



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace

Présentée et soutenue par :
Steven MERCIER

le mardi 5 janvier 2021

Titre :

Modélisation et traitement de l'interférence dans les récepteurs
radar exploitant des signaux de communication OFDM

École doctorale et discipline ou spécialité :

ED MITT : Informatique et Télécommunications

Unité de recherche :

Équipe d'accueil ISAE-ONERA SCANR

Directeur(s) de Thèse :

Mme Stéphanie BIDON (directrice de thèse)

M. Damien ROQUE (co-directeur de thèse)

Jury :

M. Pascal CHEVALIER Professeur CNAM - Président

Mme Stéphanie BIDON Professeure ISAE -SUPAERO - Directrice de thèse

M. Thierry CHONAVEL Professeur IMT Atlantique - Rapporteur

M. Stéphane KEMKEMIAN Expert radar Thales DMS

M. Pascal LARZABAL Professeur IUT Cachan - Rapporteur

M. Philippe POULIGUEN Responsable innovation DGA-AID

M. Damien ROQUE Professeur ISAE-SUPAERO - Co-directeur de thèse

Remerciements

Je remercie en premier lieu la DGA et Thales DMS pour avoir conjointement accepté de financer cette thèse, ainsi que le département d'électronique, optronique et signal de l'ISAE-SUPAERO pour m'avoir accueilli un peu plus de 3 années durant, et permis d'y réaliser ce travail de recherche dans de très bonnes conditions.

Je tiens ensuite, tout naturellement, à adresser mes plus sincères remerciements à ma directrice de thèse, Stéphanie Bidon, tout comme à mon co-directeur de thèse, Damien Roque, pour leur accompagnement (tant technique que moral) tout au long de ce projet et pour leur exigence sans faille qui, certes, m'aura fait suer plus d'une fois, mais qui sera à l'avenir un atout de taille c'est certain. Merci à eux, aussi, pour les dégustations de gâteau au pavot et les soirées barbecue/piscine estivales ! Un grand merci aussi à mon encadrant industriel, Cyrille Enderli, pour son accueil chaleureux lors de mes déplacements sur site et pour ses apports sur des aspects radar plus opérationnels.

Je remercie également vivement l'ensemble des membres de mon jury de thèse pour les retours précieux qu'ils ont pu me faire sur mon travail et avec qui j'aurai un jour, je l'espère, le plaisir d'échanger "en vrai". En particulier, merci à Pascal Chevalier pour avoir présidé ce jury ; à Thierry Chonavel et Pascal Larzabal pour avoir rapporté mon manuscrit ; et à Stéphane Kemkemian et Philippe Pouliguen pour leur participation en qualité d'examinateurs.

J'adresse également mes remerciements aux collègues/amis que j'ai eu plaisir à côtoyer depuis mon arrivée à l'ISAE. Je pense notamment à mon co-bureau du premier jour, Hector, aux côtés de qui j'ai construit les prémises de ma thèse ; à Albert, Aymeric, Alexandre, Federico et Serena qui, en partageant avec moi leur expérience du doctorat, ont fini de me convaincre de me lancer à mon tour ; à Robin et Pablo, pour m'avoir ouvert en grand les portes du 07.183 que je n'ai par la suite jamais quitté, et pour les super soirées empanadas/pizzas maison ; à Rodolfo, dont les histoires hors du commun m'ont fait tomber de rire trop de fois pour que je ne les compte ; à Émilie et Adrien, pour leurs contributions à la convivialité au sein des doctorants du département ; à Elie pour le partage de ses réflexions philosophiques sur des sujets aussi riches que variés. J'en profite aussi pour remercier Maxime, Paul et Yann, de chez Thales, pour les échanges amicaux que nous avons eus, notamment lors de mes venues à Élancourt.

Je n'oublie bien évidemment pas les locataires actuels (ou "petits mecs", désolé Leila) du 07.183 : Khaled, le cachottier, dont les pâtisseries libanaises en ont mis au régime plus d'un ; Benjamin, aussi bon allié pour un café ou une bière qu'adversaire au tennis ; Leila, le rayon de Soleil du bureau (particulièrement utile quand on est orienté plein nord !), toujours à l'écoute des autres ; et enfin Fabio, le vieux sage aux 29 printemps, dont on adore le français aujourd'hui bien affûté, et les bêtises qu'il aime raconter. Merci également au reste de la team ComIT et tout particulièrement à Meryem, avec qui il est toujours agréable de discuter et qui, à défaut de perspectives de reconversion dans le football, pourra toujours se tourner vers la pâtisserie ; ainsi qu'aux personnes que j'ai été ravi de rencontrer, même quand ça ne fut

que l'histoire de quelques mois : Manuel, Natalia, Guillaume, Nadia, Kevin, ... (j'espère que personne ne se reconnaîtra dans ces points de suspension).

Enfin, je suis reconnaissant envers mes amis de plus longue date (de lycée, de prépa et d'école d'ingé) qui m'ont soutenu, de près ou de loin, pendant ces 3 années. Merci aussi, bien sûr, à ma famille, qui a toujours cru en moi et qui aujourd'hui, je l'espère, a désormais une vague idée de ce qu'est le traitement du signal. J'adresse également une pensée à mon adorable belle famille, pour terminer par un immense merci à Lucile, qui a toujours su être présente, en particulier dans les moments difficiles, et à qui je dois énormément.

Table des matières

Acronymes	xiii
Notations	xv
Introduction	1
1 État de l’art : partage de forme d’onde multiporteuse pour le radar et les communications	7
1.1 Partage de spectre entre systèmes de communication et radar	7
1.1.1 Notions préliminaires	8
1.1.2 Motivations pour un partage du spectre	9
1.1.3 Niveaux d’intégration	10
1.1.4 Exemples d’application	11
1.2 Périmètre de l’étude	12
1.2.1 Systèmes RadCom coopératifs	12
1.2.2 Modulations multiporteuses, OFDM et WCP-OFDM	13
1.2.3 Rapprochement avec les systèmes radar passifs bistatiques OFDM . .	15
1.2.4 Détermination d’un récepteur radar approprié	17
2 Scénario RadCom et modèles de signaux	19
2.1 Géométrie et cinématique du système RadCom	19
2.2 Système de transmission WCP-OFDM	20
2.2.1 Structure générale d’émission-réception multiporteuse linéaire	20
2.2.2 Cas particulier d’un système WCP-OFDM	22
2.2.3 Exemples d’impulsions de mise en forme	24
2.3 Canal radar	25

2.3.1	L'équation du radar	26
2.3.2	Expressions des signaux radar reçus	27
2.4	Bilan	30
3	Récepteurs radar WCP-OFDM basés sur la corrélation	31
3.1	Présentation des principaux récepteurs radar linéaires WCP-OFDM	32
3.1.1	Filtre adapté	32
3.1.2	Filtres adaptés approchés	33
3.1.3	Filtres réciproque et réciproques approchés	35
3.1.4	Synthèse des complexités	36
3.2	Phénomène d'interférence dans la carte distance-Doppler	39
3.2.1	Expression des cartes distance-Doppler	39
3.2.2	Mise en évidence du phénomène d'interférence	41
3.2.3	Limitations – Risque de masquage de cibles	46
3.3	Bilan	47
4	Modélisation de l'interférence dans la carte distance-Doppler	49
4.1	Hypothèses statistiques sur les symboles élémentaires	50
4.2	Analyse statistique de l'interférence créée par un ponctuel	51
4.2.1	Moments d'ordre 1 et 2	51
4.2.2	Métrique du SINR	55
4.2.3	Impact de la mise en forme	61
4.2.4	Détection CA-CFAR	64
4.3	Niveau d'interférence dans des scénarios RadCom réalistes	67
4.3.1	Définition de scénarios réalistes	69
4.3.2	Impact des impulsions de mise en forme	72
4.4	Bilan	73

5	Traitement de l'interférence dans un récepteur <i>symbol-based</i>	79
5.1	Préambule : expressions vectorielles du récepteur <i>symbol-based</i>	80
5.2	Suppression successive de l'interférence induite par des ponctuels	80
5.2.1	Extension du CLEAN au récepteur <i>symbol-based</i>	80
5.2.2	Performances	82
5.3	Réjection clairvoyante de fouillis de sol et son interférence	87
5.3.1	Présentation du scénario simplifié de référence	88
5.3.2	Limites des méthodes existantes	89
5.3.3	Filtres réjecteurs adaptatifs	95
5.3.4	Performances	96
5.4	Bilan	98
	Conclusion	103
	A Calcul des expressions des cartes distance-Doppler	107
	B Calcul des matrices de covariance des cartes distance-Doppler	111
	C Détection CA-CFAR sous hypothèse d'une perturbation dominée par le bruit	117
	D Éléments pour le dimensionnement d'un système RadCom OFDM	119
	Bibliographie	121

Table des figures

1.1	Schéma d'un scénario RadCom dans un contexte véhiculaire	13
1.2	Illustration d'une répartition régulière des symboles d'information dans le plan temps-fréquence par une modulation multiporteuse	14
1.3	Schéma d'un scénario PBR dans un contexte de surveillance aérienne	16
2.1	Représentation du système de coordonnées utilisé	20
2.2	Schéma bloc simplifié d'un modulateur-démodulateur IQ	21
2.3	Schéma de réalisation typique d'un émetteur-récepteur linéaire WCP-OFDM	24
2.4	Représentations dans les domaines temporel et fréquentiel des impulsions de mise en forme d'émission et de réception CP et TFL.	25
2.5	Découpage azimutal du sol à la case distance i_f (vue du dessus)	29
3.1	Nombre de mulaccs par filtre de réception, en échelle logarithmique, en fonction du nombre de sous-porteuses K et du nombre de blocs M (domaine fréquentiel, $\rho = 8/9$)	40
3.2	Nombre de mulaccs par filtre de réception, en échelle logarithmique, en fonction du nombre de sous-porteuses K et du nombre de blocs M (domaine fréquentiel, $\rho = 8/12$)	40
3.3	Coupes de $ A^{(g,g)}(l,f) $ pour les impulsions CP et TFL ($L/K = 12/8$)	43
3.4	Coupes de $ A_{\{l_0,n\}}^{(g,g)}(l,f) $ pour les impulsions CP et TFL ($L/K = 12/8$, l_0 et n choisis arbitrairement, mais non nuls ici)	43
3.5	Coupes de $ A^{(g,\check{g})}(l,f) $ pour les impulsions CP et TFL ($L/K = 12/8$)	43
3.6	Exemple de carte distance-Doppler synthétique en sortie du filtre adapté lorsque les symboles ne transmettent pas d'information	45
3.7	Exemple de carte distance-Doppler synthétique en sortie du filtre adapté faisant apparaître le phénomène d'interférence	46
4.1	Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [\Delta/2, 0]$ (c'est-à-dire statique, avant le CP)	57

4.2	Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [\Delta/2, M/4]$ (c'est-à-dire relativement rapide, avant le CP)	58
4.3	Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [L/2, 0]$ (c'est-à-dire statique, au-delà du CP)	59
4.4	Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [L/2, M/4]$ (c'est-à-dire relativement rapide, au-delà du CP)	60
4.5	Rapport $\mu_{c^A}/\sigma_{c^{-1}}^2$ pour des modulations QAM usuelles avec symboles i.u.d., centrés et tels que $\sigma_c^2 = 1$	61
4.6	Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [\Delta/2, 0]$	62
4.7	Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [\Delta/2, M/4]$	63
4.8	Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [L/2, M/4]$	64
4.9	Illustration typique d'une fenêtre d'entraînement CFAR (en bleu), espacée de la CUT par quelques cellules de garde (en gris), pour détection dans une carte distance-Doppler	66
4.10	Probabilité de détection par un détecteur CA-CFAR en sortie du filtre approché <i>symbol-based</i> en fonction des paramètres de distance et Doppler de la cible, dans un régime de bruit prédominant sur l'interférence.	68
4.11	Cartes distance-Doppler du scénario automobile réaliste zoomées sur la portion d'intérêt (la dimension Doppler est suréchantillonnée par un facteur 4)	74
4.12	Cartes distance-Doppler du scénario réaliste UCAV <i>Sense & Avoid</i> (la vitesse de la plateforme a été compensée avant le filtrage de réception, et la dimension Doppler est suréchantillonnée par un facteur 4)	76
4.13	Cartes distance-Doppler du scénario automobile réaliste obtenues avec l'impulsion TFL, zoomées sur la portion d'intérêt (la dimension Doppler est suréchantillonnée par un facteur 4)	78
5.1	Évolution de la NMSE de l'estimateur d'amplitude de cible $\hat{\alpha}$ produit par les procédures CLEAN en fonction du SNR théorique de cette cible lorsque $[l_0, n_0] = [35, 9]$ ($K = 64$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$)	84
5.2	Carte distance-Doppler initiale, obtenue avec le filtre <i>symbol-based</i> dans le cadre de la scène radar résumée par le tableau 5.1, avant application des procédures CLEAN ($K = 64$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$, <i>zero-padding</i> par un facteur 4 sur chaque dimension)	86

5.3	Évolution de la NMSE de l'estimateur de carte distance-Doppler idéale χ_{clean} produit par les procédures CLEAN au cours des itérations, dans le cadre de la scène radar résumée par le tableau 5.1 ($K = 64$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$)	86
5.4	Évolution de la puissance de l'interférence-plus-bruit résiduelle $\widehat{P_w^{(x)}} + \widehat{P_i^{(x)}}$ estimée dans la carte distance-Doppler traitée par les procédures CLEAN au cours des itérations, dans le cadre de la scène radar résumée par le tableau 5.1 ($K = 64$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$)	87
5.5	Illustration de la procédure CLEAN 2 (algorithme 7) sur la carte distance-Doppler de la figure 5.2 ($K = 64$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$, <i>zero-padding</i> par un facteur 4 sur chaque dimension)	88
5.6	Carte distance-Doppler simplifié de référence pour la réjection du fouillis de sol et son interférence ($K = 128$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$, $\text{SNR}_{\text{th}} = 25$ dB, $\text{CNR}_{\text{th}} = 20$ dB, $\varsigma = 0.125$)	89
5.7	Illustration de la réjection du fouillis de sol par les techniques ECA sur la carte distance-Doppler de la figure 5.6	93
5.8	Illustration des possibles conséquences du manque d'adaptivité de l'ECA	94
5.9	Schéma bloc de la réjection adaptative de fouillis dans le domaine temporel du récepteur <i>symbol-based</i>	95
5.10	Schéma bloc de la réjection adaptative de fouillis dans le domaine des symboles du récepteur <i>symbol-based</i>	96
5.11	Illustration de la réjection du fouillis de sol par nos filtres adaptatifs clairvoyants sur la carte distance-Doppler de la figure 5.6	97
5.12	Illustration de la réjection du fouillis de sol par nos filtres adaptatifs dans le scénario où la cible est lente (figure 5.8b)	100
5.13	Coupes de SCNR des filtres réjecteurs adaptatifs clairvoyants, et des filtres adaptés, suivant différents positions de la cible dans l'espace distance-Doppler. Paramètres de simulation de la figure 5.6.	101

Liste des tableaux

3.1	Nombre d'opérations arithmétiques complexes par récepteur, en fonction du domaine d'implémentation	37
3.2	Nombre de mulaccs requis par récepteur dans le scénario UCAV réaliste de la section 4.3.1.2 ($K = 1024$, $M = 80$, $L = 1152$), en fonction du domaine d'implémentation	39
4.1	Paramètres de simulation pour l'évaluation du SINR	56
4.2	Paramètres de simulation pour l'évaluation de la PD du CA-CFAR sur la sortie du filtre <i>symbol-based</i>	67
4.3	Paramètres de simulation du scénario automobile réaliste	70
4.4	Paramètres des cibles dans le scénario automobile réaliste	71
4.5	Paramètres de simulation du scénario UCAV <i>Sense & Avoid</i> réaliste	72
5.1	Paramètres des cibles dans le scénario d'évaluation des procédures CLEAN	85

Acronymes

APSK	<i>Amplitude Phase-Shift Keying</i>
CA-CFAR	<i>Cell-Averaging - CFAR</i>
CFAR	<i>Constant False Alarm Rate</i>
CNR	<i>Clutter-to-Noise-Ratio</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CP-OFDM	<i>Cyclic Prefixed - OFDM</i>
CPI	<i>Coherent Processing Interval</i>
CUT	<i>Cell Under Test</i>
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
DFRC	<i>Dual-functional Radar-Communication</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DVB-T	<i>Terrestrial Digital Video Broadcasting</i>
ECA	<i>Extensive Cancellation Algorithm</i>
FA	Filtre Adapté
FAD	Filtre Adapté approché en Doppler
FASB	Filtre Adapté approché <i>Symbol-Based</i>
FBMC	<i>Filter Bank Multi-Carrier</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FR	Filtre Réciproque
FRD	Filtre Réciproque approché en Doppler
FRSB	Filtre Réciproque approché <i>Symbol-Based</i>
i.i.d.	indépendants et identiquement distribués
i.u.d.	indépendants et uniformément distribués
ICM	<i>Intrinsic Clutter Motion</i>
IQ	<i>In-phase and Quadrature</i>
LFM	<i>Linear Frequency Modulation</i>
LSE	<i>Least Squares Estimator</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
mulaccs	multiplications-accumulations
MVUE	<i>Minimum Variance Unbiased Estimator</i>
NCRLB	<i>Normalized Cramér-Rao Lower Bound</i>
NMSE	<i>Normalized Mean Squared Error</i>

OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
PBR	<i>Passive Bistatic Radar</i>
PD	<i>Probability of Detection</i>
PFA	<i>Probability of False Alarm</i>
PMEPR	<i>Peak-to-Mean Envelope Power Ratio</i>
PRI	<i>Pulse Repetition Interval</i>
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
RA	<i>Réjecteur Adaptatif</i>
RCS	<i>Radar Cross Section</i>
RF	<i>Radiofréquence</i>
RFID	<i>Radio-Frequency IDentification</i>
RRE	<i>Radar Range Equation</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature PSK</i>
SCNR	<i>Signal-to-Clutter-plus-Noise-Ratio</i>
SIC	<i>Successive Interference Cancellation</i>
SINR	<i>Signal-to-Interference-plus-Noise-Ratio</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise-Ratio</i>
TFL	<i>Time-Frequency Localization</i>
UCAV	<i>Unmanned Combat Aerial Vehicle</i>
V2X	<i>Vehicle-To-Everything</i>
WCP-OFDM	<i>Weighted Cyclic Prefixed - OFDM</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

Notations

Mathématiques

\mathbb{C}	ensemble des complexes ;
\mathbb{R}	ensemble des réels ;
\mathbb{Z}	ensemble des entiers relatifs ;
\mathbb{N}	ensemble des entiers naturels ;
\mathcal{I}_N	ensemble fini d'entiers $\{0, \dots, N-1\}$;
$\bar{\mathcal{I}}_N$	ensemble fini d'entiers $\{-N, \dots, -1\}$;
$\Re\{z\}$	partie réelle du nombre complexe $z \in \mathbb{C}$;
$\Im\{z\}$	partie imaginaire du nombre complexe $z \in \mathbb{C}$;
j	l'unité imaginaire ($j^2 = -1$) ;
$\ \cdot\ $	norme euclidienne ;
$(O; \mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})$	repère orthonormé de l'espace ;
(ϕ, θ)	angles de visée en azimut et élévation ;
$\mathbf{k}(\phi, \theta)$	vecteur unitaire dans la direction (ϕ, θ) ;
\mathbf{I}_N	matrice identité de taille N ;
\mathbf{F}_N	matrice de DFT unitaire de taille N ;
$\mathbf{D}_{\mathbf{x}}$	matrice diagonale formée à partir des éléments du vecteur \mathbf{x} ;
\otimes	produit de Kronecker ;
\odot	produit de Hadamard ;
$\lfloor x \rfloor$	fonction partie entière de $x \in \mathbb{R}$;
$\text{sgn}(x)$	fonction signe usuelle pour $x \in \mathbb{R}^*$, et telle que $\text{sgn}(0) \triangleq 1$;
$\mathcal{D}_N(x)$	noyau de Dirichlet, défini pour $x \in \mathbb{R}$ par $\mathcal{D}_N(x) \triangleq \frac{1}{N} \sum_{n \in \mathcal{I}_N} e^{j2\pi \frac{n}{N}x}$;
$\delta_{n,n'}$	delta de Kronecker, tel que $\delta_{n,n'} = 1$ si $n = n'$, $\delta_{n,n'} = 0$ sinon ;
$\mathbb{E}\{X\}$	espérance mathématique de la variable aléatoire X ;
$\mathcal{CN}(0,1)$	loi normale circulaire (centrée réduite unidimensionnelle) ;

Constantes physiques

c	célérité de la lumière dans le vide ;
k_B	constante de Boltzmann ;

Paramètres du signal

- F_c fréquence porteuse ;
 λ longueur d'onde ;
 B largeur de bande instantanée ;
 δ_R résolution distance ;
 F_0 espacement des impulsions en fréquence ;
 T_0 espacement des impulsions en temps (ou PRI) ;
 T durée de la transmission (et CPI en WCP-OFDM) ;
 K nombre de sous-porteuses ;
 M nombre de blocs, ou symboles multiporteuses ;
 T_s période d'échantillonnage ;
 L nombre d'échantillons dans un PRI ;
 Δ nombre d'échantillons constituant le préfixe cyclique ;
- M_c taille de l'alphabet discret dans lequel sont pris les symboles d'information ;
 D_s débit symbole du système de transmission ;
 D_b débit binaire brut de la transmission, sans codage ;
 ρ densité de la transmission ;
 η efficacité spectrale brute de la transmission, sans codage ;
- $c_{k,m}$ symbole élémentaire émis sur la sous-porteuse k du bloc m ;
 $\tilde{c}_{k,m}$ symbole élémentaire en sortie du démodulateur pour la sous-porteuse k du bloc m ;
 g impulsion de mise en forme d'émission ;
 \check{g} impulsion de mise en forme de réception ;
 s enveloppe complexe du signal émis ;
 r enveloppe complexe du signal reçu ;
 χ carte distance-Doppler ;
- \mathbf{c} vecteur colonne des symboles élémentaires émis, tel que $[\mathbf{c}]_{k+mK} \triangleq c_{k,m}$;
 $\tilde{\mathbf{c}}$ vecteur colonne des symboles élémentaires en sortie du démodulateur, tel que $[\tilde{\mathbf{c}}]_{k+mK} \triangleq \tilde{c}_{k,m}$;
 \mathbf{P} matrice d'expansion cyclique par le haut par Δ échantillons ;
 \mathbf{D}_g matrice diagonale de l'impulsion de mise en forme d'émission ;
 $\mathbf{D}_{\check{g}}$ matrice diagonale de l'impulsion de mise en forme de réception ;
 \mathbf{s} vecteur colonne de l'enveloppe complexe du signal émis ;
 \mathbf{r} vecteur colonne de l'enveloppe complexe du signal reçu ;
 χ vecteur colonne de la carte distance-Doppler ;
- σ_c^2 moment d'ordre 2 (ou puissance) des symboles élémentaires ;
 μ_{c^4} moment d'ordre 4 des symboles élémentaires ;
 $\sigma_{c^{-1}}^2$ moment d'ordre 2 (ou puissance) des symboles élémentaires inverses ;

$A^{(g,\dot{g})}$ fonction d'ambiguïté entre impulsions d'émission et de réception ;
 $A^{(g,g)}$ fonction d'auto-ambiguïté de l'impulsion d'émission ;
 $A_{\{l_0,n\}}^{(g,g)}$ fonction d'auto-ambiguïté impropre de l'impulsion d'émission (définie dans (3.14)) ;

Paramètres du canal

h_r altitude du système RadCom ;
 v_r vitesse du système RadCom ;

 N_c nombre de cibles dans la scène radar ;
 N_f nombre de patches de fouillis simulés en azimuth par case distance ;
 α amplitude complexe d'une cible ;
 β amplitude complexe d'un patch de fouillis, stationnaire au sens large ;
 R_0 distance de l'objet au système RadCom ;
 τ_0 durée de propagation aller-retour du signal entre le système RadCom et l'objet ;
 l_0 case distance de l'objet ;
 v vitesse radiale de l'objet par rapport au système RadCom ;
 F_d fréquence Doppler de l'objet ;
 n_0 case Doppler de l'objet ;
 w bruit blanc gaussien centré en entrée du récepteur radar ;

 β vecteur colonne de l'amplitude d'un patch de fouillis ;
 w vecteur colonne de la composante de bruit blanc reçue ;

 σ surface équivalente radar moyenne (ou RCS) de l'objet ;
 P_w puissance de la composante de bruit blanc reçue ;

Introduction

Contexte des travaux et problématique de la thèse

Plus de 5 milliards d’euros : il s’agit du montant total dépensé par les opérateurs de téléphonie mobile allemands lors de la mise aux enchères, en 2015, des bandes de fréquence autour de 700 MHz, 900 MHz, 1.5 GHz et 1.8 GHz, excédant de près de 3.5 milliards d’euros le prix de réserve fixé par l’État¹. La même année, en France, c’est 2.8 milliards d’euros qui ont été récoltés par l’État rien que pour l’ouverture aux opérateurs de la bande à 700 MHz, soit 300 millions d’euros de plus qu’escompté². Ni l’Europe, ni la téléphonie mobile ne sont des cas isolés : partout dans le monde, le spectre radiofréquence dédié aux télécommunications prend de la valeur à mesure qu’il se congestionne [13, chapitre 2]. En conséquence, en parallèle des efforts continus pour améliorer l’efficacité spectrale de ces systèmes de télécommunication —c’est-à-dire pour assurer, à bande fixée, une transmission de données toujours plus rapide— sur la base de modulations codées à impulsions orthogonales [17] (BICM) ou non-orthogonales [4] (*Faster-than-Nyquist*), la pression s’intensifie pour accéder à des bandes de fréquence supplémentaires. En particulier, plusieurs bandes jusqu’alors exclusivement dédiées à des applications radar, perçues comme sous-exploitées, se trouvent dans le viseur [66].

Les systèmes radar et de communication ont historiquement été conçus pour remplir des objectifs différents, motivant pendant longtemps une opération sur des bandes distinctes. L’unique forme de considération accordée à l’autre système a alors résidé dans le respect des contraintes réglementaires. Si ces dernières permettent effectivement aux deux systèmes radiofréquences de se tolérer l’un l’autre, en tentant de garantir à chacun une qualité de service minimale, elles ne les invitent pas, en revanche, à fonctionner en plus ample harmonie, et encore moins en synergie. La nécessité de mettre en place des techniques effectives de partage du spectre se profile pourtant déjà, motivant, de fait, une recherche très prolifique depuis quelques années [90].

Parmi la diversité des approches possibles pour répondre à cette problématique, nous explorons dans cette thèse, co-financée par la Direction Générale de l’Armement et Thales Defense Mission Systems, celle des systèmes double fonction radar-communications (DFRC). Plus spécifiquement, nous envisageons l’usage d’un système DFRC remplissant le rôle d’émetteur de communication et de radar monostatique, le tout simultanément, au travers d’une forme d’onde unique : on parle de système RadCom. Notre choix se porte alors sur les modulations multiporteuses, et notamment sur une forme d’onde dérivée de l’OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*). Or, si de telles formes d’onde ont déjà été largement caractérisées pour assurer une fonction de communication, leur examen à des fins de détection et d’estimation radar est bien plus récent. Qui plus est, les deux fonctions devant par nature être remplies de manière simultanée ici, la forme d’onde n’est pas pleinement sous le contrôle de l’opérateur

1. Source : <https://www.fiercewireless.com/europe/german-spectrum-auction-raises-more-than-eu5b>.

2. Source : <https://archives.arcep.fr/index.php?id=12899&L=1>.

radar. Ce dernier ne peut donc pas l’optimiser en vue d’atteindre son seul objectif. La forme d’onde contient en particulier des symboles d’information qui, dans des scénarios arbitraires, peuvent engendrer un phénomène d’interférence qui se caractérise notamment dans les cartes distance-Doppler radar par un rehaussement du plancher de bruit et donc potentiellement par du masquage de cibles.

C’est sur l’étude et le traitement de ce phénomène d’interférence que cette thèse s’est particulièrement focalisée.

Principales contributions et publications

Cette thèse a donné lieu à plusieurs contributions ayant fait l’objet de communications, et pouvant être catégorisées de la façon suivante.

- Nous avons réalisé un travail d’unification des principaux récepteurs basés sur la corrélation de la littérature radar OFDM, au sens large. Celui-ci met ainsi en commun les contributions sur le sujet de deux communautés (RadCom et radar passif bistatique) jusqu’alors assez hermétiques, sur la base desquelles : des similarités ont été identifiées et des recoupements mis en évidence ; un formalisme unique a été proposé ; une comparaison sur la base de leur complexité algorithmique a été effectuée [IntJnl1].
- Nous avons étudié le phénomène d’interférence et son impact dans les cartes distance-Doppler obtenues en sortie de ces différents récepteurs radar, dans des scénarios plus généraux que dans la littérature : les distances relatives aux échos de cibles ou de fouillis ne sont notamment pas limitées à celle du préfixe cyclique, et leurs décalages Doppler ne sont pas forcément très inférieurs à l’espacement entre sous-porteuses du signal OFDM. Plus exactement :
 - ★ Les expressions analytiques des différentes cartes distance-Doppler ont été déterminées, dans le cadre d’un canal monocible en bruit blanc [IntJnl2, IntJnl1].
 - ★ Une caractérisation statistique de ces cartes a été réalisée, toujours dans le cadre d’un canal monocible en bruit blanc. Celle-ci prend la forme d’une étude au second ordre et du calcul du rapport signal sur interférence-plus-bruit (SINR, *Signal-to-Interference-plus-Noise-Ratio*) [IntCnf5, IntJnl2, IntJnl1].
 - ★ L’ampleur potentielle de l’interférence a été mise en évidence dans le cadre de scénarios véhiculaires et aéroportés réalistes que nous avons définis [IntJnl1, IntCnf2].
 - ★ Nous avons montré que le choix de la mise en forme du signal constituait un degré de liberté intéressant pour limiter le niveau de l’interférence [IntCnf5, IntJnl2, NatCnf1, IntCnf2].
- Nous avons mis en place des traitements de cette interférence dans le cadre du récepteur radar *symbol-based* :
 - ★ Pour l’interférence induite par des diffuseurs ponctuels, nous avons proposé des méthodes itératives gloutonnes adaptées du CLEAN, dans le domaine du temps court [IntCnf4]. Nous avons également suggéré l’usage de techniques de représentation parcimonieuse du signal dans le domaine de la sous-bande [IntCnf1].

Introduction

- ★ Pour l'interférence induite par du fouillis de sol diffus, nous avons, pour l'heure, introduit des filtres de réjection adaptatifs clairvoyants dans les domaines du temps court et de la sous-bande [IntCnf3, NatCnf1].

Revue internationale avec comité de lecture

- [IntJnl1] S. MERCIER, S. BIDON, D. ROQUE et C. ENDERLI. « Comparison of Correlation-based OFDM Radar Receivers ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 56.6 (juin 2020), p. 4796-4813. ISSN : 1557-9603. DOI : [10.1109/TAES.2020.3003704](https://doi.org/10.1109/TAES.2020.3003704). URL : <https://oatao.univ-toulouse.fr/25917/>.
- [IntJnl2] S. MERCIER, D. ROQUE et S. BIDON. « Study of the target self-interference in a low-complexity OFDM-based radar receiver ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 55.3 (juin 2019), p. 1200-1212. ISSN : 0018-9251. DOI : [10.1109/TAES.2018.2879534](https://doi.org/10.1109/TAES.2018.2879534). URL : <http://oatao.univ-toulouse.fr/21176/>.

Conférences internationales avec comité de lecture

- [IntCnf1] S. BIDON, D. ROQUE et S. MERCIER. « Target sidelobes removal via sparse recovery in the subband domain of an OFDM radcom system ». In : *IEEE Int. Radar Conf. Avr.* 2020. DOI : [10.1109/RADAR42522.2020.9114819](https://doi.org/10.1109/RADAR42522.2020.9114819). URL : <https://oatao.univ-toulouse.fr/26534/>.
- [IntCnf2] S. MERCIER, D. ROQUE, S. BIDON et C. ENDERLI. « Correlation-Based Radar Receivers with Pulse-Shaped OFDM Signals ». In : *IEEE Radar Conf. Sept.* 2020. URL : <https://oatao.univ-toulouse.fr/26532/>.
- [IntCnf3] S. MERCIER, S. BIDON, D. ROQUE et C. ENDERLI. « Clairvoyant clutter mitigation in a symbol-based OFDM radar receiver ». In : *IEEE Int. Radar Conf. Sept.* 2019. DOI : [10.1109/RADAR41533.2019.171385](https://doi.org/10.1109/RADAR41533.2019.171385). URL : <https://oatao.univ-toulouse.fr/23999/>.
- [IntCnf4] S. MERCIER, D. ROQUE et S. BIDON. « Successive self-interference cancellation in a low-complexity WCP-OFDM radar receiver ». In : *IEEE Asilomar Conf. on Signals, Syst. and Comput.* Oct. 2018. DOI : [10.1109/ACSSC.2018.8645413](https://doi.org/10.1109/ACSSC.2018.8645413). URL : <http://oatao.univ-toulouse.fr/22923/>.
- [IntCnf5] S. MERCIER, S. BIDON et D. ROQUE. « CA-CFAR detection based on AWG interference model in a low-complexity WCP-OFDM receiver ». In : *IEEE Asilomar Conf. on Signals, Syst. and Comput.* Oct. 2017. DOI : [10.1109/ACSSC.2017.8335638](https://doi.org/10.1109/ACSSC.2017.8335638). URL : <http://oatao.univ-toulouse.fr/19820/>.

Conférences nationales avec comité de lecture

- [NatCnf1] S. MERCIER, D. ROQUE, S. BIDON et C. ENDERLI. « Réjection clairvoyante du fouillis de sol dans l'espace sous-bande d'un récepteur radar OFDM ». In : *GRETSI*. Août 2019. URL : <http://oatao.univ-toulouse.fr/23997/>.

Organisation du manuscrit

Ce manuscrit de thèse se compose de 5 chapitres. Les chapitres 3, 4 et 5 regroupent nos contributions sus-mentionnées.

Le chapitre 1 commence par faire un état des lieux à haut niveau de la recherche autour de la problématique du partage de spectre entre systèmes radar et de communication. Quelques exemples d'applications qui pourraient tirer profit d'une telle cohabitation spectrale sont notamment recensés. La suite du chapitre vise à établir le périmètre de notre étude. Nous justifions alors de l'intérêt plus spécifique des systèmes DFRC RadCom, des modulations multiporteuses comme formes d'onde adéquates pour de tels systèmes, puis de notre choix plus spécifique du WCP-OFDM. La problématique de la thèse est finalement précisée.

Dans le chapitre 2, nous introduisons le modèle du système DFRC RadCom que nous considérons dans l'ensemble du manuscrit. La géométrie du problème et la cinématique du système sont notamment détaillées, suivies par les relations d'entrée-sortie d'une modulation multiporteuse linéaire à bande étroite générique. Ces dernières sont ensuite particularisées au cas du WCP-OFDM sur lequel nous avons choisi de nous focaliser dans ces travaux. Nous modélisons pour finir le canal radar monostatique. Celui-ci correspond à une scène radar typique à laquelle la forme d'onde partagée est susceptible d'être confrontée lors de sa propagation vers le destinataire de sa communication.

Le chapitre 3 présente les principaux récepteurs radar basés sur la corrélation de la littérature exploitables sur des signaux WCP-OFDM. Nous explicitons en particulier les liens entre ces différents filtres linéaires. Ce travail, qui n'avait été que partiellement réalisé avant cette thèse, est par ailleurs complété par une comparaison de ces filtres en termes de complexité algorithmique. Nous déterminons ensuite les expressions analytiques des cartes distance-Doppler en sortie de ces récepteurs lorsqu'ils sont appliqués sur une scène radar constituée d'un unique ponctuel, arbitrairement situé sur la grille d'analyse, et de bruit blanc. Ce canal simpliste suffit à mettre en évidence le problème induit, dans le cas général, par la présence des symboles d'information dans le signal collecté par le récepteur radar, à savoir le phénomène d'interférence.

Dans le chapitre 4, nous envisageons le cas de figure où le phénomène d'interférence ne serait pas traité. L'idée est alors de déterminer l'impact qu'il pourrait avoir, en l'état, sur les performances d'un détecteur placé immédiatement en sortie des filtres de réception introduits dans le chapitre 3. Dans un premier temps, une modélisation statistique du phénomène, au second ordre, est alors entreprise, toujours dans le scénario radar composé du ponctuel en bruit blanc. En particulier, nous définissons puis calculons, pour chaque filtre de réception, l'expression du SINR post-traitement théorique. L'influence de la mise en forme du signal sur cette métrique est également examinée. Nous complétons enfin cette étude statistique par un étage de détection CA-CFAR dont nous détournons les conditions d'applicabilité, dans le cadre du récepteur dit *symbol-based*. Dans un second temps, nous définissons des scénarios RadCom réalistes puis nous comparons l'ampleur du phénomène sur les différentes cartes distance-Doppler calculées par les récepteurs. L'influence de la mise en forme est là encore

Introduction

observée.

Puisque nous avons vu dans le chapitre 4 que le phénomène d'interférence risquait de masquer des cibles, nous envisageons, dans le chapitre 5, de le traiter avant détection. Nous nous focalisons alors sur le filtre de réception ayant jusqu'ici présenté les résultats les plus prometteurs (le *symbol-based*). Nous proposons des traitements différents selon que l'interférence est induite par des cibles ponctuelles en quantité limitée, ou par du fouillis de sol étendu et diffus. Les performances de ces traitements sont ensuite évaluées. Les filtres réjecteurs de fouillis sont en particulier caractérisés dans un contexte clairvoyant, c'est-à-dire qu'ils supposent connue la matrice de covariance de la contribution de fouillis-plus-bruit.

Enfin, le manuscrit est clôturé par une conclusion résumant les travaux réalisés et faisant état de plusieurs pistes qu'il serait pertinent d'explorer.

État de l'art : partage de forme d'onde multiporteuse pour le radar et les communications

Ce chapitre vise à préciser le contexte et le périmètre de ces travaux de thèse. Nous définissons ainsi les notions de partage du spectre radiofréquence et de forme d'onde entre les systèmes radar et de communication, puis nous justifions l'intérêt des modulations multiporteuses de type WCP-OFDM pour remplir ces deux fonctions de manière simultanée. Nous concluons le chapitre en définissant plus précisément l'un des objectifs de ces travaux, à savoir la recherche de récepteurs radar appropriés vis-à-vis de tels signaux partagés, et en particulier des symboles d'information qu'ils contiennent.

Sommaire

1.1	Partage de spectre entre systèmes de communication et radar	7
1.1.1	Notions préliminaires	8
1.1.2	Motivations pour un partage du spectre	9
1.1.3	Niveaux d'intégration	10
1.1.4	Exemples d'application	11
1.2	Périmètre de l'étude	12
1.2.1	Systèmes RadCom coopératifs	12
1.2.2	Modulations multiporteuses, OFDM et WCP-OFDM	13
1.2.3	Rapprochement avec les systèmes radar passifs bistatiques OFDM	15
1.2.4	Détermination d'un récepteur radar approprié	17

1.1 Partage de spectre entre systèmes de communication et radar

Avant d'introduire véritablement le contexte et l'état de l'art relatifs à cette thèse, nous rappelons de manière succincte quelques notions fondamentales associées aux domaines des communications numériques (sans fil) et du radar qui nous serviront par la suite.

1.1.1 Notions préliminaires

1.1.1.1 Communications numériques (sans fil)

De façon générale, on parle de communication pour désigner de la transmission d’information depuis une (ou plusieurs) sources, vers un (ou plusieurs) destinataire. Par opposition avec les communications dites analogiques, les communications numériques véhiculent de l’information sous forme numérique, typiquement représentable par une suite de symboles issus d’un alphabet de taille finie ou, de manière plus abstraite, par une suite de bits. Cette information peut être numérique par nature (p. ex. : un fichier texte d’ordinateur), ou bien être le fruit d’une conversion analogique/numérique (p. ex. : échantillonnage-quantification-codage) préalable à partir d’une source analogique (p. ex. : un signal de parole). Dans les deux cas, sa transmission se fait au travers d’un canal physique —donc analogique— comme, par exemple, une fibre optique, un câble USB ou encore l’espace libre, auquel cas on qualifie la communication de “sans fil”. Pour rendre la transmission de l’information numérique possible, on recourt alors à une opération de modulation, c’est-à-dire à une association symbole/signal électrique, que l’on cherche généralement à adapter au mieux au canal exploité afin de limiter l’introduction de dégradations.

Pour qu’un système de communication soit d’intérêt, on imagine d’ores-et-déjà qu’il doit avoir quelques attributs. Il apparaît par exemple comme primordial que, sur un canal donné, l’information qu’il transmet puisse être restituée de manière fiable à son destinataire. Dans le cadre des communications numériques, cette notion de fiabilité de la transmission est classiquement matérialisée par la *probabilité d’erreur binaire*. Dans le même temps, et toujours à canal fixé, il semble également pertinent que le système soit en mesure de transmettre un maximum d’information par unité de ressource physique qu’il occupe. Si seule la ressource temporelle compte, cette notion de rendement de la transmission s’exprime sous la forme du *débit d’information binaire* D_b , en bits/s. Si l’on se préoccupe, en plus, de la ressource spectrale utilisée par la transmission, c’est-à-dire de la largeur de bande B qu’elle occupe, elle se définit en revanche par l’*efficacité spectrale* $\eta \triangleq D_b/B$, en bits/s/Hz. Pour ne pas contrevenir à la première exigence de fiabilité, notons toutefois que D_b (ou, indifféremment, η puisque B est fixée) doit être inévitablement maintenu en deçà d’une certaine valeur : la capacité du canal, comme l’a introduit Shannon pour les canaux à bruit additif blanc gaussien dans [114, 115]. Dans ce contexte, il est alors usuel de définir des systèmes de transmission comme spectralement efficaces lorsque leur efficacité spectrale est supérieure à l’unité [93, chapitre 4]. Il peut, enfin, sembler souhaitable que le système de communication remplisse sa fonction dans un temps acceptable. On se rend bien compte que la minimisation de cette durée de traitement, directement liée à la *complexité calculatoire* du système, n’est là encore pas forcément compatible avec les souhaits précédemment exprimés. En pratique, la conception d’un système de transmission consiste donc nécessairement en la recherche d’un compromis entre ces différents critères —et bien d’autres, dont des aspects matériels non mentionnés— conditionnée par l’application visée.

1.1. Partage de spectre entre systèmes de communication et radar

1.1.1.2 Radar

À l'origine, le terme radar —ou, plus rigoureusement, RADAR— est l'acronyme de *RAdio Detection And Ranging*. À l'époque, à savoir dans les années 1934-1935, un tel système est monostatique et effectivement cantonné aux tâches de détection d'avions et de bateaux, ainsi qu'à l'estimation de leur distance. Même si, en près d'un siècle, les radars se sont largement enrichis en fonctionnalités (p. ex. : la poursuite et la classification des cibles détectées, l'imagerie, etc.), diversifiés en configurations (bi- voire multi-statique, et non plus seulement monostatique) et en applications (p. ex. : l'étude de la composition des sols, le suivi météorologique, le contrôle d'appareils numériques à distance¹, etc.), leur principe général est resté le même : exploiter les échos d'un signal radiofréquence émis et, le plus souvent, parfaitement connu de l'émetteur comme du récepteur, dans le but de caractériser l'environnement dans lequel ils sont placés. Dit autrement : à l'inverse des systèmes de communication que nous venons de décrire, les radars s'intéressent donc précisément à l'estimation des canaux sur lesquels se propagent leurs signaux.

Pour les systèmes radar également, il est possible de lister quelques propriétés généralement souhaitables, bien que rarement conciliables. Dans des contextes d'estimation/détection, majoritairement considérés dans ce manuscrit, on désire par exemple que le système soit capable de distinguer, au sein des signaux qu'il reçoit, les contributions utiles (celles des *cibles*) : entre elles d'une part ; vis-à-vis des perturbations d'autre part, telles que le bruit thermique, les échos qui ne sont pas d'intérêt (le *fouillis*) ou bien encore les signaux émanant —volontairement ou non— d'autres systèmes radiofréquences. Pour cela, les plages d'ambiguïté, la forme d'onde et les traitements doivent, entre autres, être judicieusement sélectionnés en lien avec le scénario rencontré. Les critères de performance typiquement utilisées pour évaluer cette capacité sont alors le *rapport signal à bruit*, les *probabilités de détection* et de *fausse alarme* ou encore l'*erreur quadratique moyenne*. En parallèle, il est néanmoins là aussi usuel de chercher à minimiser la durée des traitements, et donc de réduire la *complexité calculatoire* du système. La recherche d'un compromis est ainsi également de mise, en accord avec l'application visée.

1.1.2 Motivations pour un partage du spectre

Avec la prolifération des systèmes communicants (p. ex. : plus de 75 milliards d'objets connectés sont attendus d'ici 2025²), et des échanges de données sans fil toujours plus rapides (p. ex. : le débit binaire a été multiplié par 500 de la 3G à la 4G, et un facteur 100 est attendu de la 4G à la 5G³), on assiste progressivement à une congestion du spectre radiofréquence (RF). Les bandes originellement dédiées aux systèmes radar, vastes et souvent perçues comme sous-exploitées, subissent alors une pression grandissante, allant même jusqu'à inquiéter les agences étatiques, comme en témoigne notamment le programme *Shared SPectrum Access for Radar and Communications* (SSPARC) lancé par l'agence de défense américaine [20]

1. Voir par exemple : <https://atap.google.com/soli/>.

2. Source : <https://electronics360.globalspec.com/article/6551/75-4-billion-devices-connected-to-the-internet-of-things-by-2025>.

3. Source : <https://justaskthales.com/fr/quelle-est-la-difference-entre-un-reseau-4g-et-5g/>.

Chapitre 1. État de l’art : partage de forme d’onde multiporteuse pour le radar et les communications

(DARPA, *Defense Advanced Research Projects Agency*). De fait, plusieurs cohabitations avec des systèmes de communication sont déjà en cours ou à l’étude sur les fréquences en deçà de 10 GHz [71, 40].

Le partage harmonieux de spectre entre systèmes de communication et radar n’est toutefois pas trivial. Ces deux systèmes ont en effet historiquement été développés en isolation l’un de l’autre, du fait de leurs missions plutôt antagonistes (voir section 1.1.1). Leurs interférences mutuelles, largement ignorées jusqu’ici car naturellement limitées par leur séparation dans le domaine fréquentiel, peuvent en l’occurrence causer d’importantes dégradations de leurs performances respectives [105, 106, 80], motivant ainsi le développement de nouveaux traitements. Certains voient même, dans cette mutualisation imminente de la ressource spectrale, l’opportunité d’entreprendre une *convergence RF*, c’est-à-dire la création d’une synergie entre ces systèmes, au bénéfice de l’ensemble [90].

Cette problématique de partage du spectre, en plein essor, a ainsi donné lieu à une pléthore de contributions ces dernières années, dont [44, 90, 10, 13, 45, 66] offrent conjointement une vue d’ensemble remarquable.

1.1.3 Niveaux d’intégration

La littérature dédiée au partage de spectre entre radar et communication permet généralement de distinguer 3 niveaux d’intégration possibles des systèmes [90] :

Co-existence — Les systèmes de communication et radar sont physiquement distincts et se traitent comme de simples sources d’interférence réciproques. À l’instar de la radio cognitive [46], cette approche a le plus souvent pour but de minimiser l’impact de l’un des systèmes —l’utilisateur secondaire— sur l’autre —l’utilisateur primaire. Pour cela, l’utilisateur secondaire s’appuie sur diverses techniques d’estimation puis d’isolation⁴ dans un domaine : fréquence [1, 72, 98, 2], espace [29, 53] ; ou une combinaison de domaines : temps-espace [107]. Remarquons au passage que plusieurs de ces auteurs anticipent une rétrogradation des systèmes radar au statut d’utilisateur secondaire dans certaines bandes. La co-existence est toutefois inéluctablement tributaire des performances des techniques d’estimation qu’elle met en œuvre. En ce sens, elle ne prévient pas entièrement l’interférence entre systèmes, qui doivent alors la gérer par eux-mêmes, et ne permet pas non plus d’exploiter pleinement la ressource spectrale.

