Alessio FILIPPI, Vincent MARTINEZ et Marnix VLOT : Spectrum for automotive radar in the 140 GHz band in europe. *In 2022 19th European Radar Conference (EuRAD)*, pages 1–4.
- [2] Gor HAKOBYAN : Orthogonal frequency division multiplexing multiple-input multiple-output automotive radar with novel signal processing algorithms. Accepted : 2018-05-29T07 :58 :12Z.
- [3] Gor HAKOBYAN, Mekdes GIRMA, Xuyang LI, Naveen TAMMIREDDY et Bin YANG : Repeated symbols OFDM-MIMO radar at 24 GHz. *In 2016 European Radar Conference (EuRAD)*, pages 249–252.
- [4] Gor HAKOBYAN et Bin YANG : A novel narrowband interference suppression method for OFDM radar. *In 2016 24th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, pages 2230–2234, août 2016. ISSN : 2076-1465.
- [5] Christina KNILL, Benedikt SCHWEIZER, Philipp HÜGLER et Christian WALDSCHMIDT : Impact of an Automotive Chirp-Sequence Interferer on a Wideband OFDM Radar. *In 2018 15th European Radar Conference (EuRAD)*, pages 34–37, septembre 2018.
- [6] Christina KNILL, Benedikt SCHWEIZER, Simon STEPHANY, David WERBUNAT et Christian WALDSCHMIDT : FMCW-Interference of Frequency Agile OFDM Radars. *In 2020 17th European Radar Conference (EuRAD)*, pages 160–163, janvier 2021.
- [7] Christina KNILL, Benedikt SCHWEIZER et Christian WALDSCHMIDT : Interference-Robust Processing of OFDM Radar Signals Using Compressed Sensing. *IEEE Sensors Letters*, 4(4):1–4, avril 2020.
- [8] Utku KUMBUL, Nikita PETROV, Cicero S. VAUCHER et Alexander YAROVY : Receiver structures for phase modulated FMCW radars. *In 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–5.
- [9] Benjamin NUSS, Leen SIT et Thomas ZWICK : A novel technique for interference mitigation in OFDM radar using compressed sensing. *In 2017 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, pages 143–146, mars 2017.
- [10] J. OVERDEVEST, F. LAGHEZZA, F. JANSEN et A. FILIPPI : Radar waveform coexistence : Interference comparison on multiple-frame basis. *In 2020 17th European Radar Conference (EuRAD)*, pages 168–171.
- [11] Volker WINKLER : Range doppler detection for automotive FMCW radars. *In 2007 European Microwave Conference*, pages 1445–1448.