Coopération — Les systèmes de communication et radar s’entraident dans leurs fonctions, en partageant de l’information. Cette stratégie peut là aussi se retrouver sous la forme de systèmes physiquement distincts [12, 86, 60], ou bien encore de systèmes double fonction mutualisant des éléments constitutifs (DFRC, *Dual-Functional Radar-Communication*). Lorsque cette mutualisation concerne le matériel d’émission —typiquement : *front-end* et antenne— la forme d’onde émise peut notamment être : jointe [97, 116, 122, 59, 62, 31], reconfigurable [36, 83] ou encore alternante [43]. Au même titre que la co-existence, l’approche par coopération s’appuie généralement sur des systèmes existants,

4. Lorsque le radar est l’utilisateur secondaire, les techniques d’isolation qu’il met en œuvre s’inscrivent dans le champ du *waveform diversity* [11].

1.1. Partage de spectre entre systèmes de communication et radar

voire figés pour au moins l'une des deux fonctions. De fait, même si elle permet de limiter la production d'interférence d'une fonction envers l'autre, ou bien d'en faciliter la suppression, elle ne garantit pas pour autant l'optimalité de leur performance jointe.

Co-conception — Les systèmes de communication et radar sont considérés conjointement dès la phase de conception. Le compromis de performance entre les deux fonctions est en permanence parfaitement maîtrisé, en lien avec les besoins des utilisateurs ou les contraintes subies. Par nature, cette stratégie se traduit bien souvent par la recherche de solutions à des problèmes d'optimisation, qu'ils soient mono-critères sous-contraintes (par exemple, de la puissance effective de l'interférence vue par le récepteur radar sous contraintes de débit et de puissance suffisants pour le système de communication [65] ; de l'information mutuelle jointe entre les deux systèmes, tous deux soumis à des contraintes de puissance [130]) ou multi-critères (par exemple, de la capacité du canal de communication et des performances en détection radar [39]). Remarquons que certains travaux tentent d'ores-et-déjà de spécifier les bornes de performances théoriques de systèmes co-conçus [9, 21]. La co-conception peut également concerner des configurations variées (systèmes physiquement distincts comme DFRC).

1.1.4 Exemples d'application

Par nature, les techniques de partage du spectre entre systèmes de communication et de détection devraient bénéficier à l'ensemble des applications, civiles comme militaires, dans lesquelles les deux fonctionnalités qui cohabitaient jusqu'ici sur des bandes fréquentielles distinctes peuvent être amenées (si ça n'est pas déjà le cas), ou bien présentent un intérêt, à en partager une unique. On peut notamment citer [90, 66] :

- la cohabitation de stations de base —LTE (*Long Term Evolution*) typiquement— avec des radar de surveillance ou de contrôle de trafic aérien dans les bandes L et S [107, 53, 20] ;
- la cohabitation de réseaux WLAN (*Wireless Local Area Network*) avec, entre autres, des radar météorologiques dans la bande C [126] ;
- les systèmes de transport intelligents et plus particulièrement les véhicules autonomes, dans lesquels la détection d'obstacles et les communications véhicule-à-tout (V2X, *Vehicle-To-Everything*) pourraient par exemple être gérées par un équipement partagé, potentiellement plus économe et plus compact [122, 43, 59] (voir section 1.2.1) ;
- les aéronefs militaires de surveillance ou de combat (avec ou sans pilote) dans la même lignée, dont une fusion de leurs équipements radar et communication pourrait en plus permettre de réduire leur surface équivalente radar [20] (RCS, *Radar Cross Section*) ;
- la surveillance en extérieur qui, en support des radar actuels, pourraient faire usage des nombreux signaux de communication ambiants disponibles pour opérer de façon passive et en toute discrétion [48, 92, 125] (voir section 1.2.3) ;
- la localisation et l'identification d'activité en intérieur dans le cadre, par exemple, de la surveillance des personnes âgées évoluant à leur domicile ou encore d'actions anti-terroristes, qui pourraient tirer là aussi profit de signaux disponibles —WLAN typiquement— sur

Chapitre 1. État de l’art : partage de forme d’onde multiporteuse pour le radar et les communications

le principe du radar passif [89], ou bien recourir à la radio-identification [49] (RFID, *Radio-Frequency IDentification*), en complément des technologies dédiées actuelles (radar *through-the-wall*);

- la communication de données sensibles, qui peuvent par exemple, sur le principe de la RFID, être intégrées à des échos radar ambiants pour être rendues difficilement interceptables par des ennemis [119, 12, 23];
- les dispositifs médicaux implantables⁵, dont l’intégration d’une fonction de communication des mesures vers des équipements extérieurs permettrait d’en réduire l’invasivité [34].

1.2 Périmètre de l’étude

Ci-après, nous définissons plus précisément le cadre de ces travaux de thèse. Nous nous intéressons en particulier aux systèmes *RadCom coopératifs* basés sur des *modulations multi-porteuses* de type WCP-OFDM, et nous cherchons à définir des *récepteurs radar* capables de tirer profit, au maximum, de ces signaux.

1.2.1 Systèmes RadCom coopératifs

La topologie RadCom [122] ou *monostatic broadcast channel* [90] est une configuration DFRC dans laquelle le système partagé, alors lui-même qualifié de RadCom, joue le rôle d’un émetteur de communication et d’un radar monostatique, et ce, de manière simultanée, c’est-à-dire en utilisant une forme d’onde jointe. En plus de répondre aux préoccupations sur la congestion du spectre, une telle approche permet dans le même temps, au travers de la mutualisation du matériel d’émission, d’économiser des ressources précieuses (typiquement : poids, encombrement, énergie) tout en limitant les problèmes de compatibilité électromagnétique entre les deux fonctions. Les systèmes RadCom présentent ainsi un intérêt tout particulier pour les plateformes mobiles contraintes, dans le domaine civil avec notamment les systèmes de transport intelligents, tout comme dans le domaine militaire, sur les aéronefs par exemple.

On donne, en figure 1.1, une illustration typique de scénario RadCom dans un contexte véhiculaire. La forme d’onde unique $s[p]$ émise par le système RadCom transporte un message tel que des données sur le trafic, exprimé numériquement par des symboles élémentaires $c_{k,m}$, à destination d’un récepteur de communication distant au travers d’un canal de communication. Dans le même temps, les rétrodiffusions (bruitées) $r[p]$ de ce signal par le canal radar en direction du système RadCom sont collectées pour subir des traitements radar. Dans la mesure où le récepteur radar est colocalisé avec l’émetteur RadCom, il a une connaissance parfaite du signal émis, et en particulier du message d’information qu’il véhicule. Il peut notamment tirer profit de cette connaissance au sein des traitements qu’il met en œuvre.

Nous nous focalisons plus spécifiquement, dans le cadre de cette thèse, sur les approches RadCom de type coopératives, plutôt que de co-conception (voir section 1.1.3). Parmi les

5. Cette application concerne des capteurs de détection au sens large, pas forcément radar.

1.2. Périmètre de l'étude

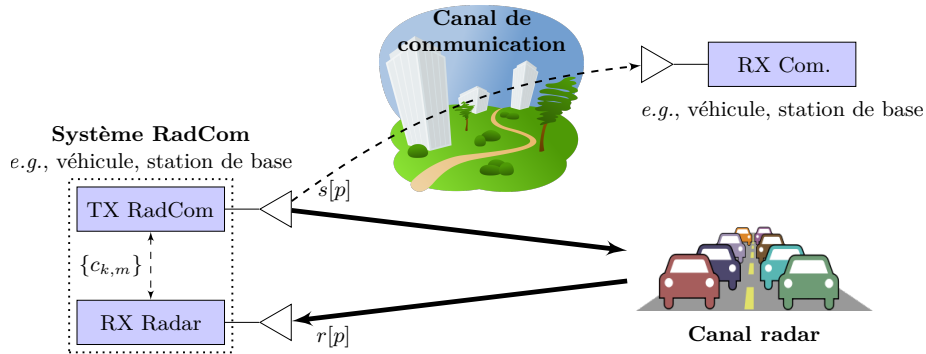


FIGURE 1.1 – Schéma d'un scénario RadCom dans un contexte véhiculaire

formes d'onde prospectées pour de tels scénarios, on trouve par exemple la modulation linéaire de fréquence (LFM, *Linear Frequency Modulation*) via le *chirp spread spectrum* [97, 101] (CSS), et les modulations à étalement de spectre par séquence directe [116, 122] (DSSS, *Direct-sequence Spread Spectrum*). Celles-ci sont notamment connues pour être robustes vis-à-vis du multitrajet et des interférences. Elles sont cependant, par nature, spectralement inefficaces, limitant de fait leur intérêt dans les bandes radar conventionnelles (c.-à-d. en deçà de 30 GHz), où la ressource fréquentielle est déjà précieuse. D'autres travaux prônent ainsi plutôt l'usage de systèmes RadCom dans les bandes millimétriques (c.-à-d. au delà de 30 GHz), globalement larges et pour beaucoup encore vacantes, basés par exemple sur le protocole WLAN IEEE 802.11ad [59, 41]. De telles bandes permettent alors de garantir simultanément des résolutions distance radar de l'ordre de la dizaine de centimètres et des communications à très haut débit, même pour des formes d'onde dont l'efficacité spectrale serait limitée. Néanmoins, en raison des pertes importantes en espace libre à ces fréquences, de tels signaux souffrent d'une portée relativement limitée et requièrent en pratique l'utilisation d'antennes hautement directives, souvent coûteuses. Alternativement, des systèmes RadCom opérant en deçà de 30 GHz mais à plus haute efficacité spectrale ont également été proposés. Ceux-ci reposent alors souvent sur l'usage de modulations multiporteuses [35, 32, 123]. C'est à cette dernière catégorie de forme d'onde que nous nous sommes spécifiquement intéressés durant cette thèse.

1.2.2 Modulations multiporteuses, OFDM et WCP-OFDM

En plus de bénéficier d'une efficacité spectrale intéressante pour des applications RadCom, les modulations multiporteuses présentent un atout certain en termes de structure. Elles offrent en effet la possibilité de répartir l'information à transmettre en temps et en fréquence de manière flexible. À titre d'exemple, la figure 1.2 illustre le cas d'une répartition régulière, relativement courante. De cette façon, elles se révèlent en mesure de quasi-diagonaliser les canaux de propagation sélectifs en temps et en fréquence [57, 50] (autrement appelés "canaux doublement sélectifs", ou encore "canaux linéaires variant dans le temps"), canaux largement rencontrés en radar *et* en communication du fait, notamment, des effets Doppler et du multitrajet. Du point de vue du récepteur de communication, une telle propriété est bien souvent appréciable car synonyme d'une égalisation à complexité réduite. Par complémentarité

Chapitre 1. État de l’art : partage de forme d’onde multiporteuse pour le radar et les communications

des fonctions, une telle propriété laisse également présager une estimation potentiellement simplifiée des canaux radar par le récepteur correspondant.

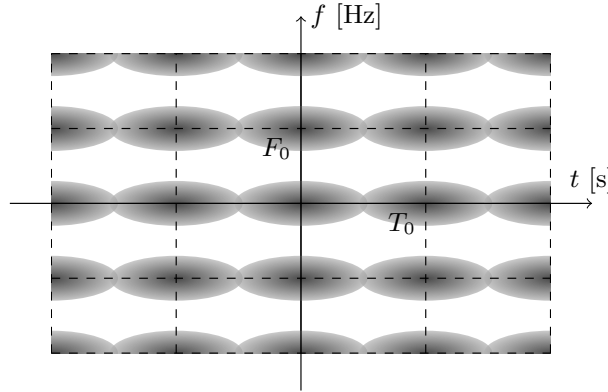


FIGURE 1.2 – Illustration d’une répartition régulière des symboles d’information dans le plan temps-fréquence par une modulation multiporteuse

Parmi la multitude de modulations multiporteuses existantes [102], l’*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* (OFDM) est sans doute la plus connue. L’OFDM a été développée pour faire face aux canaux de transmission sélectifs en fréquence (autrement appelés “canaux linéaires invariant dans le temps”). Pour cela, les symboles d’information sont mis en forme par des impulsions rectangulaires et répartis sur des sous-porteuses qui —comme son nom l’indique— sont orthogonales entre elles, bien qu’admettant un chevauchement fréquentiel visant à maximiser l’efficacité spectrale de la transmission [131]. En complément, un intervalle de garde de type préfixe cyclique (CP, *Cyclic Prefix*) est généralement introduit afin de prévenir l’interférence entre blocs et ainsi diagonaliser les canaux sélectifs en fréquence de façon parfaite. On parle alors plus spécifiquement, dans ce cas, de CP-OFDM. La possibilité de mise en œuvre d’une transmission CP-OFDM (ou, plus généralement, OFDM) à l’aide de transformées de Fourier discrètes [133] (DFT, *Discrete Fourier Transform*) a particulièrement favorisé son adoption dans de nombreux standards de communications sans fil, tels que le DAB [94] (*Digital Audio Broadcasting*), le DVB-T [30] (*Terrestrial Digital Video Broadcasting*) ou encore le LTE [70].

Si les modulations multiporteuses —et tout particulièrement l’OFDM— sont aujourd’hui très répandues dans les systèmes de transmission numériques, il convient de noter qu’elles ont également été proposées dans la littérature radar traditionnelle [63], où elles offrent naturellement de la diversité fréquentielle⁶. Dans ce contexte, et par opposition avec les scénarios de communications ou de RadCom, le signal émis ne véhicule alors pas d’information. À la place, les symboles sont spécifiquement sélectionnés de façon à optimiser des facteurs de mérite pour le radar, comme par exemple : le niveau des lobes secondaires de la fonction d’ambiguïté [63, 64], les performances en détection en présence de fouillis [112, 113] ou encore le PMEPR [61] (*Peak-to-Mean Envelope Power Ratio*). Ces travaux n’entrent néanmoins pas dans le cadre de cette thèse et ne seront, par conséquent, pas davantage développés dans la

6. La RCS d’une cible étant fonction de la longueur d’onde du signal qui l’illumine, l’utilisation simultanée de plusieurs porteuses permet de mieux la caractériser.

1.2. Périmètre de l'étude

suite de ce manuscrit.

L'usage de modulations multiporteuses au sein de systèmes RadCom a été envisagé pour la première fois dans [32, 35]. Dans ce contexte aussi, c'est la forme d'onde OFDM, avec ou sans préfixe cyclique, qui a très majoritairement été considérée [32, 35, 120, 15, 117, 127, 42]. Celle-ci présente néanmoins quelques limites. Premièrement, sa mauvaise localisation fréquentielle, héritée des impulsions rectangulaires qu'elle utilise, la rend particulièrement sensible à l'effet Doppler. Elle risque donc d'être grandement pénalisée dans des scénarios RadCom à forte mobilité. Deuxièmement, sa version avec préfixe cyclique est énergétiquement peu efficace, tout du moins pour la fonction de communication⁷, dans la mesure où le récepteur n'en fait aucun usage. Les modulations multiporteuses filtrées pourraient alors constituer une alternative intéressante. Dans [56], un système RadCom basé sur une modulation multiporteuse par banc de filtres (FBMC, *Filter Bank MultiCarrier*) est notamment proposé. Dans le cas général, de telles formes d'onde requièrent néanmoins la mise en place de récepteurs de communication à la complexité accrue. Dans cette thèse, nous préférons donc nous tourner plutôt vers la forme d'onde WCP-OFDM (*Weighted CP-OFDM*). Celle-ci constitue une généralisation du CP-OFDM traditionnel à des impulsions non-rectangulaires et préservant sa mise en œuvre à faible complexité à l'aide de DFT. En particulier, dans la mesure où cette forme d'onde a été introduite et caractérisée pour les radiocommunications [100], nous nous attachons dans ce travail à évaluer son potentiel vis-à-vis de la fonction radar, en cherchant notamment à définir un récepteur approprié.

Remarque 1.1

À l'heure actuelle, le PMEPR important des modulations multiporteuses [118], résultant de leur forte fluctuation d'enveloppe, constitue toujours un obstacle majeur à leur adoption dans des systèmes radar —et, de fait, RadCom— énergétiquement contraints. Pour limiter l'apparition de distorsions dans le signal émis, les amplificateurs de puissance doivent en effet généralement opérer loin de leur point de fonctionnement optimal, pénalisant alors directement les bilans de puissance du système. Nous ne nous attarderons néanmoins pas sur ce point dans la suite de ce manuscrit, pour deux raisons : tout d'abord, parce que cet obstacle est surmontable pour des scénarios RadCom à relativement courte portée, tels ceux rencontrés dans des contextes automobiles, comme en témoignent les quelques prototypes fonctionnels déjà présentés dans la littérature [14, 121] ; mais également, parce que certaines techniques de linéarisation peuvent être amenées à se perfectionner au cours des prochaines années (p. ex. : pré-distorsion, polarisation dynamique, etc.).

1.2.3 Rapprochement avec les systèmes radar passifs bistatiques OFDM

Bien que le radar passif bistatique (PBR, *Passive Bistatic Radar*) ne constitue pas l'objet principal de cette thèse, un parallèle intéressant peut être dressé avec lui, en particulier dans le contexte multiporteuse WCP-OFDM dans lequel nous nous plaçons. Ce parallèle nous permet ainsi de nous appuyer sur une littérature additionnelle, particulièrement abondante depuis

7. Son efficacité énergétique vis-à-vis de la fonction radar dépend, comme nous le verrons dans les chapitres ultérieurs, du récepteur radar mis en place.

Chapitre 1. État de l’art : partage de forme d’onde multiporteuse pour le radar et les communications

quelques années [92, 5, 135, 87, 19, 111, 37, 108, 18, 110, 109, 7, 134].

Par opposition au radar actif traditionnel, un radar passif utilise des sources d’émission RF existantes comme illuminateurs d’opportunité pour réaliser de la télédétection. L’absence d’émetteur propre lui permet notamment d’opérer à faible coût et, conjuguée à sa configuration bistatique (voir figure 1.3) —ou, dans un cas plus général, multistatique— en toute discrétion vis-à-vis des cibles illuminées. Il se présente donc comme un complément d’intérêt au radar actif conventionnel, en particulier dans le cadre de la surveillance aérienne et la protection des aéroports [55, 68, 26]. Parmi les signaux d’opportunité couramment exploités, on trouve aujourd’hui très majoritairement les signaux de télédiffusion de type radio FM [48] (*Frequency Modulated*), DAB et DVB [92] ainsi que les signaux de communications cellulaires de type GSM [125] (*Global System for Mobile*) et LTE [104]. En proposant un second usage de ces signaux de communication émis, le PBR s’inscrit donc lui aussi dans les techniques de partage du spectre entre radar et communications, à potentiellement n’importe lequel des 3 niveaux d’intégration recensés dans la section 1.1.3 [90].

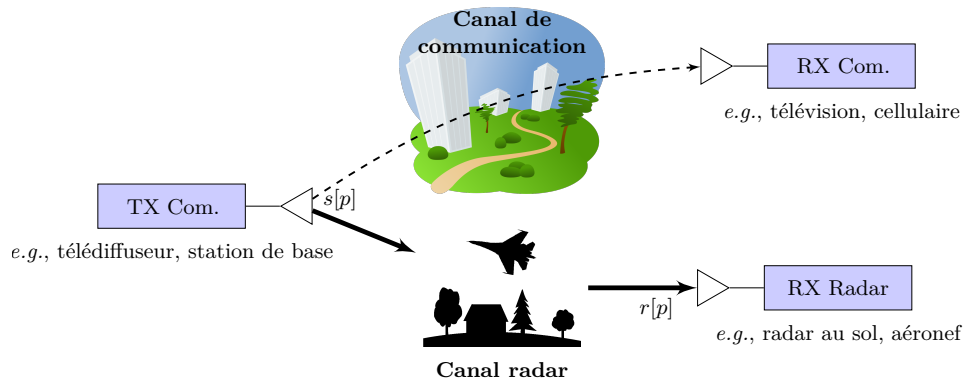


FIGURE 1.3 – Schéma d’un scénario PBR dans un contexte de surveillance aérienne

Le fonctionnement d’un PBR repose sur la réception en *line of sight* du signal émis sur une voie dite “de référence”, en parallèle de la réception de sa portion rétrodiffusée sur une voie dite “de surveillance”. En pratique, cela peut être mis en œuvre au travers de deux antennes distinctes, ou bien avec une seule et même antenne, par formation de faisceaux. À l’instar de ce qui est fait en radar actif conventionnel, le signal collecté sur la voie de surveillance contenant, entre autres, les échos de cibles, est ensuite soumis à un traitement par corrélation. Dans la mesure où le signal émis est par nature inconnu, cette opération de corrélation est en revanche calculée avec le signal issu de la voie de référence, qui n’en constitue qu’une estimée.

Dans le cadre des émissions basées sur la forme d’onde CP-OFDM (par exemple : DAB [94], DVB-T [30], LTE [70]) qui couvrent aujourd’hui une partie conséquente des territoires, il est néanmoins fréquemment admis que la démodulation et la remodulation du signal reçu sur la voie de référence offre un moyen de recouvrir parfaitement le signal émis⁸ [5, 87]. C’est donc avec ce dernier qu’est généralement calculée l’opération de corrélation avec le signal de

8. Notons qu’en pratique, cette hypothèse se vérifie effectivement généralement bien en PBR terrestre, où le récepteur radar est au sol et le plus souvent statique. Dans le cas du PBR aéroporté, l’opération de reconstruction se veut, en revanche, bien souvent plus délicate [6].

1.2. Périmètre de l'étude

surveillance. Ainsi, et bien que des différences majeures subsistent avec notre configuration RadCom (la topologie, la nature non-contrôlée de la forme d'onde, les durées d'intégration, etc.), les connaissances *a priori* des récepteurs radar sont en fin de compte identiques. Leur étude théorique peut donc être mutualisée.

1.2.4 Détermination d'un récepteur radar approprié

À la différence de signaux radar conventionnels, les signaux OFDM RadCom et PBR véhiculent, comme nous l'avons évoqué, des symboles d'information. Ces symboles d'information, qui forment le message à transmettre au récepteur de communication, sont souvent modélisés comme des variables aléatoires indépendantes, et sont donc relativement peu sous le contrôle de l'opérateur radar. Dans des scénarios arbitraires, ils entraînent alors, comme nous le verrons dans les chapitres ultérieurs, l'apparition de lobes secondaires non maîtrisés dans les cartes distance-Doppler radar issues de récepteurs basés sur la corrélation. Ce phénomène, généralement désigné dans la littérature par les termes "lobes secondaires aléatoires", "interférence", "auto-interférence" ou encore "piédestal", peut se révéler néfaste pour les performances en détection radar. Dans le cadre de ces travaux, nous nous intéressons tout particulièrement à l'étude de ce phénomène, et nous cherchons notamment à définir des récepteurs radar qui y soient robustes.

Pour cela, 2 approches vont être successivement adoptées. Dans un premier temps, nous considérerons cette interférence comme un simple bruit aléatoire additif que l'on subit, et qui risque de nuire à la détectabilité des cibles (chapitre 4). Le but va alors être d'identifier, parmi les divers récepteurs basés sur la corrélation existants, ceux qui permettent d'en minimiser la puissance en sortie, notamment dans le cadre de scénarios réalistes. Dans la mesure où ces lobes secondaires aléatoires peuvent parfois se révéler significatifs, nous exploiterons dans un second temps notre connaissance exacte des symboles d'information pour les traiter (chapitre 5).

Scénario RadCom et modèles de signaux

Dans ce chapitre, nous introduisons les notations et modèles de signaux associés au système DFRC RadCom (ou, plus simplement, RadCom) qui nous seront utiles dans le reste du manuscrit. Si le formalisme radar monostatique est par conséquent adopté, il convient de rappeler que les présents travaux sont également applicables à d'autres topologies et/ou scénarios (p. ex. en PBR).

Sommaire

2.1	Géométrie et cinématique du système RadCom	19
2.2	Système de transmission WCP-OFDM	20
2.2.1	Structure générale d'émission-réception multiporteuse linéaire	20
2.2.2	Cas particulier d'un système WCP-OFDM	22
2.2.3	Exemples d'impulsions de mise en forme	24
2.3	Canal radar	25
2.3.1	L'équation du radar	26
2.3.2	Expressions des signaux radar reçus	27
2.4	Bilan	30

2.1 Géométrie et cinématique du système RadCom

Dans le cadre de ces travaux, on se place dans un référentiel terrestre supposé galiléen sur la durée T d'une transmission, auquel on associe le repère orthonormé $(O; \mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})$. Le système RadCom, situé aux coordonnées $(0, 0, h_r)^T$ dans ce repère, peut être intégré sur une plateforme statique de type station de base, ou bien mobile, tel un véhicule automobile, un aéronef, etc.. Dans ce dernier cas, on supposera que la plateforme suit un mouvement rectiligne uniforme selon \mathbf{x} pendant la durée de transmission T . Le vecteur vitesse du système RadCom est donc de la forme $\mathbf{v}_r = v_r \mathbf{x}$ avec $v_r \in \mathbb{R}$. On note respectivement ϕ et θ les angles de visée en azimut et élévation, et $\mathbf{k}(\phi, \theta)$ le vecteur directionnel unitaire correspondant, tel qu'illustré sur la

figure 2.1, qui s'écrit alors :

$$\mathbf{k}(\phi, \theta) \triangleq \begin{bmatrix} \cos(\phi) \cos(\theta) \\ \sin(\phi) \cos(\theta) \\ -\sin(\theta) \end{bmatrix}.$$

Tout élément présent dans la direction (ϕ, θ) , en mouvement de translation rectiligne uniforme suivant \mathbf{v}_a , présente ainsi une vitesse radiale (ou vitesse relative) v par rapport au récepteur radar donnée par :

$$v \triangleq (\mathbf{v}_r - \mathbf{v}_a)^T \mathbf{k}(\phi, \theta). \quad (2.1)$$

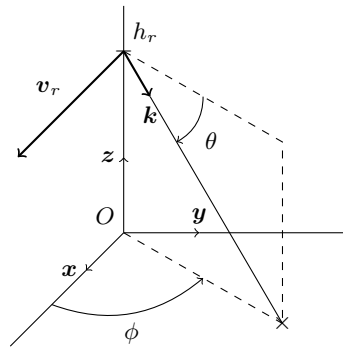


FIGURE 2.1 – Représentation du système de coordonnées utilisé

2.2 Système de transmission WCP-OFDM

Soit $s_{\text{RF}}(t)$ le signal radiofréquence émis par le système RadCom, centré autour de la fréquence F_c . Puisque l'on suppose dans la suite que $s_{\text{RF}}(t)$ est à bande étroite, c'est-à-dire qu'il occupe une bande instantanée $B \ll F_c$, il est commode de le décrire à l'aide de sa représentation équivalente $s(t)$ dite "enveloppe complexe", telle que $s_{\text{RF}}(t) \triangleq \Re\{s(t)e^{j2\pi F_c t}\}$. Il en va de même pour les signaux radiofréquences de radar et de communications reçus, génériquement désignés par $r_{\text{RF}}(t)$, et dont on note $r(t)$ l'enveloppe complexe. En théorie, l'enveloppe complexe d'un signal à bande étroite peut en effet être parfaitement recouverte à l'aide d'un récepteur IQ (figure 2.2b). Réciproquement, un signal à bande étroite peut être reconstruit à partir de son enveloppe complexe à l'aide d'un émetteur IQ (figure 2.2a).

2.2.1 Structure générale d'émission-réception multiporteuse linéaire

Soit $\{c_{k,m}\}_{k,m}$ une trame de symboles complexes élémentaires à transmettre, avec $k \in \mathcal{I}_K$ et $m \in \mathcal{I}_M$, où K désigne le nombre de sous-porteuses et M le nombre de blocs, ou symboles multiporteuses. Chaque symbole $c_{k,m}$ peut être un élément nul, un pilote ou un symbole d'information, suivant le système de transmission utilisé (p. ex. : DAB [94], DVB-T [30],

2.2. Système de transmission WCP-OFDM

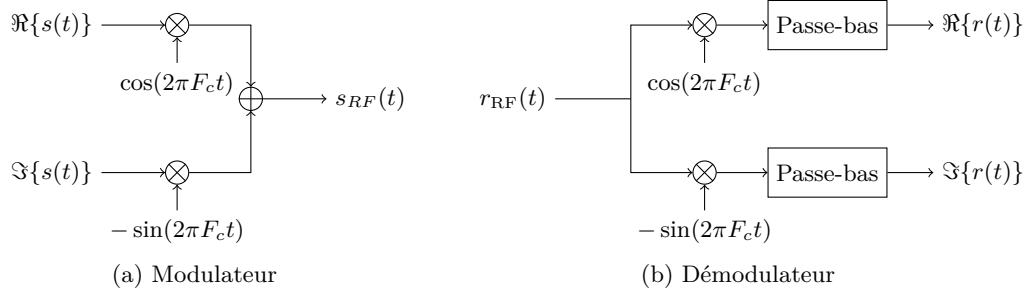


FIGURE 2.2 – Schéma bloc simplifié d'un modulateur-démodulateur IQ

LTE [70], LDACS [103]). Il est placé aux coordonnées (mT_0, kF_0) dans le plan temps-fréquence et mis en forme par une impulsion d'émission g . T_0 représente ainsi le temps entre 2 impulsions (PRI, *Pulse Repetition Interval*) et F_0 l'espacement entre 2 sous-porteuses. Le signal en bande de base en sortie d'émetteur multiporteuse, s'écrit alors :

$$s(t) \triangleq \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k \in \mathcal{I}_K} \sum_{m \in \mathcal{I}_M} c_{k,m} g(t - mT_0) e^{j2\pi k F_0 (t - mT_0)}. \quad (2.2)$$

Sauf remarques particulières, on supposera dans la suite que seuls des symboles d'information, pris dans un alphabet discret de taille M_c , sont en réalité transmis. On notera ainsi $D_s \triangleq K/T_0$ le débit symbole du système de transmission, $\rho \triangleq D_s/B$ la densité de la transmission et $\eta \triangleq D_b/B = \rho \log_2(M_c)$ son efficacité spectrale brute en l'absence de codage.

De façon duale, une estimation linéaire des symboles élémentaires est possible par corrélation du signal en bande de base reçu avec une impulsion de réception \check{g} elle-même traduite tous les (T_0, F_0) dans le plan temps-fréquence, c'est-à-dire :

$$\tilde{c}_{k,m} \triangleq \frac{1}{\sqrt{K}} \int_{\mathbb{R}} r(t) \check{g}^*(t - mT_0) e^{-j2\pi k F_0 (t - mT_0)} dt. \quad (2.3)$$

La réalisation de (2.2) et (2.3) dans le domaine analogique étant délicate, les modulations multiporteuses n'ont en réalité gagné de l'intérêt qu'avec l'avènement du traitement numérique du signal [133]. Dans ce contexte, nous détaillons ci-après les équivalents à temps discret de (2.2) et (2.3). Pour cela, nous faisons l'hypothèse d'un nombre suffisant de sous-porteuses, c'est-à-dire $K \gg 1$, de sorte que la bande instantanée occupée par s puisse s'écrire $B \simeq K F_0$. Dans ce cas, en notant $L \triangleq T_0 B \in \mathbb{N}^*$, l'échantillonnage à la fréquence critique $1/T_s = B$ du signal multiporteuse en bande de base s nous donne :

$$s[p] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k \in \mathcal{I}_K} \sum_{m \in \mathcal{I}_M} c_{k,m} g[p - mL] e^{j2\pi \frac{k}{K} (p - mL)} \quad (2.4)$$

où l'on a posé $s[p] \triangleq s(pT_s)$ et $g[p] \triangleq g(pT_s)$. L et $1/K$ désignent ainsi les versions normalisées des espacements en temps et en fréquence entre 2 symboles élémentaires $c_{k,m}$. La densité de la transmission se réécrit alors $\rho = K/L$.

Sous réserve que le canal de propagation soit peu dispersif en fréquence, le signal reçu converti en bande de base $r(t)$ peut, de la même façon, être échantillonné à la fréquence critique $1/T_s = B$, de sorte que (2.3) devienne :

$$\tilde{c}_{k,m} = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{p \in \mathbb{Z}} r[p] \check{g}^*[p - mL] e^{-j2\pi \frac{k}{K}(p - mL)} \quad (2.5)$$

en posant là aussi $r[p] \triangleq r(pT_s)$ et $\check{g}[p] \triangleq \check{g}(pT_s)$.

2.2.2 Cas particulier d'un système WCP-OFDM

Le WCP-OFDM est un cas particulier de modulation multiporteuse linéaire. Il se caractérise en effet par deux spécificités :

1. l'usage exclusif d'impulsions dites *courtes*, c'est-à-dire dont la longueur n'excède pas l'espacement temporel entre 2 impulsions :

$$g[l] = \check{g}[l] = 0 \quad \text{si } l \notin \mathcal{I}_L. \quad (2.6)$$

Cette propriété rend alors possible des mises en œuvre simplifiées par bloc de (2.4) et (2.5), comme nous allons le voir ci-après.

2. le respect du critère de bi-orthogonalité, qui traduit la capacité du système de transmission à reconstruire parfaitement les symboles élémentaires $c_{k,m}$ *via* (2.5) lorsque le canal est idéal (c'est-à-dire pour $r[p] = s[p]$). On peut le noter :

$$A^{(g,\check{g})}(pL, q/K) = \delta_{p,0} \delta_{q,0} \quad (2.7)$$

avec $A^{(g,\check{g})}$ la fonction d'ambiguïté entre impulsions définie par :

$$A^{(g,\check{g})}(l, f) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{p \in \mathcal{I}_L} g[p] \check{g}^*[p - l] e^{j2\pi f p}. \quad (2.8)$$

Cette propriété impose notamment $L \geq K$ [22, chapitre 9], autrement dit une densité de transmission $\rho \leq 1$. On note alors $\Delta \triangleq L - K$ ce que l'on appelle le préfixe cyclique (CP, *Cyclic Prefix*).

Alternativement, la modulation WCP-OFDM peut également être considérée comme une généralisation du CP-OFDM traditionnel. Elle permet en effet l'utilisation d'impulsions de mise en forme non-rectangulaires, tout en préservant une faible complexité d'implémentation dans le domaine temporel.

2.2. Système de transmission WCP-OFDM

2.2.2.1 Notations scalaires

La restriction de la modulation WCP-OFDM à des impulsions de mise en forme courtes permet en effet de réécrire le signal multiporteuse (2.4) sous la forme :

$$s[p] = \sum_{m \in \mathcal{I}_M} s_m[p - mL] \quad (2.9)$$

en posant

$$s_m[p] \triangleq \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k \in \mathcal{I}_K} c_{k,m} e^{j2\pi \frac{k}{K} p} g[p]. \quad (2.10)$$

Concrètement, (2.9)–(2.10) traduisent la possibilité de générer les M blocs à transmettre en parallèle les uns des autres par :

1. application d'une IDFT unitaire de taille K sur les séquences de symboles élémentaires $\{c_{k,m}\}_k$;
2. extension cyclique de chaque bloc pour atteindre des signaux de longueur L ;
3. mise en forme de chaque bloc par l'impulsion d'émission g .

Le signal WCP-OFDM est alors simplement formé par une mise bout à bout de ces symboles multiporteuses, donnant lieu à une trame de durée $T = MT_0$.

L'usage d'impulsions courtes rend également possible l'estimation en parallèle des symboles élémentaires en réception, moyennant le découpage préalable du signal reçu en M blocs de taille L , c'est-à-dire

$$\tilde{c}_{k,m} = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{p \in \mathcal{I}_L} r_m[p] \check{g}^*[p] e^{-j2\pi \frac{k}{K} p} \quad (2.11)$$

avec pour tout $p \in \mathcal{I}_L$:

$$r_m[p] \triangleq r[p + mL]. \quad (2.12)$$

On retrouve alors, une nouvelle fois, les opérations duales de l'émission, à savoir :

1. mise en forme de chaque bloc reçu par l'impulsion de réception \check{g} ;
2. repliement cyclique de chaque bloc pour retrouver des signaux de longueur K ;
3. application sur chaque bloc d'une DFT unitaire de taille K .

Finalement, une mise en œuvre pratique d'un système de transmission WCP-OFDM peut donc être schématisée telle que dans la figure 2.3, où CP et CP⁻¹ désignent les étapes d'extension et de repliement cycliques, P/S et S/P les conversions série/parallèle et parallèle/série, et où les DFTs sont généralement mises en œuvre avec un algorithme FFT (*Fast Fourier Transform*).

2.2.2.2 Notations vectorielles

Pour gagner en compacité, nous pourrions être amenés dans la suite de ce manuscrit à adopter les versions vectorielles équivalentes des relations d'entrée-sortie du système de transmission WCP-OFDM présentées ci-dessus. Dans cette optique, nous définissons :

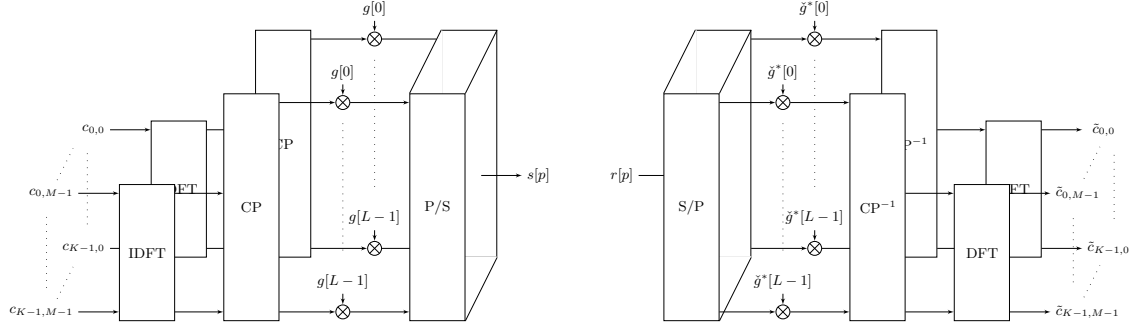


FIGURE 2.3 – Schéma de réalisation typique d'un émetteur-récepteur linéaire WCP-OFDM

- $\mathbf{c}, \tilde{\mathbf{c}}$ les vecteurs colonnes des KM symboles élémentaires transmis d'une part, et estimés d'autre part, tels que $[\mathbf{c}]_{k+mK} \triangleq c_{k,m}$ et $[\tilde{\mathbf{c}}]_{k+mK} \triangleq \tilde{c}_{k,m}$;
- \mathbf{F}_K la matrice de DFT de taille K unitaire, de sorte que $[\mathbf{F}_K]_{k,k'} \triangleq 1/\sqrt{K} \exp(-j2\pi k k'/K)$;
- \mathbf{P} la matrice $L \times K$ d'expansion cyclique, qui étend un vecteur colonne de taille K par le haut avec ses Δ derniers éléments, autrement dit $[\mathbf{P}]_{l,k} = \delta_{l-\Delta,k} + \delta_{l-\Delta+K,k}$;
- $\mathbf{D}_g, \mathbf{D}_{\check{g}}$ les matrices diagonales des impulsions de mise en forme, c'est-à-dire $\mathbf{D}_g \triangleq \text{diag}\{g[0], \dots, g[L-1]\}$ et $\mathbf{D}_{\check{g}} \triangleq \text{diag}\{\check{g}[0], \dots, \check{g}[L-1]\}$.

Le signal WCP-OFDM en bande base émis s'exprime alors :

$$\mathbf{s} = [\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{D}_g \mathbf{P} \mathbf{F}_K^H)] \mathbf{c} \quad (2.13)$$

tandis que le vecteur des symboles estimés se note :

$$\tilde{\mathbf{c}} = [\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_{\check{g}}^H)] \mathbf{r}. \quad (2.14)$$

Pour sa part, la propriété de bi-orthogonalité (2.7) devient :

$$\mathbf{P}^T \mathbf{D}_{\check{g}}^H \mathbf{D}_g \mathbf{P} = \mathbf{I}_K. \quad (2.15)$$

2.2.3 Exemples d'impulsions de mise en forme

Parmi les différentes paires d'impulsions vérifiant les propriétés du WCP-OFDM (2.6)–(2.7), nous nous intéressons tout particulièrement dans ces travaux aux impulsions :

- rectangulaires à préfixe cyclique (CP), menant donc à la traditionnelle modulation CP-OFDM [131], dans laquelle :

$$g_{\text{CP}}[p] \triangleq \begin{cases} \sqrt{K/L} & \text{pour } p \in \mathcal{I}_L, \\ 0 & \text{sinon,} \end{cases} \quad \check{g}_{\text{CP}}[p] = \begin{cases} \sqrt{L/K} & \text{pour } p \in \mathcal{I}_L \setminus \mathcal{I}_\Delta, \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.16)$$

2.3. Canal radar

— maximisant la localisation temps-fréquence (TFL, *Time-Frequency Localized*) :

$$g_{\text{TFL}}[p] = \check{g}_{\text{TFL}}[p] = \begin{cases} \cos \psi[p] & \text{pour } p \in \mathcal{I}_\Delta, \\ 1 & \text{pour } p \in \mathcal{I}_K \setminus \mathcal{I}_\Delta, \\ \sin \psi[p] & \text{pour } p \in \mathcal{I}_L \setminus \mathcal{I}_K, \\ 0 & \text{sinon,} \end{cases} \quad (2.17)$$

les angles $\psi[p]$ étant les solutions d'un problème d'optimisation [91]. En l'occurrence, il résulte de ce processus que la localisation temps-fréquence de l'impulsion croît en même temps que la densité de transmission ρ décroît.

Dans le cadre des impulsions TFL pour lesquelles $g[p] = \check{g}[p]$, le système de transmission WCP-OFDM est qualifié d'orthogonal. Un tel système de transmission se trouve alors optimal du point de vue du SNR sur un canal à bruit additif blanc gaussien.

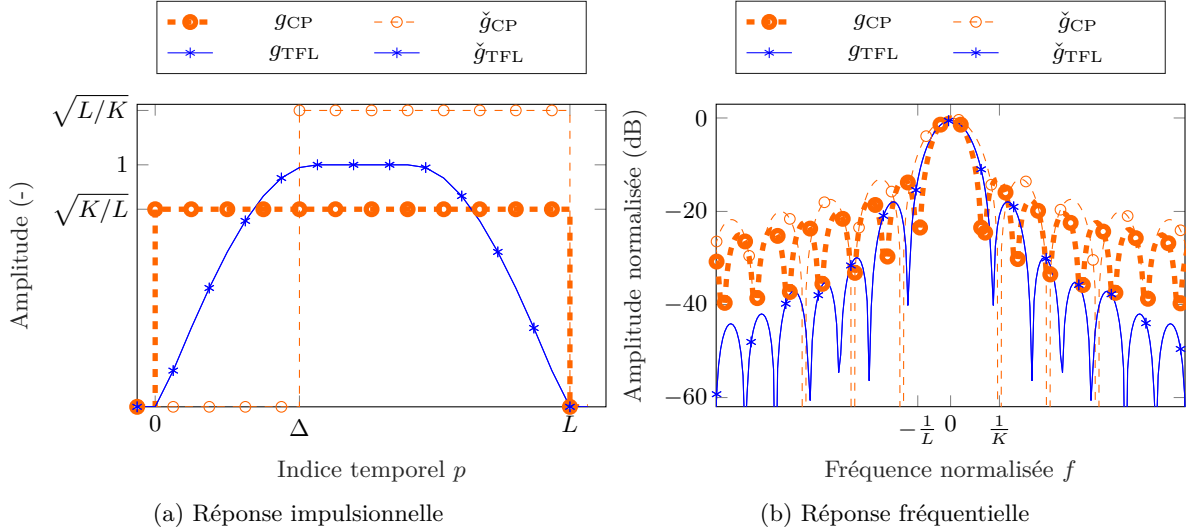


FIGURE 2.4 – Représentations dans les domaines temporel et fréquentiel des impulsions de mise en forme d'émission et de réception CP et TFL.

2.3 Canal radar

Au cours de sa propagation en espace libre à la vitesse c vers le récepteur de communication auquel il est destiné, le signal $s_{RF}(t)$ subit des altérations de natures variées. En particulier, à la rencontre d'obstacles, une partie de l'onde électromagnétique se retrouve rétrodiffusée en direction du récepteur RadCom. Ce dernier peut alors exploiter ces réflexions pour "caractériser" son espace environnant¹, c'est-à-dire le canal radar. Nous décrivons ci-après les modèles des signaux associés aux différentes contributions du canal radar.

1. Cette caractérisation pouvant, par exemple, aller de la détection des objets, jusqu'à leur classification.

2.3.1 L'équation du radar

Avant de détailler les différentes expressions des signaux collectés par le système RadCom, effectuons un rapide bilan de puissance en espace libre d'un canal radar qui serait composé d'un unique diffuseur, positionné dans la direction (ϕ_d, θ_d) et à la distance $R_{0,d}$ de l'émetteur décrit précédemment. Nous utilisons pour cela la fameuse équation du radar (RRE, *Radar Range Equation*). À supposer que le diffuseur puisse être considéré comme un objet ponctuel, c'est-à-dire qu'il soit suffisamment petit devant les résolutions distance et angulaire du système RadCom, l'équation du radar nous fournit en effet une estimation de la puissance moyenne reçue par le récepteur suite à la rétrodiffusion du signal radiofréquence par cet objet, à savoir :

$$P_{r_d} = \frac{G_t(\phi_d, \theta_d) G_r(\phi_d, \theta_d) \lambda^2 \sigma_d P_t}{(4\pi)^3 R_{0,d}^4} \quad (2.18)$$

où $\lambda \triangleq c/F_c$ désigne la longueur d'onde du signal, P_t sa puissance avant rayonnement par l'antenne d'émission, $G_t(\phi, \theta)$ et $G_r(\phi, \theta)$ les diagrammes en puissance des antennes d'émission et de réception, et σ_d la RCS moyenne de l'objet. Ce dernier paramètre, qui dépend entre autres de la taille, de la forme et des matériaux constituant l'objet, est généralement modélisée comme une variable aléatoire pouvant fluctuer dans le temps.

Lorsque le diffuseur ne peut être modélisé par un élément ponctuel, on dit qu'il est étendu. C'est le cas notamment du fouillis de sol, que nous allons étudier plus loin. La RRE (2.18) n'est alors plus rigoureusement valide. Il est toutefois usuel de la généraliser en réécrivant simplement la RCS de l'objet sous la forme [81, (2.34)] :

$$\sigma_d = \sigma_d^0 \mathcal{A}_d \quad (2.19)$$

où \mathcal{A}_d désigne sa surface, et σ_d^0 son coefficient de réflectivité surfacique, pour lequel plusieurs modèles existent. Le modèle de réflectivité dit "gamma constant", que nous allons parfois exploiter pour décrire le fouillis, est notamment souvent employé [69]. On a dans ce cas :

$$\sigma_d^0 = \gamma \sin(\theta_d) \quad (2.20)$$

où la valeur de γ est choisie suivant le type de surface éclairée et des aspérités qu'elle présente.

Dans tous les cas, au lieu de parler en termes de puissance reçue P_{r_d} , on invoquera plutôt dans la suite la "puissance du diffuseur", qui correspond à la puissance reçue issue de ce diffuseur lorsque le signal émis est de puissance unitaire, ou, en d'autres termes, au gain induit par ce diffuseur dans (2.18), à savoir :

$$\frac{P_{r_d}}{P_t} = \frac{G_t(\phi_d, \theta_d) G_r(\phi_d, \theta_d) \lambda^2 \sigma_d}{(4\pi)^3 R_{0,d}^4}. \quad (2.21)$$

2.3. Canal radar

2.3.2 Expressions des signaux radar reçus

Dans le cas le plus général, nous considérerons que le signal radar reçu par le système RadCom est composé d'échos provenant d'obstacles, auxquels vient s'ajouter une composante de bruit. Parmi les obstacles illuminés par la forme d'onde, on distingue généralement les objets d'intérêt du point de vue du radar, c'est-à-dire les *cibles*, de ceux qui n'en sont pas, regroupés sous le nom de *fouillis*. Dans le cadre de ce manuscrit, nous nous concentrons notamment sur la modélisation et le traitement du fouillis lié aux échos du sol. Nous détaillons ci-après les expressions de ces signaux.

2.3.2.1 Notations scalaires

Cibles Soit $N_c \in \mathbb{N}$ le nombre de cibles illuminées par le signal double fonction émis $s_{RF}(t)$. Toutes sont supposées ponctuelles, statistiquement indépendantes et caractérisées par :

- une amplitude aléatoire complexe α_{n_c} constante sur la durée T , de puissance $P_{\alpha_{n_c}} \triangleq \mathbb{E}\{|\alpha_{n_c}|^2\}$ liée à sa RCS σ_{n_c} par (2.21) ;
- une distance initiale R_{0,n_c} au système RadCom, associée à une durée de propagation aller-retour du signal $\tau_{0,n_c} \triangleq 2R_{0,n_c}/c$;
- une vitesse radiale relative au radar v_{n_c} découlant de (2.1).

Il en résulte que chaque contribution de cible est reçue par le système RadCom avec un retard instantané $\tau_{n_c}(t)$, qui peut être approché au premier ordre par :

$$\tau_{n_c}(t) \simeq \tau_{0,n_c} - \frac{2v_{n_c}t}{c}. \quad (2.22)$$

Le signal $s_{RF}(t)$ étant à bande étroite, les effets de compression/dilatation induits sur l'enveloppe complexe $s(t)$ par le mouvement des cibles peuvent être négligés. L'effet Doppler se traduit alors simplement par des translations de $s(t)$ par les fréquences Doppler $F_{d,n_c} \triangleq 2v_{n_c}F_c/c$, de sorte que l'enveloppe complexe du signal reçu peut s'écrire

$$r_c(t) = \sum_{n_c \in \mathcal{I}_{N_c}} \alpha_{n_c} s(t - \tau_{0,n_c}) \exp(j2\pi F_{d,n_c}t). \quad (2.23)$$

Les tendances en radar étant là aussi au traitement numérique des signaux, il est d'usage de les échantillonner dès leur sortie du démodulateur IQ (figure 2.2b). Sous réserve que $\max_{n_c}(F_{d,n_c}) \ll B$, le signal $r_c(t)$ peut en l'occurrence être échantillonné à la fréquence d'échantillonnage critique $1/T_s = B$. Pour la clarté de nos propos, on supposera alors, sauf mention contraire, que le retard τ_{0,n_c} de toute cible n_c est multiple entier de T_s . Un tel échantillonnage, idéal, nous permettra en effet de nous affranchir des lobes secondaires dans la dimension distance qui ne constituent pas l'objet de ces travaux. On présumera que les cibles ne sont pas non plus ambiguës dans cette dimension, c'est-à-dire finalement que

$l_{0,n_c} \triangleq \tau_{0,n_c}/T_s \in \mathcal{I}_K$. Sous ces hypothèses, et en posant $r_c[p] \triangleq r_c(pT_s)$, on obtient alors :

$$r_c[p] = \sum_{n_c \in \mathcal{I}_{N_c}} \alpha_{n_c} s[p - l_{0,n_c}] \exp(j2\pi F_{d,n_c} p T_s). \quad (2.24)$$

Fouillis de sol Bien que le sol constitue dans la réalité un continuum de diffuseurs s'étendant tout autour du radar, nous adoptons ici, à des fins de simulation, une description discrète approchée inspirée notamment de [132]. Soulignons néanmoins que contrairement à [132] et aux autres références de la littérature sur le sujet, le fouillis est ici modélisé —au même titre que les autres contributions du canal— en entrée du récepteur radar, c'est-à-dire sans présupposer l'usage d'un traitement de réception particulier (comme par exemple un filtre adapté distance). Cela est en effet primordial dans la mesure où une partie des chapitres ultérieurs de ce manuscrit vise à comparer les performances de différents filtres de réception.

Supposons le sol plan —tout du moins sur les distances couvertes par le système RadCom— et imaginons son découpage en patchs, en distance et en azimuth, de sorte que : (i) chaque patch soit centré sur une case distance i_f , supposée non-ambigüe ; (ii) à chaque case distance, on ait N_f patchs équirépartis autour du système ; tel que schématisé sur la figure 2.5. De façon similaire au cas des cibles, chaque écho de patch est présumé statistiquement indépendant des autres et caractérisé par :

- une amplitude aléatoire complexe variant dans le temps $\beta_{i_f, n_f}(t)$, supposée stationnaire au sens large, intégrant l'éventuel mouvement intrinsèque du fouillis (ICM, *Intrinsic Clutter Motion*) ;
- une distance initiale R_{0,i_f} au système RadCom valant par construction $R_{0,i_f} = i_f \delta_R$ avec $\delta_R \triangleq c/(2B)$ la résolution distance du système et $i_f \in \mathcal{I}'_K \triangleq \mathcal{I}_K \setminus \mathcal{I}_{\lfloor h_r/\delta_R \rfloor}$, et donc un délai initial $\tau_{0,i_f} \triangleq 2R_{0,i_f}/c$;
- une vitesse nominale nulle, donnant lieu d'après (2.1) à une vitesse radiale $v_{i_f, n_f} = v_r \cos(\phi_{n_f}) \cos(\theta_{i_f}) = v_r \cos(\phi_{n_f}) \sqrt{1 - h_r^2/R_{i_f}^2}$.

Après conversion en bande de base et sous l'hypothèse de bande étroite, on peut ainsi écrire, comme pour les cibles :

$$r_f(t) = \sum_{i_f \in \mathcal{I}'_K} \sum_{n_f \in \mathcal{I}_{N_f}} \beta_{i_f, n_f}(t) s(t - \tau_{0,i_f}) \exp(j2\pi F_{d_{i_f, n_f}} t) \quad (2.25)$$

avec $F_{d_{i_f, n_f}} \triangleq 2v_{i_f, n_f} F_c/c \ll B$ la fréquence Doppler d'un patch. Une fois échantillonné au rythme critique $1/T_s = B$, et en notant $r_f[p] \triangleq r_f(pT_s)$, le signal de fouillis s'exprime alors :

$$r_f[p] = \sum_{i_f \in \mathcal{I}'_K} \sum_{n_f \in \mathcal{I}_{N_f}} \beta_{i_f, n_f}[p] s[p - i_f] \exp(j2\pi F_{d_{i_f, n_f}} p T_s). \quad (2.26)$$

Bien que les patchs soient modélisés comme des ponctuels dans (2.26), ils représentent en réalité des diffuseurs étendus. Le calcul de leur puissance $P_{\beta_{i_f, n_f}} \triangleq \mathbb{E} \left\{ |\beta_{i_f, n_f}[p]|^2 \right\}$ avec (2.21) doit donc tenir compte de la surface qu'ils occupent, au travers de leur RCS (2.19). Sous

2.3. Canal radar

l'hypothèse de sol plan, on trouve en l'occurrence :

$$\mathcal{A}_{n_f, i_f} \simeq \left(R_{0, i_f} \cos(\theta_{i_f}) \frac{2\pi}{N_f} \right) (\delta_R \sec(\theta_{i_f})) = R_{0, i_f} \frac{2\pi}{N_f} \delta_R. \quad (2.27)$$

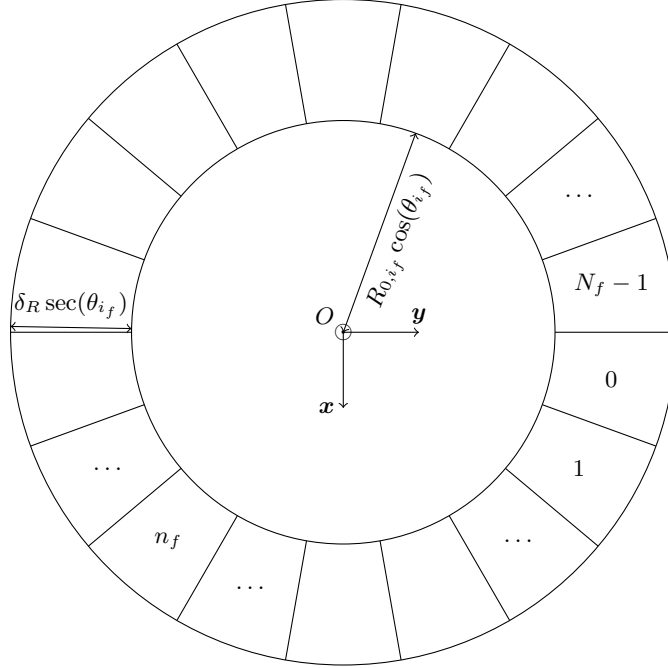


FIGURE 2.5 – Découpage azimuthal du sol à la case distance i_f (vue du dessus)

Bruit additif Une composante de bruit $w(t)$ s'ajoute enfin aux signaux réfléchis par les diffuseurs. Nous supposons que celle-ci résulte principalement de la somme de deux contributions : (i) le bruit d'antenne, correspondant au bruit collecté par l'antenne et provenant de sources externes comme le Soleil, le cosmos, etc. ; (ii) le bruit thermique, engendré par l'agitation thermique des électrons au sein des composants électroniques du récepteur. Nous modélisons classiquement le bruit résultant comme un processus blanc gaussien centré, de puissance $P_w = k_B \Theta_s B$ dans la bande B , où Θ_s symbolise la température totale de l'ensemble "antenne et récepteur". Après échantillonnage à la fréquence B , on notera alors :

$$w[p] \sim \mathcal{CN}(0, P_w). \quad (2.28)$$

Le signal complet discrétisé à B (2.24), (2.26), (2.28) en entrée du récepteur RadCom s'écrit donc finalement :

$$r[p] = r_c[p] + r_f[p] + w[p]. \quad (2.29)$$

Dans les chapitres suivants, nous supposons notamment que le temps de traitement cohérent (CPI, *Coherent Processing Interval*) du récepteur radar correspond exactement à la durée de la transmission T . Le signal (2.29) sera donc défini pour $p \in \mathcal{I}_{LM}$. Bien qu'une telle troncature

puisse causer des pertes d'intégration, celles-ci seront négligeables dans la plupart des scénarios réalistes pour lesquels $M \gg 1$.

Il convient au passage de souligner qu'un modèle de signal semblable à (2.29) est en général également supposé sur la voie de surveillance d'un récepteur PBR, après synchronisation et suppression du trajet direct (voir, par exemple, [134]).

2.3.2.2 Notations vectorielles

Comme expliqué précédemment, nous pourrions être amenés par la suite à recourir à des notations vectorielles, plus compactes, pour représenter nos signaux. Dans cette optique, nous introduisons dès à présent :

$\mathbf{Z}_{n_c}, \mathbf{Z}_{i_f, n_f}$ les matrices carrées de décalage distance-Doppler, de taille LM , associées respectivement aux cibles et au fouillis de sol, c'est-à-dire telles que $[\mathbf{Z}_{n_c}]_{p,p'} \triangleq e^{j2\pi F_{d,n_c} p T_s} \delta_{p,p'+l_{0,n_c}}$ et $[\mathbf{Z}_{i_f, n_f}]_{p,p'} \triangleq e^{j2\pi F_{d,i_f, n_f} p T_s} \delta_{p,p'+i_f}$;
 β_{i_f, n_f} le vecteur amplitude d'un patch de fouillis, à savoir $\beta_{i_f, n_f} \triangleq [\beta_{i_f, n_f}[0], \dots, \beta_{i_f, n_f}[LM - 1]]^T$.

Dans ces conditions, nous réécrivons le signal radar reçu (2.29) sous la forme

$$\mathbf{r} = \mathbf{r}_c + \mathbf{r}_f + \mathbf{w} \quad (2.30)$$

dans lequel nous retrouvons, d'une part, les signaux de cibles et de fouillis :

$$\mathbf{r}_c = \sum_{n_c \in \mathcal{I}_{N_c}} \alpha_{n_c} \mathbf{Z}_{n_c} \mathbf{s} \quad (2.31)$$

$$\mathbf{r}_f = \sum_{i_f \in \mathcal{I}'_K} \sum_{n_f \in \mathcal{I}_{N_f}} \beta_{i_f, n_f} \odot (\mathbf{Z}_{i_f, n_f} \mathbf{s}) \quad (2.32)$$

et d'autre part, la composante de bruit blanc $\mathbf{w} \triangleq [w[0], \dots, w[LM - 1]]^T$.

2.4 Bilan

Dans ce chapitre, un modèle de système RadCom basé sur une modulation multiporteuse a été décrit. Le formalisme radar monostatique a ainsi été employé, en gardant toutefois à l'esprit que le modèle restait transposable à d'autres configurations (p. ex. : bistatique, notamment dans un cadre PBR). Les relations d'entrée-sortie du système de transmission multiporteuse ont été développées, puis particularisées au cas de la modulation WCP-OFDM qui généralise le CP-OFDM traditionnel à des impulsions non-rectangulaires tout en maintenant une faible complexité d'implémentation. Le canal radar a par ailleurs été présenté. On y retrouve les contributions classiques associées aux échos de cibles, aux échos de sol et au bruit, dont les expressions ont été détaillées. Le récepteur radar n'a quant à lui pas encore été spécifié. Son choix fait l'objet d'une étude approfondie dans les chapitres suivants.

Récepteurs radar WCP-OFDM basés sur la corrélation

Comme nous l'avons décrit dans le chapitre précédent, une partie du signal double fonction émis se trouve rétrodiffusée en direction du récepteur radar. Ce dernier a ainsi la possibilité d'exploiter ces échos pour tenter de caractériser son espace environnant, et en particulier les éléments d'intérêt pour lui : les cibles. Dans cette optique, le signal reçu est généralement représenté dans l'espace distance-Doppler à l'aide de récepteurs basés sur la corrélation. Plusieurs de ces filtres linéaires ont notamment été proposés, de façon indépendante, dans le cadre des formes d'onde multiporteuses. Très peu de travaux ont toutefois cherché à les mettre en regard les uns avec les autres, jusqu'à présent. En outre, l'étude théorique de ces filtres est souvent réalisée dans des scénarios monocibles très spécifiques, voire trop restrictifs compte tenu de la variété des scènes radars qui peuvent être rencontrées. Dans ce chapitre, les principaux récepteurs radar WCP-OFDM de la littérature basés sur la corrélation sont présentés. Nous prenons soin de les rapprocher sur le plan analytique et établissons par ailleurs une synthèse de leur complexité calculatoire. Nous déterminons ensuite les expressions des signaux obtenus à leur sortie dans un scénario monocible en bruit blanc arbitraire. Nous mettons alors en évidence, pour tous ces récepteurs, un phénomène d'interférence dans la carte distance-Doppler qui s'ajoute au bruit blanc w et risque de dégrader leurs performances en détection.

Sommaire

3.1	Présentation des principaux récepteurs radar linéaires WCP-OFDM	32
3.1.1	Filtre adapté	32
3.1.2	Filtres adaptés approchés	33
3.1.3	Filtres réciproque et réciproques approchés	35
3.1.4	Synthèse des complexités	36
3.2	Phénomène d'interférence dans la carte distance-Doppler	39
3.2.1	Expression des cartes distance-Doppler	39
3.2.2	Mise en évidence du phénomène d'interférence	41
3.2.3	Limitations – Risque de masquage de cibles	46
3.3	Bilan	47

3.1 Présentation des principaux récepteurs radar linéaires WCP-OFDM

Que nous soyons dans un scénario RadCom ou PBR, nous avons vu dans le chapitre 2 que le modèle du signal en entrée du récepteur radar pouvait s'écrire en bande de base sous la forme (2.29). Néanmoins, afin de faire une première étude du phénomène d'interférence et d'en dégager les principales tendances, nous considérons dans ce chapitre une scène radar exclusivement constituée d'une cible ponctuelle et de bruit blanc. En abandonnant les indices sur les paramètres de la cible, l'enveloppe complexe du signal radar reçu devient alors simplement :

$$r[p] = \alpha s[p - l_0] \exp(j2\pi F_d p T_s) + w[p], \quad p \in \mathcal{I}_{LM}. \quad (3.1)$$

Quelle que soit la topologie, la représentation de cette scène radar dans l'espace distance-Doppler, à des fins de détection ou d'estimation de la cible, se fait généralement *via* des récepteurs basés sur la corrélation, ou filtres linéaires, qui supposent connue la forme d'onde émise.

C'est dans ce contexte que nous présentons ci-après les récepteurs radar basés sur la corrélation les plus couramment employés dans les littératures RadCom et PBR multiporteuses, et plus spécifiquement WCP-OFDM. Nous normalisons dans ce manuscrit ces filtres de sorte à garantir, pour des symboles élémentaires émis de variance unitaire, un pic de cible de même puissance en leur sortie lorsqu'elle est à distance et vitesse nulles, c'est-à-dire $(l_0, F_d) = (0, 0)$.

3.1.1 Filtre adapté

En tant que récepteur radar classique, le filtre adapté (FA) en bruit blanc figure bien évidemment parmi les récepteurs qui ont été proposés pour remplir la fonction radar des systèmes RadCom et PBR multiporteuses [92, 19]. Et pour cause, face à un canal comme (3.1), il s'agit du filtre linéaire qui maximise en sa sortie le rapport signal à bruit (SNR, *Signal-to-Noise-Ratio*) [84]. Il consiste en un banc de filtres qui corrèle différentes versions translatées en temps (distance) et Doppler du signal reçu r avec une réplique du signal émis s , à savoir :

$$\chi_A(l, \nu) \triangleq \frac{1}{\sqrt{KM}} \sum_{p \in \mathcal{I}_{LM}} r[p] s^*[p - l] e^{-j2\pi \nu p T_s}. \quad (3.2)$$

La cible étant supposée non-ambiguë en distance, on ne conserve dans la suite que le résultat de ces corrélations aux cases distance $l \in \mathcal{I}_K$.

En pratique, les hypothèses Doppler sont elles aussi prises dans un ensemble discret. Pour la clarté de nos propos, on suppose également un échantillonnage critique dans cette dimension, c'est-à-dire un échantillonnage à la résolution Doppler du système. La corrélation dans (3.2) étant calculée sur la durée T d'un CPI, celle-ci est simplement donnée par $1/T$. En posant

3.1. Présentation des principaux récepteurs radar linéaires WCP-OFDM

$\chi_A[l, n] \triangleq \chi_A(l, n/T)$ avec $n \in \mathcal{I}_M$, on obtient donc :

$$\chi_A[l, n] = \frac{1}{\sqrt{KM}} \sum_{p \in \mathcal{I}_{LM}} r[p] s^*[p-l] e^{-j2\pi \frac{n}{ML} p}. \quad (3.3)$$

Bien que le récepteur adapté ne se prête pas véritablement à un traitement par blocs, une telle représentation va nous permettre d'introduire les filtres suivants avec plus de commodité. On écrit alors :

$$\chi_A[l, n] = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m \in \mathcal{I}_M} \chi_A^{(m)}[l, n] e^{-j2\pi \frac{n}{M} m} \quad (3.4)$$

où

$$\chi_A^{(m)}[l, n] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{p \in \mathcal{I}_L} r[p + mL] s^*[p + mL - l] e^{-j2\pi \frac{n}{ML} p}. \quad (3.5)$$

Dans le cadre plus spécifique des impulsions courtes utilisées en WCP-OFDM, et puisque $l \in \mathcal{I}_K$, on peut même réexprimer (3.5) :

$$\chi_A^{(m)}[l, n] = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{p \in \mathcal{I}_L} r_m[p] s_{\hat{m}}^*[p-l] e^{-j2\pi \frac{n}{ML} p} \quad (3.6)$$

en utilisant r_m définie dans (2.12) et $s_{\hat{m}}$ telle que

$$s_{\hat{m}}[p] \triangleq \begin{cases} s_m[p] & \text{pour } p \in \mathcal{I}_K \\ s_{m-1}[p] & \text{pour } p \in \tilde{\mathcal{I}}_K \end{cases} \quad (3.7)$$

avec s_m donnée dans (2.10).

3.1.2 Filtres adaptés approchés

Malgré les atouts du filtre adapté dans un scénario mono-cible (3.1), sa complexité algorithmique lui fait généralement défaut (voir section 3.1.4). Des filtres approchés, donc sous-optimaux d'un point de vue du SNR, mais moins coûteux, lui sont alors souvent préférés. Nous présentons ci-dessous les plus usuels dans les littératures RadCom et PBR multiporteuses WCP-OFDM.

3.1.2.1 Filtre adapté approché en Doppler

Le filtre adapté approché en Doppler (FAD), très largement exploité en radar conventionnel, a également été suggéré pour les systèmes RadCom et PBR multiporteuses [25, 87]. Il consiste en une variante du filtre adapté (3.4) dans laquelle on approche la rotation de phase Doppler de la cible par de simples sauts réguliers d'un bloc à l'autre du signal reçu. Formellement, on

peut donc l'exprimer :

$$\chi_{\text{AD}}[l,n] \triangleq \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{m \in \mathcal{I}_M} \chi_{\text{A}}^{(m)}[l,0] e^{-j2\pi \frac{n}{M} m}. \quad (3.8)$$

En pratique, le FAD est généralement décrit en 2 étapes : (i) la phase de compression distance, ou filtrage adapté distance, correspondant au calcul de $\chi_{\text{A}}^{(m)}[l,0]$ pour chaque bloc $m \in \mathcal{I}_M$; (ii) l'intégration cohérente sur le temps long, ou traitement Doppler, par calcul d'une DFT sur l'ensemble des blocs. Dans le cadre de la forme d'onde WCP-OFDM, on remarque notamment que $\chi_{\text{A}}^{(m)}[l,0]$ devient alors équivalent, d'après (3.6), au calcul d'une corrélation linéaire entre le bloc reçu courant r_m avec les blocs émis précédent s_{m-1} et courant s_m .

L'approximation FAD est en général d'autant plus pertinente que la forme d'onde utilisée est tolérante vis-à-vis du Doppler, c'est-à-dire qu'une rotation de phase Doppler de cible non-compensée relativement grande n'entraîne pas de perte trop conséquente sur son pic en sortie de traitement par rapport au FA. La modulation linéaire de fréquence (LFM) ou *chirp*, largement déployée en radar conventionnel [54], est un exemple de forme d'onde tolérante au Doppler. Comme nous le verrons plus en détails dans la suite de ce manuscrit (voir chapitre 4), dans le cas des modulations multiporteuses et plus spécifiquement du WCP-OFDM, la tolérance au Doppler de la forme d'onde augmente assez naturellement avec l'espacement F_0 entre les sous-porteuses [35].

3.1.2.2 Filtre adapté approché *symbol-based*

Le filtre adapté approché dit *symbol-based* (FASB) est un récepteur radar linéaire spécifique aux modulations multiporteuses. Il a été originellement proposé pour le CP-OFDM par [120], avant d'être généralisé au FBMC [56] et au WCP-OFDM [99]. Il s'agit d'un traitement opérant dans le domaine de la sous-bande, c'est-à-dire des symboles $c_{k,m}$, dont il tire le nom, en 3 étapes :

1. Estimation des symboles élémentaires par le biais d'un récepteur multiporteuse linéaire standard (2.5) :

$$\tilde{c}_{k,m} = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{p \in \mathcal{I}_{LM}} r[p] \check{g}^*[p - mL] e^{-j2\pi \frac{k}{K} (p - mL)}. \quad (3.9)$$

2. Estimation du canal radar par produit terme à terme des symboles élémentaires estimés avec les conjugués de ceux transmis, connus :

$$\bar{c}_{k,m} \triangleq \tilde{c}_{k,m} c_{k,m}^*. \quad (3.10)$$

3. Calcul de la carte distance-Doppler par IDFT en distance et DFT en Doppler :

$$\chi_{\text{ASB}}[l,n] \triangleq \frac{1}{\sqrt{KM}} \sum_{m \in \mathcal{I}_M} \sum_{k \in \mathcal{I}_K} \bar{c}_{k,m} e^{j2\pi \frac{k}{K} l} e^{-j2\pi \frac{m}{M} n}. \quad (3.11)$$

Dans le cadre de la modulation WCP-OFDM, on montre en outre que le FASB peut lui-

3.1. Présentation des principaux récepteurs radar linéaires WCP-OFDM

même être considéré comme une simplification du FAD (3.8), en réinterprétant et réarrangeant ses étages de la façon suivante [IntJnl1] : (i) une phase de compression distance, *via* le calcul pour chaque bloc $m \in \mathcal{I}_M$ d'une corrélation, ici circulaire, entre r_m et s_m , après leur mise en forme par \check{g} et le repliement de leur CP (3.9) (ou plutôt (2.11))–(3.11) ; (ii) un traitement Doppler, par DFT sur l'ensemble des blocs (3.11). C'est d'ailleurs sous cette forme qu'il a été introduit pour le cas spécifique du CP-OFDM, de manière indépendante, en radar passif [111].

Comme nous le verrons plus en détails dans la suite de ce manuscrit (voir chapitre 4), en conséquence de la présence de corrélations circulaires (au lieu de corrélations linéaires) et par extension du filtre adapté approché en Doppler dont il est une simplification, il se trouve que le filtre adapté *symbol-based* est d'autant plus pertinent que la forme d'onde est tolérante aux décalages en distance *et* en Doppler [IntJnl2].

Remarque 3.1

Il convient de noter qu'une extension du FASB à relative faible complexité, compensant les rotations de phase Doppler très rapides, a également été proposée pour résoudre les problèmes d'ambiguïté en vitesse [127]. Le traitement consiste alors, à travers l'application de simples décalages circulaires de la séquence des symboles estimés $\{\tilde{c}_{k,m}\}_k$ dans (3.10), à tester plusieurs hypothèses Doppler multiples de l'espacement entre sous-porteuses F_0 , puis de conserver celle donnant lieu à la carte distance-Doppler avec le plus grand pic de cible. Étant donné qu'en WCP-OFDM, on a $F_0 \geq 1/T_0$ où $1/T_0$ représente l'ambiguïté vitesse, on en déduit effectivement la plage d'ambiguïté dans laquelle se trouve la cible. Notons par contre que dans ce cas là, on ne peut plus véritablement parler d'une simplification du filtre approché en Doppler. Il est important, également, de souligner que si cette technique se prête très bien à des scénarios monocibles tels que (3.1), elle n'est pas vraiment appropriée pour des scènes radar plus complexes. Elle ne sera donc pas davantage étudiée dans la suite de ce manuscrit.

3.1.3 Filtres réciproque et réciproques approchés

Le filtrage inverse, ou réciproque, vise à égaliser au sein du spectre de l'écho de cible reçu¹ la partie relative au signal émis [129, 38]. En s'inspirant de ce principe, certains auteurs ont proposé des variantes réciproques des récepteurs radar multiporteuses précédents reposant sur un calcul des corrélations non plus avec la réplique basée sur le signal émis s (2.4) transportant les symboles $c_{k,m}$, mais plutôt avec une réplique basée sur le signal \bar{s} pourvu des symboles $1/c_{k,m}^*$, autrement dit :

$$\bar{s}[p] \triangleq \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k \in \mathcal{I}_K} \sum_{m \in \mathcal{I}_M} \frac{1}{c_{k,m}^*} g[p - mL] e^{j2\pi \frac{k}{K}(p - mL)}. \quad (3.12)$$

On parlera alors respectivement de filtre réciproque (FR), de filtre réciproque approché en Doppler (FRD) et de filtre réciproque approché *symbol-based* (FRSB), et on notera χ_R , χ_{R_D} et $\chi_{R_{SB}}$. Au-delà de leur intérêt pour limiter l'apparition de cibles fantômes générées par les symboles pilotes [87, 117], ces filtres sont préconisés pour réduire le niveau des lobes secondaires

1. Il s'agit ici du spectre au sens déterministe, c'est-à-dire résultant d'une transformée de Fourier (discrète).

des diffuseurs puissants, notamment du fouillis [111, 37, 134]. On peut d’ores-et-déjà noter que pour des symboles élémentaires $c_{k,m}$ de module unitaire, les approches adaptée et réciproque sont rigoureusement équivalentes.

3.1.4 Synthèse des complexités

Intéressons-nous maintenant à la complexité calculatoire des récepteurs radar que nous venons de présenter. Afin de ne pas entrer dans des considérations épineuses et dépendantes de l’architecture matérielle exploitée, nous nous contentons dans le cadre de ces travaux de quantifier le nombre d’opérations arithmétiques complexes requises à leur mise en œuvre. Pour cela, nous faisons les hypothèses suivantes :

- les opérations de normalisation, de mise en forme, de conjugaison, d’alignement des signaux et de sélection des échantillons utiles ne sont pas comptabilisées ;
- le calcul d’une DFT est réalisé avec un algorithme FFT qui, pour un signal de taille N , effectue $N/2 \log_2(N)$ multiplications complexes et $N \log_2(N)$ additions complexes.

Le décompte est en particulier réalisé sur les filtres de type adapté, dont les résultats sont synthétisés dans le tableau 3.1. Notons que son extension à leurs homologues réciproques requerrait la prise en compte d’opérations additionnelles, à commencer par l’inversion des symboles élémentaires complexes $c_{k,m}$, mais également, dans les cas du FR et du FRD, celles liées à la génération —numérique— du signal \bar{s} (3.12).

Par ailleurs, les récepteurs radar en jeu ici étant des filtres linéaires, les opérations de convolution qu’ils impliquent peuvent tout aussi bien être exécutées dans le domaine temporel que dans le domaine fréquentiel d’après le théorème de convolution. Nous présentons donc pour chaque filtre, à l’exception du *symbol-based*, une implémentation dans chacun de ces 2 domaines. Les signaux manipulés étant discrets, on rappelle en effet que l’approche fréquentielle, consistant à multiplier terme à terme les DFT de ces signaux, met en réalité en œuvre une convolution circulaire entre ces signaux. La réalisation en temporel du *symbol-based* ne présente donc pas d’intérêt, par nature. Rappelons également que l’approche fréquentielle est généralement d’autant plus appréciable que les longueurs des signaux sont importantes [85, chapitre 8].

3.1.4.1 Filtre adapté

La procédure la plus intuitive pour mettre en œuvre le filtrage adapté (3.3) est vraisemblablement l’algorithme 1. Alternativement, et comme susmentionné, on peut aussi souhaiter opérer dans le domaine fréquentiel par recours à la DFT. Pour rendre la convolution circulaire qui en résulte équivalente à une convolution linéaire, on pense alors à *zero-padder* les signaux d’un facteur suffisant (ici 2) avant calcul de leur DFT [85, chapitre 8]. On débouche de cette façon sur l’algorithme 2.

3.1. Présentation des principaux récepteurs radar linéaires WCP-OFDM

TABLE 3.1 – Nombre d'opérations arithmétiques complexes par récepteur, en fonction du domaine d'implémentation

Récepteur	Opération	Domaine temporel	Domaine fréquentiel
FA	×	$LM(K+1)M$	$LM(3\log_2(LM)+6)M$
	+	$(LM-1)KM$	$6LM(\log_2(LM)+1)M$
FAD	×	$(L+1/2\log_2(M))KM$	$(L(4\log_2(L)+8)+K/2\log_2(M))M$
	+	$(L-1+\log_2(M))KM$	$(8L(\log_2(L)+1)+K(\log_2(M)+1))M$
FASB	×	—	$K(\log_2(K)+1+1/2\log_2(M))M$
	+	—	$(K(2\log_2(K)+\log_2(M))+\Delta)M$

Algorithm 1 Filtre adapté dans le domaine temporel

Pour $n \in \mathcal{I}_M$ **faire**

Calculer le produit terme à terme de $\{r[p]\}_{p \in \mathcal{I}_{LM}}$ et $\{e^{-j2\pi \frac{n}{ML}p}\}_{p \in \mathcal{I}_{LM}}$

Pour $l \in \mathcal{I}_K$ **faire**

Calculer le produit terme à terme de $\{r[p]e^{-j2\pi \frac{n}{ML}p}\}_{p \in \mathcal{I}_{LM}}$ et $\{s^*[p-l]\}_{p \in \mathcal{I}_{LM}}$

Calculer $\chi_A[l,n]$, la somme des éléments de $\{r[p]s^*[p-l]e^{-j2\pi \frac{n}{ML}p}\}_{p \in \mathcal{I}_{LM}}$

Fin Pour

Fin Pour

Algorithm 2 Filtre adapté dans le domaine fréquentiel

Calculer $\{S[q]\}_{q \in \mathcal{I}_{2LM}}$, la DFT de longueur $2LM$ de $\{s[p]\}_{p \in \mathcal{I}_{LM}}$

Pour $n \in \mathcal{I}_M$ **faire**

Calculer le produit terme à terme de $\{r[p]\}_{p \in \mathcal{I}_{LM}}$ et $\{e^{-j2\pi \frac{n}{ML}p}\}_{p \in \mathcal{I}_{LM}}$

Calculer $\{R[q,n]\}_{q \in \mathcal{I}_{2LM}}$, la DFT de longueur $2LM$ de $\{r[p]e^{-j2\pi \frac{n}{ML}p}\}_{p \in \mathcal{I}_{LM}}$

Calculer le produit terme à terme de $\{R[q,n]\}_{q \in \mathcal{I}_{2LM}}$ et $\{S[q]\}_{q \in \mathcal{I}_{2LM}}$

Calculer $\{\chi_A[l,n]\}_{l \in \mathcal{I}_{2LM}}$, l'IDFT de longueur $2LM$ de $\{R[q,n]S[q]\}_{q \in \mathcal{I}_{2LM}}$

Fin Pour

3.1.4.2 Filtre adapté approché en Doppler

Pour rappel, le fait de négliger la rotation de phase Doppler de la cible permet de mettre en œuvre une procédure par blocs, plus efficace. Dans le domaine temporel, on peut ainsi suivre l'algorithme 3. Dans le domaine fréquentiel, outre la nécessité de *zero-padder* comme dans le cas du FA, il faut ici en plus prendre garde à l'*overlapping* entre blocs. On aboutit alors à l'algorithme 4.

Algorithm 3 Filtre adapté approché en Doppler dans le domaine temporel

Pour $l \in \mathcal{I}_K$ **faire**

Pour $m \in \mathcal{I}_M$ **faire**

 Calculer le produit terme à terme de $\{r_m[p]\}_{p \in \mathcal{I}_L}$ et $\{s_m^*[p-l]\}_{p \in \mathcal{I}_L}$

 Calculer $\chi_A^{(m)}[l,0]$, la somme des éléments de $\{r_m[p]s_m^*[p-l]\}_{p \in \mathcal{I}_L}$

Fin Pour

 Calculer $\{\chi_A[l,n]\}_{n \in \mathcal{I}_M}$, la DFT de longueur M de $\{\chi_A^{(m)}[l,0]\}_{m \in \mathcal{I}_M}$

Fin Pour

Algorithm 4 Filtre adapté approché en Doppler dans le domaine fréquentiel

Pour $m \in \mathcal{I}_M$ **faire**

 Calculer $\{R_m[q]\}_{q \in \mathcal{I}_{2L}}$, la DFT de longueur $2L$ de $\{r_m[p]\}_{p \in \mathcal{I}_L}$

 Calculer $\{S_m[q]\}_{q \in \mathcal{I}_{2L}}$, la DFT de longueur $2L$ de $\{s_m[p]\}_{p \in \mathcal{I}_L}$

Pour $\hat{m} \in \{m-1, m\}$ **faire**

 Calculer le produit terme à terme de $\{R_m[q]\}_{q \in \mathcal{I}_{2L}}$ avec $\{S_{\hat{m}}[q]\}_{q \in \mathcal{I}_{2L}}$

 Calculer $\{\chi_A^{(m,\hat{m})}[l,0]\}_{l \in \mathcal{I}_{2L}}$ l'IDFT de longueur $2L$ de $\{R_m[q]S_{\hat{m}}[q]\}_{q \in \mathcal{I}_{2L}}$

Fin Pour

 Calculer $\{\chi_A^{(m)}[l,0]\}_{l \in \mathcal{I}_K}$, la somme de $\{\chi_A^{(m,m-1)}[l,0]\}_{l \in \mathcal{I}_K}$ et $\{\chi_A^{(m,m)}[l,0]\}_{l \in \mathcal{I}_{L+K-1} \setminus \mathcal{I}_L}$

Fin Pour

Pour $l \in \mathcal{I}_K$ **faire**

 Calculer $\{\chi_A[l,n]\}_{n \in \mathcal{I}_M}$, la DFT de longueur M de $\{\chi_A^{(m)}[l,0]\}_{m \in \mathcal{I}_M}$

Fin Pour

3.1.4.3 Filtre adapté approché *symbol-based*

La mise en œuvre du filtre adapté approché *symbol-based* telle que décrite par (2.11)–(3.10)–(3.11) est quant à elle donnée par l'algorithme 5.

Algorithm 5 Filtre adapté approché *symbol-based* dans le domaine fréquentiel

Pour $m \in \mathcal{I}_M$ **faire**

 Calculer $\{\check{r}_m[p]\}_{p \in \mathcal{I}_K}$, la séquence $\{r_m[p]\check{g}^*[p]\}_{p \in \mathcal{I}_L}$ dont on a replié le CP

 Calculer $\{\tilde{c}_{k,m}\}_{k \in \mathcal{I}_K}$, la DFT de longueur K de $\{\check{r}_m[p]\}_{p \in \mathcal{I}_K}$

 Calculer $\{\bar{c}_{k,m}\}_{k \in \mathcal{I}_K}$, le produit terme à terme de $\{\tilde{c}_{k,m}\}_{k \in \mathcal{I}_K}$ avec $\{c_{k,m}^*\}_{k \in \mathcal{I}_K}$

 Calculer $\{\chi_{\text{ASB}}^{(m)}[l,0]\}_{l \in \mathcal{I}_K}$, l'IDFT de longueur K de $\{\bar{c}_{k,m}\}_{k \in \mathcal{I}_K}$

Fin Pour

Pour $l \in \mathcal{I}_K$ **faire**

 Calculer $\{\chi_{\text{ASB}}[l,n]\}_{n \in \mathcal{I}_M}$, la DFT de longueur M de $\{\chi_{\text{ASB}}^{(m)}[l,0]\}_{m \in \mathcal{I}_M}$

Fin Pour

On devine déjà à partir du tableau 3.1 des différences substantielles de complexité entre les récepteurs, quel que soit le domaine d'implémentation considéré. À titre d'illustration, on recense dans le tableau 3.2 le nombre de multiplications-accumulations (mulaccs) exécutées

3.2. Phénomène d'interférence dans la carte distance-Doppler

par chaque procédure dans le cadre d'un scénario réaliste décrit plus loin dans ce manuscrit (voir section 4.3.1.2). On comptabilise pour cela 2 mulaccs par addition complexe et 4 mulaccs par multiplication complexe.

TABLE 3.2 – Nombre de mulaccs requis par récepteur dans le scénario UCAV réaliste de la section 4.3.1.2 ($K = 1024$, $M = 80$, $L = 1152$), en fonction du domaine d'implémentation

Récepteur	Domaine temporel	Domaine fréquentiel
FA	4.53E10	3.18E09
FAD	5.68E08	3.67E07
FASB	—	8.97E06

On observe ainsi effectivement une réduction conséquente de la charge calculatoire en lien avec les approximations faites par les filtres. On constate également ici les gains apportés par l'implémentation dans le domaine fréquentiel à l'aide des DFTs, de l'ordre d'un facteur 10 à chaque fois. La présence intrinsèque des corrélations circulaires et la disponibilité immédiate des symboles élémentaires $c_{k,m}$ ² (3.10) permettent d'abaisser encore davantage la complexité du récepteur radar *symbol-based*, notamment d'un facteur 4 par rapport au filtre approché en Doppler. De manière intéressante, ce rapport de complexité entre FASB et FAD se veut d'ailleurs relativement peu dépendant des valeurs des paramètres K et M , comme en attestent les courbes de la figure 3.1. Il l'est en revanche davantage des valeurs de L , comme on l'observe lorsque l'on diminue la densité de transmission $\rho = K/L$ de la figure 3.1 à la figure 3.2.

3.2 Phénomène d'interférence dans la carte distance-Doppler

Comme il l'a déjà été constaté dans la littérature, pour une cible avec des valeurs arbitraires de (l_0, F_d) dans (3.1), il se trouve que la carte distance-Doppler obtenue en sortie de l'un ou l'autre des récepteurs radar WCP-OFDM présentés ci-dessus fait apparaître un phénomène d'interférence. Dans cette section, nous mettons en évidence cette interférence, nous en pointons du doigt l'origine, puis nous en illustrons les répercussions sur une carte distance-Doppler synthétique.

3.2.1 Expression des cartes distance-Doppler

Sur la base des calculs réalisés dans [IntJnl2, IntJnl1], on montre en annexe A que les expressions des cartes distance-Doppler obtenues en sortie des récepteurs radar adapté, réciproque, et leurs versions approchées, avec la forme d'onde WCP-OFDM peuvent s'écrire

2. Contrairement aux filtres adapté et adapté approché en Doppler qui doivent calculer le spectre du signal émis s ou de ses blocs s_m (voir les algorithmes 2 et 4), le filtre *symbol-based* manipule directement les symboles $c_{k,m}$ qui sont déjà connus du récepteur et n'ont donc pas besoin d'être déterminés.

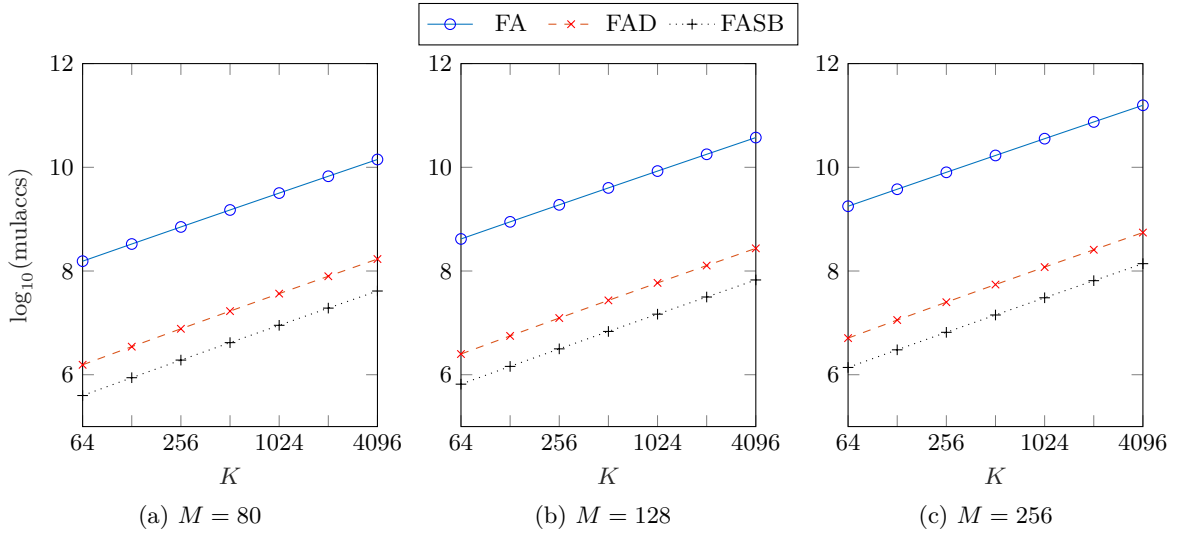


FIGURE 3.1 – Nombre de mulaccs par filtre de réception, en échelle logarithmique, en fonction du nombre de sous-porteuses K et du nombre de blocs M (domaine fréquentiel, $\rho = 8/9$)

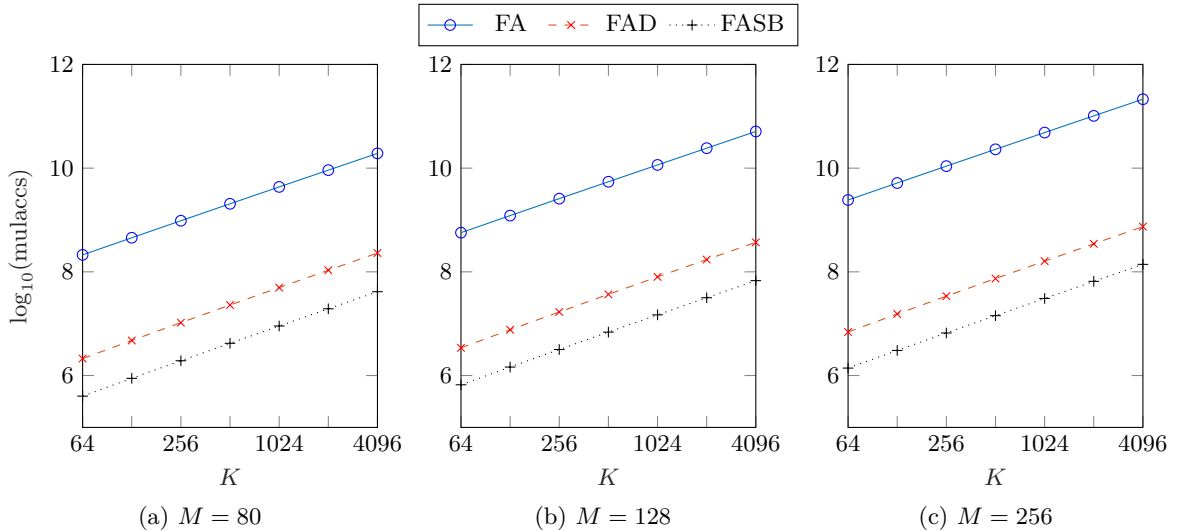


FIGURE 3.2 – Nombre de mulaccs par filtre de réception, en échelle logarithmique, en fonction du nombre de sous-porteuses K et du nombre de blocs M (domaine fréquentiel, $\rho = 8/12$)

sous la forme (3.15)–(3.20). Quelques précisions de notation sont alors de rigueur : les signaux désignés par la lettre w indiquée symbolisent la composante de bruit blanc w du canal radar (3.1), en sortie des différents récepteurs linéaires ; les indices de sommation k et m , dont les bornes ne sont pas explicitées par soucis de compacité, parcourent les ensembles \mathcal{I}_K et \mathcal{I}_M . De plus, afin de mettre en avant les similitudes entre ces expressions, nous avons défini des fonctions

3.2. Phénomène d'interférence dans la carte distance-Doppler

d'ambiguïté entre impulsions, en complément de $A^{(g,\tilde{g})}$ dans (2.8) :

$$A^{(g,g)}(l, f) \triangleq \frac{1}{K} \sum_{p \in \mathcal{I}_L} g[p]g^*[p-l]e^{j2\pi fp} \quad (3.13)$$

$$A_{\{l_0, n\}}^{(g,g)}(l, f) \triangleq \frac{1}{K} \left(\sum_{p=0}^{L-l_0-1} g[p]g^*[p-l]e^{j2\pi fp} + e^{-j2\pi \frac{n}{M}} \sum_{p=L-l_0}^{L-1} g[p]g^*[p-l]e^{j2\pi fp} \right). \quad (3.14)$$

Remarquons notamment que la fonction d'ambiguïté $A^{(g,g)}$ (3.13) est un cas particulier de la fonction d'ambiguïté impropre $A_{\{l_0, n\}}^{(g,g)}$ (3.14), obtenu pour $l_0 = 0$. Cette dépendance de $A_{\{l_0, n\}}^{(g,g)}$ à l_0 traduit simplement le désalignement en distance de l'écho de cible dans r (3.1) par rapport aux blocs du traitement Doppler des FAD et FRD (cf. (3.8)). Notons que dans la case Doppler $n = 0$, on a là aussi équivalence entre les deux fonctions. Cela étant, on représente dans les figures 3.3 à 3.5 des coupes en distance et Doppler de ces différentes fonctions d'ambiguïté entre impulsions. Celles-ci vont notamment nous être utiles dans la section suivante pour mettre en évidence le phénomène d'interférence.

Avec ces notations, on constate ainsi que d'un filtre de type adapté à l'autre (ou, indifféremment, d'un filtre de type réciproque à l'autre), l'expression de la carte distance-Doppler diffère principalement par la fonction d'ambiguïté entre impulsions impliquée, et des coordonnées où elle est évaluée. On remarque par ailleurs, comme attendu par construction, que le passage d'une approche adaptée à une approche réciproque implique simplement un remplacement des $c_{k,m}^*$ par les $1/c_{k,m}$.

3.2.2 Mise en évidence du phénomène d'interférence

Pour mettre en évidence le phénomène d'interférence de cible, considérons par exemple le cas du filtre adapté. Étant donné les similarités entre les différentes cartes distance-Doppler, la généralisation aux autres récepteurs est immédiate. Nous supposons dans un premier temps que les symboles élémentaires $c_{k,m}$ sont tous choisis identiques, égaux à c . Cela correspondrait donc à un message d'entropie nulle, autrement dit dépourvu d'information [114]. En omettant par convenance le terme de bruit dans le développement, (3.15) se simplifie ainsi en :

$$\begin{aligned} \chi_A[l, n] &\underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha |c|^2}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} \right) l_0} \sum_m e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} L - \frac{n}{M} \right) m} \sum_{k', m'} e^{j2\pi \frac{k'}{K} (l - l_0 + (m' - m)L)} \\ &\quad \times \sum_k A^{(g,g)} \left(l - l_0 + (m' - m)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k - k'}{K} \right). \end{aligned} \quad (3.21)$$

Expression des cartes distance-Doppler :

$$\begin{aligned} \chi_A[l,n] \underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}\right)l_0} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} c_{k,m} c_{k',m'}^* e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m} \\ \times A^{(g,g)}\left(l-l_0+(m'-m)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k-k'}{K}\right) + w_A[l,n] \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \chi_{AD}[l,n] \underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi\frac{F_d}{B}l_0} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} c_{k,m} c_{k',m'}^* e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m} \\ \times A_{\{l_0,n\}}^{(g,g)}\left(l-l_0+(m'-m)L, \frac{F_d}{B} + \frac{k-k'}{K}\right) + w_{AD}[l,n] \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \chi_{ASB}[l,n] \underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi\frac{F_d}{B}l_0} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} c_{k,m} c_{k',m'}^* e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m} \\ \times e^{j2\pi\frac{n}{M}(m-m')} A^{(g,\check{g})}\left(-l_0+(m'-m)L, \frac{F_d}{B} + \frac{k-k'}{K}\right) + w_{ASB}[l,n] \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} \chi_R[l,n] \underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}\right)l_0} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} \frac{c_{k,m}}{c_{k',m'}} e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m} \\ \times A^{(g,g)}\left(l-l_0+(m'-m)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k-k'}{K}\right) + w_R[l,n] \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \chi_{RD}[l,n] \underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi\frac{F_d}{B}l_0} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} \frac{c_{k,m}}{c_{k',m'}} e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m} \\ \times A_{\{l_0,n\}}^{(g,g)}\left(l-l_0+(m'-m)L, \frac{F_d}{B} + \frac{k-k'}{K}\right) + w_{RD}[l,n] \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} \chi_{RSB}[l,n] \underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi\frac{F_d}{B}l_0} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} \frac{c_{k,m}}{c_{k',m'}} e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m} \\ \times e^{j2\pi\frac{n}{M}(m-m')} A^{(g,\check{g})}\left(-l_0+(m'-m)L, \frac{F_d}{B} + \frac{k-k'}{K}\right) + w_{RSB}[l,n] \end{aligned} \quad (3.20)$$

3.2. Phénomène d'interférence dans la carte distance-Doppler

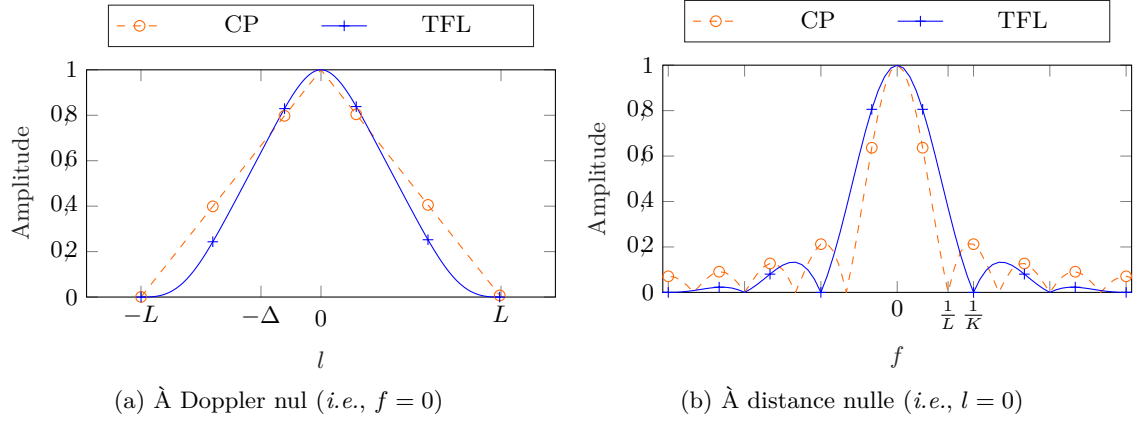


FIGURE 3.3 – Coupes de $|A^{(g,g)}(l,f)|$ pour les impulsions CP et TFL ($L/K = 12/8$)

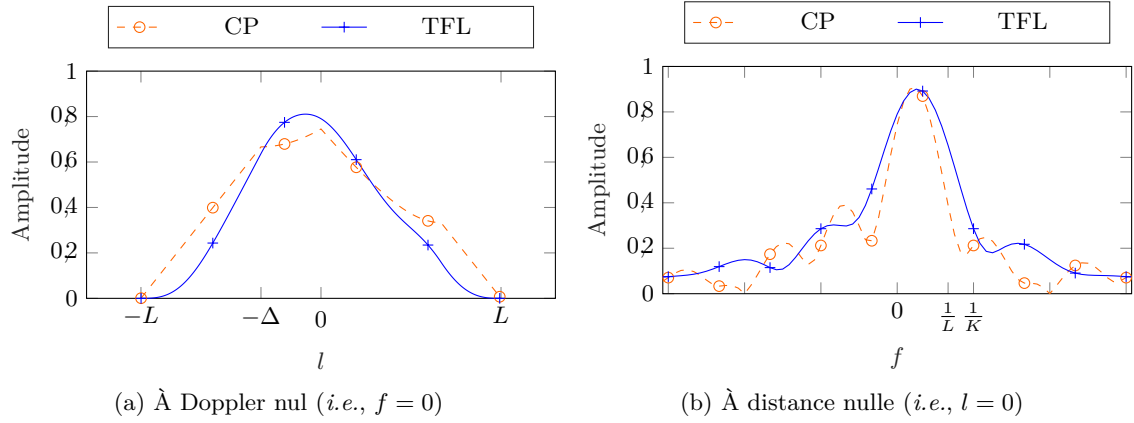


FIGURE 3.4 – Coupes de $|A_{\{l_0, n\}}^{(g,g)}(l,f)|$ pour les impulsions CP et TFL ($L/K = 12/8$, l_0 et n choisis arbitrairement, mais non nuls ici)

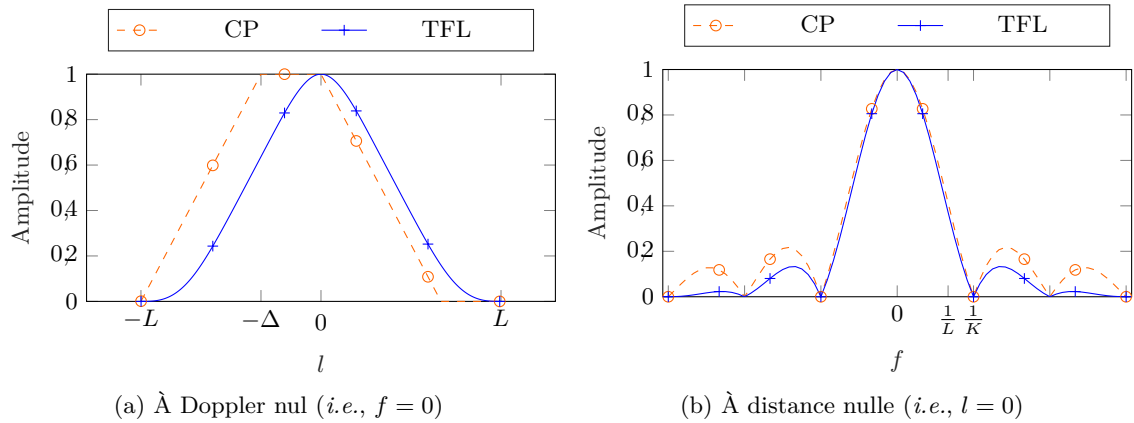


FIGURE 3.5 – Coupes de $|A^{(g,\check{g})}(l,f)|$ pour les impulsions CP et TFL ($L/K = 12/8$)

En utilisant maintenant la 1-périodicité sur la variable f des fonctions d'ambiguïté entre impulsions, et en particulier ici de $A^{(g,g)}(l,f)$, on peut alors réécrire :

$$\begin{aligned} \chi_A[l,n] \underset{M \gg 1}{\simeq} & \frac{\alpha|c|^2}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}\right)l_0} \sum_m e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m} \sum_{k',m'} e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0+(m'-m)L)} \\ & \times \sum_k A^{(g,g)}\left(l-l_0+(m'-m)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K}\right). \end{aligned} \quad (3.22)$$

Qui plus est, les impulsions de mise en forme WCP-OFDM étant courtes, on obtient :

$$\begin{aligned} \chi_A[l,n] \underset{M \gg 1}{\simeq} & \frac{\alpha|c|^2}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}\right)l_0} \sum_m e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m} \\ & \times \left(\sum_{k'} e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0)} \sum_k A^{(g,g)}\left(l-l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K}\right) \right. \\ & \left. + \sum_{k'} e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0-\text{sgn}(l-l_0)L)} \sum_k A^{(g,g)}\left(l-l_0-\text{sgn}(l-l_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K}\right) \right) \end{aligned} \quad (3.23)$$

avec $\text{sgn}(x)$ la fonction signe classique pour $x \in \mathbb{R}^*$, et pour laquelle on pose $\text{sgn}(0) \triangleq 1$. Pour plus de visibilité, on note même plutôt :

$$\begin{aligned} \chi_A[l,n] \underset{M \gg 1}{\simeq} & \alpha|c|^2 \sqrt{KM} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}\right)l_0} \mathcal{D}_M\left(\frac{F_d}{B}ML - n\right) \\ & \times \left(\mathcal{D}_K(l-l_0) \sum_k A^{(g,g)}\left(l-l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K}\right) \right. \\ & \left. + \mathcal{D}_K(l-l_0-\text{sgn}(l-l_0)L) \sum_k A^{(g,g)}\left(l-l_0-\text{sgn}(l-l_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K}\right) \right). \end{aligned} \quad (3.24)$$

L'équation (3.24) fait alors apparaître une signature de cible conventionnelle, constituée d'un lobe principal et de lobes secondaires décroissants et représentée par des noyaux de Dirichlet centrés sur les paramètres distance et Doppler de la cible (cf. premier terme du développement), ainsi qu'une contribution parasite, semblable, résultant de la présence du préfixe cyclique dans le signal double fonction³ (cf. second terme du développement). En outre, du fait de notre échantillonnage critique dans les 2 dimensions, si l'on suppose $F_dML/B = n_0 \in \mathbb{N}$ (c'est-à-dire si la cible est idéalement localisée au centre de la case Doppler n_0) alors les noyaux de Dirichlet se simplifient même en deltas de Kronecker :

$$\begin{aligned} \chi_A[l,n] \underset{M \gg 1}{\simeq} & \alpha|c|^2 \sqrt{KM} \delta_{n,n_0} \left(\delta_{l,l_0} \sum_k A^{(g,g)}\left(0, \frac{k}{K}\right) + \delta_{l,l_0-\Delta} \sum_k A^{(g,g)}\left(K, \frac{k}{K}\right) \right. \\ & \left. + \delta_{l,l_0+\Delta} \sum_k A^{(g,g)}\left(-K, \frac{k}{K}\right) \right). \end{aligned} \quad (3.25)$$

3. Préfixe cyclique qui est soit dit en passant superflu pour une transmission dépourvue d'information comme celle considérée ici.

3.2. Phénomène d'interférence dans la carte distance-Doppler

On a donc $\chi_A[l,n] = 0$ dans toute la carte distance-Doppler, excepté aux coordonnées $[l,n] = [l_0,n_0]$ où l'on observe le pic de cible, ainsi qu'en $[l_0 - \Delta,n_0]$ et $[l_0 + \Delta,n_0]$ où apparaissent les pics parasites créés par le préfixe cyclique.

On représente en figure 3.6 la carte distance-Doppler obtenue en sortie du FA pour un scénario sans transmission d'information par les symboles élémentaires. On a fixé arbitrairement $c = 1$, et la puissance du bruit blanc post-traitement w_A a été configurée pour valoir 0 dB. On remarque alors d'une part que le plancher de bruit dans la carte apparaît effectivement au niveau escompté. Le pic de cible est, d'autre part, bien visible. Notons que ça n'est par contre pas le cas des pics parasites qui sont ici — commodément — masqués par le bruit.

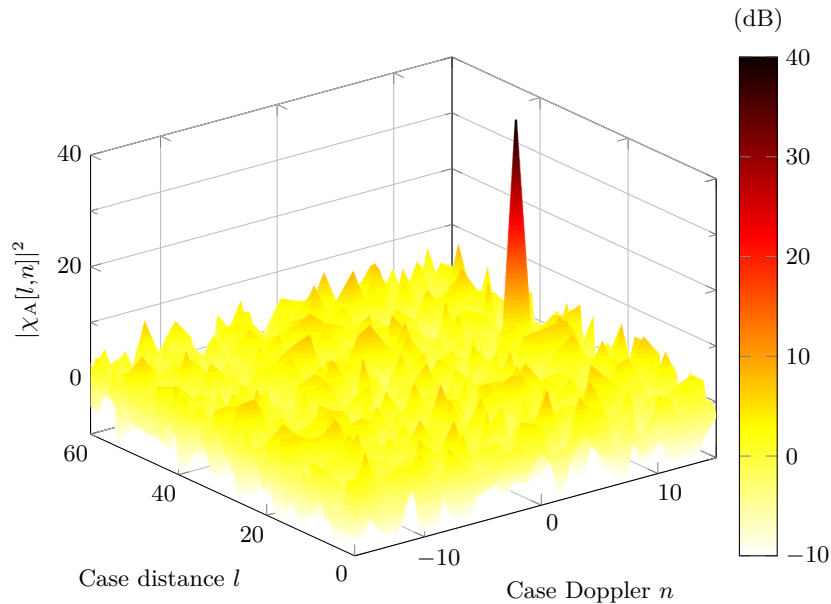


FIGURE 3.6 – Exemple de carte distance-Doppler synthétique en sortie du filtre adapté lorsque les symboles ne transmettent pas d'information

Dès lors que les symboles élémentaires $c_{k,m}$ ne sont plus les mêmes d'impulsion à impulsion et/ou de sous-porteuse à sous-porteuse — ce qui est tout particulièrement le cas dans des contextes RadCom et PBR où de l'information est, par nature, transmise — l'extraction d'une structure en noyaux de Dirichlet (et même en deltas de Kronecker) sur les 2 dimensions à partir de (3.15), comme observée dans (3.24) (ou (3.25)), n'est en revanche plus possible. À la place, on observe simplement, en toute case $[l,n]$, des doubles sommes impliquant justement les symboles $c_{k,m}$ ainsi que la fonction d'ambiguïté entre impulsions $A^{(g,g)}$, évaluée en des points où elle ne s'annule pas nécessairement (voir les coupes des figures 3.3 à 3.5). Cela témoigne finalement de la présence d'une interférence dans l'ensemble de la carte distance-Doppler, à laquelle certains donnent le nom de *piédestal*, ou encore de *lobes secondaires aléatoires* du fait de leur dépendance au message d'information émis.

3.2.3 Limitations – Risque de masquage de cibles

L'interférence que nous venons de décrire, ajoutée au terme de bruit post-traitement, peut vraisemblablement avoir des répercussions sur les performances en détection du récepteur radar. À titre d'illustration, nous affichons en figure 3.7 la carte distance-Doppler synthétique obtenue avec le filtre adapté en considérant le même scénario radar que pour la figure 3.6, mais transmettant cette fois-ci des symboles aléatoires pris dans une modulation de phase. La puissance du bruit w_A a une nouvelle fois été configurée pour valoir 0 dB. Il apparaît ainsi en effet que le piédestal de la cible a entraîné une remontée globale du plancher de bruit de l'ordre de 10 dB en moyenne.

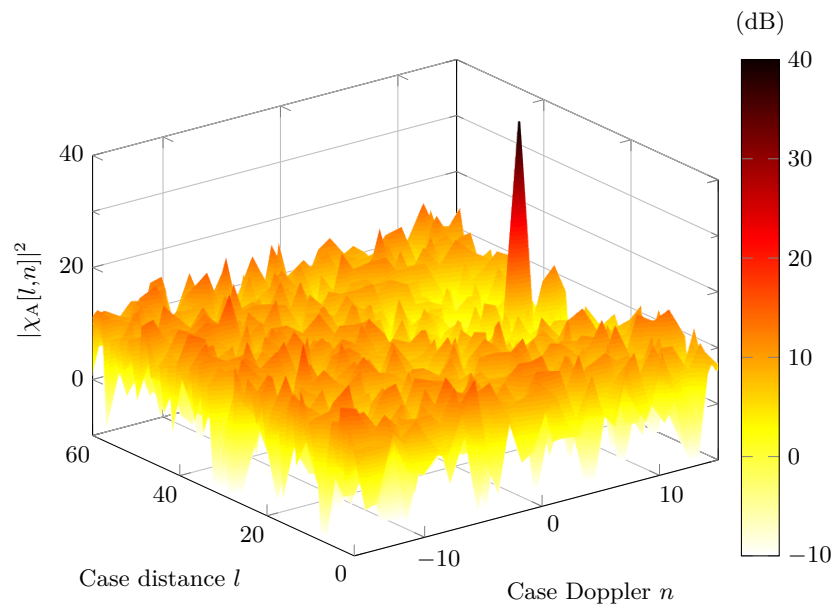


FIGURE 3.7 – Exemple de carte distance-Doppler synthétique en sortie du filtre adapté faisant apparaître le phénomène d'interférence

Si la détectabilité de la cible n'est pas tellement remise en cause dans cet exemple, il convient de rappeler que c'est principalement parce qu'elle a été supposée unique dans la scène radar (3.1) et n'est donc confrontée qu'à sa seule interférence. Dans le cadre d'un scénario plus réaliste composé de multiples cibles et de fouillis de sol, tel que décrit dans le chapitre 2, elle risquerait en revanche davantage d'être masquée en raison du cumul des piédestaux. Cette problématique se pose d'ailleurs encore plus pour les filtres approchés, dans lesquels la formation des piédestaux s'accompagne en plus possiblement, comme nous l'avons évoqué dans la section 3.1.2 au travers de la notion de tolérance de la forme d'onde, de pertes d'intégration sur les pics de cible.

3.3 Bilan

Dans ce chapitre, nous avons présenté et mis en regard les principaux récepteurs radar WCP-OFDM basés sur la corrélation des littératures RadCom et PBR. Concrètement, ces filtres diffèrent par le type de corrélation qu'ils mettent en œuvre et/ou par leur gestion des symboles élémentaires contenus dans le signal double fonction exploité. En découlent des complexités algorithmiques sensiblement différentes, que les traitements soient implémentés dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. Pour chacun de ces filtres, nous avons ensuite calculé l'expression de la carte distance-Doppler qui en résulte, pour un scénario monocible arbitraire. Un phénomène d'interférence, responsable d'une remontée du plancher de bruit et attribuable aux symboles élémentaires, commun à tous ces filtres, a alors été mis en évidence analytiquement, puis illustré sur une carte distance-Doppler synthétique. À ce stade, il semble donc judicieux de se demander dans quelles mesures cette interférence peut impacter les performances en détection de ces récepteurs.

Modélisation de l'interférence dans la carte distance-Doppler

Nous avons vu au cours du chapitre précédent que les symboles élémentaires au sein du signal double fonction WCP-OFDM étaient à l'origine d'un phénomène d'interférence dans les récepteurs radar basés sur la corrélation couramment employés. Celui-ci se manifeste notamment par des lobes secondaires aléatoires dans leurs cartes distance-Doppler. Si elle n'est pas traitée, une telle interférence peut vraisemblablement affecter la détectabilité des cibles, voire même les masquer. L'objectif de ce chapitre est d'évaluer dans quelles mesures. Cette étude d'impact du phénomène d'interférence est dans un premier temps menée dans le cadre du scénario monocible considéré dans le chapitre 3. Une analyse statistique des cartes distance-Doppler est alors réalisée, donnant notamment lieu à une mesure du rapport signal sur interférence-plus-bruit (SINR, *Signal-to-Interference-plus-Noise-Ratio*), et même, dans le cadre du récepteur *symbol-based*, à une mesure de la probabilité de détection (PD, *Probability of Detection*) de la cible par un détecteur classique : le CA-CFAR (*Cell-Averaging Constant False Alarm Rate*). Puis, dans un second temps, nous définissons des scénarios RadCom réalistes et mesurons leur incidence sur les cartes distance-Doppler des différents récepteurs. À chaque fois, l'influence de l'impulsion de mise en forme est également examinée.

Sommaire

4.1	Hypothèses statistiques sur les symboles élémentaires	50
4.2	Analyse statistique de l'interférence créée par un ponctuel	51
4.2.1	Moments d'ordre 1 et 2	51
4.2.2	Métrique du SINR	55
4.2.3	Impact de la mise en forme	61
4.2.4	Détection CA-CFAR	64
4.3	Niveau d'interférence dans des scénarios RadCom réalistes	67
4.3.1	Définition de scénarios réalistes	69
4.3.2	Impact des impulsions de mise en forme	72
4.4	Bilan	73

4.1 Hypothèses statistiques sur les symboles élémentaires

Comme expliqué dans le chapitre 2, la séquence de symboles élémentaires complexes $\{c_{k,m}\}_{k,m}$ transmise par un émetteur RadCom multiporteuse est normalement composée de :

- symboles d'information, véritablement d'intérêt pour le récepteur de communication ;
- symboles pilotes et éléments nuls, visant surtout à faciliter la synchronisation ainsi que l'estimation et l'égalisation du canal de propagation par ce même récepteur.

La disposition de ces symboles varie cependant très largement avec le système de communication considéré. Par soucis de généralité, on suppose donc dans la suite que cette séquence $\{c_{k,m}\}_{k,m}$ est constituée exclusivement de symboles d'information. Commodément, cette hypothèse nous permet dans le même temps de nous affranchir du phénomène de cibles fantômes induits par les symboles pilotes déjà évoqué¹, et ainsi de focaliser notre propos sur le seul phénomène d'interférence, dont l'analyse statistique s'en trouvera, qui plus est, facilitée.

Dans ce contexte, les symboles $c_{k,m}$ à l'émission sont présumés indépendants et uniformément distribués (i.u.d.) dans un alphabet discret de taille M_c . On rappelle que l'efficacité spectrale brute sans codage du système de transmission vaut alors $\eta = \rho \log_2(M_c)$. L'alphabet est en particulier choisi tel que les $c_{k,m}$ soient propres [82], c'est-à-dire :

$$\mathbb{E} \{c_{k,m}\} = 0 \quad (\text{à moyenne nulle}) \quad (4.1)$$

$$\mathbb{E} \left\{ \Re\{c_{k,m}\}^2 \right\} = \mathbb{E} \left\{ \Im\{c_{k,m}\}^2 \right\} < +\infty \quad (\text{de même puissance finie sur les voies I et Q}) \quad (4.2)$$

$$\mathbb{E} \left\{ \Re\{c_{k,m}\} \Im\{c_{k,m}\} \right\} = 0 \quad (\text{à inter-corrélation entre voies I et Q nulle}) \quad (4.3)$$

et vérifient en plus

$$\mathbb{E} \{1/c_{k,m}\} = 0 \quad (\text{inverse à moyenne nulle}) \quad (4.4)$$

$$\mathbb{E} \left\{ c_{k,m}/c_{k,m}^* \right\} = 0 \quad (\text{carré du symbole normalisé à moyenne nulle}). \quad (4.5)$$

Bien que ces hypothèses puissent sembler restrictives à première vue, elles sont en réalité respectées par un certain nombre de modulations numériques usuelles, telles que : par déplacement de phase (PSK, *Phase-Shift Keying*), d'amplitude en quadrature (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*) ou encore d'amplitude et de phase (APSK, *Amplitude Phase-Shift Keying*). On notera alors respectivement, dans la suite, σ_c^2 et $\sigma_{c^{-1}}^2$ les puissances (ou, indifféremment ici, les variances) des symboles et symboles inverses, c'est-à-dire $\sigma_c^2 \triangleq \mathbb{E} \{|c_{k,m}|^2\}$ et $\sigma_{c^{-1}}^2 \triangleq \mathbb{E} \{1/|c_{k,m}|^2\}$, et $\mu_{c^4} \triangleq \mathbb{E} \{|c_{k,m}|^4\}$, qui peut être interprété comme la puissance du module au carré des symboles.

1. Rappelons tout de même que l'apparition de ce phénomène semble pouvoir être modérée par l'usage d'un filtre réciproque (par exemple, avec un FRSB [117]), ou partiellement réciproque (par exemple, avec un filtre approché en Doppler, réciproque aux positions des pilotes et adapté ailleurs [87]), et que cela constitue même l'un des arguments en faveur des approches réciproques [38].

4.2 Analyse statistique de l'interférence créée par un ponctuel

On se place à nouveau, ici, dans le scénario mono-cible décrit par (3.1), pour lequel on suppose toujours que $F_d ML/B = n_0 \in \mathbb{N}$, et on adopte la notation générique χ pour désigner le signal —ou la carte distance-Doppler— obtenu en sortie de l'un quelconque des récepteurs basés sur la corrélation présentés dans le chapitre 3. On cherche alors, pour rappel, à quantifier l'impact que le phénomène d'interférence dans χ pourrait avoir, en l'état, sur les performances de détecteurs radar usuels. Cette approche, à faible complexité, revient à ignorer la connaissance analytique que l'on peut avoir de cette interférence (voir chapitre 3) et à considérer celle-ci, à la place, comme une perturbation subie. Dans ce contexte, puisqu'elle varie avec les symboles élémentaires $c_{k,m}$ émis, elle est par conséquent perçue comme une composante aléatoire par le récepteur radar, et doit donc faire l'objet d'une étude statistique.

4.2.1 Moments d'ordre 1 et 2

Nous nous intéressons en premier lieu aux moments d'ordre 1 et 2 du signal χ . Au vu des expressions (3.15)–(3.20), il est évident que puisque le bruit thermique w et l'amplitude complexe de la cible α sont supposés à moyenne nulle, alors la carte distance-Doppler est elle-même à moyenne nulle, c'est-à-dire $\mathbb{E}\{\chi[l,n]\} = 0$ pour tout $[l,n] \in \mathcal{I}_K \times \mathcal{I}_M$.

Par ailleurs, en s'appuyant sur les calculs déjà présentés dans [IntJnl2, IntJnl1], on montre dans l'annexe B que la matrice de covariance de χ dont les éléments sont $\mathbb{E}\{\chi[l,n]\chi^*[l',n']\}$, est diagonale, c'est-à-dire que $\mathbb{E}\{\chi[l,n]\chi^*[l',n']\} = 0$ pour tout $[l',n'] \neq [l,n]$. En outre, son terme diagonal $\mathbb{E}\{|\chi[l,n]|^2\}$, autrement dit la puissance du signal χ dans la case distance-Doppler $[l,n]$, est donné, pour chaque filtre de réception, dans (4.9)–(4.14). On remarque notamment, au travers de ces équations, que le terme de puissance peut globalement se décomposer sous la forme :

$$\mathbb{E}\{|\chi[l,n]|^2\} = P_c^{(x)}[l,n] + P_i^{(x)}[l,n] + P_w^{(x)} \quad (4.6)$$

dans laquelle on identifie, d'une part, les composantes traditionnelles $P_c^{(x)}[l,n] \propto KM|\mathcal{D}_K(l-l_0)|^2|\mathcal{D}_M(n_0-n)|^2$ et $P_w^{(x)} \propto P_w$ associées respectivement à la signature du pic de cible et au bruit thermique en sortie de traitement, et d'autre part, le terme inhabituel d'interférence créée par la cible $P_i^{(x)}[l,n]$ regroupant le reste des termes de l'expression. Bien que ces lobes secondaires aléatoires constituent l'objet principal de notre étude, chacune de ces 3 composantes mérite que l'on s'y attarde quelques instants.

4.2.1.1 Pic de cible

Considérons dans un premier temps la signature du pic de cible $P_c^{(x)}[l,n]$. Si, dans chacune des équations (4.9)–(4.14), la structure classique en noyaux de Dirichlet y est bien visible, on y remarque également la présence du module carré d'une fonction d'ambiguïté entre impulsions. Or, celui-ci est majoré par 1, par construction (voir (3.13), (3.14) et (2.8)). Il peut donc se

manifester par une perte d'intégration sur le pic de cible $P_c^{(\chi)}[l_0, n_0]$. En réalité, cette perte d'intégration traduit les erreurs d'approximation faites par le récepteur, et ne peut donc affecter que les filtres approchés. On vérifie en effet facilement à partir de (4.9)–(4.14) qu'aux coordonnées distance-Doppler de la cible $[l_0, n_0]$:

- Les filtres adapté (4.9) et réciproque (4.12) font apparaître le terme $|A^{(g,g)}(0, 0)|^2$, qui vaut bien 1 d'après (3.13) (voir aussi les coupes de la figure 3.3).
- Les filtres approchés en Doppler (4.10) et (4.13), qui négligent la rotation intra-bloc de la phase Doppler de la cible, présentent le terme $|A_{\{l_0, n_0\}}^{(g,g)}(0, n_0/LM)|^2$. Or, on peut remarquer d'après (3.14) que :

$$\left| A_{\{l_0, n_0\}}^{(g,g)} \left(0, \frac{n_0}{LM} \right) \right|^2 = \frac{1}{K^2} \left| \sum_{p=0}^{L-l_0-1} |g[p]|^2 e^{j2\pi \frac{n_0}{LM} p} + e^{-j2\pi \frac{n_0}{M}} \sum_{p=L-l_0}^{L-1} |g[p]|^2 e^{j2\pi \frac{n_0}{LM} p} \right|^2 \quad (4.7)$$

qui ne peut valoir 1 que si la cible est immobile (autrement dit si $n_0 = 0$) et qui, à distance l_0 fixée, va diminuer à mesure que la vitesse de la cible augmente, du fait de la perte grandissante de cohérence entre les éléments sommés. Ainsi, en supposant la densité de transmission ρ et la bande B fixées, c'est finalement l'ampleur de la perte $|A_{\{l_0, n_0\}}^{(g,g)}(0, n_0/LM)|^2$ qui, à $n_0/LM = F_d/B$ arbitrairement grand, quantifie la *tolérance* au Doppler de la forme d'onde évoquée dans le chapitre 3. Si l'on se place sans perte de généralité (voir remarque 4.1) sous l'hypothèse $l_0 = 0$, de sorte que $A_{\{l_0, n_0\}}^{(g,g)}(0, n_0/LM) = A^{(g,g)}(0, n_0/LM)$, alors on constate au travers de la figure 3.3b que le WCP-OFDM est effectivement d'autant plus tolérant au Doppler que $1/K$ (et donc $1/L$), et donc que l'espacement entre sous-porteuses $F_0 \simeq B/K$, est grand [35].

Remarque 4.1

Il convient de noter que le chevauchement inter-blocs induit par le retard l_0 de l'écho de cible dans les filtres approchés en Doppler et résultant en la fonction d'ambiguïté impropre $A_{\{l_0, n\}}^{(g,g)}$ (3.14) n'a pas la moindre incidence sur le pic de cible dans le cadre de l'impulsion rectangulaire CP classique. On peut en effet montrer à partir de (4.7) que pour tout $l_0 \in \mathcal{I}_K$:

$$\left| A_{\{l_0, n_0\}}^{(g_{CP}, g_{CP})} \left(0, \frac{n_0}{LM} \right) \right|^2 = \left| A^{(g_{CP}, g_{CP})} \left(0, \frac{n_0}{LM} \right) \right|^2. \quad (4.8)$$

En outre, pour des impulsions de mise en forme non-rectangulaires mais symétriques comme le TFL, son incidence est simplement d'autant plus grande que le chevauchement est maximal, c'est-à-dire pour l_0 proche de $L/2$.

- Pour les filtres approchés *symbol-based* (4.11) et (4.14) qui, en plus de négliger la rotation de phase Doppler de la cible à l'échelle d'un bloc, y réalisent leur compression distance par corrélation circulaire, on observe le terme $|A^{(g,\hat{g})}(-l_0, n_0/LM)|^2$. Or, au vu des coupes de la figure 3.5, celui-ci diminue globalement à mesure que l_0 ou n_0/LM augmente, quelle que soit l'impulsion. C'est donc bien là aussi ce terme qui permet de caractériser la tolérance de la forme d'onde WCP-OFDM vis-à-vis de la distance *et* du Doppler mentionnée dans le chapitre 3.

4.2. Analyse statistique de l'interférence créée par un ponctuel

Remarque 4.2

La dépendance en l_0 de la perte $|A^{(g,\check{g})}(-l_0, n_0/LM)|^2$ des filtres symbol-based n'est pas simplement liée au chevauchement inter-blocs de l'écho de cible dans r (3.1) en tant que tel, comme dans le cas des filtres approchés en Doppler, mais bien plus à la conséquence de ce chevauchement sur le résultat des corrélations circulaires calculées au sein de chaque bloc.

Remarquons que sous nos hypothèses d'échantillonnage critique et de cible parfaitement alignée sur la grille d'analyse, ces termes en module carré des fonctions d'ambiguïté entre impulsions n'ont en revanche aucun impact sur le reste du domaine distance-Doppler (c.-à-d. dans les cases $[l,n] \neq [l_0,n_0]$).

4.2.1.2 Bruit

Intéressons-nous maintenant à la composante de bruit dans la carte distance-Doppler χ . Nous avons vu, d'une part, avant (4.6), que la matrice de covariance de χ était diagonale. Nous pouvons, d'autre part, constaté à partir de chacune des équations (4.9)–(4.14) que la puissance $P_w^{(x)}$ de ce bruit est indépendante de la case distance-Doppler $[l,n]$ observée. Celui-ci est donc blanc. Sa puissance $P_w^{(x)}$ diffère toutefois suivant le filtre de réception considéré. On note en particulier la présence d'un facteur $\|\check{g}\|^2/K$ en sortie des filtres approchés *symbol-based* (4.11) et (4.14). Or, si l'on a bien $\|\check{g}\|^2 = \|g\|^2 \triangleq K$ et donc $\|\check{g}\|^2/K = 1$ pour un système de transmission WCP-OFDM orthogonal, c'est-à-dire bi-orthogonal (2.7) et pour lequel $g = \check{g}$ (par exemple, lorsqu'on utilise des impulsions de mise en forme TFL (2.17)), cela n'est pas nécessairement le cas sous la seule condition de bi-orthogonalité. En particulier, dans le cadre des impulsions CP, on a $\|\check{g}\|^2 = L$ et donc $\|\check{g}\|^2/K \geq 1$, résultant ainsi en un niveau de bruit surélevé.

4.2.1.3 Interférence créée par la cible

À ces phénomènes affectant les composantes usuelles $P_c^{(x)}[l,n]$ et $P_w^{(x)}$ s'ajoute, pour terminer, la fameuse composante des lobes secondaires aléatoires $P_i^{(x)}[l,n]$ qui, comme on peut l'observer dans (4.9)–(4.14), fait elle aussi intervenir des modules carrés de fonctions d'ambiguïté entre impulsions. En radar passif, cette interférence est fréquemment assimilée à une contribution blanche dans la carte distance-Doppler (voir par exemple [87, Section V.A.5.]). Ce résultat, qui semble trouver son origine dans l'analogie faite entre les signaux d'opportunités et du bruit blanc [96], semble de fait inexact dans le cadre des transmissions WCP-OFDM. On peut en effet remarquer que $P_i^{(x)}[l,n]$ dépend ici, pour la plupart des filtres de réception, de la case distance-Doppler $[l,n]$ considérée. Les récepteurs approchés *symbol-based* (4.11) et (4.14) sont en réalité les seules exceptions, et donc les seuls à avoir une interférence blanche en leur sortie, étant donné que la matrice de covariance de χ est diagonale. Sa puissance est alors entièrement déterminée par les paramètres de distance et de Doppler de la cible $[l_0,n_0]$.

.....

Expression de la puissance des cartes distance-Doppler ($M \gg 1$) :

.....

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \{ |\chi_A[l, n]|^2 \} &\simeq \mathbb{E} \{ |\alpha|^2 \} & (4.9) \\ &\times \left[\sigma_c^4 KM |\mathcal{D}_K(l - l_0)|^2 |\mathcal{D}_M(n_0 - n)|^2 \left| A^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0 - n}{LM} \right) \right|^2 + (\mu_{c^4} - \sigma_c^4) \left| A^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0 - n}{LM} \right) \right|^2 \right. \\ &\left. + \sigma_c^4 \left(\sum_{k \neq 0} \left| A^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0 - n}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 + \sum_k \left| A^{(g, g)} \left(l - l_0 - \text{sgn}(l - l_0)L, \frac{n_0 - n}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 \right) \right] + P_w \sigma_c^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \{ |\chi_{AD}[l, n]|^2 \} &\simeq \mathbb{E} \{ |\alpha|^2 \} & (4.10) \\ &\times \left[\sigma_c^4 KM |\mathcal{D}_K(l - l_0)|^2 |\mathcal{D}_M(n_0 - n)|^2 \left| A_{\{l_0, n\}}^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0}{LM} \right) \right|^2 + (\mu_{c^4} - \sigma_c^4) \left| A_{\{l_0, n\}}^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0}{LM} \right) \right|^2 \right. \\ &\left. + \sigma_c^4 \left(\sum_{k \neq 0} \left| A_{\{l_0, n\}}^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 + \sum_k \left| A_{\{l_0, n\}}^{(g, g)} \left(l - l_0 - \text{sgn}(l - l_0)L, \frac{n_0}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 \right) \right] + P_w \sigma_c^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \{ |\chi_{ASB}[l, n]|^2 \} &\simeq \mathbb{E} \{ |\alpha|^2 \} & (4.11) \\ &\times \left[\sigma_c^4 KM |\mathcal{D}_K(l - l_0)|^2 |\mathcal{D}_M(n_0 - n)|^2 \left| A^{(g, \check{g})} \left(-l_0, \frac{n_0}{LM} \right) \right|^2 + (\mu_{c^4} - \sigma_c^4) \left| A^{(g, \check{g})} \left(-l_0, \frac{n_0}{LM} \right) \right|^2 \right. \\ &\left. + \sigma_c^4 \left(\sum_{k \neq 0} \left| A^{(g, \check{g})} \left(-l_0, \frac{n_0}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 + \sum_k \left| A^{(g, \check{g})} \left(-l_0 + L, \frac{n_0}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 \right) \right] + \frac{\|\check{g}\|^2}{K} P_w \sigma_c^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \{ |\chi_R[l, n]|^2 \} &\simeq \mathbb{E} \{ |\alpha|^2 \} \left[KM |\mathcal{D}_K(l - l_0)|^2 |\mathcal{D}_M(n_0 - n)|^2 \left| A^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0 - n}{LM} \right) \right|^2 & (4.12) \right. \\ &\left. + \sigma_c^2 \sigma_{c^{-1}}^2 \left(\sum_{k \neq 0} \left| A^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0 - n}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 + \sum_k \left| A^{(g, g)} \left(l - l_0 - \text{sgn}(l - l_0)L, \frac{n_0 - n}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 \right) \right] + P_w \sigma_{c^{-1}}^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \{ |\chi_{RD}[l, n]|^2 \} &\simeq \mathbb{E} \{ |\alpha|^2 \} \left[KM |\mathcal{D}_K(l - l_0)|^2 |\mathcal{D}_M(n_0 - n)|^2 \left| A_{\{l_0, n\}}^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0}{LM} \right) \right|^2 & (4.13) \right. \\ &\left. + \sigma_c^2 \sigma_{c^{-1}}^2 \left(\sum_{k \neq 0} \left| A_{\{l_0, n\}}^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 + \sum_k \left| A_{\{l_0, n\}}^{(g, g)} \left(l - l_0 - \text{sgn}(l - l_0)L, \frac{n_0}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 \right) \right] + P_w \sigma_{c^{-1}}^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \{ |\chi_{RSB}[l, n]|^2 \} &\simeq \mathbb{E} \{ |\alpha|^2 \} \left[KM |\mathcal{D}_K(l - l_0)|^2 |\mathcal{D}_M(n_0 - n)|^2 \left| A^{(g, \check{g})} \left(-l_0, \frac{n_0}{LM} \right) \right|^2 & (4.14) \right. \\ &\left. + \sigma_c^2 \sigma_{c^{-1}}^2 \left(\sum_{k \neq 0} \left| A^{(g, \check{g})} \left(-l_0, \frac{n_0}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 + \sum_k \left| A^{(g, \check{g})} \left(-l_0 + L, \frac{n_0}{LM} + \frac{k}{K} \right) \right|^2 \right) \right] + \frac{\|\check{g}\|^2}{K} P_w \sigma_{c^{-1}}^2 \end{aligned}$$

.....

4.2.2 Métrique du SINR

Le recours au rapport signal à bruit post-traitement pour pressentir les performances en détection d'un récepteur est généralement bien admis dans la littérature radar [16]. Et pour cause, un certain nombre de détecteurs usuels, parmi lesquels le CA-CFAR que nous allons étudier plus loin, établissent un lien analytique direct entre SNR et PD. Dans notre cas, néanmoins, les lobes secondaires aléatoires sont, au même titre que le bruit, susceptibles de dégrader les performances en détection du récepteur radar. Afin d'en tenir compte, nous définissons donc plutôt un rapport signal-sur-interférence-plus-bruit. Au vu des résultats de l'analyse statistique précédente, on pose ainsi :

$$\text{SINR}_\chi[l,n] \triangleq \frac{P_c^{(x)}[l_0,n_0]}{P_i^{(x)}[l,n] + P_w^{(x)}}, \quad [l,n] \neq [l_0,n_0]. \quad (4.15)$$

De façon à dissocier les effets induits par le type de corrélation employé de ceux liés à la stratégie de gestion des symboles adoptée (c'est-à-dire adaptée ou réciproque), nous procédons en deux temps : premièrement, nous quantifions le SINR dans le cadre d'une modulation numérique de phase, ou PSK, pour laquelle approches adaptée et réciproque sont équivalentes ; puis, nous envisageons l'usage de modulations d'amplitude, et plus précisément de QAM, et nous étudions le rapport des SINR entre ces deux stratégies. Dans tous les cas, nous présumerons par convention que les symboles sont à variance unitaire, c'est-à-dire $\sigma_c^2 = 1$. Précisons également que l'on se focalise ici sur l'impulsion rectangulaire CP, qui fait office de référence dans la littérature. L'étude de l'impact de la mise en forme du signal fera en effet l'objet d'une discussion spécifique ultérieure (voir section 4.2.3).

4.2.2.1 Cas des modulations de phase

Sous les hypothèses de symboles i.u.d., centrés et à variance unitaire, on montre aisément qu'une modulation PSK vérifie également $\sigma_{c-1}^2 = 1$ et $\mu_{c^A} = 1$. Ainsi, sans perte de généralité, nous considérons dans ce qui suit l'usage d'une modulation en quadrature de phase (QPSK).

D'après ce que nous avons vu, les SINR vont grandement dépendre des fonctions d'ambiguïté entre impulsions (2.8)–(3.13)–(3.14), mais également des cases distance-Doppler observées $[l,n]$, conjointement avec celle où se trouve la cible $[l_0,n_0]$. On considère par conséquent plusieurs scénarios de cible, et l'on trace dans chaque cas différentes coupes en Doppler de ces SINR, représentées dans les figures 4.1 à 4.4. Les courbes théoriques calculées à partir de (4.15) y sont tracées en traits pleins, et confrontées aux résultats obtenus par simulation de Monte-Carlo (30000 réalisations), symbolisés par les marqueurs, afin de valider nos calculs. Les paramètres utilisés pour ces simulations sont renseignés dans le tableau 4.1. Notons que nous ne définissons pas explicitement de grandeurs physiques ici (comme par exemple la largeur de bande ou la fréquence porteuse du signal), et ce afin de conserver une portée générale à nos résultats.

Le scénario de la figure 4.1 est représentatif de la situation la plus favorable pour le filtre

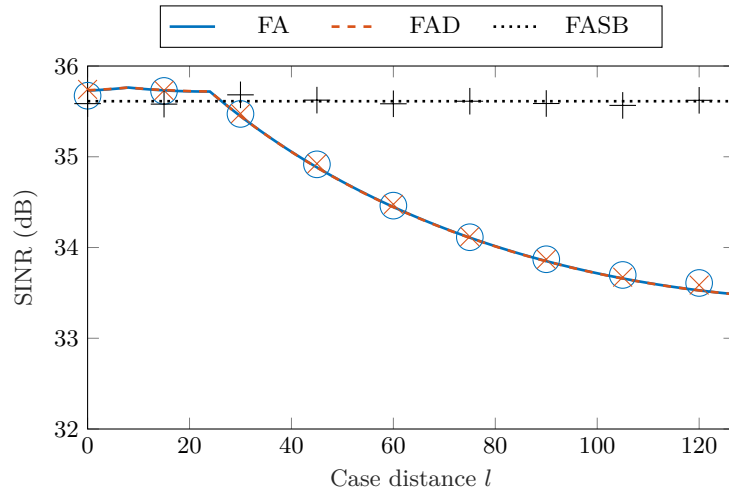
TABLE 4.1 – Paramètres de simulation pour l'évaluation du SINR

Paramètre	Variable	Valeur
Nombre de sous-porteuses	K	128
Longueur du CP	Δ	16
Nombre d'échantillons par bloc	L	144
Nombre de blocs	M	32
Constellation	$c_{k,m}$	QPSK
Puissance de cible (normalisée)	$\mathbb{E}\{ \alpha ^2\}$	0 dBW
Puissance du bruit en entrée (normalisée)	P_w	0 dBW

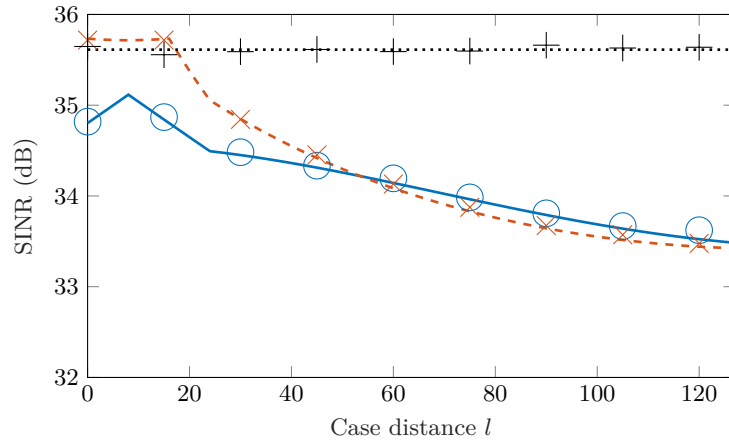
approché *symbol-based*. En effet, la cible y est statique et présente un délai inférieur à la durée du CP, autrement dit $l_0 \leq \Delta$, de sorte que la bi-orthogonalité du système d'émission-réception WCP-OFDM est préservée. Ainsi, aucune interférence n'est produite par le premier étage du récepteur, et aucune perte n'est à déplorer sur le pic de cible (voir $P_c^{(X_{ASB})}[l_0, n_0]$ et $P_i^{(X_{ASB})}$ dans (4.11), conjointement avec la coupe CP de la figure 3.5a). De cette façon, malgré un niveau de bruit légèrement supérieur d'un facteur $L/K = 0.51$ dB, observable sur les premières cases distance de la figure 4.1a, le *symbol-based* s'impose largement devant les autres filtres sur l'ensemble de la carte distance-Doppler (voir notamment les autres cases distance de la figure 4.1a, ainsi que la figure 4.1b). Bien que le filtre adapté et sa version approchée en Doppler atteignent le meilleur SINR à proximité de la cible (voir figure 4.1a), ils finissent en effet par souffrir de la puissance grandissante des lobes secondaires aléatoires à mesure que $|l - l_0|$ et/ou que $|n - n_0|$ augmente (voir notamment $P_c^{(X_A)}[l, n]$ dans (4.9) et les coupes CP de la figure 3.3). En particulier, la cible étant statique ici, la tentative de compensation de la rotation de phase Doppler, inexistante, par le filtre adapté lui est même préjudiciable, comme l'atteste la figure 4.1b.

Dans le scénario de la figure 4.2, on suppose cette fois que la cible précédemment décrite est mobile, avec une vitesse relativement conséquente (on a en l'occurrence $F_d/F_0 \simeq 22$ %). Il en résulte alors, conformément à nos commentaires de la section 4.2.1, des pertes d'intégration sur les pics de cible pour les filtres approchés en Doppler et *symbol-based*, qui s'accompagnent en plus d'une remontée du niveau d'interférence (voir notamment $P_c^{(X_{ASB})}[l_0, n_0]$ et $P_i^{(X_{ASB})}$ dans (4.11), conjointement avec la coupe CP de la figure 3.5b), menant ainsi à un SINR dégradé par rapport au scénario de la figure 4.1. Par opposition, le filtre adapté présente des résultats sensiblement comparables, globalement satisfaisants sur l'ensemble de la carte. Malgré tout, il finit là aussi par être surpassé par le *symbol-based* dans les cases distance-Doppler suffisamment distantes de la cible.

4.2. Analyse statistique de l'interférence créée par un ponctuel



(a) Coupe à la case Doppler $n = 1$

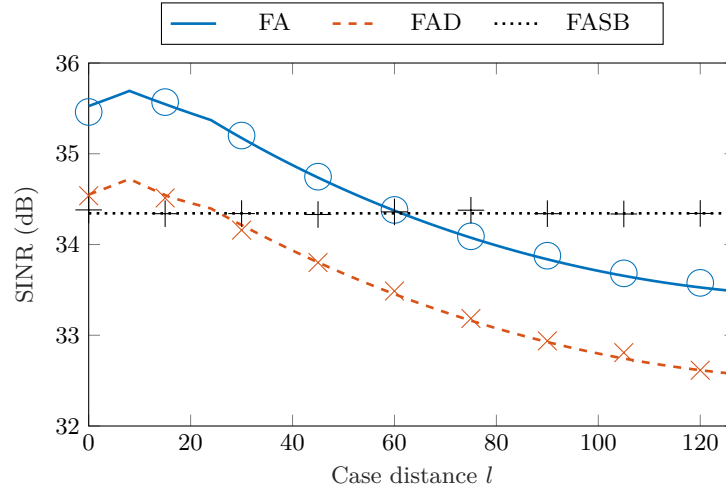


(b) Coupe à la case Doppler $n = M/2 - 1$

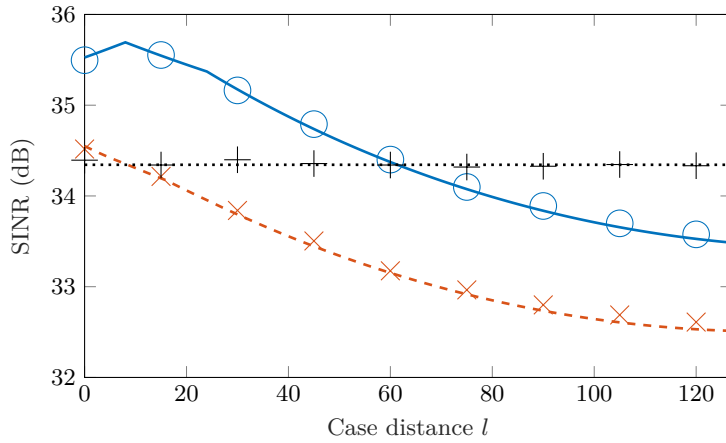
FIGURE 4.1 – Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [\Delta/2, 0]$ (c'est-à-dire statique, avant le CP)

Dans la figure 4.3, on suppose de nouveau que la cible est statique, mais elle excède cette fois-ci le CP (on a en l'occurrence $l_0/\Delta = 4.5$). On constate alors une perte conséquente sur le SINR du *symbol-based*, attribuable principalement à la perte d'intégration engendrée sur le pic de cible, mais aussi à la remontée de l'interférence qui l'accompagne (voir $P_c^{(\chi_{ASB})}[l_0, n_0]$ et $P_i^{(\chi_{ASB})}$ dans (4.11), conjointement avec la coupe CP de la figure 3.5a). Les SINR des deux autres filtres restent quant à eux relativement semblables à celles du scénario "avant CP" de la figure 4.1.

La figure 4.4 illustre enfin la pire situation pour le filtre *symbol-based*, à savoir la jonction entre les deux scénarios précédents : la cible excède le CP tout en se déplaçant rapidement. On observe là aussi un SINR largement dégradé par rapport aux filtres adapté et approché en Doppler. La perte d'intégration considérable déjà constatée dans la figure 4.3, alors exclusivement induite par le dépassement du CP, est ici aggravée par la rotation de phase



(a) Coupe à la case Doppler $n = 1$



(b) Coupe à la case Doppler $n = M/2 - 1$

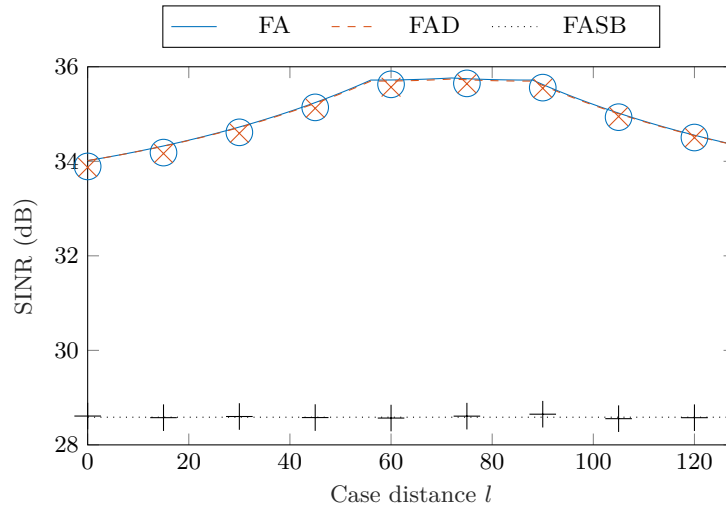
FIGURE 4.2 – Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [\Delta/2, M/4]$ (c'est-à-dire relativement rapide, avant le CP)

Doppler non-compensée de la cible. On note tout de même que l'impact d'un dépassement du CP par la cible semble bien plus conséquent que celui associé à son Doppler, confirmant finalement les observations faites dans les figures 4.2 et 4.3. Naturellement, le filtre approché en Doppler subit lui aussi une perte par rapport au filtre adapté dans ce scénario mobile, du même ordre de grandeur que celle déjà constatée entre les figures 4.1 et 4.2.

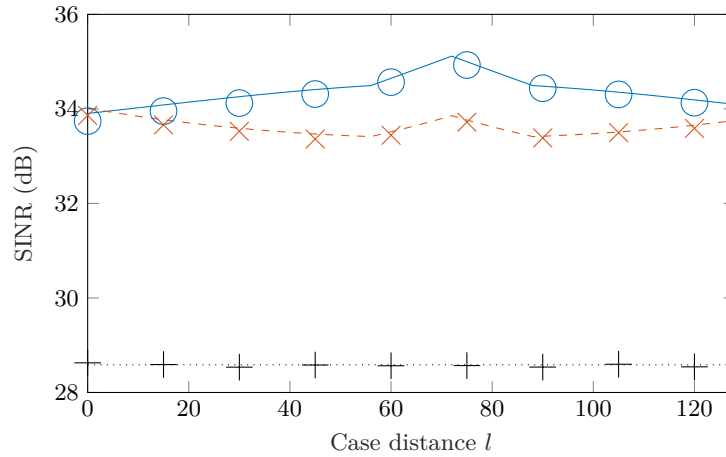
4.2.2.2 Cas des modulations d'amplitude

Supposons temporairement l'usage d'une modulation de type QAM, et examinons l'impact sur le SINR d'une stratégie de gestion des symboles réciproque, par rapport à l'approche adaptée usuelle. Après quelques réarrangements, on montre que le ratio des SINR entre le FR et le FA se réduit en particulier à (4.16). On peut alors remarquer que :

4.2. Analyse statistique de l'interférence créée par un ponctuel



(a) Coupe à la case Doppler $n = 1$



(b) Coupe à la case Doppler $n = M/2 - 1$

FIGURE 4.3 – Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [L/2, 0]$ (c'est-à-dire statique, au-delà du CP)

- Dans les scénarios où le bruit est prédominant devant l'écho de cible, autrement dit tels que $P_w \geq \mathbb{E}\{|\alpha|^2\}$, on a :

$$\frac{\text{SINR}_{\chi_R}[l, n]}{\text{SINR}_{\chi_A}[l, n]} \leq \frac{\mu_{c^A}}{\sigma_{c^{-1}}^2}, \quad [l, n] \neq [l_0, n_0]. \quad (4.17)$$

Pour une modulation QAM classique, on montre en l'occurrence que cette borne supérieure $\mu_{c^A}/\sigma_{c^{-1}}^2$ est inférieure à 1, et diminue même à mesure que la taille de la constellation augmente, comme nous le représentons dans la figure 4.5. L'approche adaptée se veut donc incontestablement meilleure dans une telle situation.

- En présence d'une cible plutôt réfléchissante, de sorte que $P_w < \mathbb{E}\{|\alpha|^2\}$, la comparaison devient plus délicate puisque les termes d'ambiguïté entre impulsions varient conjointe-

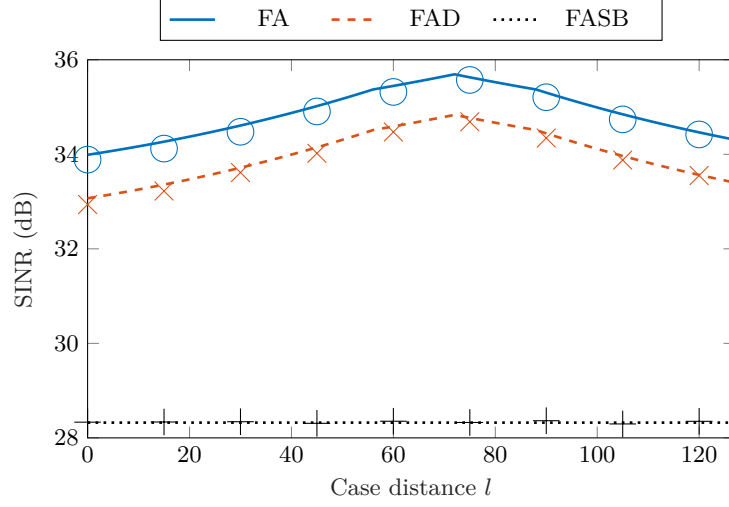
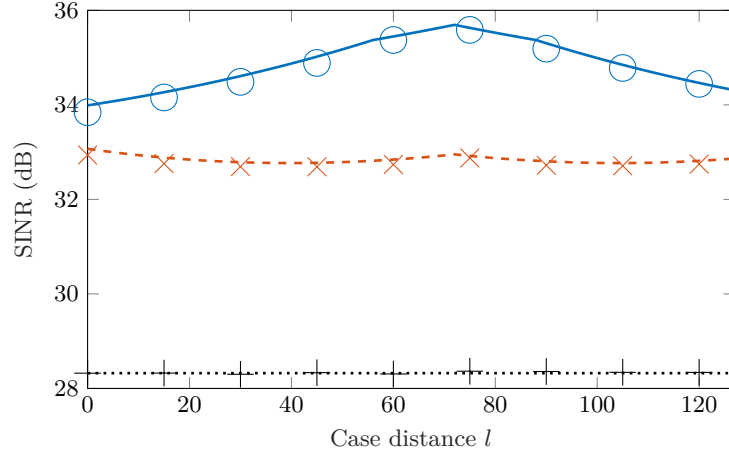

 (a) Coupe à la case Doppler $n = 1$

 (b) Coupe à la case Doppler $n = M/2 - 1$

 FIGURE 4.4 – Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [L/2, M/4]$ (c'est-à-dire relativement rapide, au-delà du CP)

$$\frac{\text{SINR}_{\chi_{\text{R}}}[l, n]}{\text{SINR}_{\chi_{\text{A}}}[l, n]} = \frac{1}{\sigma_{c-1}^2} \times \left(1 + \frac{(\mu_{c^4} - 1) \left| A^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0 - n}{LM} \right) \right|^2}{\sum_{k' \neq 0} \left| A^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{n_0 - n}{LM} + \frac{k'}{K} \right) \right|^2 + \sum_{k'} \left| A^{(g, g)} \left(l - l_0 - \text{sgn}(l - l_0)L, \frac{n_0 - n}{LM} + \frac{k'}{K} \right) \right|^2 + \frac{P_w}{\mathbb{E}\{|\alpha|^2\}}} \right). \quad (4.16)$$

ment avec la case distance-Doppler de la cible $[l_0, n_0]$, et celle d'observation $[l, n]$. Ainsi, le SINR de l'approche réciproque peut possiblement apparaître localement meilleur autour du pic de cible, mais désavantageux dans le reste de la carte distance-Doppler.

Notons que la généralisation du rapport (4.16) —et donc des commentaires associés— aux filtres approchés est triviale puisque, comme nous l'avons vu, seuls les termes liés aux fonctions

4.2. Analyse statistique de l'interférence créée par un ponctuel

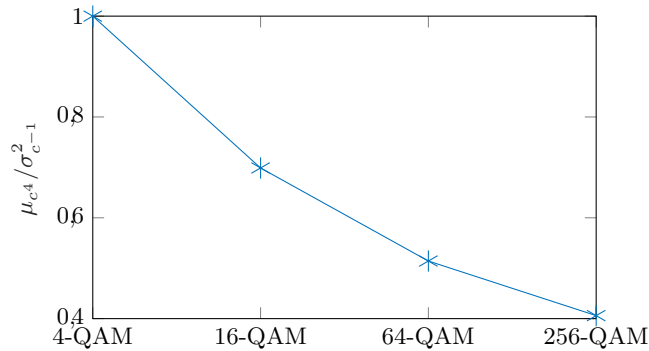


FIGURE 4.5 – Rapport $\mu_{c^A} / \sigma_{c^{-1}}^2$ pour des modulations QAM usuelles avec symboles i.u.d., centrés et tels que $\sigma_c^2 = 1$.

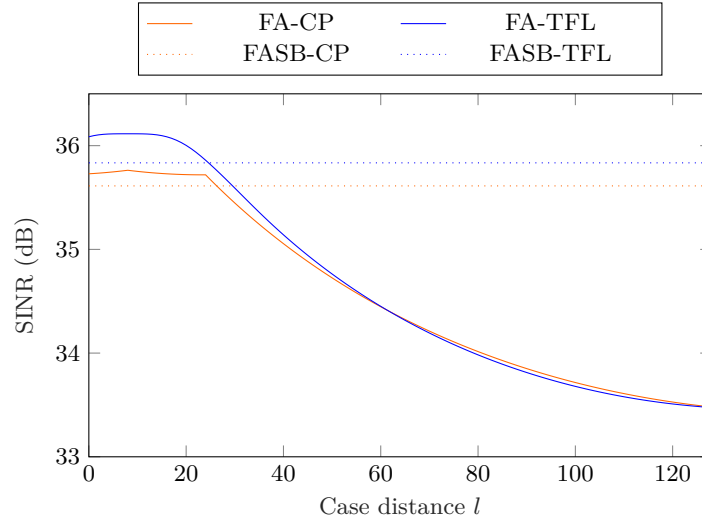
d'ambiguïté entre impulsions varie d'une expression de SINR à une autre. D'ailleurs, dans le cas spécifique des filtres *symbol-based*, l'étude du régime $P_w < \mathbb{E}\{|\alpha|^2\}$ s'en trouve simplifiée du fait de l'invariance de leur SINR vis-à-vis de la position d'observation $[l, n]$. Dans ce cadre, en connaissant les paramètres de cible $[l_0, n_0]$, il est ainsi possible de déterminer la meilleure des deux approches pour l'ensemble de la carte. À titre d'exemple, comme nous le démontrons dans [IntJnl1], les calculs de [37] reviennent en fin de compte à déterminer la fréquence Doppler F_d (et donc n_0) maximale de cible jusqu'à laquelle l'approche réciproque reste avantageuse devant l'approche adaptée dans un contexte PBR basé sur des signaux DVB-T 64-QAM, dans le cadre particulier $P_w = 0$ et $l_0 < \Delta$.

Cela étant, dans le cadre de ces travaux de thèse, nous nous sommes essentiellement intéressés au cas des modulations de phase. Les modulations d'amplitude ne seront par conséquent pas davantage traitées dans le reste de ce manuscrit, et les approches adaptée et réciproque resteront donc indifférenciées.

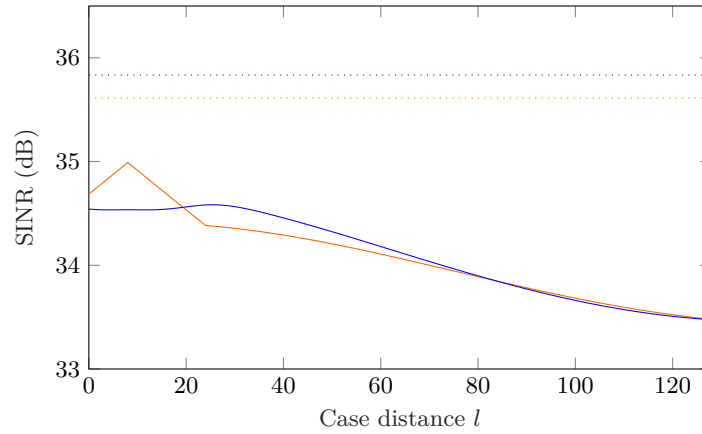
4.2.3 Impact de la mise en forme

Dans la section précédente, nous avons évalué les performances en SINR des différents récepteurs radar basés sur la corrélation dans le cadre de la forme d'onde CP-OFDM traditionnelle. Nous présentons ici l'extension de ce travail aux signaux WCP-OFDM, en envisageant tout particulièrement l'usage d'une mise en forme de type TFL (2.17), comme nous l'avons proposé dans [IntCnf2]. Le filtre approché en Doppler n'ayant pas montré d'intérêt particulier dans les résultats précédents, nous nous restreignons en particulier ici aux cas des filtres adaptés et *symbol-based*. Les paramètres de simulation sont toujours ceux du tableau 4.1, et on reprend les mêmes scénarios de cible que pour les figures 4.1, 4.2 et 4.4 (la figure 4.3 n'apportant pas d'éléments significatifs). Les SINR théoriques obtenus à partir de (4.15) sont représentés dans les figures 4.6 à 4.8.

Remarquons dans un premier temps que les différences de performance constatées entre les filtres adaptés et *symbol-based* dans la section 4.2.2 dans le cadre de l'impulsion CP tiennent toujours avec l'impulsion TFL. Ainsi, le filtre *symbol-based* reste essentiellement avantageux



(a) Coupe à la case Doppler $n = 1$



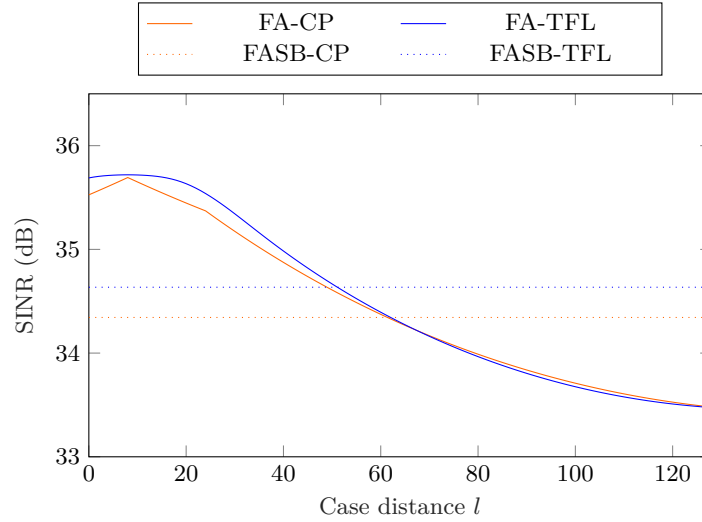
(b) Coupe à la case Doppler $n = M/2 - 1$

FIGURE 4.6 – Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [\Delta/2, 0]$

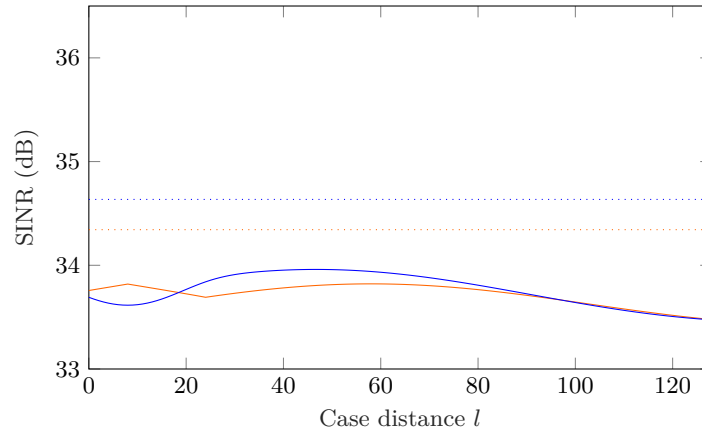
tant que la cible est à une distance et/ou à un Doppler modérément importants, comme le confirment les figures 4.6 et 4.7. Au-delà, son SINR décroît drastiquement (voir par exemple la figure 4.8) principalement du fait de la perte d'intégration importante sur son pic de cible.

En outre, on remarque que dans les situations où le filtre *symbol-based* est intéressant devant le filtre adapté comme ici dans les figures 4.6 et 4.7, il l'est d'autant plus avec l'impulsion TFL qu'avec l'impulsion CP. Dans ces scénarios mobiles à distance modérée, la perte d'intégration sur le pic de cible $P_c^{(\chi_{ASB})}[l_0, n_0]$ tout comme l'interférence générée $P_i^{(\chi_{ASB})}$ sont en effet soit raisonnablement faibles, soit à l'avantage du TFL du fait de sa bonne localisation temps-fréquence (on peut encore une fois se référer aux coupes de la fonction d'ambiguïté entre impulsions en figure 3.5 pour s'en convaincre). En complément, l'impulsion TFL tire profit de sa propriété d'orthogonalité, qui, contrairement au cas du CP, n'altère pas le niveau du bruit P_w au cours du traitement, résultant finalement en un meilleur SINR. À des distances importantes (figure 4.6), la tendance s'inverse toutefois.

4.2. Analyse statistique de l'interférence créée par un ponctuel



(a) Coupe à la case Doppler $n = 1$

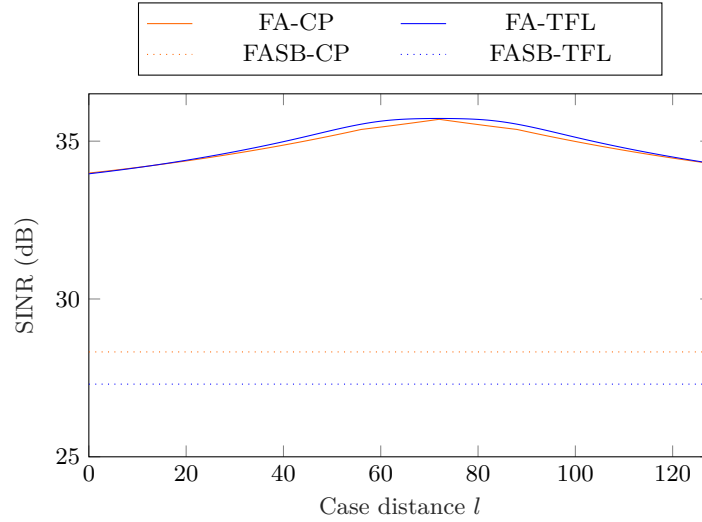


(b) Coupe à la case Doppler $n = M/2 - 1$

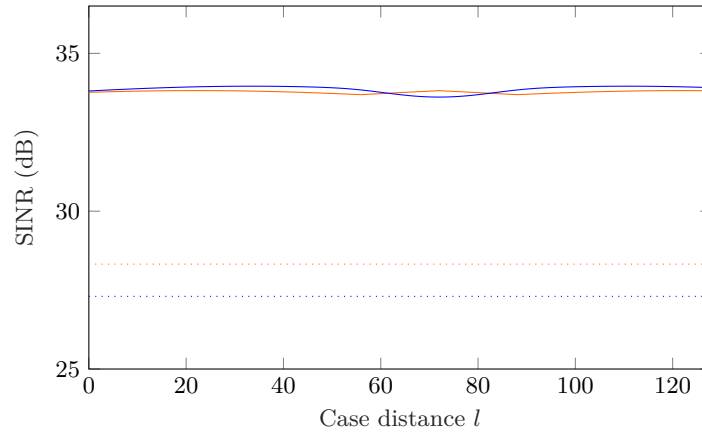
FIGURE 4.7 – Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [\Delta/2, M/4]$

Dans le cas du filtre adapté, l'impulsion TFL semble globalement apporter de légères améliorations par rapport à l'impulsion CP, et tout particulièrement autour de la case distance-Doppler de la cible. Là aussi, c'est sa propriété d'orthogonalité qui lui procure cet avantage puisqu'en effet, à proximité de $[l_0, n_0]$, l'impulsion TFL a un niveau d'interférence $P_i^{(\chi_A)}[l, n]$ qui tend vers 0, contrairement à la mise en forme CP (voir les coupes de la figure 3.3b).

Notons que les comparaisons entre impulsions de mise en forme ont été dressées ici pour une densité de transmission fixée $\rho = K/L = 8/9$. On a en l'occurrence montré dans [IntCnf5] que, dans le cadre du récepteur *symbol-based*, une réduction de cette densité conduisait à une accentuation des observations que nous venons de faire, au détriment toutefois de l'efficacité spectrale brute η de la communication.



(a) Coupe à la case Doppler $n = 1$



(b) Coupe à la case Doppler $n = M/2 - 1$

FIGURE 4.8 – Coupes Doppler du SINR pour une cible aux coordonnées $[l_0, n_0] = [L/2, M/4]$

4.2.4 Détection CA-CFAR

Maintenant que l'impact du phénomène d'interférence a été quantifié en termes de SINR, nous cherchons à déterminer ses véritables répercussions sur la détectabilité de la cible dans la carte distance-Doppler χ . Par soucis de simplicité, nous allons en réalité nous concentrer ici sur le cas spécifique du filtre approché *symbol-based*, qui est le seul à produire une interférence blanche dans sa carte distance-Doppler χ_{ASB} (voir section 4.2.1).

Le processus de détection consiste très concrètement à examiner successivement l'ensemble des cellules $[l, n] \in \mathcal{I}_K \times \mathcal{I}_M$ de la carte distance-Doppler χ_{ASB} , et à conclure, pour chacune d'elle, sur la présence ou non d'une cible en son sein. Le détecteur compare pour cela l'observation dans chaque case sous test (CUT, *Cell Under Test*) à un seuil S , et tranche en faveur de l'une des deux hypothèses :

4.2. Analyse statistique de l'interférence créée par un ponctuel

- H_0 : le signal dans la CUT correspond simplement à une perturbation ;
- H_1 : le signal dans la CUT correspond à la somme d'une perturbation et d'une contribution de cible.

Le terme *perturbation* est employé, dans cette section, pour désigner les différentes contributions pouvant prévenir la détection de la cible, en l'occurrence, dans notre contexte : le bruit blanc seul, ou le bruit blanc avec l'interférence de la cible. En radar, il est en particulier usuel de chercher à maximiser la probabilité de détection du détecteur, à probabilité de fausse alarme (PFA, *Probability of False Alarm*) fixée.

On parle de fausse alarme pour désigner l'erreur faite par le détecteur lorsqu'il conclut à H_1 alors que H_0 est vraie. Dans la mesure où une fausse alarme entraîne généralement un certain nombre d'actions subséquentes (par exemple, le déclenchement d'un algorithme de poursuite, voire la mise à feu d'une munition, dans une application militaire critique) et donc l'exploitation de ressources particulièrement précieuses pour des systèmes embarqués, il est en effet souhaitable d'en maîtriser la fréquence d'occurrence. Le détecteur de Neyman-Pearson est connu pour être optimal (au sens de la maximisation de la PD à PFA fixée) en présence d'une perturbation indépendante et identiquement distribuée (i.i.d.) dans la carte distance-Doppler. Il suppose cependant que les paramètres de la distribution de la perturbation soient connus, ce qui est assez rare en pratique. Les détecteurs à taux de fausse alarme constante, ou CFAR, qui estiment ces paramètres à partir de données secondaires, constituent alors une alternative plus réaliste². Ces données secondaires sont typiquement issues d'un ensemble \mathcal{S} de N_s cellules d'entraînement centrées autour de la CUT, mais séparées d'elle par quelques cellules de garde visant à prévenir les artefacts de traitement (en particulier les lobes secondaires conventionnels de la cible à détecter, si celle-ci venait à ne pas être parfaitement centrée dans sa case distance-Doppler comme nous l'avons supposé), tel que schématisé en figure 4.9.

Nous nous intéressons tout particulièrement dans ce qui suit au détecteur CFAR à moyennage sur les cellules d'entraînement, ou CA-CFAR [33]. Pour trancher en faveur de H_0 ou H_1 , le détecteur CA-CFAR compare la puissance du signal dans la CUT $|\chi_{\text{ASB}}[l,n]|^2$ à un seuil S de la forme :

$$S = \kappa \hat{P} \quad (4.18)$$

où κ représente la constante CFAR, fonction de la PFA souhaitée, et où \hat{P} est l'estimateur du maximum de vraisemblance de la puissance de la perturbation dans la fenêtre d'entraînement. On note donc finalement le test de détection :

$$|\chi_{\text{ASB}}[l,n]|^2 \underset{H_1}{\overset{H_0}{\leq}} \kappa \hat{P}. \quad (4.19)$$

Les performances du détecteur CA-CFAR sont en particulier optimales (toujours au sens de la maximisation de la PD à PFA fixée) dans un environnement *homogène* [95, chapitre 16], c'est-à-dire tel que :

1. la perturbation dans les cellules de référence et dans la CUT est i.i.d. ;

2. C'est d'autant plus vrai dans notre contexte que la puissance de l'interférence de cible dépend directement des paramètres distance et Doppler de la cible, comme nous l'avons vu en section 4.2.1, et ne peut donc être connue à l'avance.

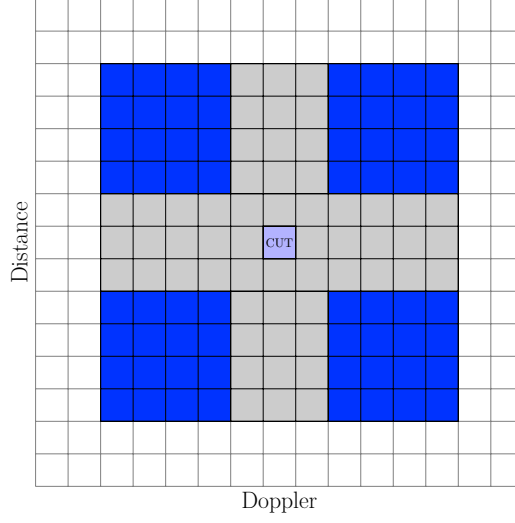


FIGURE 4.9 – Illustration typique d'une fenêtre d'entraînement CFAR (en bleu), espacée de la CUT par quelques cellules de garde (en gris), pour détection dans une carte distance-Doppler

2. si une contribution de cible est présente dans la CUT, aucune n'est présente dans les cellules d'entraînement.

Dans notre cas, le respect de la condition 2 est immédiat, par hypothèse même du canal radar monocible (3.1). Par ailleurs, dans un régime où la perturbation est dominée —ou exclusivement formée— par le bruit, on peut légitimement supposer que sa distribution jointe (c'est-à-dire sur toute la carte distance-Doppler $\chi_{A_{SB}}$) est gaussienne circulaire³. Sa blancheur suffit alors à prouver l'indépendance entre les cases de perturbation et la condition 1 du CA-CFAR est, de fait, vérifiée. Dans ce contexte et sous l'hypothèse d'une cible de type Swerling I, autrement dit telle que $\alpha \sim \mathcal{CN}(0, \mathbb{E}\{|\alpha|^2\})$, alors κ et \hat{P} prennent les expressions (cf. annexe C) :

$$\kappa = N_s \left[P_{fa}^{-1/N_s} - 1 \right] \quad (4.20)$$

$$\hat{P} = \frac{1}{N_s} \sum_{[l,n] \in \mathcal{S}} |\chi_{A_{SB}}[l,n]|^2 \quad (4.21)$$

tandis que la PD théorique du détecteur est donnée par :

$$P_d = \left[1 + \frac{\kappa/N_s}{1 + \text{SINR}_{\chi_{A_{SB}}}} \right]^{-N_s}. \quad (4.22)$$

C'est effectivement ce que l'on peut vérifier sur la figure 4.10 où les PD théoriques (4.22) (traits pleins) et celles que nous mesurons par simulation de Monte-Carlo (marqueurs), dans le cadre du scénario décrit par le tableau 4.2, se superposent parfaitement. Ces PD sont notamment tracées ici pour différents scénarios de transmission. Conformément aux résultats

3. On rappelle en effet que le bruit w en entrée du récepteur est lui-même supposé suivre une loi jointe gaussienne circulaire (voir section 2.3.2), et qu'une telle distribution est préservée par linéarité.

4.3. Niveau d'interférence dans des scénarios RadCom réalistes

relatifs au SINR des sections 4.2.2 et 4.2.3, on remarque alors que :

- la probabilité de détection du CA-CFAR décroît à mesure que le *symbol-based* fait face à des pertes d'intégration de plus en plus importantes et à une montée de son niveau d'interférence. Cette dégradation est particulièrement importante lorsqu'elle est induite par un dépassement conséquent du préfixe cyclique (voir figure 4.10a) ;
- lorsque la cible est à faible distance et/ou à forte mobilité, la mise en forme TFL apporte un gain en détection non-négligeable par rapport à l'impulsion CP (voir en particulier figure 4.10b). Cet avantage est d'autant plus marqué que la densité de transmission ρ est réduite.

TABLE 4.2 – Paramètres de simulation pour l'évaluation de la PD du CA-CFAR sur la sortie du filtre *symbol-based*

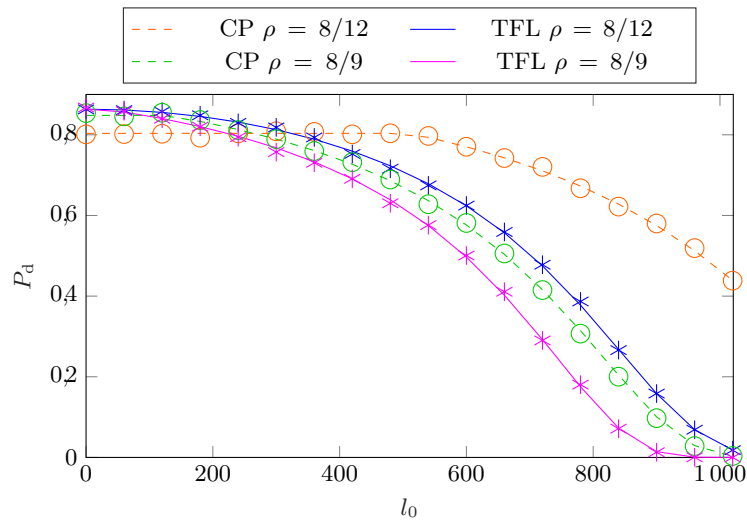
Paramètre	Variable	Valeur
Nombre de sous-porteuses	K	1024
Nombre de blocs	M	256
Nombre de cases de référence	N_s	100
Constellation	$c_{k,m}$	QPSK
Probabilité de fausse alarme	P_{fa}	10^{-6}
Puissance de cible (normalisée)	$\mathbb{E}\{ \alpha ^2\}$	-34.2 dBW ⁴
Puissance du bruit en entrée (normalisée)	P_w	0 dBW

Dans un régime où l'interférence domine sur le bruit, il n'est en revanche pas garanti que la condition 1 du CA-CFAR soit toujours vérifiée. On constate d'ailleurs dans [IntJnl2] que la composante d'interférence-plus-bruit n'est même pas marginalement (c'est-à-dire à l'échelle d'une case distance-Doppler) gaussienne circulaire dans ce cas là. La mise en place d'un détecteur alternatif doit donc être envisagée. Ce problème n'est toutefois pas abordé dans ces travaux en raison de son intérêt limité en pratique. S'il s'avère en effet que l'interférence domine sur le bruit, il semble alors plus judicieux de chercher à la traiter (voir chapitre 5).

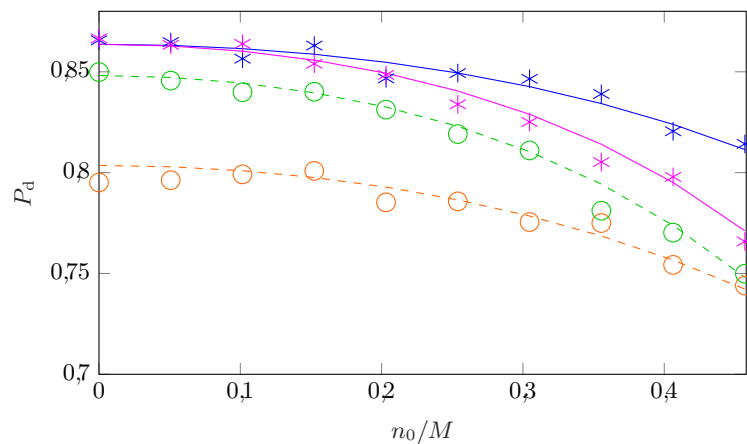
4.3 Niveau d'interférence dans des scénarios RadCom réalistes

La section précédente nous a permis d'évaluer les dégradations engendrées par le phénomène d'interférence sur la détectabilité d'une cible ponctuelle au milieu de bruit blanc, en sortie des récepteurs radar linéaires du chapitre 3. Si celles-ci peuvent parfois sembler raisonnables, il convient de rappeler qu'un tel canal radar est assez peu plausible en pratique. En outre, nous

4. La puissance de cible est choisie ici de façon à assurer un SINR raisonnable de 20 dB avec l'impulsion TFL lorsque le filtre *symbol-based* ne subit ni interférence, ni perte d'intégration sur le pic de cible, c'est-à-dire pour $(l_0, n_0) = (0, 0)$.



(a) PD pour $n_0 = 0$



(b) PD pour $l_0 = 0$

FIGURE 4.10 – Probabilité de détection par un détecteur CA-CFAR en sortie du filtre approché *symbol-based* en fonction des paramètres de distance et Doppler de la cible, dans un régime de bruit prédominant sur l'interférence.

avons vu que la puissance de l'interférence dépendait directement de la puissance des diffuseurs dans le canal. La présence de cibles additionnelles et de fouillis de sol dans la scène radar pourrait donc contribuer à une élévation substantielle du plancher de bruit. Nous cherchons ici à sonder l'ampleur de cette élévation dans le cadre de scénarios RadCom réalistes. Comme nous l'avons fait avec le SINR, l'analyse est d'abord effectuée ici en supposant une mise en forme CP classique, puis nous étudions les bénéfices que pourrait apporter une impulsion de mise en forme non-rectangulaire de type TFL.

4.3. Niveau d'interférence dans des scénarios RadCom réalistes

4.3.1 Définition de scénarios réalistes

Ci-après nous donnons 2 exemples de scénarios réalistes dans lesquels l'usage d'un système RadCom basé sur une forme d'onde WCP-OFDM pourrait se révéler pertinent. Un résumé à haut niveau de considérations utiles pour dimensionner un tel système est fourni en annexe D. Rappelons par ailleurs que des systèmes PBR terrestres exploitant une forme d'onde semblable ont déjà prouvé leur intérêt sur des données réelles (p. ex. dans [92, 5, 87]) où le fouillis est, toutefois, bien souvent nettement mieux localisé dans l'espace distance-Doppler.

4.3.1.1 Application automobile

Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre 1, la mutualisation de forme d'onde entre les fonctions radar et communication serait sans doute profitable dans le cadre des systèmes de transport intelligents, et notamment automobiles. Les futures voitures autonomes nécessiteront par exemple des communications inter-véhiculaires pour partager, entre autres choses, des informations sur le trafic. Elles recourront dans le même temps à des systèmes radar afin de fluidifier ce même trafic et prévenir d'éventuelles collisions. Dans la mesure où de tels véhicules seront assez fortement contraints en espace, en volume et en énergie, il pourrait être judicieux de tirer profit des échos de leurs transmissions pour détecter leur environnement proche.

Les travaux [123, 122] ont notamment proposé un dimensionnement intéressant de système RadCom CP-OFDM à destination de véhicules automobiles, qui a fait l'objet d'un prototype [124, 122]. Le système a principalement été paramétré pour l'application radar, celle-ci présentant des distances et fréquences Doppler doublées —et donc plus critiques— par rapport à celles de communication. Il fonctionne dans la bande industrielle, scientifique et médicale (ISM) de $F_c = 24$ GHz, où l'atténuation des ondes électromagnétiques reste raisonnable. L'espacement entre sous-porteuse F_0 a été fixé de sorte à assurer conjointement une limitation de l'impact qu'aurait une rotation rapide de phase Doppler de cible non compensée, tout en assurant un gain d'intégration suffisant au récepteur radar basé sur la corrélation. De là, le nombre de sous-porteuses K est choisi pour constituer une largeur de bande suffisante, c'est-à-dire fournissant une résolution distance δ_R compatible avec un scénario véhiculaire. La longueur Δ du CP, et donc la densité ρ de la transmission, sont finalement fixés en fonction d'une distance au-delà de laquelle la RRE (2.18) laisse raisonnablement penser que les échos reçus seront d'amplitude négligeable⁵, tout en maximisant l'efficacité spectrale.

Pour nos simulations dans [IntCnf2], nous nous inspirons grandement de cette configuration. Les paramètres que nous utilisons sont résumés dans le tableau 4.3. Nous envisageons en particulier un scénario sur autoroute, dans lequel la voiture roule linéairement sur la voie de gauche à une vitesse $v_r = 31.5$ m/s. Les antennes d'émission et de réception, supposées identiques et colocalisées sur le pare-choc avant du véhicule, à une hauteur $h_r = 0.5$ m du sol, sont des antennes réseaux à commande de phase rectangulaires uniformes, pointant droit devant le véhicule, c'est-à-dire dans la direction $(\phi_{\max}, \theta_{\max}) = (0^\circ, 0^\circ)$. Elles sont constituées

5. La puissance isotrope rayonnée équivalente dans la bande ISM (à savoir le produit $G_{t_{\max}} P_t$) étant limitée à -10 dBW.

Chapitre 4. Modélisation de l'interférence dans la carte distance-Doppler

de 8×6 éléments rayonnants présentant des diagrammes en cosinus dont on néglige les lobes arrières. Leur gain est alors donné par $G_{r_{\max}} = G_{t_{\max}} = 22.0$ dBi —fixant de fait la puissance émise⁵ à $P_t = -32$ dBW— et leur ouverture à 3 dB est environ $(\Delta\phi, \Delta\theta) = (12.8^\circ, 17.1^\circ)$. Le nombre de blocs M est ici choisi de façon à maximiser la résolution Doppler, tout en respectant l'hypothèse de non-migration distance de cible, menant au modèle (2.23). Le bruit en entrée du récepteur radar est simulé comme décrit dans la section 2.3.2 avec une puissance $P_w = -118$ dBW. De même, le fouillis est simulé suivant le modèle de réflectivité gamma constant (2.20), en prenant $\gamma = -5$ dB. Les paramètres des cibles constituant la scène radar sont pour leur part présentées dans le tableau 4.4.

TABLE 4.3 – Paramètres de simulation du scénario automobile réaliste

Paramètre	Variable	Valeur
Hauteur du radar	h_r	0.5 m
Vitesse de la plateforme	v_r	31.5 m/s
Fréquence porteuse	F_c	24 GHz (bande ISM)
Gain d'antenne	$G_{r_{\max}} = G_{t_{\max}}$	22.0 dBi
Ouverture du faisceau	$(\Delta\phi, \Delta\theta)$	$(12.8^\circ, 17.1^\circ)$
Direction du faisceau	$(\phi_{\max}, \theta_{\max})$	$(0^\circ, 0^\circ)$
Bande instantanée	B	93.1 MHz
Puissance émise	P_t	-32 dBW
Nombre de sous-porteuses	K	1024
Densité de transmission	ρ	8/9
Nombre de blocs	M	128
Modulation numérique	$c_{k,m}$	QPSK
Puissance du bruit en entrée	P_w	-118 dBW
Gamma	γ	-5 dB

Les cartes distance-Doppler du FA, du FAD et du FASB obtenues par calcul de la voie somme et zoomées sur la portion d'intérêt sont représentées dans la figure 4.11. Comme attendu par le dimensionnement même du système, le filtre *symbol-based* fait apparaître un niveau d'interférence très inférieur à celui des filtres adapté et approché en Doppler dans ce scénario (voir l'analyse de la section 4.2.2 dans la situation où la cible est localisée avant le CP et à vitesse raisonnable). Dans le même temps, et pour les mêmes raisons, les pertes d'intégration qu'il subit restent raisonnables. Il se démarque donc largement des deux autres filtres de réception, pour lesquelles certaines cibles sont à peine visibles. Notons que même si l'interférence ajoute dans son cas près de 3 dB par rapport au niveau de bruit post-traitement

4.3. Niveau d'interférence dans des scénarios RadCom réalistes

TABLE 4.4 – Paramètres des cibles dans le scénario automobile réaliste

Cible	Moto	Voit. 1	Camion	Voit. 2	Voit. 3	Voit. 4
Distance (m)	80.6	177.2	30.6	96.7	41.9	122.4
Vitesse radiale (m/s)	-4	0	8	4	62.7	63.1
RCS (dBsm)	5	14	35	14	12	12

$P_w^{(\chi_{ASB})}$ attendu, le plus gros obstacle à la détection dans un tel scénario reste, de manière évidente, le lobe principal du fouillis.

4.3.1.2 Application aéroportée

Si la plupart des drones continuent aujourd'hui d'évoluer dans un espace aérien qui leur est réservé, ils seront à l'avenir amenés à intégrer l'espace aérien général. Dans un contexte de densification du trafic, des fonctionnalités de type *Sense & Avoid*, c'est-à-dire permettant de détecter et d'éviter des collisions avec d'autres aéronefs, leur seront alors nécessaires. En complément des systèmes par transpondeurs déjà utilisés, des systèmes radar pourraient également assurer cette fonctionnalité [52]. Dans le même temps, les besoins en sécurité, en surveillance et donc en communication de ces véhicules sont amenés à croître. C'est dans ce contexte que nous proposons dans [IntJnl1], un exemple de dimensionnement de système RadCom aéroporté pour du *Sense & Avoid* sur drone de combat (UCAV, *Unmanned Combat Aerial Vehicle*). L'idée ici est principalement d'effectuer un traitement radar d'opportunité sur les échos d'une transmission à haut débit (vidéo typiquement) à destination d'un autre aéronef, ou bien encore d'une station au sol.

Les paramètres du scénario sont fournis dans le tableau 4.5. L'UCAV communique sur une largeur de bande $B = 10$ MHz dans la bande C, autour de la fréquence $F_c = 5$ GHz. Il évolue ici à relativement basse altitude. Ses antennes d'émission et de réception, positionnées dans la pointe avant du porteur, sont également des antennes réseaux à commande de phase rectangulaires uniformes, cette fois constituées de 4×8 éléments rayonnants, et tirant légèrement vers le sol. On imagine alors en guise de cible un avion de ligne avec une RCS $\sigma = 100$ m² en phase de décollage, à une altitude de 96 m, à une distance $R_0 = 2325$ m du drone, s'approchant avec une vitesse radiale $v = 35.8$ m/s. La cible respecte ainsi les 20 s d'anticipation nécessaires pour du *Sense & Avoid* [52].

Les cartes distance-Doppler du FA, du FAD et du FASB obtenues par calcul de la voie somme sont représentées dans la figure 4.12. Notons que contrairement au cas véhiculaire, le fouillis en aéroporté est bien plus puissant que la plupart des cibles rencontrées. Dans notre scénario RadCom, il est donc beaucoup plus susceptible de générer de l'interférence. Pour limiter ce phénomène, nous avons donc compensé ici la vitesse du porteur en amont des filtres de réception. À titre d'indication, la distance associée au CP est symbolisée par un

trait bleu horizontal, et un zoom est effectué sur la position de la cible pour présager de sa détectabilité dans la figure 4.12. À l'inverse du scénario véhiculaire, on remarque qu'en plus de la cible elle-même, une vaste majorité des échos du fouillis sont cette fois situés au-delà du CP. Malgré tout, le filtre *symbol-based* permet là aussi de grandement limiter la production de l'interférence par le fouillis, et en particulier par ses patchs antérieurs au CP, résultant ainsi en un SINR mesuré supérieur de 5 dB par rapport à ses concurrents. Dans tous les cas, l'interférence a, dans ce scénario, rehaussé le plancher de bruit de plus de 20 dB. Le lobe principal du fouillis n'est, dès lors, plus le seul à compromettre grandement les performances en détection du récepteur radar.

TABLE 4.5 – Paramètres de simulation du scénario UCAV *Sense & Avoid* réaliste

Paramètre	Variable	Valeur
Altitude du radar	h_r	550 m
Vitesse de la plateforme	v_r	120 m/s
Fréquence porteuse	F_c	5 GHz (bande C)
Gain d'antenne	$G_{r_{\max}} = G_{t_{\max}}$	20.0 dBi
Ouverture du faisceau	$(\Delta\phi, \Delta\theta)$	$(25.7^\circ, 12.8^\circ)$
Direction du faisceau	$(\phi_{\max}, \theta_{\max})$	$(0^\circ, 10^\circ)$
Pertes diverses	L_{syst}	5 dB
Bande instantanée	B	10 MHz
Puissance émise	P_t	10 W
Nombre de sous-porteuses	K	1024
Longueur du CP	Δ	128
Nombre de blocs	M	80
Modulation numérique	$c_{k,m}$	QPSK
Puissance du bruit en entrée	P_w	-130 dBW
Gamma	γ	-3 dB

4.3.2 Impact des impulsions de mise en forme

Le filtre adapté approché en Doppler n'ayant pas montré d'intérêt particulier non plus dans les scénarios réalistes précédents, nous nous concentrons une nouvelle fois sur les filtres adapté et *symbol-based* pour étudier l'impact de l'opération de mise en forme du signal sur la sortie des filtres. En outre, seul le scénario automobile permet ici d'apprécier une franche démarcation en faveur de l'impulsion TFL par rapport au système CP-OFDM de référence, en

4.4. Bilan

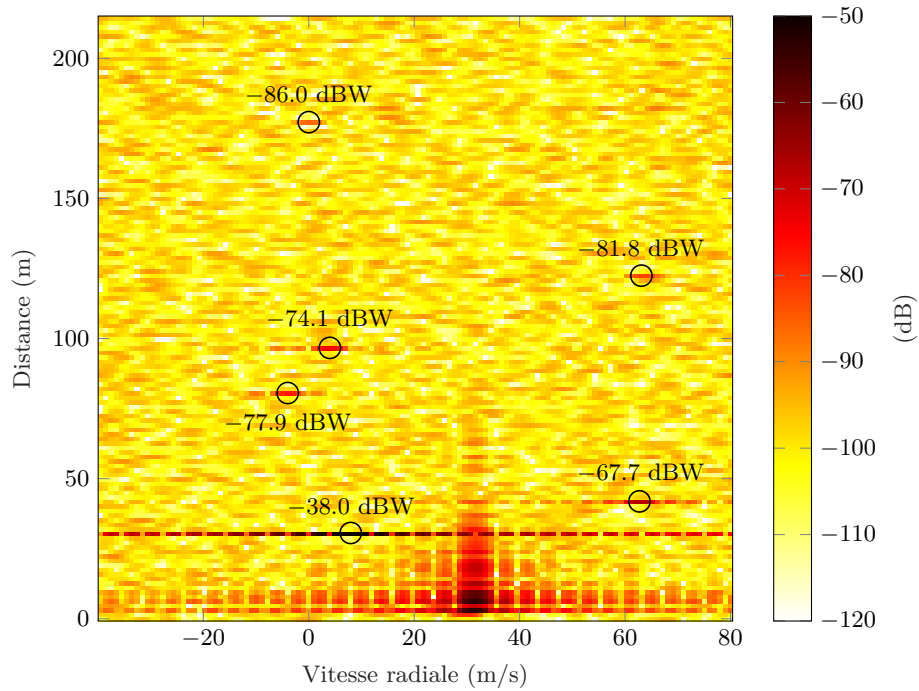
raison des faibles distances et forts Doppler qui caractérisent sa scène radar (voir tableau 4.4). C'est donc celui que nous reprenons ici. Les cartes distance-Doppler obtenues par calcul de la voie somme et zoomées sur la portion d'intérêt sont alors représentées dans la figure 4.13.

Contrairement à ce que nous avons pu observer dans la section 4.2.3, le gain apporté par l'impulsion TFL par rapport à l'impulsion rectangulaire CP est bien plus évident sur le filtre adapté dans ce scénario, et en particulier sur son plancher de bruit qui a perdu plus de 5 dB par rapport à la figure 4.11. L'absence d'interférence à proximité des cibles que nous avons déjà constatée dans le cas du TFL permet par ailleurs ici de les rendre encore plus visibles. Le filtre *symbol-based* se démarque néanmoins toujours, avec au moins 10 dB de différence sur son plancher par rapport au filtre adapté. Il fait d'ailleurs lui aussi apparaître un abaissement de son plancher, bien que mineur, avec la mise en forme TFL par rapport à l'impulsion CP. Même si cet abaissement est contrebalancé par des pertes d'intégration légèrement plus importantes sur les pics de cibles, ces derniers restent ici largement détectables car très puissants.

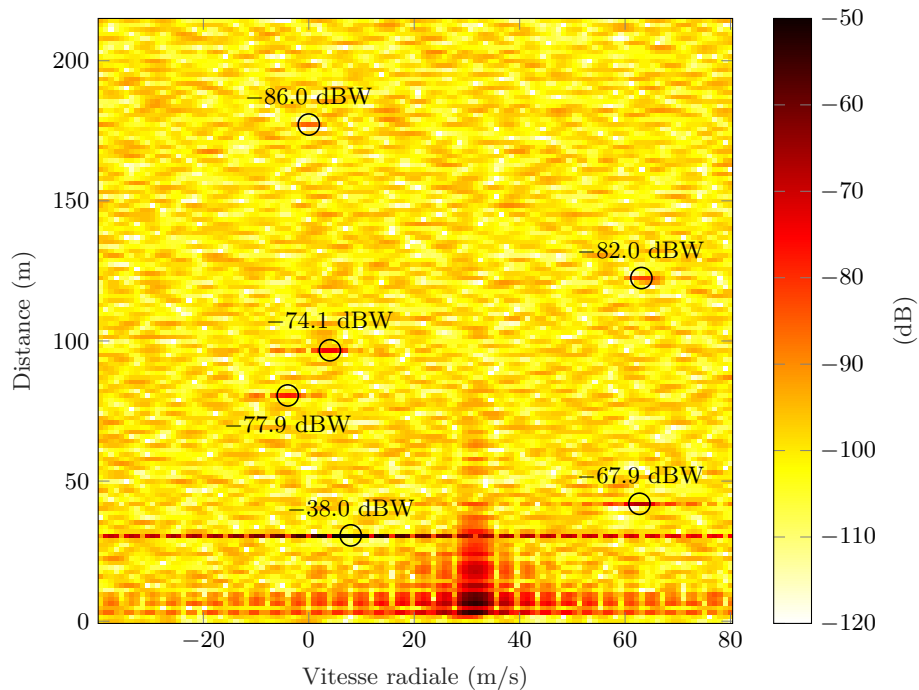
4.4 Bilan

Dans ce chapitre, nous avons cherché à estimer les performances en détection des principaux récepteurs radar WCP-OFDM basés sur la corrélation de la littérature, en analysant notamment leur robustesse vis-à-vis du phénomène d'interférence induit par les symboles d'information. En premier lieu, l'étude a principalement porté sur le critère du SINR, dans le cadre d'un scénario monocible simpliste. Nous avons notamment observé que le filtre de réception *symbol-based* offrait de bonnes performances à relativement faible portée. Le filtre adapté s'est lui aussi distingué, en particulier à proximité de la case distance-Doppler de la cible, où il est toujours le meilleur. Nous avons également constaté que la mise en forme du signal avec des impulsions non-rectangulaires pouvait dans certains cas permettre d'améliorer les performances du récepteur radar, au même titre d'ailleurs que la réduction de la densité de transmission, cette dernière se faisant toutefois au détriment de l'efficacité spectrale du système de communication. Dans un second temps, l'analyse s'est portée sur des cartes distance-Doppler obtenues dans le cadre de scénarios automobiles et aéroportés réalistes que nous avons définis. Le *symbol-based* s'est alors très nettement démarqué, notamment par son aptitude naturelle à limiter le niveau d'interférence associée au fouillis de sol, même étendu. La mise en forme s'est là aussi révélée comme un degré de liberté complémentaire intéressant pour limiter encore davantage le niveau d'interférence.

Dans tous les cas, le phénomène d'interférence s'est montré disposé à compliquer la tâche même de détection, de par sa non-gaussianité dans le cadre du scénario monocible, ou bien directement de par son ampleur dans le cadre des scénarios réalistes pourvus de fouillis de sol. Il doit donc être traité.

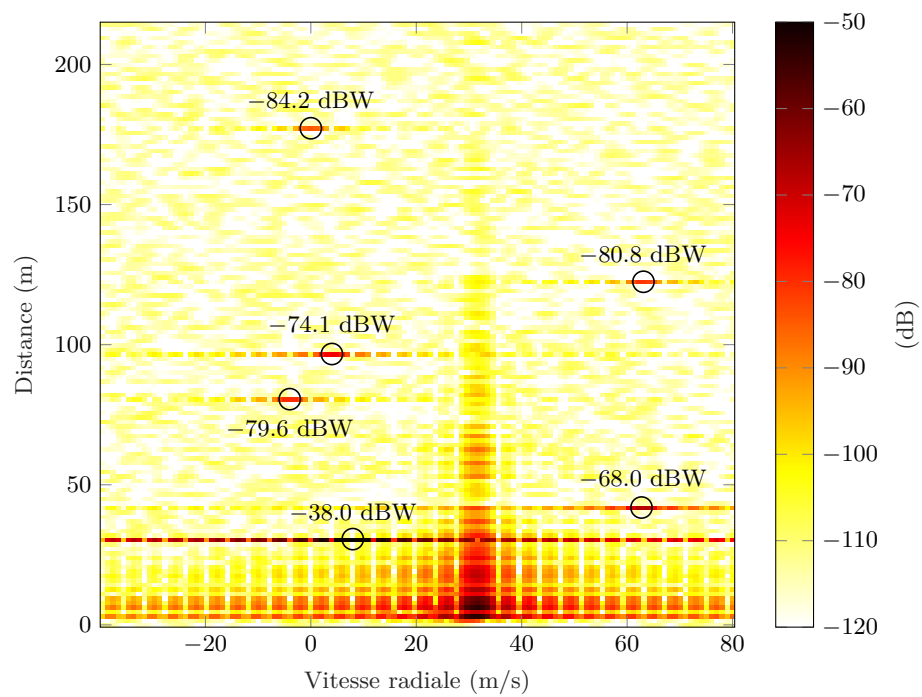


(a) Filtre adapté χ_A . Puissance moyenne du plancher de bruit mesurée : -98.57 dBW.



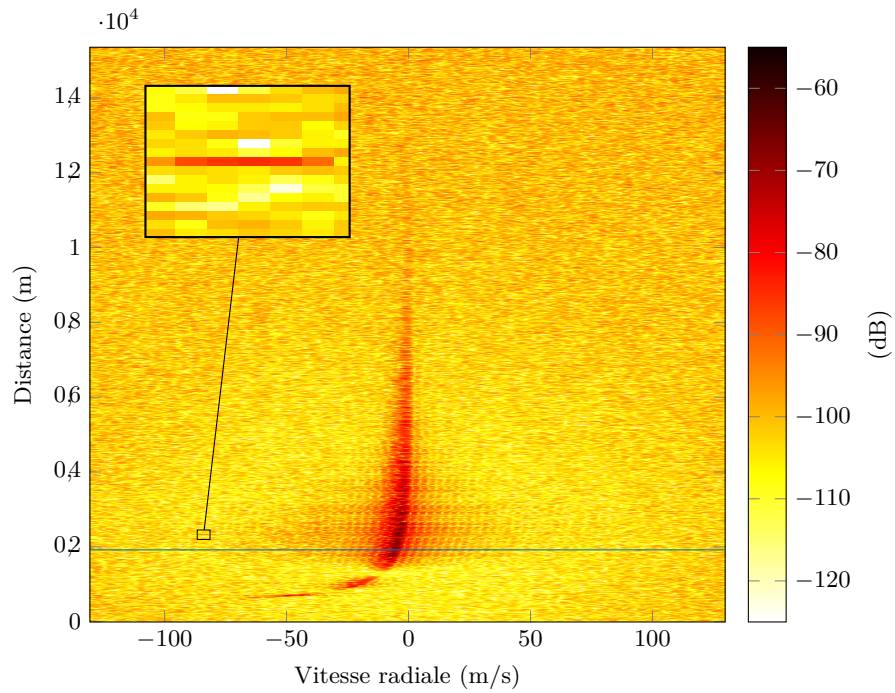
(b) Filtre adapté approché en Doppler χ_{AD} . Puissance moyenne du plancher de bruit mesurée : -98.86 dBW.

FIGURE 4.11 – Cartes distance-Doppler du scénario automobile réaliste zoomées sur la portion d'intérêt (la dimension Doppler est suréchantillonnée par un facteur 4)

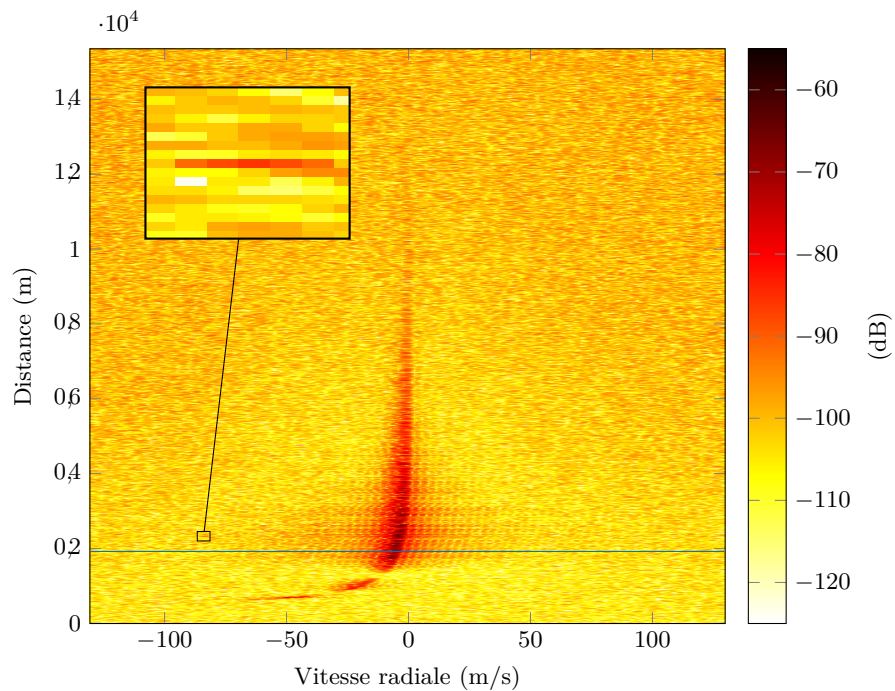


(c) Filtre adapté approché *symbol-based* χ_{ASB} . Puissance moyenne du plancher de bruit mesurée : -114.41 dBW.

FIGURE 4.11 – (cont.) Cartes distance-Doppler du scénario automobile réaliste zoomées sur la portion d'intérêt (la dimension Doppler est suréchantillonnée par un facteur 4)

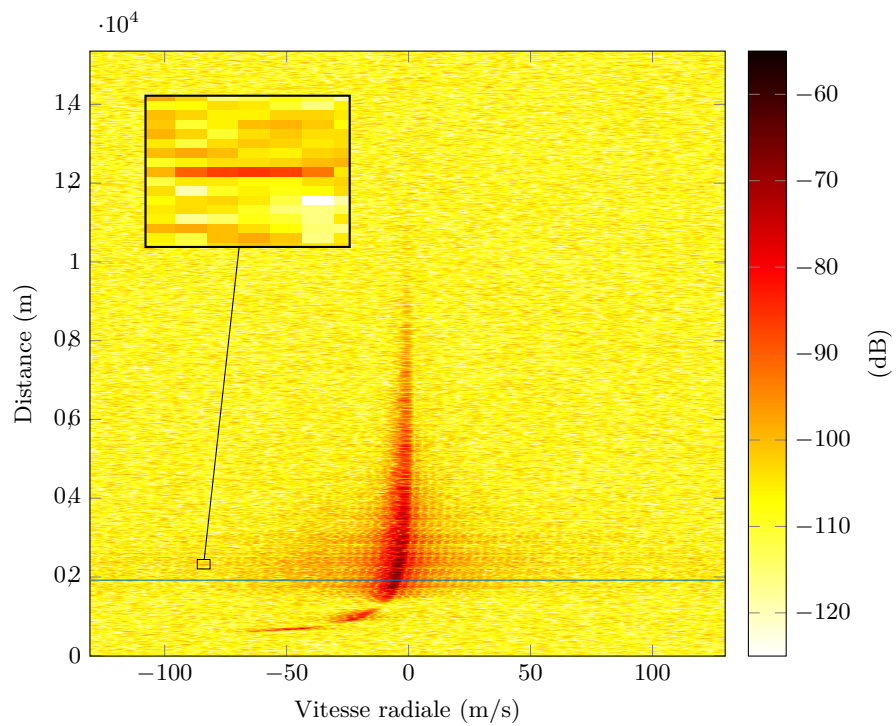


(a) Filtre adapté χ_A . Puissance moyenne du plancher de bruit mesurée : -99.83 dBW. Puissance du pic de cible mesurée : -84.98 dBW.



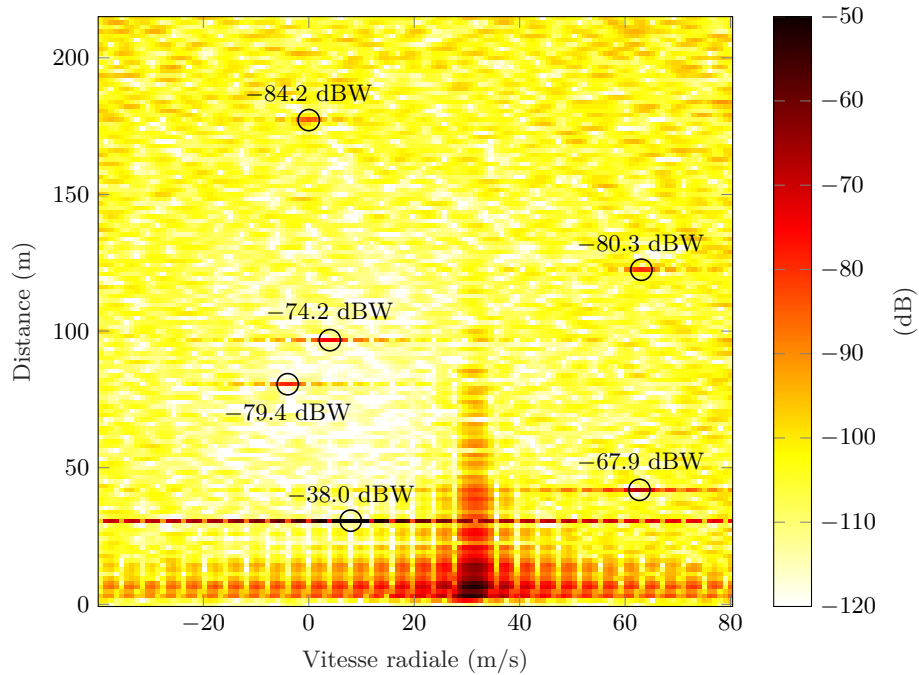
(b) Filtre adapté approché en Doppler χ_{AD} . Puissance moyenne du plancher de bruit mesurée : -99.35 dBW. Puissance du pic de cible mesurée : -86.66 dBW.

FIGURE 4.12 – Cartes distance-Doppler du scénario réaliste UCAV *Sense & Avoid* (la vitesse de la plateforme a été compensée avant le filtrage de réception, et la dimension Doppler est suréchantillonnée par un facteur 4)

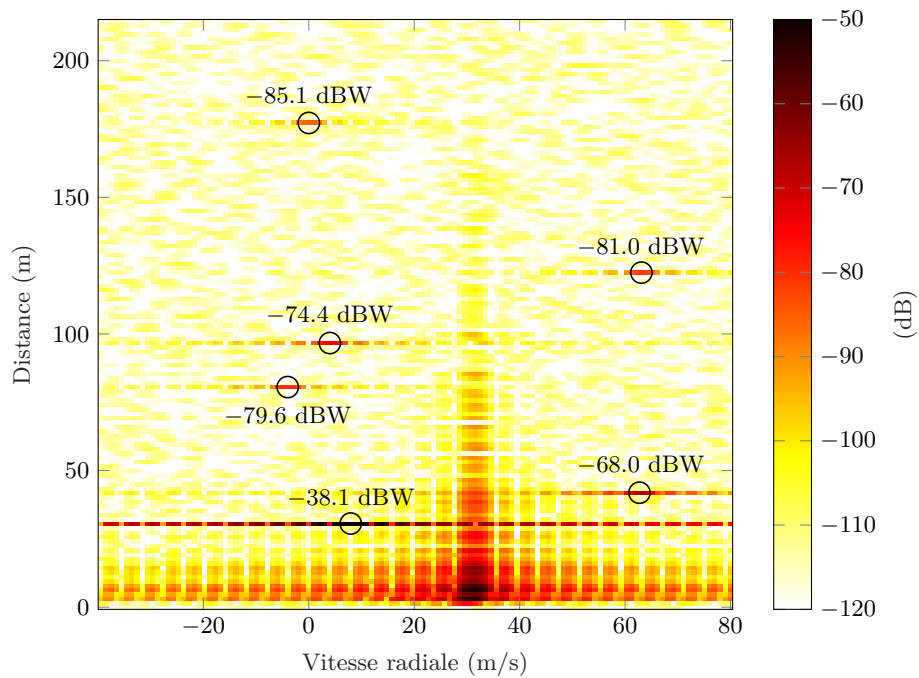


(c) Filtre adapté approché *symbol-based* χ_{ASB} . Puissance moyenne du plancher de bruit mesurée : -106.01 dBW. Puissance du pic de cible mesurée : -86.23 dBW.

FIGURE 4.12 – (cont.) Cartes distance-Doppler du scénario réaliste UCAV *Sense & Avoid* (la vitesse de la plateforme a été compensée avant le filtrage de réception, et la dimension Doppler est suréchantillonnée par un facteur 4)



(a) Filtre adapté χ_A . Puissance moyenne du plancher de bruit mesurée : -104.21 dBW.



(b) Filtre adapté approché *symbol-based* $\chi_{A_{SB}}$. Puissance moyenne du plancher de bruit mesurée : -115.03 dBW.

FIGURE 4.13 – Cartes distance-Doppler du scénario automobile réaliste obtenues avec l'impulsion TFL, zoomées sur la portion d'intérêt (la dimension Doppler est suréchantillonnée par un facteur 4)

Traitement de l'interférence dans un récepteur *symbol-based*

Au cours du chapitre précédent, nous avons mené une étude statistique de l'interférence et observé son ampleur au sein de cartes distance-Doppler synthétiques calculées dans le cadre de scénarios RadCom réalistes. Il en ressort que le phénomène, qui s'aggrave avec le nombre de diffuseurs dans la scène radar, semble fréquemment en mesure de compromettre la détection des cibles, allant même parfois jusqu'à masquer les plus faibles d'entre elles. L'interférence doit par conséquent être traitée. Dans cette optique, nous proposons, dans ce chapitre, des techniques distinctes pour supprimer, d'une part, l'interférence générée par des diffuseurs ponctuels et très bien localisés (typiquement, des cibles) et, d'autre part, celle associée à des composantes étendues (typiquement, du fouillis de sol). Tandis que la première repose sur un algorithme glouton inspiré de la procédure CLEAN, la seconde est une méthode de filtrage adaptatif que nous étudions sous l'hypothèse clairvoyante. Ces techniques sont en particulier mises en œuvre dans le cadre du filtre de réception *symbol-based*, qui, outre sa complexité calculatoire attractive constatée dans le chapitre 3, a également montré sa meilleure robustesse vis-à-vis de l'interférence dans les scénarios pratiques définis dans le chapitre 4. L'usage de modulations numériques de type PSK est toujours supposé.

Sommaire

5.1	Préambule : expressions vectorielles du récepteur <i>symbol-based</i>	80
5.2	Suppression successive de l'interférence induite par des ponctuels	80
5.2.1	Extension du CLEAN au récepteur <i>symbol-based</i>	80
5.2.2	Performances	82
5.3	Réjection clairvoyante de fouillis de sol et son interférence	87
5.3.1	Présentation du scénario simplifié de référence	88
5.3.2	Limites des méthodes existantes	89
5.3.3	Filtres réjecteurs adaptatifs	95
5.3.4	Performances	96
5.4	Bilan	98

5.1 Préambule : expressions vectorielles du récepteur *symbol-based*

Pour des questions de clarté et de compacité, le recours aux notations vectorielles va être à plusieurs reprises privilégié dans ce chapitre. En complément des expressions du signal émis en bande de base \mathbf{s} et du canal radar \mathbf{r} , déjà définies dans le chapitre 2, on donne ici les équivalents vectoriels des 3 étages (3.9)–(3.11) du filtre de réception *symbol-based*¹ :

1. Estimation des symboles élémentaires :

$$\tilde{\mathbf{c}} = \left[\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_g^H) \right] \mathbf{r} \quad (5.1)$$

2. Estimation du canal radar :

$$\bar{\mathbf{c}} = \mathbf{D}_c^H \tilde{\mathbf{c}} \quad (5.2)$$

3. Calcul de la carte distance-Doppler :

$$\boldsymbol{\chi} = (\mathbf{F}_M \otimes \mathbf{F}_K^H) \bar{\mathbf{c}} \quad (5.3)$$

où (5.1) correspond naturellement à l'expression du récepteur WCP-OFDM linéaire conventionnel (2.14), et où l'on a posé $\mathbf{D}_c \triangleq \text{diag}\{\mathbf{c}\}$ la matrice diagonale des symboles émis. Nous serons également parfois amenés à résumer les étages 1 et 2 du récepteur (5.1)–(5.2) par la matrice $\mathbf{T} \triangleq \mathbf{D}_c^H \left[\mathbf{I}_M \otimes (\mathbf{F}_K \mathbf{P}^T \mathbf{D}_g^H) \right]$.

5.2 Suppression successive de l'interférence induite par des ponctuels

Nous nous intéressons dans un premier temps au traitement de l'interférence induite par des diffuseurs ponctuels, tels que des cibles. Dans ce contexte, on suppose provisoirement l'absence de fouillis dans la scène radar illuminée par le signal RadCom, autrement dit $\mathbf{r}_f = \mathbf{0}$ dans (2.30), ou, à défaut, sa suppression préalable (voir, par exemple, la section 5.3). Pour traiter l'interférence relative aux cibles, on propose alors une extension de l'algorithme glouton CLEAN, bien connu en radar conventionnel, au filtre de réception *symbol-based*.

5.2.1 Extension du CLEAN au récepteur *symbol-based*

Le CLEAN est une procédure qui a été introduite en radio-astronomie [47], avant d'être proposée en radar conventionnel [128]. Il vise originellement à lutter contre le masquage de cibles faibles par les lobes secondaires de cibles puissantes. Il repose pour cela sur une détection successive des *maxima* dans la carte distance-Doppler, qu'il suppose être des pics de cibles. De chaque cible prétendument détectée découle alors une estimation des paramètres d'amplitude

1. Puisque l'on ne s'intéresse dans la suite qu'à ce filtre, dans le cadre de modulations PSK, on notera désormais simplement $\boldsymbol{\chi}$ sa carte distance-Doppler, et non plus $\boldsymbol{\chi}_{\text{ASB}}$ (ou $\boldsymbol{\chi}_{\text{RSB}}$) comme on l'a fait jusqu'ici.

5.2. Suppression successive de l'interférence induite par des ponctuels

α_{n_c} , de distance l_{0,n_c} et de Doppler F_{d,n_c} associés. S'ensuit une soustraction directe de la contribution de la cible présumée dans \mathbf{r}_c (2.31), qui résulte idéalement en la suppression de sa signature dans la carte distance-Doppler, découvrant ainsi potentiellement d'autres cibles initialement masquées. La séquence d'instructions est répétée jusqu'à atteindre un critère d'arrêt prédéfini, puis l'algorithme renvoie une carte distance-Doppler synthétique idéale, constituée exclusivement des pics détectés.

Comme l'observe [58] dans le cadre du filtre adapté, la procédure CLEAN peut en outre servir, dans le même temps, à supprimer l'interférence créée par les cibles dans les scénarios PBR. Par analogie du problème, nous suggérons également le CLEAN pour des scénarios RadCom. Dans le cadre de ces travaux, nous le mettons en particulier en place dans le cadre du filtre *symbol-based*. Contrairement à [58], nous le modifions au passage pour qu'il intègre tout ou partie de l'expression analytique du phénomène d'interférence obtenu dans le chapitre 3, dans le but de mieux le supprimer. Notons que puisque le CLEAN vise ici à traiter de l'interférence entre symboles, il s'apparente également à certaines techniques gloutonnes de suppression successive d'interférence (SIC, *Successive Interference Cancellation*) rencontrées en communications (p. ex. : turbo-égalisation, égalisation par retour de décision).

On peut montrer à partir de (3.17) que pour un canal monocible en bruit blanc (3.1), le signal dans la case distance-Doppler $[l_0, n_0]$ de cette cible en sortie du récepteur *symbol-based* peut s'écrire sous la forme [IntJnl2] :

$$\chi[l_0, n_0] = \alpha (\chi_c[l_0, n_0] + \chi_i[l_0, n_0]) + w_{\text{SB}}[l_0, n_0] \quad (5.4)$$

où les indices c et i font une nouvelle fois référence à la signature du pic de cible et à sa composante d'interférence, qui, sous réserve que la cible soit parfaitement centrée dans sa cellule s'écrivent :

$$\chi_c[l_0, n_0] = \sqrt{KM} e^{j2\pi \frac{n_0}{LM} l_0} A^{(g, \dot{g})} \left(-l_0, \frac{n_0}{LM} \right) \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} \chi_i[l_0, n_0] = \frac{e^{j2\pi \frac{n_0}{LM} l_0}}{\sqrt{KM}} \sum_m \left[\sum_{k' \neq k} c_{k,m} c_{k',m}^* A^{(g, \dot{g})} \left(-l_0, \frac{n_0}{LM} + \frac{k - k'}{K} \right) \right. \\ \left. + \sum_{k'} c_{k,m} c_{k',m+1}^* e^{j2\pi \frac{k'}{K} L} e^{j2\pi \frac{n_0}{M} L} A^{(g, \dot{g})} \left(-l_0 + L, \frac{n_0}{LM} + \frac{k - k'}{K} \right) \right]. \quad (5.6) \end{aligned}$$

Ainsi, l'estimateur des moindres carrés (LSE, *Least Squares Estimator*) de α , qui est même son estimateur non biaisé à variance minimale (MVUE, *Minimum Variance Unbiased Estimator*) puisque le bruit post-traitement w_{SB} est blanc et gaussien (voir Chapitre 4), est donné par [51, chapitre 8] :

$$\hat{\alpha}_{\text{LSE}_1} = \frac{\chi[l_0, n_0]}{\chi_c[l_0, n_0] + \chi_i[l_0, n_0]}. \quad (5.7)$$

C'est sur la base de cet estimateur que nous construisons notre première version de CLEAN, présentée dans l'algorithme 6.

L'estimateur (5.7) présente néanmoins plusieurs inconvénients. Tout d'abord, il est relati-

Algorithm 6 Procédure CLEAN 1

Entrée : Signal radar reçu \mathbf{r}

Initialisation : $j = 0$ et $\hat{\chi}_{\text{clean}} = \mathbf{0}$.

Tant que le critère d'arrêt n'est pas atteint **faire**

Calculer χ suivant (5.1)–(5.3).

Trouver $(\hat{l}_{0,j}, \hat{n}_{0,j}) = \arg \max_{(l,n) \in \mathcal{I}_K \times \mathcal{I}_M} [|\chi|]_{l+nK}$.

En déduire la matrice de décalage distance-Doppler $\hat{\mathbf{Z}}_j$.

Calculer $\hat{\alpha}_j = \frac{[\chi]_{\hat{l}_{0,j} + \hat{n}_{0,j}K}}{\chi_c[\hat{l}_{0,j}, \hat{n}_{0,j}] + \chi_i[\hat{l}_{0,j}, \hat{n}_{0,j}]}$ comme suggéré par (5.7).

Mettre à jour $\mathbf{r} \leftarrow \mathbf{r} - \hat{\alpha}_j \hat{\mathbf{Z}}_j \mathbf{s}$ et $j \leftarrow j + 1$.

Fin Tant que

Sortie : Carte distance-Doppler idéale : $[\hat{\chi}_{\text{clean}}]_{k+mK} = \sqrt{KM} \sum_{i=0}^{j-1} \hat{\alpha}_i \delta_{\hat{l}_{0,i}, k} \delta_{\hat{n}_{0,i}, m}$.

vement coûteux à calculer du fait du terme d'interférence (5.6). Cela est donc d'autant plus préjudiciable pour la procédure CLEAN que le nombre d'itérations, et donc vraisemblablement que le nombre de cibles dans la scène radar, est important. Qui plus est, l'estimateur n'est même plus MVUE dans le cas multicible puisqu'il ne tient compte que de l'interférence associée à la cible dernièrement détectée. Son intérêt dans des scénarios pratiques peut donc s'en trouver assez limité. Une alternative plus économe en ressources calculatoires peut alors consister à considérer la composante d'interférence $\alpha \chi_i[l_0, n_0]$ non plus comme un signal déterministe, mais plutôt comme un bruit aléatoire additif². Le LSE de α devient ainsi :

$$\hat{\alpha}_{\text{LSE}_2} = \frac{\chi[l_0, n_0]}{\chi_c[l_0, n_0]} = e^{-j2\pi \frac{n_0}{LM} l_0} \frac{\chi[l_0, n_0]}{\sqrt{KM} A^{(g, \dot{g})}(-l_0, \frac{n_0}{LM})}. \quad (5.8)$$

Il s'agit de l'estimateur que nous suggérons pour notre seconde version de CLEAN résumée dans l'algorithme 7 et présentée dans [IntCnf4]. Remarquons que, contrairement à l'estimateur du CLEAN classique, (5.8) permet tout de même de compenser la perte d'intégration subie par le filtre de réception *symbol-based* sur le pic de cible $\chi[l_0, n_0]$, relative à la fonction d'ambiguïté entre impulsions $A^{(g, \dot{g})}$ (2.8).

5.2.2 Performances

Procédons maintenant à une comparaison des performances des algorithmes 6 et 7, ou, plus précisément, à l'évaluation des dégradations qu'engendre la procédure simplifiée du CLEAN 2 par rapport au CLEAN 1.

2. Rappelons que cette approche est celle qui a été adoptée dans le chapitre 4. Il s'agit également de l'hypothèse sous-jacente dans [58].

5.2. Suppression successive de l'interférence induite par des ponctuels

Algorithm 7 Procédure CLEAN 2

Entrée : Signal radar reçu \mathbf{r}

Initialisation : $j = 0$ et $\hat{\chi}_{\text{clean}} = \mathbf{0}$.

Tant que le critère d'arrêt n'est pas atteint **faire**

Calculer χ suivant (5.1)–(5.3).

Trouver $(\hat{l}_{0,j}, \hat{n}_{0,j}) = \arg \max_{(l,n) \in \mathcal{I}_K \times \mathcal{I}_M} [|\chi|]_{l+nK}$.

En déduire la matrice de décalage distance-Doppler $\hat{\mathbf{Z}}_j$.

Calculer $\hat{\alpha}_j = e^{-j2\pi \frac{\hat{n}_{0,j}}{LM} \hat{l}_{0,j}} \frac{[\chi]_{\hat{l}_{0,j} + \hat{n}_{0,j}K}}{\sqrt{KMA^{(g,\hat{g})}(-\hat{l}_{0,j}, \frac{\hat{n}_{0,j}}{LM})}}$ comme suggéré par (5.8).

Mettre à jour $\mathbf{r} \leftarrow \mathbf{r} - \hat{\alpha}_j \hat{\mathbf{Z}}_j \mathbf{s}$ et $j \leftarrow j + 1$.

Fin Tant que

Sortie : Carte distance-Doppler idéale : $[\hat{\chi}_{\text{clean}}]_{k+mK} = \sqrt{KM} \sum_{i=0}^{j-1} \hat{\alpha}_i \delta_{l_{0,i},k} \delta_{\hat{n}_{0,i},m}$.

5.2.2.1 Scénario monocible

On suppose dans un premier temps un scénario monocible. Dans ce cas, la performance des algorithmes 6 et 7 se mesure globalement à la qualité de leur estimateur $\hat{\alpha}$ respectif. Notons que ceux-ci ne sont pas rigoureusement identiques aux estimateurs $\hat{\alpha}_{\text{LSE}_1}$ et $\hat{\alpha}_{\text{LSE}_2}$ définis dans (5.7) et (5.8) puisque les procédures n'ont, par nature, pas connaissance des paramètres distance l_0 et Doppler n_0 de la cible. Ils se basent donc sur les estimées \hat{l}_0 et \hat{n}_0 résultant du processus antérieur de détection de pic dans la carte distance-Doppler.

Pour une cible à des coordonnées (l_0, n_0) arbitrairement choisies dans la carte distance-Doppler, on trace dans la figure 5.1 l'erreur quadratique moyenne normalisée (NMSE, *Normalized Mean Squared Error*) des estimateurs $\hat{\alpha}$:

$$\text{NMSE}(\hat{\alpha}) \triangleq \frac{\mathbb{E}\{|\alpha - \hat{\alpha}|^2\}}{\mathbb{E}\{|\alpha|^2\}} \quad (5.9)$$

mesurée pour chacun des algorithmes par simulation de Monte-Carlo (5000 réalisations) en fonction du SNR post-traitement théorique, défini comme le SINR (4.15) que l'on obtiendrait avec le récepteur *symbol-based* si la cible était plutôt située en $(l_0, n_0) = (0, 0)$, soit [99] :

$$\text{SNR}_{\text{th}} = \frac{\mathbb{E}\{|\alpha|^2\} K^2 M}{P_w \sigma_c^2 \|\hat{\mathbf{g}}\|^2}. \quad (5.10)$$

Sur la même figure, on trace également la borne de Cramér-Rao normalisée (NCRLB, *Normalized Cramér-Rao Lower Bound*) calculée à partir du modèle d'observation (5.4) [51, chapitre 15] :

$$\text{NCRLB}(\alpha) \triangleq \frac{\text{CRLB}(\alpha)}{\mathbb{E}\{|\alpha|^2\}} = \frac{1}{\text{SNR}_{\text{th}} |A^{(g,\hat{g})}(-l_0, \frac{n_0}{LM})|^2} \frac{1}{\left|1 + \frac{\chi_i[l_0, n_0]}{\chi_c[l_0, n_0]}\right|^2}. \quad (5.11)$$

On observe dans cet exemple que les NMSE atteignent toutes deux la NCRLB à partir

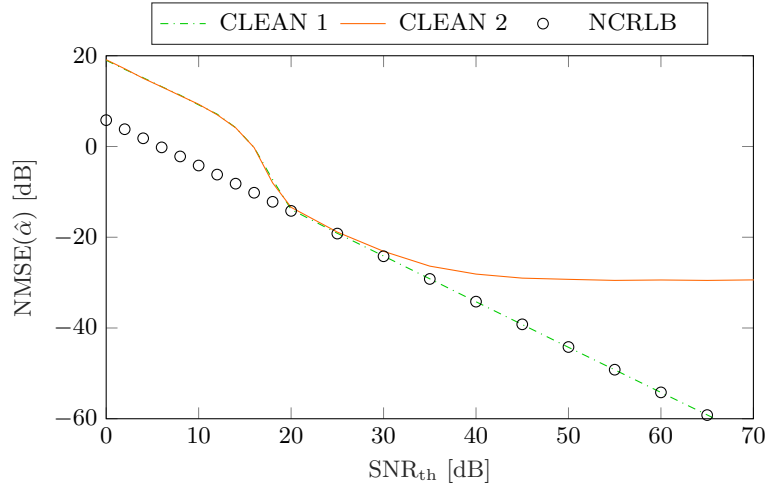


FIGURE 5.1 – Évolution de la NMSE de l'estimateur d'amplitude de cible $\hat{\alpha}$ produit par les procédures CLEAN en fonction du SNR théorique de cette cible lorsque $[l_0, n_0] = [35, 9]$ ($K = 64$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$)

de $\text{SNR}_{\text{th}} = 20$ dB. En-deçà, le pic de cible est insuffisant pour être quasi-systématiquement détecté, et donc correctement estimé, par les CLEAN. Puis, tandis que la NMSE du CLEAN 1 continue de coller à la NCRLB comme attendu, celle du CLEAN 2 s'en détache à partir de $\text{SNR}_{\text{th}} = 30$ dB. Bien que la cible soit alors suffisamment puissante pour être détectée, sa composante d'interférence $\alpha\chi_i[l_0, n_0]$ prend dans le même temps de l'ampleur. Or, dans la mesure où elle n'est pas exploitée par la procédure CLEAN 2, l'erreur d'estimation sur α de cette dernière croît effectivement. Soulignons tout de même que cet intervalle d'optimalité $\text{SNR}_{\text{th}} \in [20, 30]$ dB constaté dans le cadre de la procédure CLEAN 2 dépend directement de la perte d'intégration et de l'interférence associées à la cible. En ce sens, il peut être élargi par l'usage d'impulsions de mise en forme (g, \check{g}) adaptées vis-à-vis du couple $[l_0, n_0]$, ou encore en réduisant la densité ρ de la transmission, comme nous l'avons vu dans le chapitre 4 [IntCnf4].

Rappelons dans tous les cas que les résultats exposés dans la figure 5.1 sont conditionnés à l'alignement idéal de la cible par rapport à la grille d'analyse distance-Doppler et ne tiennent donc pas compte d'une éventuelle perte de chevauchement supplémentaire (*straddle loss*) sur son pic. On montre toutefois dans [IntCnf4] que la simple application d'un *zero-padding* lors du calcul de la double DFT du *symbol-based* (5.3) fournit une solution satisfaisante à ce problème.

5.2.2.2 Scénario multicible

On considère dans un second temps le scénario multicible décrit par le tableau 5.1 et dont une réalisation est représentée dans la figure 5.2, dans lequel les cibles 1 et 2 sont initialement masquées par l'interférence créée par la cible 0. On s'intéresse alors cette fois aux NMSE des estimateurs $\hat{\chi}_{\text{clean}}$ de la carte distance-Doppler idéale, calculés par les procédures CLEAN, à

5.2. Suppression successive de l'interférence induite par des ponctuels

TABLE 5.1 – Paramètres des cibles dans le scénario d'évaluation des procédures CLEAN

Cible n_c	0	1	2
l_{0,n_c}	35	10	20
n_{0,n_c}	9	3	6
$\text{SNR}_{\text{th},n_c}$ (dB)	50	22	17

savoir :

$$\text{NMSE}(\hat{\chi}_{\text{clean}}) \triangleq \frac{\mathbb{E} \left\{ \|\chi_{\text{clean}} - \hat{\chi}_{\text{clean}}\|^2 \right\}}{\mathbb{E} \left\{ \|\chi_{\text{clean}}\|^2 \right\}} \quad (5.12)$$

avec

$$[\chi_{\text{clean}}]_{k+mK} \triangleq \sqrt{KM} \sum_{n_c=0}^{N_c-1} \alpha_{n_c} \delta_{(l_{0,n_c}),k} \delta_{(n_{0,n_c}),m}. \quad (5.13)$$

Celles-ci sont évaluées par simulation de Monte-Carlo (10000 réalisations) et tracées dans la figure 5.3 en fonction de l'indice d'itération des procédures. On remarque alors effectivement que la NMSE obtenue à l'issue des 3 premières itérations du CLEAN 1 surpasse assez largement celle du CLEAN 2, témoignant d'une restitution plus fidèle de la scène radar illuminée. La NMSE du CLEAN 2 n'atteint d'ailleurs son minimum que lors de l'itération 4, ce qui s'explique par le fait qu'une cible y est fréquemment supprimée en 2 temps. Le gain en NMSE du CLEAN 1 ne se traduit toutefois pas véritablement en une meilleure suppression de l'interférence dans la carte traitée χ . C'est en effet ce qu'attestent les niveaux moyens de plancher d'interférence-plus-bruit résiduelle $\widehat{P_w^{(x)}} + \widehat{P_i^{(x)}}$ mesurés par simulation de Monte-Carlo³ (10000 réalisations) et représentés en figure 5.4, qui se superposent quasiment. Il en résulte donc que des cibles faibles ne sont pas nécessairement plus à même d'être découvertes par le CLEAN 1 que par le CLEAN 2, pourtant considérablement moins complexe.

Dans des scénarios pratiques, la procédure CLEAN 2 pourrait donc offrir un compromis performance/complexité intéressant. Dans notre exemple de la figure 5.2, elle suffit en l'occurrence largement à extraire les cibles 1 et 2 du plancher d'interférence-plus-bruit, comme l'illustre la figure 5.5. Conformément à ce que l'on peut constater sur la figure 5.4, l'interférence est principalement rejetée au cours de la première itération (figure 5.5b), c'est-à-dire lors de la suppression de la cible 0. Les suppressions de cibles suivantes (figures 5.5c et 5.5d) ont, quant à elles, un impact hautement négligeable sur son niveau. On remarque par ailleurs à l'issue de la troisième itération (figure 5.5d) que la cible 0 présente toujours un pic résiduel, laissant entrevoir la possibilité d'une nouvelle détection par la procédure, comme expliqué dans le cadre de la figure 5.2.

Ce dernier point pose, enfin, la question du choix du critère d'arrêt pour le CLEAN. Le risque encouru est double :

3. L'estimateur $\widehat{P_w^{(x)}} + \widehat{P_i^{(x)}}$ correspond à la moyenne des puissances relevées sur l'ensemble de la carte distance-Doppler à l'exception des cases, supposées connues, contenant les pics de cible.

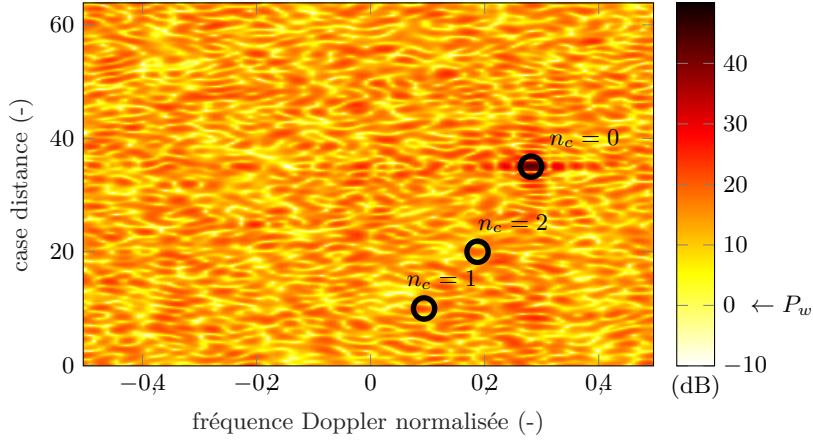


FIGURE 5.2 – Carte distance-Doppler initiale, obtenue avec le filtre *symbol-based* dans le cadre de la scène radar résumée par le tableau 5.1, avant application des procédures CLEAN ($K = 64$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$, *zero-padding* par un facteur 4 sur chaque dimension)

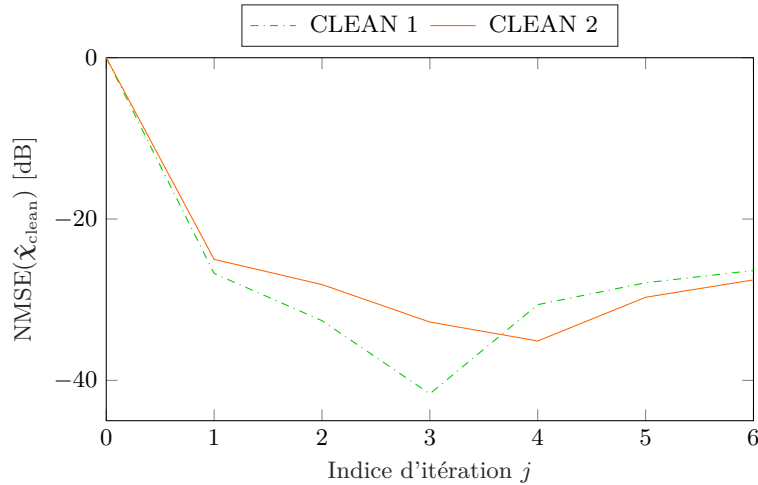


FIGURE 5.3 – Évolution de la NMSE de l'estimateur de carte distance-Doppler idéale χ_{clean} produit par les procédures CLEAN au cours des itérations, dans le cadre de la scène radar résumée par le tableau 5.1 ($K = 64$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$)

- si la procédure s'arrête trop tôt, des cibles peuvent toujours être masquées sous le niveau d'interférence-plus-bruit ;
- si la procédure s'arrête trop tard, le récepteur radar peut faire face à des fausses alarmes et à une propagation d'erreurs (voir par exemple le début de rehaussement du plancher d'interférence-plus-bruit au-delà des itérations 3 et 4 dans la figure 5.4).

Cette question n'a toutefois pas été traitée dans le cadre de cette thèse (le nombre d'itérations y a été fixé manuellement en supposant connu le nombre de cibles). Notons tout de même qu'elle peut vraisemblablement être abordée avec les approches usuelles, comme typiquement par la mesure de blancheur de la carte distance-Doppler [128].

5.3. Réjection clairvoyante de fouillis de sol et son interférence

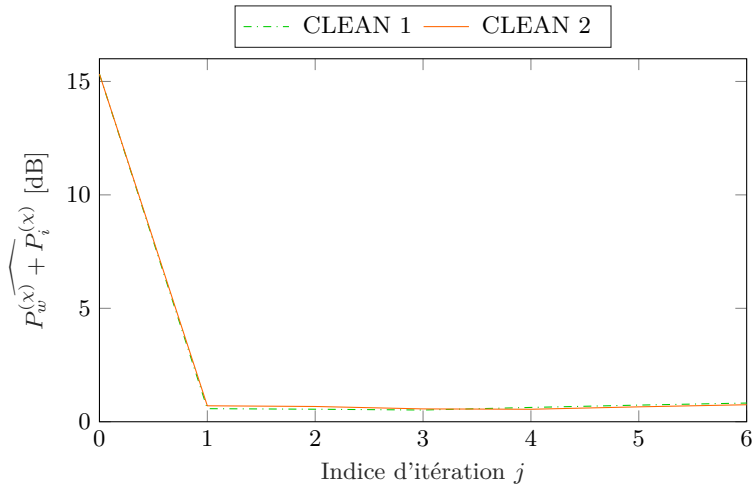


FIGURE 5.4 – Évolution de la puissance de l'interférence-plus-bruit résiduelle $\widehat{P_w^{(x)}} + P_i^{(x)}$ estimée dans la carte distance-Doppler traitée par les procédures CLEAN au cours des itérations, dans le cadre de la scène radar résumée par le tableau 5.1 ($K = 64$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$)

5.3 Réjection clairvoyante de fouillis de sol et son interférence

Toujours dans le cadre du récepteur *symbol-based*, nous nous penchons désormais sur la réjection du fouillis de sol et de son interférence associée. On reprend pour cela le modèle de canal complet décrit par (2.30). On suppose notamment que le fouillis est relativement étendu dans l'espace distance-Doppler, comme il est d'usage de le voir, par exemple, dans des scénarios aéroportés, en RadCom (p. ex., figure 4.12) comme en PBR (p. ex., voir [7]). Le phénomène d'ICM, caractéristique du mouvement de végétaux sous l'action du vent, et qui se traduit par une composante diffuse en Doppler, est en particulier pris en compte dans cette section.

Un tel contexte rend inenvisageable l'application de procédures gloutonnes comme le CLEAN, que nous venons d'étudier, qui risqueraient de propager un grand nombre d'erreurs. Alternativement, des techniques dites ECA (*Extensive Cancellation Algorithm*) ont été suggérées pour traiter ce problème [27]. Comme nous allons le voir dans la section 5.3.2, celles-ci manquent cependant d'adaptivité. En réponse à cette limitation, nous avons envisagé, dans le cadre de ces travaux de thèse, l'usage de filtres de réjection adaptatifs. À ce stade, seules les versions clairvoyantes de ces filtres de réjection, c'est-à-dire supposant connues la matrice de covariance du signal de fouillis-plus-bruit, ont été étudiées [IntCnf3, NatCnf1]. Bien que celles-ci ne soient pas implémentables en pratique, leur étude nous permet, comme nous le montrons dans la section 5.3.3, de valider l'aptitude théorique de tels filtres à rejeter conjointement le fouillis et son interférence. Notons en outre que la complexité algorithmique de ces filtres reste également, pour l'heure, un obstacle de taille. Ce travail préliminaire ouvre, de fait, de nombreuses perspectives qu'il sera pertinent d'explorer à l'issue de cette thèse.

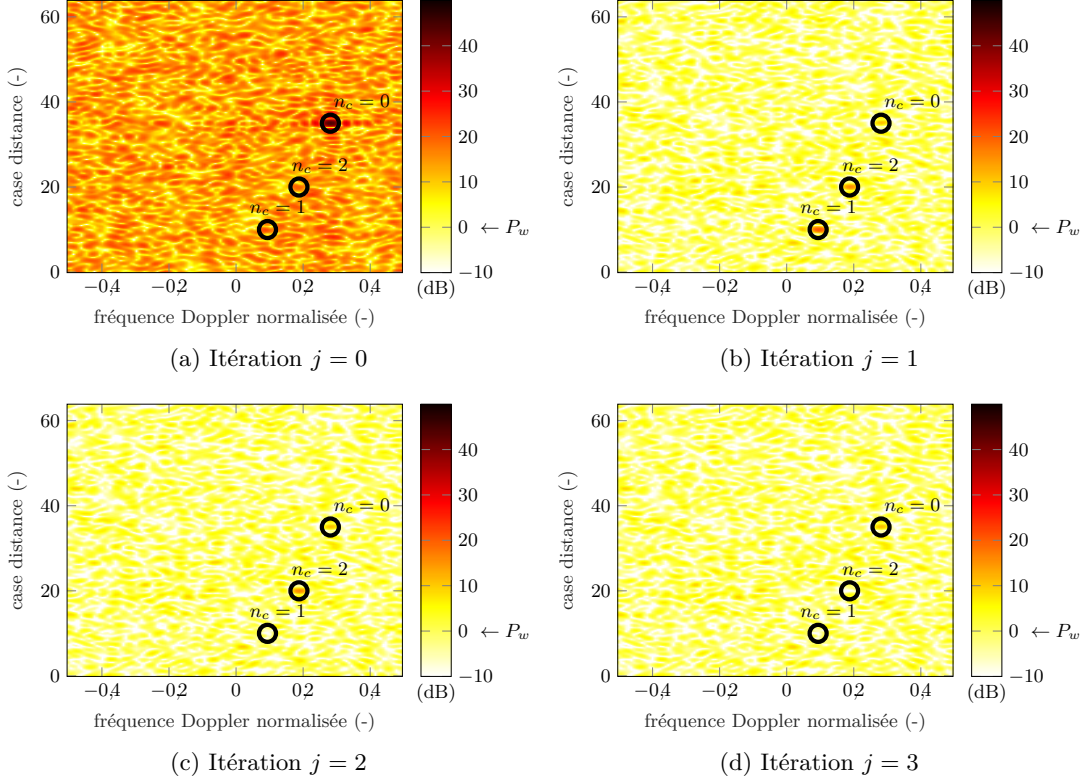


FIGURE 5.5 – Illustration de la procédure CLEAN 2 (algorithme 7) sur la carte distance-Doppler de la figure 5.2 ($K = 64$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$, *zero-padding* par un facteur 4 sur chaque dimension)

Pour des raisons de charge calculatoire, nous nous autorisons dans la suite un certain nombre de simplifications par rapport aux scénarios étudiés en section 4.3.1. Ce scénario simplifié suffit malgré tout à justifier de l'intérêt des traitements proposés, en comparaison des méthodes ECA existantes, sur des scènes plus réalistes.

5.3.1 Présentation du scénario simplifié de référence

Similairement à ce que nous avons présenté dans [IntCnf3, NatCnf1], nous générons, dans la suite, le fouillis de sol de la façon simplifiée suivante :

- il n'y a qu'un seul patch par case distance $i_f \in \mathcal{I}_K$, autrement dit $N_f = 1$;
- les patches ont tous la même vitesse radiale, supposée nulle ici, c'est-à-dire $v_{i_f} = 0$;
- les amplitudes de patch suivent tous une distribution gaussienne circulaire, autrement dit $\beta_{i_f} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{R}_{\beta_{i_f}})$;
- les patches ont même matrice de covariance $\mathbf{R}_{\beta_{i_f}} = \mathbf{R}_{\beta}$, et donc même puissance $P_{\beta_{i_f}} = P_{\beta}$;

5.3. Réjection clairvoyante de fouillis de sol et son interférence

— les patches ont un spectre Doppler gaussien [3], d'où pour $(l,m),(l',m') \in \mathcal{I}_L \times \mathcal{I}_M$:

$$[\mathbf{R}_\beta]_{l+mL,l'+m'L} = P_\beta e^{-\varsigma^2|m-m'|^2} \quad (5.14)$$

avec ς l'écart-type en Doppler (normalisé) du spectre, et où la puissance des patches P_β est associée à un rapport fouillis à bruit (CNR, *Clutter-to-Noise-Ratio*) théorique semblable à (5.10).

Par soucis de simplicité, on suppose également la présence d'une seule cible dans la scène radar ($N_c = 1$). Les valeurs des paramètres de simulation et la carte distance-Doppler obtenue en sortie du récepteur *symbol-based* sont donnés en figure 5.6. La cible, qui a été choisie avec une fréquence Doppler pourtant relativement grande se trouve masquée par la présence du fouillis. Outre sa composante diffuse autour du Doppler nul, le fouillis produit en effet une interférence importante dans l'ensemble de la carte, qui noie la cible. Cette carte distance-Doppler va nous servir de référence pour illustrer les différentes techniques de réjection du fouillis décrites ci-après.

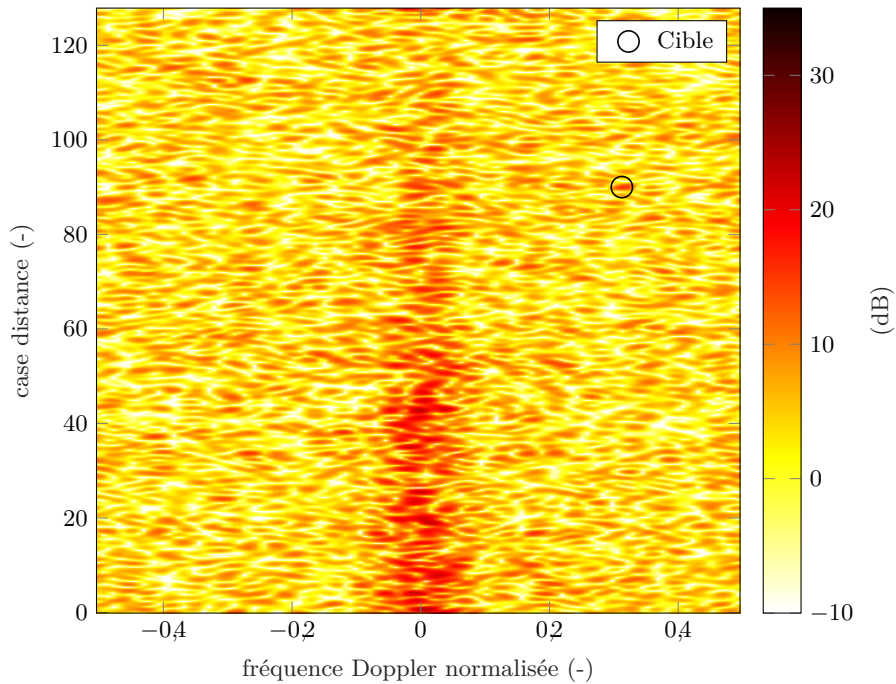


FIGURE 5.6 – Carte distance-Doppler simplifiée de référence pour la réjection du fouillis de sol et son interférence ($K = 128$, $\rho = 8/9$, $M = 32$, mise en forme CP, $P_w = 1$, $\text{SNR}_{\text{th}} = 25$ dB, $\text{CNR}_{\text{th}} = 20$ dB, $\varsigma = 0.125$)

5.3.2 Limites des méthodes existantes

Les techniques ECA (parfois abusivement nommées “filtre de Wiener”) sont sans doute de celles qui ont été le plus exploitées dans la littérature radar WCP-OFDM —et tout

particulièrement en PBR— pour rejeter du fouillis, au cours des dernières années (voir par exemple [24, 27, 88, 135, 87, 28, 108, 109, 110, 7]). Elles reposent pour cela sur une estimation au sens des moindres carrés des amplitudes de ses patches. Contrairement aux procédures CLEAN présentées dans la section 5.2, les ECA supposent en revanche une connaissance *a priori* du positionnement du fouillis dans l'espace distance-Doppler. Un sous-espace de fouillis peut ainsi être construit, et le signal d'observation projeté orthogonalement à ce sous-espace.

L'algorithme ECA a originellement été développé dans le domaine *temporel* (indice 't') [24, 27], c'est-à-dire pour traiter directement le signal radar reçu \mathbf{r} (ou signal de surveillance, en PBR). Pour y construire la matrice \mathbf{H}_t du sous-espace de fouillis, il se base sur le modèle de signal reçu associé à un diffuseur ponctuel à ses coordonnées $[l_0, n_0]$, à savoir, d'après (2.31) :

$$\mathbf{r}_c = \alpha \mathbf{a}(l_0, n_0) \quad (5.15)$$

en posant $\mathbf{a}(l_0, n_0) \triangleq \mathbf{Z}\mathbf{s}$ le vecteur directeur en distance et Doppler du ponctuel. Sous réserve d'une connaissance *a priori* de l'ensemble des positions (l, n) du fouillis dans l'espace distance-Doppler, on peut ainsi former \mathbf{H}_t par juxtaposition des différents vecteurs colonnes $\mathbf{a}(l, n)$ et procéder à l'estimation des amplitudes associées suivant ⁴ :

$$\begin{aligned} \hat{\beta}_{\text{ECA}_t} &\triangleq \arg \min_{\beta} \left\{ \|\mathbf{r} - \mathbf{H}_t \beta\|^2 \right\} \\ &= \left(\mathbf{H}_t^H \mathbf{H}_t \right)^{-1} \mathbf{H}_t^H \mathbf{r}. \end{aligned} \quad (5.16)$$

La projection du signal reçu \mathbf{r} orthogonalement au sous-espace engendré par \mathbf{H}_t est alors donnée par :

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{\text{ECA}_t} &\triangleq \mathbf{r} - \mathbf{H}_t \hat{\beta}_{\text{ECA}_t} \\ &= \left(\mathbf{I} - \mathbf{H}_t \left(\mathbf{H}_t^H \mathbf{H}_t \right)^{-1} \mathbf{H}_t^H \right) \mathbf{r}. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Une fois le fouillis rejeté, le signal (5.17) est passé dans un récepteur basé sur la corrélation. L'ECA a en particulier été initialement proposé en conjonction avec un FAD [24, 27]. Pour une comparaison plus équitable avec les traitements que nous proposons dans la suite, on le fait suivre ici par le récepteur *symbol-based*⁵ (5.1)–(5.3), de sorte que la carte distance-Doppler finalement obtenue se note :

$$\chi_{\text{ECA}_t} = (\mathbf{F}_M \otimes \mathbf{F}_K^H) \mathbf{T} \mathbf{r}_{\text{ECA}_t}. \quad (5.18)$$

L'application de l'ECA temporel (5.18) au scénario simplifié de référence de la figure 5.6, en supposant du fouillis sur l'ensemble \mathcal{I}_K des cases distances non-ambiguës des 7 cases Doppler centrales, résulte ainsi en la carte distance-Doppler de la figure 5.7a. On y constate

4. β est un vecteur colonne composé d'une unique amplitude complexe par position (l, n) supposée du fouillis dans l'espace distance-Doppler. Il ne doit pas être confondu avec le vecteur colonne β_{i_f} décrivant l'évolution, sur la durée T du CPI, de l'amplitude du patch de fouillis $i_f \in \mathcal{I}_K$ effectivement simulé.

5. Les différences résultant de l'utilisation du filtre *symbol-based* au lieu du filtre approché en Doppler ont déjà été étudiées dans le chapitre 4.

5.3. Réjection clairvoyante de fouillis de sol et son interférence

effectivement une suppression de la contribution de fouillis autour du Doppler nul, mais également d'une partie conséquente de son piédestal, permettant à la cible de sortir du plancher d'interférence-plus-bruit, comme désiré.

Pour des raisons de facilité d'implémentation et de complexité calculatoire —en particulier lorsqu'il est appliquée sur l'ensemble \mathcal{I}_K des cases distance non-ambiguës (voir remarque 5.1)— une version de l'ECA a par la suite été proposée dans le domaine des *symboles* $c_{k,m}$ (ou, en d'autres termes, de la sous-bande ; indice 's') [135, 108, 110]. Le principe de l'algorithme reste le même, si ce n'est que la construction du sous-espace du fouillis \mathbf{H}_s se base cette fois sur le modèle de signal du ponctuel en sortie de l'étage 2 du récepteur *symbol-based* (5.2). Plus spécifiquement, l'ECA symbole ne considère que la signature classique du pic de ce ponctuel, à savoir, d'après [IntJnl2] :

$$\bar{\mathbf{c}}_c = \alpha A^{(g,\hat{g})} \left(-l_0, \frac{n_0}{LM} \right) \mathbf{f}(l_0, n_0) \quad (5.19)$$

où $\mathbf{f}(l_0, n_0) \triangleq \mathbf{e}_d(n_0) \otimes \mathbf{e}_r(l_0)$ avec $\mathbf{e}_d(n) \triangleq [1 \dots e^{j2\pi nm/M} \dots e^{j2\pi n(M-1)/M}]^T$ et $\mathbf{e}_r(l) \triangleq [1 \dots e^{-j2\pi lk/K} \dots e^{-j2\pi l(K-1)/K}]^T$ les vecteurs directeurs de Fourier en Doppler et distance. Ainsi, le sous-espace \mathbf{H}_s est cette fois construit par juxtaposition de simples vecteurs de Fourier $\mathbf{f}(l, n)$, le couple (l, n) représentant toujours les cellules distance-Doppler où du fouillis est attendu. L'estimateur des amplitudes du fouillis est ensuite simplement donné par :

$$\begin{aligned} \hat{\beta}_{\text{ECA}_s} &\triangleq \arg \min_{\beta} \left\{ \|\bar{\mathbf{c}} - \mathbf{H}_s \beta\|^2 \right\} \\ &= \left(\mathbf{H}_s^H \mathbf{H}_s \right)^{-1} \mathbf{H}_s^H \bar{\mathbf{c}} \end{aligned} \quad (5.20)$$

et le signal après projection orthogonalement au sous-espace engendré par \mathbf{H}_s se note :

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{c}}_{\text{ECA}_s} &\triangleq \bar{\mathbf{c}} - \mathbf{H}_s \hat{\beta}_{\text{ECA}_s} \\ &= \left(\mathbf{I} - \mathbf{H}_s \left(\mathbf{H}_s^H \mathbf{H}_s \right)^{-1} \mathbf{H}_s^H \right) \bar{\mathbf{c}}. \end{aligned} \quad (5.21)$$

L'ECA symbole est lui aussi originellement proposé conjointement avec un FAD (après réinjection des symboles supprimés lors de l'étape 2 du récepteur *symbol-based*) [110, 135, 108]. Dans notre cas, on suppose de nouveau l'usage du filtre *symbol-based* à la place⁵, menant ainsi simplement à la carte distance-Doppler :

$$\chi_{\text{ECA}_s} = (\mathbf{F}_M \otimes \mathbf{F}_K^H) \bar{\mathbf{c}}_{\text{ECA}_s}. \quad (5.22)$$

Remarque 5.1

Lorsque l'on suppose le fouillis présent sur toutes les cases distances non-ambiguës, la matrice \mathbf{H}_s peut être ordonnée de la façon suivante :

$$\mathbf{H}_s = [\dots \mathbf{f}(0, n-1) \dots \mathbf{f}(K-1, n-1) \mathbf{f}(0, n) \dots \mathbf{f}(K-1, n) \mathbf{f}(1, n+1) \dots \mathbf{f}(K-1, n+1) \dots]$$

ce qui revient finalement à calculer :

$$\mathbf{H}_s = [\dots \mathbf{e}_d(n-1) \ \mathbf{e}_d(n) \ \mathbf{e}_d(n+1) \dots] \otimes \mathbf{F}_K.$$

La réjection du fouillis s'en trouve alors grandement simplifiée puisque l'inversion de $\mathbf{H}_s^H \mathbf{H}_s$ est réduite à :

$$\begin{aligned} & (\mathbf{H}_s^H \mathbf{H}_s)^{-1} \\ &= \left([\dots \mathbf{e}_d(n-1) \ \mathbf{e}_d(n) \ \mathbf{e}_d(n+1) \dots]^H [\dots \mathbf{e}_d(n-1) \ \mathbf{e}_d(n) \ \mathbf{e}_d(n+1) \dots] \right)^{-1} \otimes \mathbf{I}_K. \end{aligned}$$

L'application de l'ECA symbole (5.22) au scénario simplifié de référence de la figure 5.6, en supposant un masque distance-Doppler de fouillis identique à celui utilisé pour l'ECA temporel, résulte en la carte distance-Doppler de la figure 5.7b. Si la contribution de fouillis autour du Doppler nul a effectivement une nouvelle fois été effacée, son piédestal est cette fois-ci resté intact, de sorte que la cible est toujours masquée. Contrairement à l'ECA temporel qui intègre dans son modèle de signal (5.15) l'ensemble de la contribution du diffuseur ponctuel, l'ECA sous-bande basé sur le modèle (5.19) ignore, pour sa part, totalement sa composante d'interférence. Cette dernière n'est par conséquent pas du tout rejetée par l'algorithme. L'intérêt de l'ECA symbole reste donc assez limité dans un tel scénario.

Qu'il soit mis en œuvre dans le domaine temporel ou dans celui des symboles, l'ECA manque dans tous les cas, par nature, d'adaptivité :

1. d'une part, parce qu'il repose intrinsèquement sur une connaissance *a priori* assez fine de la position du fouillis dans l'espace distance-Doppler pour en construire son sous-espace \mathbf{H}_t ou \mathbf{H}_s . Cela explique en grande partie son utilisation particulièrement intensive en PBR terrestre, où le fouillis, mais également le duo émetteur de communication-récepteur radar, sont bien souvent statiques. On illustre ainsi dans la figure 5.8 deux conséquences possibles d'une mauvaise construction du sous-espace de fouillis dans le cadre de l'ECA temporel. Dans le premier cas (figure 5.8a), l'étendue du fouillis sur la dimension Doppler du scénario de référence (figure 5.6) est sous-estimée, résultant en une réjection imparfaite de sa composante autour du Doppler nul, mais donc également de son piédestal. La détection de la cible s'en trouve alors toujours compromise. À l'inverse, le second cas (figure 5.8b) met en exergue le risque lié à une sur-estimation de l'étendue du fouillis. Pour cela, le masque distance-Doppler utilisé dans la réjection de la figure 5.7a a été conservé, mais la cible est cette fois choisie avec une fréquence Doppler plus faible, de sorte à être aux abords de la composante centrale de fouillis. Sa case distance-Doppler se trouvant alors incluse dans le sous-espace de fouillis construit \mathbf{H}_t , elle se retrouve sans surprise rejetée avec lui.
2. d'autre part, parce qu'il suppose une invariance de l'amplitude des patchs de fouillis sur la durée T de la transmission, *via* (5.16) et (5.20). Notons toutefois que cette limitation peut être adressé au travers d'une réalisation par *batches*, comme proposée par [27, 28, 7].

5.3. Réjection clairvoyante de fouillis de sol et son interférence

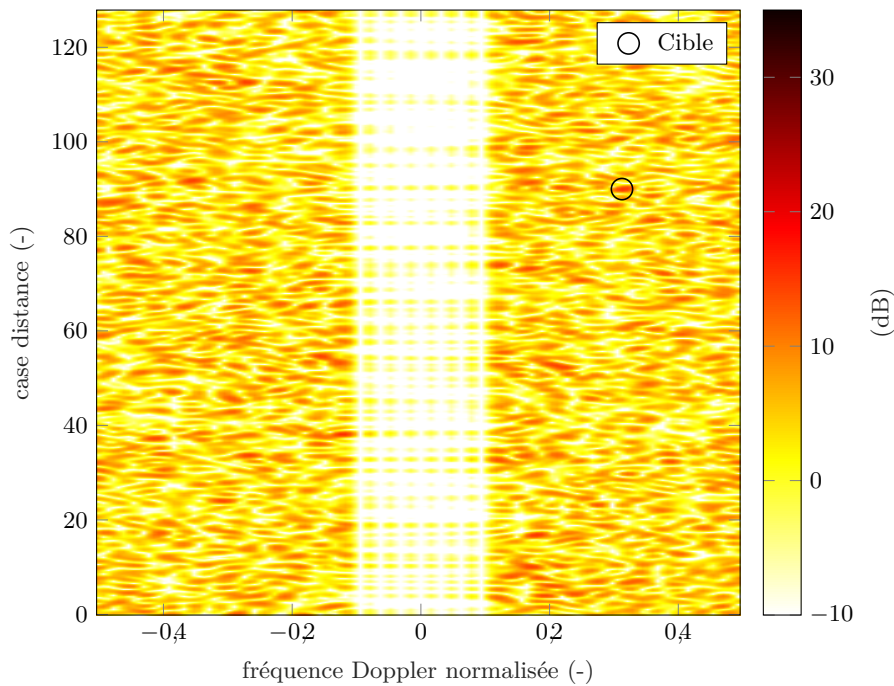
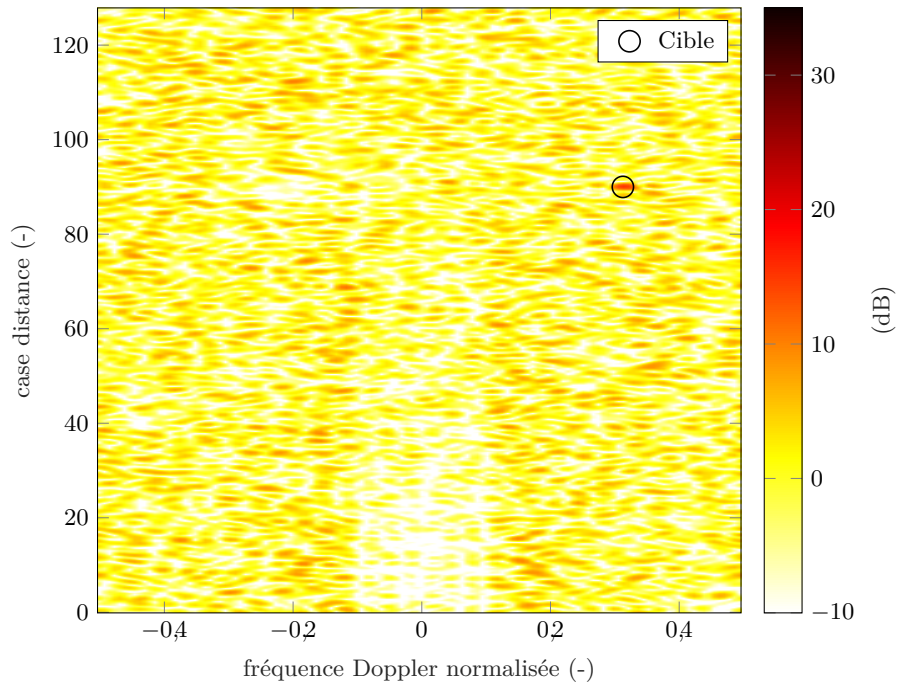
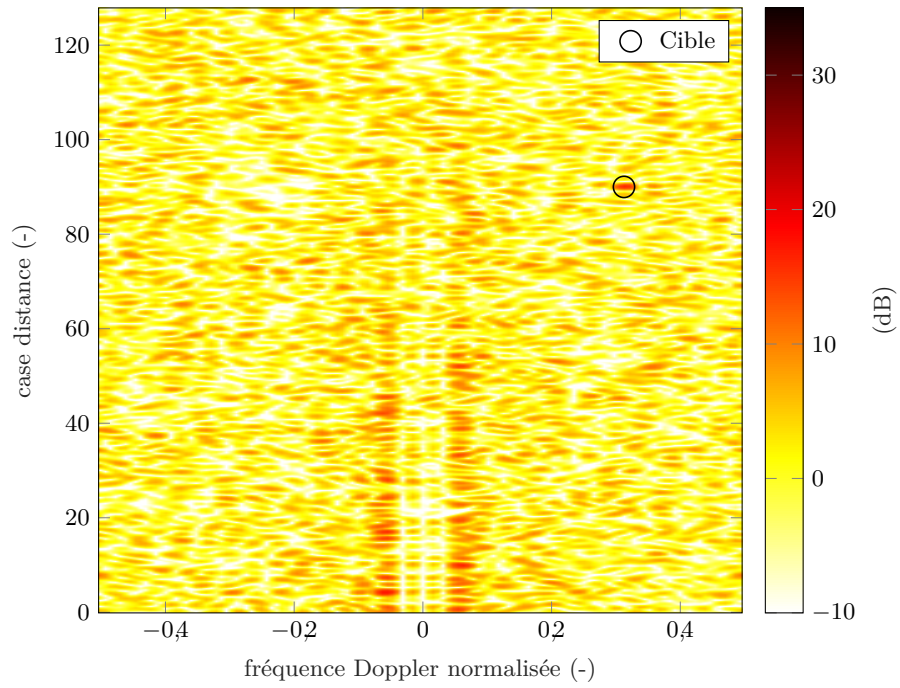
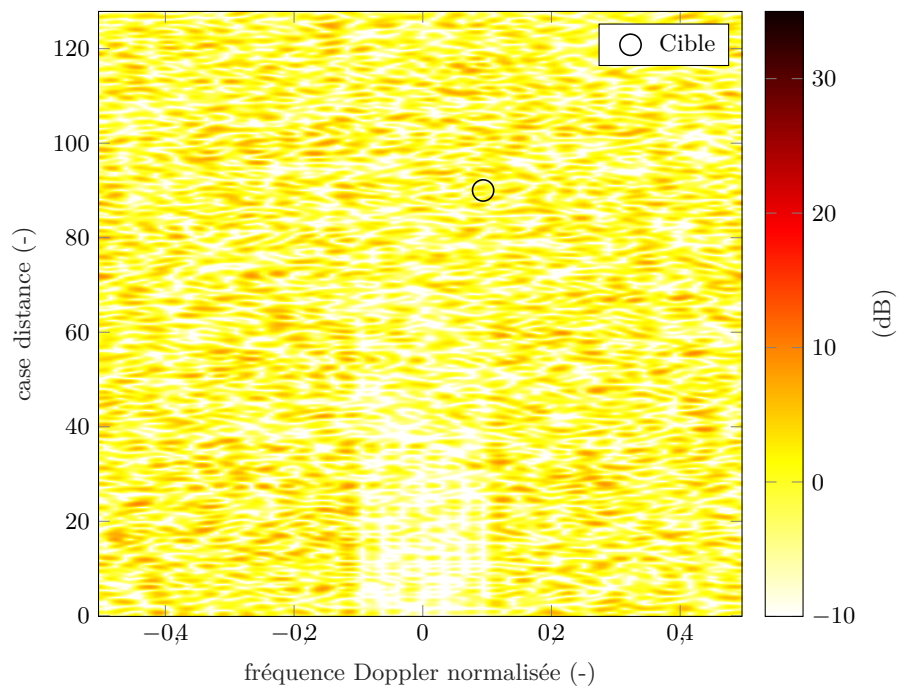


FIGURE 5.7 – Illustration de la réjection du fouillis de sol par les techniques ECA sur la carte distance-Doppler de la figure 5.6



(a) ECA temporel appliqué sur la carte distance-Doppler de la figure 5.6 avec un masque en Doppler insuffisant



(b) ECA temporel appliqué à un scénario où la cible est lente

FIGURE 5.8 – Illustration des possibles conséquences du manque d'adaptivité de l'ECA

5.3. Réjection clairvoyante de fouillis de sol et son interférence

5.3.3 Filtres réjecteurs adaptatifs

Comme nous l'avons expliqué précédemment, des filtres *réjecteurs adaptatifs* (RA) peuvent permettre de pallier aux limitations des algorithmes ECA. Dans [IntCnf3], nous proposons notamment deux filtres RA clairvoyants, c'est-à-dire supposant connue la matrice de covariance $\mathbf{R}_u \triangleq \mathbb{E} \{ \mathbf{u} \mathbf{u}^H | \mathbf{c} \}$ du signal radar reçu de fouillis-plus-bruit $\mathbf{u} \triangleq \mathbf{r}_f + \mathbf{w}$, et qui s'intègrent au récepteur *symbol-based* existant (5.1)–(5.3). Nous les présentons ci-après.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, le récepteur *symbol-based* peut être interprété comme une version approchée du filtre adapté (ou indifféremment, réciproque, sous notre hypothèse de modulation PSK) en bruit blanc. Plus formellement, il revient d'après (5.1)–(5.3) à approcher le vecteur directeur $\mathbf{a}(l_0, n_0)$ de la cible par $\mathbf{T}^H \mathbf{f}(l_0, n_0)$ [IntCnf3]. Ainsi, étant donné notre modèle de signal reçu ici :

$$\mathbf{r} = \alpha \mathbf{a}(l_0, n_0) + \mathbf{u} \quad (5.23)$$

et l'expression du filtre adapté correspondant (c.-à-d. en bruit coloré) [16] :

$$\boldsymbol{\omega}_t \propto \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{a}(l_0, n_0) \quad (5.24)$$

nous proposons naturellement le filtre approché :

$$\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_t} \propto \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{f}(l_0, n_0). \quad (5.25)$$

Les signaux de fouillis \mathbf{r}_f et de bruit \mathbf{w} étant supposés centrés et indépendants, et en considérant (2.32) dans le cas spécifique du scénario de référence défini dans la section 5.3.1, on trouve en l'occurrence :

$$\mathbf{R}_u = \mathbf{R}_f + P_w \mathbf{I}_{LM} \quad (5.26)$$

avec

$$\mathbf{R}_f \triangleq \mathbb{E} \{ \mathbf{r}_f \mathbf{r}_f^H | \mathbf{c} \} = \sum_{i_f \in \mathcal{I}'_K} \mathbf{R}_{\beta_{i_f}} \odot \mathbf{Z}_{i_f} \mathbf{s} \mathbf{s}^H \mathbf{Z}_{i_f}^H. \quad (5.27)$$

Mettre effectivement en œuvre le filtre (5.25) requiert ainsi “simplement” la pré-multiplication du signal reçu \mathbf{r} par la matrice inverse \mathbf{R}_u^{-1} , avant application du récepteur *symbol-based* traditionnel (5.1)–(5.3). Cette approche est résumée par le diagramme bloc de la figure 5.9.

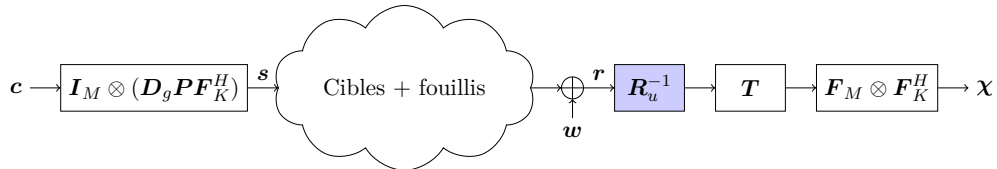


FIGURE 5.9 – Schéma bloc de la réjection adaptative de fouillis dans le domaine temporel du récepteur *symbol-based*

Cependant, afin de bénéficier pleinement de la structure de ce récepteur *symbol-based*, on envisage également dans [IntCnf3] la réjection du fouillis dans le domaine des symboles. Le

signal radar (5.23) en sortie de son deuxième étage s'écrit en particulier :

$$\bar{\mathbf{c}} \triangleq \mathbf{T}\mathbf{r} = \alpha\mathbf{T}\mathbf{a}(l_0, n_0) + \mathbf{T}\mathbf{u} \quad (5.28)$$

et le filtre adapté correspondant (toujours en bruit coloré) [16] :

$$\boldsymbol{\omega}_s \propto \bar{\mathbf{R}}_u^{-1}\mathbf{T}\mathbf{a}(l_0, n_0). \quad (5.29)$$

Là encore, nous proposons alors naturellement le filtre approché :

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_s} &\propto \bar{\mathbf{R}}_u^{-1}\mathbf{T}\left(\mathbf{T}^H\mathbf{f}(l_0, n_0)\right) \\ &\propto \bar{\mathbf{R}}_u^{-1}\mathbf{f}(l_0, n_0) \quad (\text{car } \mathbf{T}\mathbf{T}^H = \mathbf{I}_{KM} \text{ sous l'hypothèse PSK}) \end{aligned} \quad (5.30)$$

qui exploite donc bel et bien le troisième et dernier étage du récepteur *symbol-based*, avec

$$\bar{\mathbf{R}}_u \triangleq \mathbb{E}\left\{\mathbf{T}\mathbf{u}\mathbf{u}^H\mathbf{T}^H|\mathbf{c}\right\} = \mathbf{T}\mathbf{R}_u\mathbf{T}^H. \quad (5.31)$$

Il est alors intéressant de rappeler que $\mathbf{T}\mathbf{a}(l_0, n_0) \propto \mathbf{f}(l_0, n_0)$ —et donc $\mathbf{a}(l_0, n_0) \propto \mathbf{T}^H\mathbf{f}(l_0, n_0)$ sous notre hypothèse de symboles PSK— lorsque l'interférence de la cible est négligeable [Int-Jnl2]. Par conséquent, les filtres réjecteurs adaptatifs clairvoyants proposés $\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_t}$ (5.25) et $\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_s}$ (5.30) sont respectivement équivalents, dans le cas monocible, aux filtres adaptés $\boldsymbol{\omega}_t$ (5.24) et $\boldsymbol{\omega}_s$ (5.29), moyennant l'interférence de ladite cible.

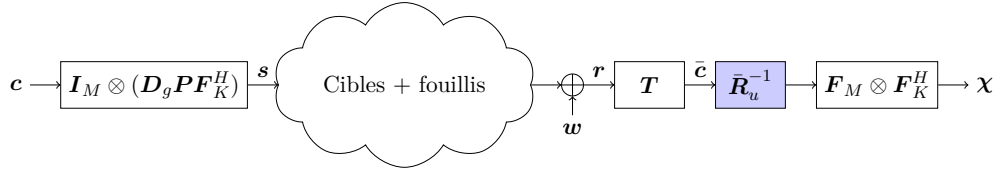
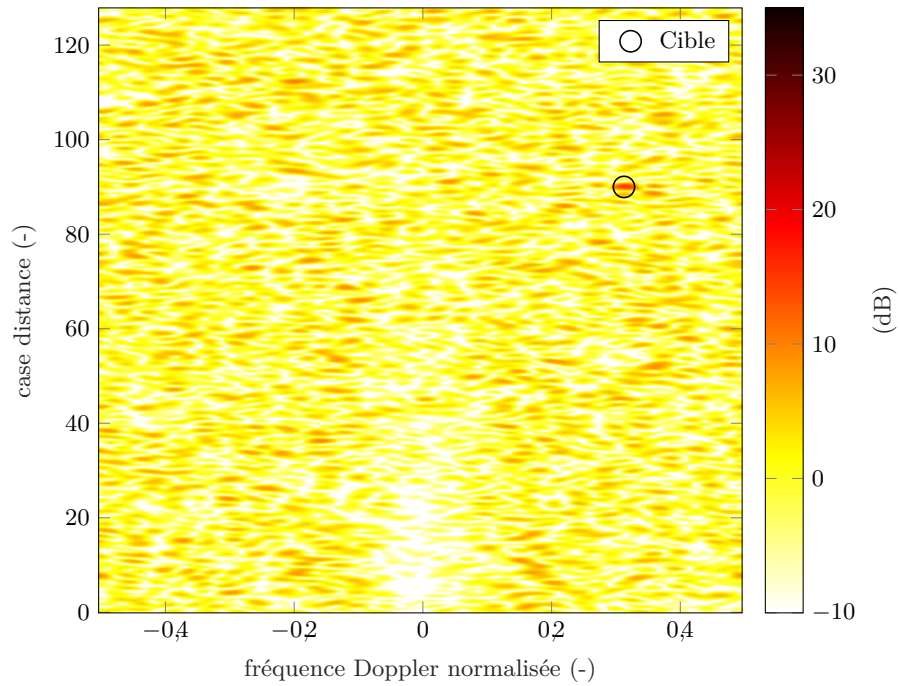


FIGURE 5.10 – Schéma bloc de la réjection adaptative de fouillis dans le domaine des symboles du récepteur *symbol-based*

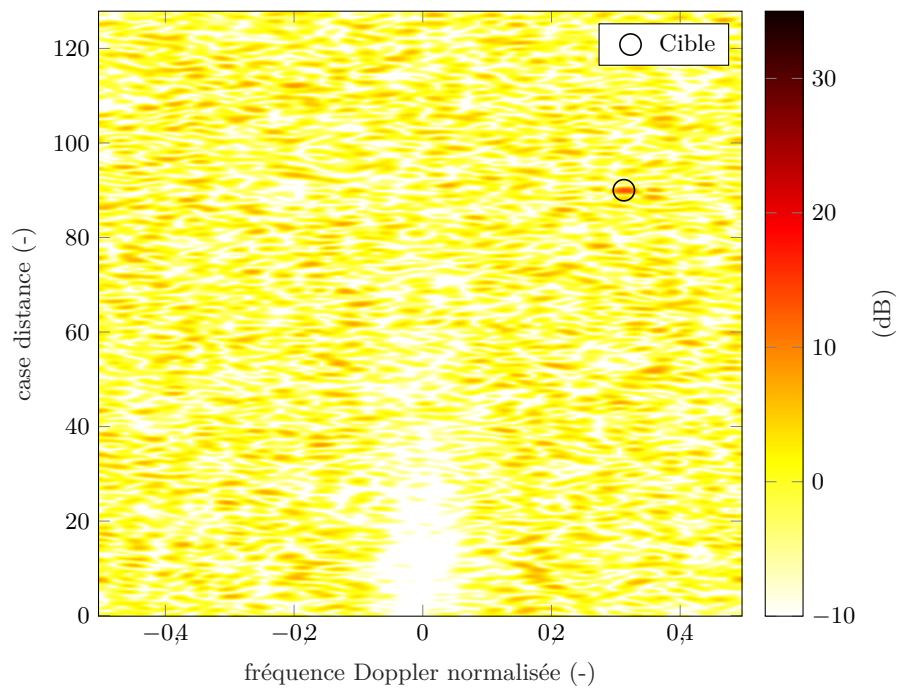
5.3.4 Performances

Les cartes distance-Doppler obtenues en sortie des filtres de réjection adaptatifs clairvoyants (5.25) et (5.30) dans le cadre de notre scénario de référence (figure 5.6) sont représentées dans la figure 5.11. On y constate, comme dans le cas de l'ECA temporel (figure 5.7a), une bonne réjection de la composante de fouillis autour du Doppler nul, ainsi que de son piédestal, permettant à la cible d'être découverte. Remarquons toutefois au travers de la figure 5.12 que, par opposition à l'algorithme ECA temporel (figure 5.8b), le caractère adaptatif de ces filtres leur permet —tout du moins dans le cadre clairvoyant auquel on se restreint ici— d'estimer parfaitement l'étendue du fouillis, notamment en Doppler, et d'éviter ainsi le rejet d'une cible à ses abords. Dans l'ensemble, la réjection du fouillis semble, dans ces 2 exemples, relativement meilleure lorsqu'elle est réalisée dans le domaine des symboles, plutôt que dans le domaine temporel.

5.3. Réjection clairvoyante de fouillis de sol et son interférence



(a) Filtre adaptatif dans le domaine temporel



(b) Filtre adaptatif dans le domaine des symboles

FIGURE 5.11 – Illustration de la réjection du fouillis de sol par nos filtres adaptatifs clairvoyants sur la carte distance-Doppler de la figure 5.6

En complément de ces cartes distance-Doppler, on s'intéresse également à la métrique du rapport signal sur fouillis-plus-bruit (SCNR, *Signal-to-Clutter-plus-Noise-Ratio*). Au même titre que le SNR dans un scénario en bruit blanc, le SCNR est, dans un scénario avec fouillis, généralement un bon indicateur des performances en détection d'un récepteur radar. Pour une puissance de cible unitaire $\mathbb{E}\{|\alpha|^2\} = 1$, les SCNR en sortie des filtres réjecteurs proposés dans les domaines temporel $\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_t}$, et symbole $\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_s}$, sont en l'occurrence respectivement donnés par :

$$\text{SCNR}(\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_t}) \triangleq \frac{|\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_t}^H \mathbf{a}(l_0, n_0)|^2}{\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_t}^H \mathbf{R}_u \boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_t}} \quad (5.32)$$

et

$$\text{SCNR}(\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_s}) \triangleq \frac{|\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_s}^H \mathbf{T} \mathbf{a}(l_0, n_0)|^2}{\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_s}^H \bar{\mathbf{R}}_u \boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_s}}. \quad (5.33)$$

Ils sont tous deux tracés dans la figure 5.13 en fonction des paramètres distance-Doppler (l_0, n_0) de la cible.

En dehors du fossé (*notch*) usuel autour du Doppler nul, on observe une décroissance des SCNR avec la distance l_0 et le Doppler n_0 de la cible. Nous avons en effet montré dans le chapitre 4 que le piédestal de la cible, tout comme la perte d'intégration sur son pic, devenaient plus conséquents à mesure que l_0 et/ou n_0 augmentent. Puisqu'il est par construction négligé par nos filtres de réjection, il en découle naturellement une perte croissante. Celle-ci est tout particulièrement mise en évidence sur la figure 5.13 par l'écart grandissant avec les SCNR optimaux des filtres adaptés en bruit coloré correspondants $\boldsymbol{\omega}_t$ et $\boldsymbol{\omega}_s$. Rappelons une nouvelle fois que cet écart peut tout de même être amoindri, dans une certaine mesure, par un choix judicieux d'impulsions de mise en forme (g, \check{g}) , et notamment par une réduction de la densité de transmission ρ , comme nous l'avons confirmé dans [NatCnfl]. On constate par ailleurs, dans cette même région, que le filtre réjecteur dans le domaine des symboles $\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_s}$ subit une légère détérioration par rapport au filtre réjecteur dans le domaine temporel $\boldsymbol{\omega}_{\text{RA}_t}$. Cela se fait en revanche au profit d'un SCNR plus favorable au niveau du *notch*, qui laisse ainsi présager une détectabilité plus favorable des cibles lentes en sortie du filtre réjecteur dans le domaine des symboles.

Il convient malgré tout de rappeler que les performances présentées ici sont obtenues en supposant une connaissance parfaite de la matrice de covariance du fouillis-plus-bruit \mathbf{R}_u (5.26). En pratique, l'estimation de cette matrice n'est pas toujours aisée. Les filtres réjecteurs proposés requièrent, qui plus est, l'inversion de cette matrice, dont la dimension KM est généralement conséquente. L'exploration de techniques d'estimation et d'inversion efficaces de \mathbf{R}_u est donc nécessaire afin de préserver la faible complexité calculatoire du récepteur *symbol-based* dans des scénarios réalistes.

5.4 Bilan

Dans ce dernier chapitre, nous avons proposé différentes méthodes pour lutter contre le masquage de cibles faibles par le phénomène d'interférence. Ces méthodes ont en particulier

5.4. Bilan

été développées autour du récepteur *symbol-based* existant, dont les avantages avaient été exposés plus tôt dans ce manuscrit. Pour traiter les lobes secondaires aléatoires associés à des diffuseurs ponctuels, tels que des cibles, nous avons ainsi introduit deux algorithmes gloutons. Ceux-ci se basent sur la procédure CLEAN classique, qu'ils étendent pour prendre en compte les pertes d'intégration induites par le récepteur *symbol-based* sur les pics de cible, ainsi que, pour l'une des deux procédures, le terme d'interférence induit par chacune de ces cibles. Si cette dernière est théoriquement optimale au sens de la NMSE dans un contexte monocible, elle ne semble toutefois pas se prêter aussi bien que la première à des scénarios pratiques du fait de sa complexité importante à chaque itération. La question du critère d'arrêt reste dans tous les cas à traiter plus en détails. De tels algorithmes présentant d'importants risques de propagation d'erreurs, et donc de non-convergence, ils ne sont pas envisagés pour traiter des scènes radar composées d'un trop grand nombre de diffuseurs, et encore moins du fouillis diffus. Dans ce cadre, nous montrons au travers d'exemples que les techniques ECA existantes, souvent préconisées en PBR terrestre, ne sont pas non plus véritablement appropriées en raison de leur manque d'adaptativité intrinsèque. Nous avons par conséquent introduit deux filtres de réjection adaptatifs, que nous avons, pour le moment, évalués sous hypothèse clairvoyante. Ceux-ci sont notamment équivalents à des filtres adaptés en bruit colorés, sous réserve d'une interférence de cible négligeable. Cela étant, pour envisager l'usage de tels filtres adaptatifs sur des scénarios réels, il nous reste, désormais, à aborder les problèmes d'estimation et d'inversion de la matrice de covariance du fouillis-plus-bruit.

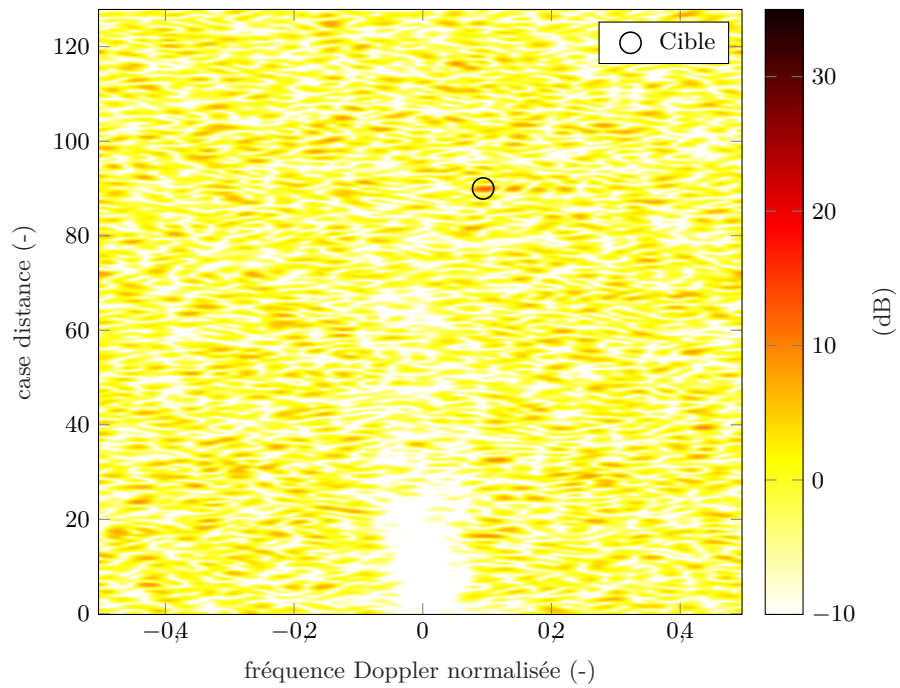
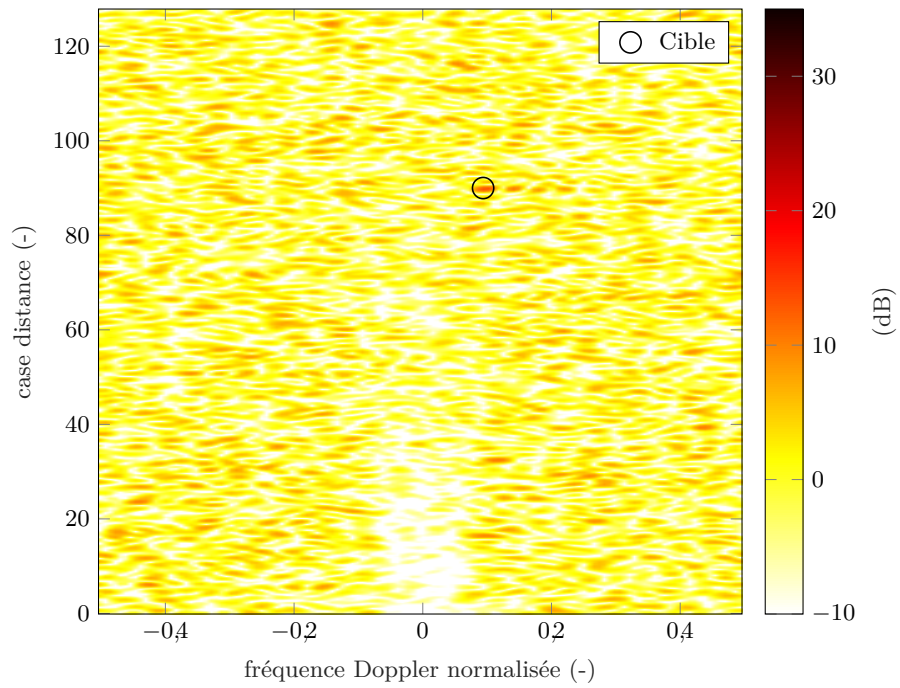
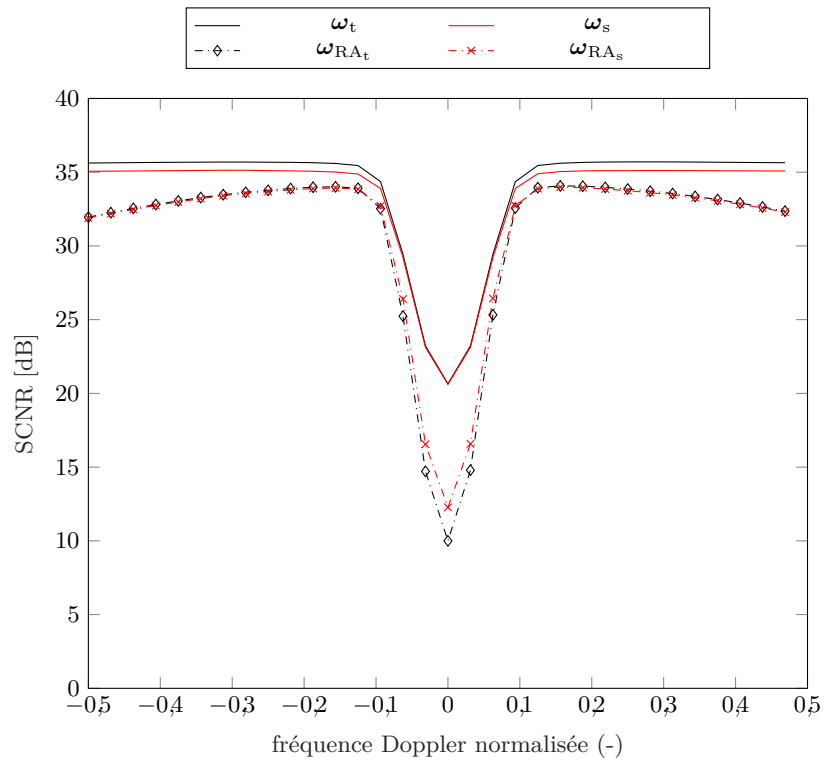
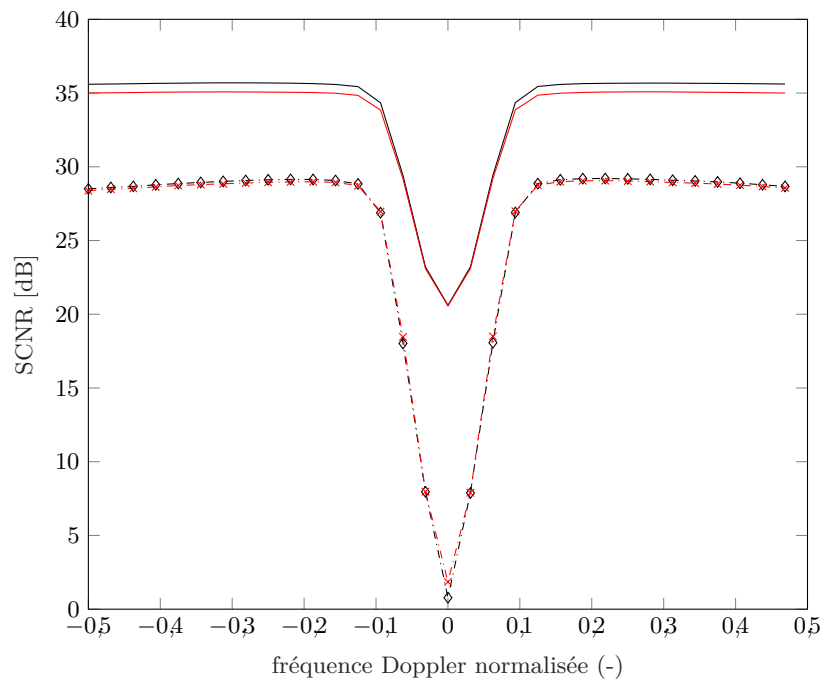


FIGURE 5.12 – Illustration de la réjection du fouillis de sol par nos filtres adaptatifs dans le scénario où la cible est lente (figure 5.8b)

5.4. Bilan



(a) Coupe en Doppler pour $l_0 = 30$



(b) Coupe en Doppler pour $l_0 = 85$

FIGURE 5.13 – Coupes de SCNR des filtres réjecteurs adaptatifs clairvoyants, et des filtres adaptés, suivant différentes positions de la cible dans l'espace distance-Doppler. Paramètres de simulation de la figure 5.6.

Conclusion

Synthèse des travaux

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans le contexte général de congestion croissante du spectre radiofréquence, en grande partie alimentée par les besoins en débit toujours plus importants des systèmes de communication numérique sans fil. Cette congestion a pour conséquence directe une cohabitation de plus en plus fréquente, sur les mêmes bandes, entre systèmes de radiocommunication et systèmes radar et, de fait, des risques accrus d'interférences mutuelles préjudiciables à tous. Pour que ce partage du spectre se fasse en harmonie, voire en synergie, de nombreuses solutions sont d'ores-et-déjà envisagées. Celles-ci peuvent notamment être différenciées suivant le niveau d'intégration des systèmes qu'elles mettent en œuvre : co-existence, coopération ou co-conception. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes concentrés sur les approches coopératives basées sur des systèmes double fonction radar-communication (DFRC), et plus spécifiquement sur ceux utilisant une forme d'onde unique pour transmettre de l'information et réaliser dans le même temps de la télédétection monostatique (systèmes RadCom). De tels systèmes présentent, en outre, l'avantage de mutualiser du matériel d'émission, synonyme d'économies de ressources et de réduction des problèmes de compatibilité électromagnétique, les rendant donc particulièrement attrayants pour des plateformes mobiles contraintes. La recherche d'une efficacité spectrale élevée, combinée au caractère sélectif en temps et en fréquence des canaux de propagation rencontrés à la fois en radar et en communication, nous ont alors amenés à nous tourner vers des transmissions multiporteuses. La modulation multiporteuse à filtres courts basée sur l'OFDM (WCP-OFDM) a plus particulièrement été investiguée. Elle présente l'avantage d'admettre des mises en forme non-rectangulaires tout en maintenant une faible complexité de réalisation. La problématique de la thèse, qui consiste à caractériser le phénomène d'interférence induit par les symboles d'information émis et à identifier des récepteurs radar capables de le combattre, a finalement été introduite.

Dans le chapitre 2, après avoir décrit brièvement la géométrie et la cinématique typiques d'un système DFRC RadCom, nous avons rappelé les relations d'entrée-sortie générales d'une transmission multiporteuse à bande étroite. Celles-ci ont ensuite été particularisées au cas de la modulation WCP-OFDM considérée dans ces travaux, mettant ainsi en exergue la faible complexité d'implémentation effectivement requise par une telle transmission. Puis, l'impulsion de mise en forme WCP-OFDM maximisant la localisation temps-fréquence (TFL) a été présentée, aux côtés de l'impulsion rectangulaire à préfixe cyclique (CP), classiquement utilisée dans les standards de communication basés sur l'OFDM. Dans un second temps, le signal générique collecté en entrée du récepteur radar, issu du canal de propagation radar, a été modélisé. On y retrouve les contributions usuelles des échos de cibles ponctuelles, des échos de sol et du bruit blanc, dont les expressions ont été détaillées.

Dans le chapitre 3, nous nous sommes penchés sur les principaux filtres linéaires de la

littérature permettant de représenter les signaux radar WCP-OFDM reçus dans l'espace distance-Doppler. Ces filtres ayant été initialement suggérés par des travaux indépendants, et parfois même de façon *ad-hoc*, nous avons pris la peine, dans un premier temps, de les mettre en relation les uns avec les autres. On remarque notamment qu'ils peuvent être distingués par le type de corrélation qu'ils mettent en œuvre, mais également par leur gestion des symboles d'information dans les échos de la forme d'onde double fonction WCP-OFDM. Ces récepteurs ont ensuite fait l'objet d'une analyse de complexité calculatoire, mettant en lumière le filtre *symbol-based*, qui exploite le mieux la structure multiporteuse de la forme d'onde. Dans un second temps, nous avons calculé les expressions analytiques des cartes distance-Doppler obtenues en sortie de ces différents récepteurs, dans le cas spécifique où le canal radar est constitué d'un ponctuel unique et de bruit blanc. En particulier, à la différence des travaux antérieurs qui supposaient les paramètres distance et/ou vitesse du ponctuel dans des ensembles relativement restrictifs, nous les avons supposés, ici, arbitrairement choisis dans leur plage d'ambiguïté, résultant, de fait, en des expressions plus générales. De là, nous avons, formellement puis graphiquement, mis en évidence un phénomène inhabituel d'interférence (autrement connu sous les termes d'auto-interférence, de piédestal ou encore de lobes secondaires aléatoires) conjointement induit par le désalignement dans le plan temps-fréquence entre les signaux corrélés et les symboles d'information qu'ils contiennent. Ce phénomène, qui se manifeste par une remontée globale du plancher de bruit, a notamment laissé présager des conséquences néfastes sur les performances en détection de chacun de ces récepteurs radar.

La mesure d'impact du phénomène d'interférence sur ces différents récepteurs radar a précisément fait l'objet du chapitre 4. Cette approche revient fondamentalement à envisager l'application directe d'un détecteur sur les cartes distance-Doppler produites par ces filtres. Dans ce contexte, la composante d'interférence, qui dépend du message d'information envoyé par le système RadCom, y a donc été considérée, au même titre que le bruit blanc, comme aléatoire. En nous replaçant tout d'abord sous l'hypothèse d'un scénario radar composé d'un unique ponctuel et de bruit blanc, nous en avons alors mené une étude statistique. Nous nous sommes en particulier intéressés au rapport signal sur interférence-plus-bruit (SINR) en sortie de chaque filtre de réception, dont dépendent usuellement beaucoup les performances en détection. Nous nous sommes ensuite placés dans des scénarios automobiles et aéroportés réalistes que nous avons définis, et le niveau de l'interférence résultante dans les cartes distance-Doppler a alors été comparé. Le filtre *symbol-based* s'est globalement révélé comme le plus satisfaisant des récepteurs, tout particulièrement dans les scénarios réalistes où il a sensiblement limité la production d'interférence par le fouillis de sol. À chaque fois, la mise en forme du signal s'est également révélée comme un degré de liberté pertinent pour réduire l'ampleur du phénomène. Malgré ces observations, nous avons constaté que l'interférence demeurait parfois à des niveaux suffisamment élevés pour masquer des cibles, justifiant, de fait, du besoin de la traiter.

Le traitement du phénomène d'interférence se trouve ainsi au cœur du chapitre 5. Par opposition au chapitre 4 où un modèle purement statistique de l'interférence avait été considéré, l'approche adoptée dans ce dernier chapitre repose davantage sur le modèle analytique que nous en avons, et exploite notamment notre connaissance exacte des symboles élémentaires transmis. Les techniques proposées y ont été spécifiquement développées autour du récepteur *symbol-*

Conclusion

based. On trouve : d'un côté, deux algorithmes gloutons à suppression successive d'interférence basées sur la procédure CLEAN, pour traiter celle produite par les diffuseurs ponctuels de type cibles. L'algorithme à plus faible complexité algorithmique, bien que ne reposant sur aucun critère d'optimalité, a présenté des résultats encourageant pour un usage dans des scénarios présentant un nombre modéré de diffuseurs. Ces algorithmes sont en revanche, par nature, sujets à la propagation d'erreurs, et ne se prêtent donc pas à des scènes radar trop complexes ; de l'autre côté, deux filtres réjecteurs adaptatifs clairvoyants, afin de traiter l'interférence produite par du fouillis de sol diffus. Si le potentiel théorique de tels filtres de réjection adaptatifs a pu être validé, il nous reste désormais à nous pencher sur leur mise en œuvre pratique.

Perspectives

À l'issue de cette thèse, un certain nombre de perspectives peuvent être identifiées. Ci-dessous, nous présentons plusieurs d'entre elles, que nous prenons soin de ranger par réalisabilité à plus ou moins long terme.

Validation des traitements et des performances théoriques sur signaux réels

L'ensemble des calculs de cartes distance-Doppler et mesures de performances réalisés jusqu'ici et présentés tout au long de ce manuscrit sont issus de données purement synthétiques. Afin de valider la pertinence des modèles et traitements proposés durant cette thèse et ainsi monter en maturité technologique, il va cependant devenir primordial de les confronter à des données réelles, dans lesquelles sont notamment susceptibles d'apparaître des imperfections associées au matériel (p. ex. : couplage entre les voies d'émission-réception) mais également au canal de propagation (p. ex. : corrélation spatiale des patches de fouillis, migration distance des cibles). Dans cette optique, et dans la lignée des quelques dispositifs expérimentaux existants dans la littérature [14, 121, 67], le département DEOS de l'ISAE-SUPAERO, dans lequel j'ai réalisé cette thèse, est en train de se doter d'un banc d'essai RadCom basé sur du matériel de radio-logicielle et des antennes à forte directivité. Des premières mesures dans des scénarios véhiculaires sont donc envisageables dans un futur relativement proche.

Exploitation de techniques de représentation parcimonieuse

Comme nous avons commencé à le montrer dans le domaine des symboles et *via* une approche bayésienne dans [IntCnfl], les techniques de représentation parcimonieuse peuvent également se révéler pertinentes pour combattre le phénomène de masquage induit par les lobes secondaires aléatoires des cibles ponctuelles. Elles peuvent ainsi constituer des alternatives intéressantes aux algorithmes gloutons basés sur le CLEAN présentés dans le chapitre 5, susceptibles de propager des erreurs. Pour cela, et contrairement à ce qui a été fait dans la littérature radar OFDM jusqu'ici (voir par exemple [5]), le dictionnaire construit doit évidemment intégrer l'expression du piédestal des cibles, en complément de leur signature de pic conventionnelle. En plus de restaurer la dynamique de la scène radar, le traitement proposé dans [IntCnfl] s'est également révélé

d'intérêt pour des scénarios multi-utilisateur avec allocation de ressources par sous-bande (p. ex. : LTE), dans la mesure où il permet de lever les ambiguïtés distance résultant justement de l'utilisation partielle de la bande. La présence de fouillis n'a toutefois pas encore été considérée pour ce traitement et mériterait, de fait, d'être examinée.

Estimation et inversion de la matrice de covariance du fouillis-plus-bruit Les filtres de réjection du fouillis de sol mis en place dans [IntCnf3, NatCnf1] supposent actuellement connue la matrice de covariance du fouillis-plus-bruit. Or, en pratique, il s'agit bien évidemment d'une donnée qui est inaccessible pour le radar et que nous devons estimer à partir d'observations secondaires. Malheureusement, cette étape d'estimation de la matrice de covariance présente généralement un coût calculatoire conséquent qui vient, en plus, s'ajouter à l'étape déjà très complexe de son inversion. Cela étant, dans le cadre de l'étude de notre filtre réjecteur adaptatif dans le domaine des symboles ω_{RA_s} , nous avons pu constater que la matrice de covariance du fouillis-plus-bruit $\bar{\mathbf{R}}_u$ présentait une structure particulière. Celle-ci laisse notamment envisager la possibilité d'estimer et d'inverser la matrice de covariance de façon efficace, en procédant, par exemple, par bloc.

Calcul des expressions des cartes distance-Doppler

On détaille ici le calcul des expressions des cartes distance-Doppler (3.15)–(3.20), obtenues en sortie des récepteurs radar basés sur la corrélation présentés dans le chapitre 3 en considérant le canal monocible (3.1). On s'attarde plus spécifiquement sur le cas des récepteurs adaptés, leurs homologues réciproques étant simplement déduits par remplacement des $c_{k,m}^*$ par les $1/c_{k,m}$. Ces calculs ont été réalisés dans [IntJnl2, IntJnl1].

Filtre adapté

On se propose d'exploiter la linéarité du récepteur. On suppose alors dans un premier temps que $r[p] = \alpha s[p - l_0] \exp(j2\pi F_d p T_s)$. En utilisant successivement (3.3) et (2.4) on obtient :

$$\begin{aligned}
\chi_A[l,n] &= \frac{1}{\sqrt{KM}} \sum_{p=0}^{LM-1} r[p] s^*[p-l] e^{-j2\pi \frac{n}{ML} p} \\
&= \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} \sum_{p=0}^{LM-1} s[p-l_0] s^*[p-l] e^{j2\pi (\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}) p} \\
&= \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi (\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}) l_0} \sum_{p=-l_0}^{LM-l_0-1} s[p] s^*[p-(l-l_0)] e^{j2\pi (\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}) p} \\
&= \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi (\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}) l_0} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} c_{k,m} c_{k',m'}^* e^{j2\pi \frac{k'}{K} (l-l_0)} e^{-j2\pi \frac{km-k'm'}{K} L} \\
&\quad \times \frac{1}{K} \sum_{p=-l_0}^{LM-l_0-1} g[p-mL] g^*[p-(l-l_0)-m'L] e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k-k'}{K} \right) p} \\
&= \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi (\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}) l_0} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} c_{k,m} c_{k',m'}^* e^{j2\pi \frac{k'}{K} (l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} L - \frac{n}{M} \right) m} \\
&\quad \times \frac{1}{K} \sum_{p=-l_0-mL}^{L(M-m)-l_0-1} g[p] g^*[p-(l-l_0+(m'-m)L)] e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k-k'}{K} \right) p}.
\end{aligned}$$

En raison du support fini de l'impulsion g (2.6), la sommation sur p se réduit aux indices $p \in \{0, \dots, L-1\}$ pour tout $m \in \mathcal{I}_{M-1}$ et à $p \in \{0, \dots, L-l_0-1\}$ pour $m = M-1$. Dans la

Annexe A. Calcul des expressions des cartes distance-Doppler

mesure où nous négligeons les effets de troncature du signal r (voir commentaire suivant (2.29)), on suppose à la place que la sommation sur p se réduit aux indices $p \in \{0, \dots, L-1\}$ pour tout $m \in \mathcal{I}_M$, de sorte que :

$$\begin{aligned}
 \chi_A[l, n] &\underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}\right)l_0} \sum_{k, m} \sum_{k', m'} c_{k, m} c_{k', m'}^* e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m} \\
 &\quad \times \frac{1}{K} \sum_{p=0}^{L-1} g[p] g^*[p - (l - l_0 + (m' - m)L)] e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k-k'}{K}\right)p} \\
 &\underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML}\right)l_0} \sum_{k, m} \sum_{k', m'} c_{k, m} c_{k', m'}^* e^{j2\pi\frac{k'}{K}(l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi\left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m} \\
 &\quad \times A^{(g, g)}\left(l - l_0 + (m' - m)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k - k'}{K}\right) \tag{A.1}
 \end{aligned}$$

en introduisant la fonction d'ambiguïté entre impulsions $A^{(g, g)}$ (3.13).

On suppose alors dans un second temps que $r[p] = w[p]$. On a alors, d'après (3.3) :

$$\chi_A[l, n] \triangleq w_A[l, n] = \frac{1}{\sqrt{KM}} \sum_{p=0}^{LM-1} w[p] s^*[p - l] e^{-j2\pi\frac{n}{ML}p}. \tag{A.2}$$

Finalement, on obtient donc bien, par sommation de (A.1) et (A.2), l'expression (3.15).

Filtre adapté approché en Doppler

Remarquons dans un premier temps que le filtre adapté approché en Doppler (3.8) peut se réécrire sous la forme :

$$\chi_{AD}[l, n] = \frac{1}{\sqrt{KM}} \sum_{p=0}^{LM-1} r[p] s^*[p - l] e^{-j2\pi\frac{n}{M}\lfloor \frac{p}{L} \rfloor}.$$

En suivant la même procédure qu'avec le filtre adapté, c'est-à-dire en supposant tout d'abord que $r[p] = \alpha s[p - l_0] \exp(j2\pi F_d p T_s)$ puis en utilisant successivement (2.4) et l'approxima-

Annexe A. Calcul des expressions des cartes distance-Doppler

tion (A.1), on obtient :

$$\begin{aligned}
\chi_{\text{AD}}[l, n] &\underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi \frac{F_d}{B} l_0} \sum_{k, m} \sum_{k', m'} c_{k, m} c_{k', m'}^* e^{j2\pi \frac{k'}{K} (l - l_0 + (m' - m)L)} e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} L - \frac{n}{M}\right) m} \\
&\quad \times \frac{1}{K} \sum_{p=0}^{L-1} g[p] g^*[p - (l - l_0 + (m' - m)L)] e^{j2\pi \left(\left(\frac{F_d}{L} + \frac{k - k'}{K}\right) p - \frac{n}{M} \lfloor \frac{p + l_0}{L} \rfloor\right)} \\
&\underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi \frac{F_d}{B} l_0} \sum_{k, m} \sum_{k', m'} c_{k, m} c_{k', m'}^* e^{j2\pi \frac{k'}{K} (l - l_0 + (m' - m)L)} e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} L - \frac{n}{M}\right) m} \\
&\quad \times \frac{1}{K} \left[\sum_{p=0}^{L-l_0-1} g[p] g^*[p - (l - l_0 + (m' - m)L)] e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} + \frac{k - k'}{K}\right) p} \right. \\
&\quad \left. + e^{-j2\pi \frac{n}{M}} \sum_{p=L-l_0}^{L-1} g[p] g^*[p - (l - l_0 + (m' - m)L)] e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} + \frac{k - k'}{K}\right) p} \right].
\end{aligned}$$

On voit alors apparaître la fonction d'ambiguïté entre impulsions impropre $A_{\{l_0, n\}}^{(g, g)}$ (3.14) :

$$\begin{aligned}
\chi_{\text{AD}}[l, n] &\underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi \frac{F_d}{B} l_0} \sum_{k, m} \sum_{k', m'} c_{k, m} c_{k', m'}^* e^{j2\pi \frac{k'}{K} (l - l_0 + (m' - m)L)} e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} L - \frac{n}{M}\right) m} \\
&\quad \times A_{\{l_0, n\}}^{(g, g)} \left(l - l_0 + (m' - m)L, \frac{F_d}{B} + \frac{k - k'}{K} \right). \tag{A.3}
\end{aligned}$$

Par ailleurs, en supposant $r[p] = w[p]$, on a :

$$\chi_{\text{AD}}[l, n] \triangleq w_{\text{AD}}[l, n] = \frac{1}{\sqrt{KM}} \sum_{p=0}^{LM-1} w[p] s^*[p - l] e^{-j2\pi \frac{n}{M} \lfloor \frac{p}{L} \rfloor}. \tag{A.4}$$

Là aussi, en sommant (A.3) et (A.4), on retombe bien sur l'expression (3.16).

Filtre adapté approché *symbol-based*

Supposons tout d'abord, là aussi, que $r[p] = \alpha s[p - l_0] \exp(j2\pi F_d p T_s)$ et intéressons-nous à la sortie du premier étage du récepteur *symbol-based* (3.9). Là aussi, en utilisant successivement (2.4) et l'approximation (A.1), on obtient :

$$\begin{aligned}
\tilde{c}_{k', m'} &= \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{p=0}^{LM-1} r[p] \check{g}^*[p - m'L] e^{-j2\pi \frac{k'}{K} (p - m'L)} \\
&\underset{M \gg 1}{\approx} \alpha e^{j2\pi \frac{F_d}{B} l_0} \sum_{k, m} c_{k, m} e^{j2\pi \frac{k'}{K} (-l_0 + (m' - m)L)} e^{j2\pi \frac{F_d}{B} L m} \\
&\quad \times \frac{1}{K} \sum_p g[p] \check{g}^*[p - (-l_0 + (m' - m)L)] e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} + \frac{k - k'}{K}\right) p}.
\end{aligned}$$

Annexe A. Calcul des expressions des cartes distance-Doppler

En poursuivant avec les deuxième et troisième étages (3.10)–(3.11) et en introduisant la fonction d’ambiguïté entre impulsions $A^{(g,\check{g})}$ (2.8), on a donc :

$$\begin{aligned}
 \chi_{\text{ASB}}[l,n] &\underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi \frac{F_d}{B} l_0} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} c_{k,m} c_{k',m'}^* e^{j2\pi \frac{k'}{K} (l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi (\frac{F_d}{B} L - \frac{n}{M}) m} \\
 &\quad \times e^{j2\pi \frac{n}{M} (m-m')} \frac{1}{K} \sum_p g[p] \check{g}^*[p - (-l_0 + (m' - m)L)] e^{j2\pi (\frac{F_d}{B} + \frac{k-k'}{K}) p} \\
 &\underset{M \gg 1}{\approx} \frac{\alpha}{\sqrt{KM}} e^{j2\pi \frac{F_d}{B} l_0} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} c_{k,m} c_{k',m'}^* e^{j2\pi \frac{k'}{K} (l-l_0+(m'-m)L)} e^{j2\pi (\frac{F_d}{B} L - \frac{n}{M}) m} \\
 &\quad \times e^{j2\pi \frac{n}{M} (m-m')} A^{(g,\check{g})} \left(-l_0 + (m' - m)L, \frac{F_d}{B} + \frac{k - k'}{K} \right). \tag{A.5}
 \end{aligned}$$

En supposant ensuite $r[p] = w[p]$, on a :

$$\begin{aligned}
 &\chi_{\text{ASB}}[l,n] \\
 &\triangleq w_{\text{ASB}}[l,n] = \frac{1}{\sqrt{KM}} \sum_{k',m'} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{p \in \mathbb{Z}} w[p] \check{g}^*[p - mL] e^{-j2\pi \frac{k}{K} (p-mL)} \right) c_{k',m'}^* e^{j2\pi \frac{k'}{K} l} e^{-j2\pi \frac{m'}{M} n} \tag{A.6}
 \end{aligned}$$

de sorte que par sommation de (A.5) et (A.6), on retrouve bien (3.17).

Calcul des matrices de covariance des cartes distance-Doppler

On s'intéresse dans cette annexe au calcul des matrices de covariance des cartes distance-Doppler délivrées par les récepteurs radar basés sur la corrélation, sous l'hypothèse du canal monocible (3.1). Nous nous focalisons tout particulièrement ici sur les sorties du filtre adapté (3.15) et du filtre réciproque (3.18); l'extension aux sorties des autres filtres de réception est directe étant donné leurs similitudes. Les résultats de ces calculs ont notamment été exploités dans [IntJnl1], même s'ils n'y ont pas été pleinement détaillés. Seul le cas du récepteur *symbol-based* a été entièrement traité dans [IntJnl2].

Filtre adapté

On suppose tout d'abord l'absence du bruit w_A dans χ_A (3.15). On a alors :

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} \{ \chi_A[l, n] \chi_A^*[l', n'] \} \\ & \underset{M \gg 1}{\simeq} \frac{\mathbb{E} \{ |\alpha|^2 \}}{KM} e^{-j2\pi \frac{n-n'}{ML} l_0} \sum_{k_0, m_0} \sum_{k'_0, m'_0} \sum_{k_1, m_1} \sum_{k'_1, m'_1} \mathbb{E} \left\{ c_{k_0, m_0} c_{k'_0, m'_0}^* c_{k_1, m_1} c_{k'_1, m'_1}^* \right\} \\ & \times e^{j2\pi \frac{k'_0}{K} (l-l_0 + (m'_0 - m_0)L)} e^{-j2\pi \frac{k'_1}{K} (l'-l_0 + (m'_1 - m_1)L)} e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} L - \frac{n}{M} \right) m_0} e^{-j2\pi \left(\frac{F_d}{B} L - \frac{n'}{M} \right) m_1} \\ & \times A^{(g, g)} \left(l - l_0 + (m'_0 - m_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k_0 - k'_0}{K} \right) \\ & \times A^{(g, g)^*} \left(l' - l_0 + (m'_1 - m_1)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} + \frac{k_1 - k'_1}{K} \right). \end{aligned}$$

Pour la suite des calculs, on pose temporairement :

$$\Psi \triangleq e^{j2\pi \frac{k'_0}{K} (l-l_0 + (m'_0 - m_0)L)} e^{-j2\pi \frac{k'_1}{K} (l'-l_0 + (m'_1 - m_1)L)} e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B} L - \frac{n}{M} \right) m_0} e^{-j2\pi \left(\frac{F_d}{B} L - \frac{n'}{M} \right) m_1}.$$

Étant donné les hypothèses statistiques sur les symboles élémentaires faites en section 4.1, $\mathbb{E} \left\{ c_{k_0, m_0} c_{k'_0, m'_0}^* c_{k_1, m_1} c_{k'_1, m'_1}^* \right\} \neq 0$ si et seulement si :

Annexe B. Calcul des matrices de covariance des cartes distance-Doppler

Cas 0 : $(k'_1, m'_1) = (k_1, m_1) = (k'_0, m'_0) = (k_0, m_0)$, pour lequel :

$$\begin{aligned}\mathbb{E} \left\{ c_{k_0, m_0} c_{k'_0, m'_0}^* c_{k_1, m_1} c_{k'_1, m'_1}^* \right\} &= \mathbb{E} \left\{ |c_{k_0, m_0}|^4 \right\} = \mu_{c^4}. \\ \Psi &= e^{j2\pi \frac{k_0}{K}(l-l')} e^{-j2\pi(\frac{n}{M} - \frac{n'}{M})m_0}.\end{aligned}$$

Cas 1 $[(k'_1, m'_1) = (k_1, m_1)] \neq [(k'_0, m'_0) = (k_0, m_0)]$, pour lequel :

$$\begin{aligned}\mathbb{E} \left\{ c_{k_0, m_0} c_{k'_0, m'_0}^* c_{k_1, m_1} c_{k'_1, m'_1}^* \right\} &= \mathbb{E} \left\{ |c_{k_0, m_0}|^2 |c_{k_1, m_1}|^2 \right\} = \mathbb{E} \left\{ |c_{k_0, m_0}|^2 \right\} \mathbb{E} \left\{ |c_{k_1, m_1}|^2 \right\} = \sigma_c^4. \\ \Psi &= e^{j2\pi \frac{k_0}{K}(l-l_0)} e^{-j2\pi \frac{k_1}{K}(l'-l_0)} e^{j2\pi(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M})m_0} e^{-j2\pi(\frac{F_d}{B}L - \frac{n'}{M})m_1}.\end{aligned}$$

Cas 2 $[(k'_1, m'_1) = (k'_0, m'_0)] \neq [(k_1, m_1) = (k_0, m_0)]$, pour lequel :

$$\begin{aligned}\mathbb{E} \left\{ c_{k_0, m_0} c_{k'_0, m'_0}^* c_{k_1, m_1} c_{k'_1, m'_1}^* \right\} &= \mathbb{E} \left\{ |c_{k_0, m_0}|^2 |c_{k'_0, m'_0}|^2 \right\} = \mathbb{E} \left\{ |c_{k_0, m_0}|^2 \right\} \mathbb{E} \left\{ |c_{k'_0, m'_0}|^2 \right\} = \sigma_c^4. \\ \Psi &= e^{j2\pi \frac{k'_0}{K}(l-l')} e^{-j2\pi(\frac{n}{M} - \frac{n'}{M})m_0}.\end{aligned}$$

On obtient donc

$$\begin{aligned}\mathbb{E} \left\{ \chi_A[l, n] \chi_A^*[l', n'] \right\} &= \mathbb{E} \left\{ |\alpha|^2 \right\} e^{-j2\pi \frac{n-n'}{ML} l_0} \\ &\times \left(\left(\mu_{c^4} S_0 + \sigma_c^4 S_1 \right) A^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} \right) A^{(g, g)*} \left(l' - l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} \right) + \sigma_c^4 S_2 \right)\end{aligned}\tag{B.1}$$

en posant :

$$\begin{aligned}S_0 &\triangleq \frac{1}{KM} \sum_{k_0, m_0} e^{j2\pi \frac{k_0}{K}(l-l')} e^{-j2\pi(\frac{n}{M} - \frac{n'}{M})m_0} \\ S_1 &\triangleq \frac{1}{KM} \sum_{k_0, m_0} \sum_{\substack{(k_1, m_1) \\ \neq (k_0, m_0)}} e^{j2\pi \frac{k_0}{K}(l-l_0)} e^{-j2\pi \frac{k_1}{K}(l'-l_0)} e^{j2\pi(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M})m_0} e^{-j2\pi(\frac{F_d}{B}L - \frac{n'}{M})m_1} \\ S_2 &\triangleq \frac{1}{KM} \sum_{k_0, m_0} \sum_{\substack{(k'_0, m'_0) \\ \neq (k_0, m_0)}} e^{j2\pi \frac{k'_0}{K}(l-l')} e^{-j2\pi(\frac{n}{M} - \frac{n'}{M})m_0} \\ &\quad \times A^{(g, g)} \left(l - l_0 + (m'_0 - m_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k_0 - k'_0}{K} \right) \\ &\quad \times A^{(g, g)*} \left(l' - l_0 + (m'_0 - m_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} + \frac{k_0 - k'_0}{K} \right).\end{aligned}$$

On remarque alors, d'une part, que S_0 se réécrit plus simplement :

$$S_0 = \mathcal{D}_K(l - l') \mathcal{D}_M(n' - n).\tag{B.2}$$

Annexe B. Calcul des matrices de covariance des cartes distance-Doppler

On constate par ailleurs que S_1 peut s'exprimer comme :

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \frac{1}{KM} \left(\sum_{k_0, m_0} \sum_{k_1, m_1} e^{j2\pi \frac{k_0}{K}(l-l_0)} e^{-j2\pi \frac{k_1}{K}(l'-l_0)} e^{j2\pi \left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n}{M}\right)m_0} e^{-j2\pi \left(\frac{F_d}{B}L - \frac{n'}{M}\right)m_1} \right. \\
 &\quad \left. - \sum_{k_0, m_0} e^{j2\pi \frac{k_0}{K}(l-l')} e^{-j2\pi \left(\frac{n}{M} - \frac{n'}{M}\right)m_0} \right) \\
 &= \left(KM \mathcal{D}_K(l-l_0) \mathcal{D}_K^*(l'-l_0) \mathcal{D}_M \left(\frac{F_d}{B}LM - n \right) \mathcal{D}_M^* \left(\frac{F_d}{B}LM - n' \right) \right. \\
 &\quad \left. - \mathcal{D}_K(l-l') \mathcal{D}_M(n'-n) \right). \tag{B.3}
 \end{aligned}$$

L'expression S_2 se simplifie pour sa part en :

$$\begin{aligned}
 S_2 &= \frac{1}{KM} \sum_{k_0, m_0} \left(\sum_{k'_0 \neq k_0} e^{j2\pi \frac{k'_0}{K}(l-l')} e^{-j2\pi \left(\frac{n}{M} - \frac{n'}{M}\right)m_0} \right. \\
 &\quad \times A^{(g,g)} \left(l-l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k_0 - k'_0}{K} \right) A^{(g,g)*} \left(l'-l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} + \frac{k_0 - k'_0}{K} \right) \\
 &\quad + \sum_{m'_0 \neq m_0} \sum_{k'_0} e^{j2\pi \frac{k'_0}{K}(l-l')} e^{-j2\pi \left(\frac{n}{M} - \frac{n'}{M}\right)m_0} \\
 &\quad \times A^{(g,g)} \left(l-l_0 + (m'_0 - m_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k_0 - k'_0}{K} \right) \\
 &\quad \times A^{(g,g)*} \left(l'-l_0 + (m'_0 - m_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} + \frac{k_0 - k'_0}{K} \right) \left. \right) \\
 &= \frac{1}{KM} \sum_{k_0, m_0} e^{j2\pi \frac{k_0}{K}(l-l')} e^{-j2\pi \left(\frac{n}{M} - \frac{n'}{M}\right)m_0} \\
 &\quad \times \left(\sum_{\substack{k=k_0-(K-1) \\ k \neq 0}}^{k_0} e^{-j2\pi \frac{k}{K}(l-l')} A^{(g,g)} \left(l-l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K} \right) A^{(g,g)*} \left(l'-l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} + \frac{k}{K} \right) \right. \\
 &\quad + \sum_{k=k_0-(K-1)}^{k_0} e^{-j2\pi \frac{k}{K}(l-l')} A^{(g,g)} \left(l-l_0 - \text{sgn}(l-l_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K} \right) \\
 &\quad \times A^{(g,g)*} \left(l'-l_0 - \text{sgn}(l'-l_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} + \frac{k}{K} \right) \left. \right). \tag{B.4}
 \end{aligned}$$

Annexe B. Calcul des matrices de covariance des cartes distance-Doppler

Qui plus est, l'ensemble des termes sommés sur l'indice k dans (B.4) sont des fonctions K -périodiques de la variable k . Les sommes sur k peuvent donc respectivement s'y réécrire :

$$\begin{aligned} \sum_{\substack{k=k_0-(K-1) \\ k \neq 0}}^{k_0} \dots &\triangleq \sum_{k=k_0-(K-1)}^{-1} \dots + \sum_{k=1}^{k_0} \dots = \sum_{k=k_0+1}^{K-1} \dots + \sum_{k=1}^{k_0} \dots = \sum_{k=1}^{K-1} \dots \\ \sum_{k=k_0-(K-1)}^{k_0} \dots &\triangleq \sum_{k=k_0-(K-1)}^{-1} \dots + \sum_{k=0}^{k_0} \dots = \sum_{k=k_0+1}^{K-1} \dots + \sum_{k=0}^{k_0} \dots = \sum_{k=0}^{K-1} \dots \end{aligned}$$

de sorte que l'on trouve finalement :

$$\begin{aligned} S_2 &= \frac{1}{KM} \sum_{k_0, m_0} e^{j2\pi \frac{k_0}{K}(l-l')} e^{-j2\pi(\frac{n}{M} - \frac{n'}{M})m_0} \\ &\times \left(\sum_{k=1}^{K-1} e^{-j2\pi \frac{k}{K}(l-l')} A^{(g,g)} \left(l - l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K} \right) A^{(g,g)*} \left(l' - l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} + \frac{k}{K} \right) \right. \\ &\quad + \sum_{k=0}^{K-1} e^{-j2\pi \frac{k}{K}(l-l')} A^{(g,g)} \left(l - l_0 - \text{sgn}(l - l_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K} \right) \\ &\quad \left. \times A^{(g,g)*} \left(l' - l_0 - \text{sgn}(l' - l_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} + \frac{k}{K} \right) \right) \\ &= \mathcal{D}_K(l - l') \mathcal{D}_M(n' - n) \\ &\times \left(\sum_{k \neq 0} e^{-j2\pi \frac{k}{K}(l-l')} A^{(g,g)} \left(l - l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K} \right) A^{(g,g)*} \left(l' - l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} + \frac{k}{K} \right) \right. \\ &\quad + \sum_k e^{-j2\pi \frac{k}{K}(l-l')} A^{(g,g)} \left(l - l_0 - \text{sgn}(l - l_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} + \frac{k}{K} \right) \\ &\quad \left. \times A^{(g,g)*} \left(l' - l_0 - \text{sgn}(l' - l_0)L, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} + \frac{k}{K} \right) \right). \quad (\text{B.5}) \end{aligned}$$

En injectant les expressions de S_0 (B.2), S_1 (B.3) et S_2 (B.5) dans (B.1), on trouve ainsi, du fait des noyaux de Dirichlet, que $\mathbb{E} \{ \chi_A[l, n] \chi_A^*[l', n'] \} = 0$ pour tout $[l', n'] \neq [l, n]$, et que $\mathbb{E} \{ |\chi_A[l, n]|^2 \}$ prend la forme rapportée dans (4.9).

Supposons maintenant que $\chi_A[l, n] = w_A[l, n]$. Le bruit w en entrée du récepteur étant

Annexe B. Calcul des matrices de covariance des cartes distance-Doppler

blanc, centré et de puissance P_w , et indépendant du signal émis s , on trouve :

$$\begin{aligned}
& \mathbb{E} \{w_A[l,n]w_A^*[l',n']\} \\
&= \frac{1}{KM} \sum_{p'=0}^{LM-1} \sum_{p=0}^{LM-1} \mathbb{E} \{w[p]s^*[p-l]w^*[p']s[p'-l']\} e^{j2\pi \frac{n'}{ML}p'} e^{-j2\pi \frac{n}{ML}p} \\
&= \frac{1}{KM} P_w \sum_{p=0}^{LM-1} \mathbb{E} \{s^*[p-l]s[p-l']\} e^{j2\pi \frac{n'-n}{ML}p} \\
&= \frac{1}{KM} P_w \frac{1}{K} \sum_{p=0}^{LM-1} \sum_{k,m} \sum_{k',m'} \mathbb{E} \{c_{k,m}^* c_{k',m'}\} g^*[p-l-mL]g[p-l'-m'L] \\
&\quad \times e^{-j2\pi \frac{k}{K}(p-l-mL)} e^{j2\pi \frac{k'}{K}(p-l'-m'L)} e^{j2\pi \frac{n'-n}{ML}p} \\
&= \frac{1}{KM} P_w \sigma_c^2 \sum_{k,m} e^{j2\pi \frac{k}{K}(l-l')} \frac{1}{K} \sum_{p=0}^{LM-1} g^*[p-l-mL]g[p-l'-mL] e^{j2\pi \frac{n'-n}{ML}p} \\
&= \frac{1}{KM} P_w \sigma_c^2 e^{j2\pi \frac{n'-n}{ML}l'} \sum_{k,m} e^{j2\pi \frac{k}{K}(l-l')} e^{j2\pi (\frac{n'}{M}-\frac{n}{M})m} \frac{1}{K} \sum_{p=-l'-mL}^{L(M-m)-l'-1} g^*[p-(l-l')]g[p] e^{j2\pi \frac{n'-n}{ML}p} \\
&\underset{M \gg 1}{\simeq} \frac{1}{KM} P_w \sigma_c^2 e^{j2\pi \frac{n'-n}{ML}l'} \sum_{k,m} e^{j2\pi \frac{k}{K}(l-l')} e^{j2\pi (\frac{n'}{M}-\frac{n}{M})m} \frac{1}{K} \sum_{p=0}^{L-1} g^*[p-(l-l')]g[p] e^{j2\pi \frac{n'-n}{ML}p} \\
&\underset{M \gg 1}{\simeq} P_w \sigma_c^2 e^{j2\pi \frac{n'-n}{ML}l'} \mathcal{D}_K(l-l') \mathcal{D}_M(n'-n) A^{(g,g)} \left(l-l', \frac{n'-n}{ML} \right)
\end{aligned}$$

qui est nul en dehors du cas $[l',n'] = [l,n]$, pour lequel on trouve bien $\mathbb{E} \{|w_A[l,n]|^2\} = P_w \sigma_c^2$, comme exprimé dans (4.9).

On montre aisément, pour terminer, que les termes croisés s'annulent pour tout $[l,n]$ et tout $[l',n']$ en exploitant simplement l'indépendance du bruit blanc centré w en entrée du récepteur avec le signal émis s . On en conclut ainsi que la matrice de covariance de χ_A est diagonale, de puissance $\mathbb{E} \{|\chi_A[l,n]|^2\}$ donnée par (4.9).

Filtre réciproque

La démarche suivie ici est rigoureusement la même que pour le filtre adapté.

On considère en premier lieu l'absence du bruit w_R dans χ_R (3.18). La différence par rapport au filtre adapté réside alors au niveau de l'espérance sur les symboles, qui devient cette fois $\mathbb{E} \left\{ c_{k_0,m_0} c_{k_1,m_1}^* / (c_{k'_0,m'_0} c_{k'_1,m'_1}^*) \right\}$, et qui est non nulle si et seulement si :

Cas 0 : $(k'_1, m'_1) = (k_1, m_1) = (k'_0, m'_0) = (k_0, m_0)$ pour lequel $\mathbb{E} \left\{ \frac{c_{k_0,m_0} c_{k_1,m_1}^*}{c_{k'_0,m'_0} c_{k'_1,m'_1}^*} \right\} = 1$.

Cas 1 : $[(k'_1, m'_1) = (k_1, m_1)] \neq [(k'_0, m'_0) = (k_0, m_0)]$ pour lequel $\mathbb{E} \left\{ \frac{c_{k_0,m_0} c_{k_1,m_1}^*}{c_{k'_0,m'_0} c_{k'_1,m'_1}^*} \right\} = 1$.

Cas 2 $[(k'_1, m'_1) = (k'_0, m'_0)] \neq [(k_1, m_1) = (k_0, m_0)]$ pour lequel $\mathbb{E} \left\{ \frac{c_{k_0, m_0} c_{k_1, m_1}^*}{c_{k'_0, m'_0} c_{k'_1, m'_1}^*} \right\} = \sigma_c^2 \sigma_{c^{-1}}^2$.

On obtient ainsi :

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \{ \chi_R[l, n] \chi_R^*[l', n'] \} &= \mathbb{E} \{ |\alpha|^2 \} e^{-j2\pi \frac{n-n'}{ML} l_0} \\ &\times \left((S_0 + S_1) A^{(g, g)} \left(l - l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n}{ML} \right) A^{(g, g)*} \left(l' - l_0, \frac{F_d}{B} - \frac{n'}{ML} \right) + \sigma_c^2 \sigma_{c^{-1}}^2 S_2 \right) \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

où les expressions de S_0 , S_1 et S_2 sont là aussi données par (B.2), (B.3) et (B.5). On conclut donc également que $\mathbb{E} \{ \chi_R[l, n] \chi_R^*[l', n'] \} = 0$ pour tout $[l', n'] \neq [l, n]$, et $\mathbb{E} \{ |\chi_R[l, n]|^2 \}$ prend la forme rapportée dans (4.12).

En supposant dans un deuxième temps que $\chi_R[l, n] = w_R[l, n]$, on obtient, de la même façon que pour le filtre adapté :

$$\mathbb{E} \{ w_R[l, n] w_R^*[l', n'] \} \underset{M \gg 1}{\simeq} P_w \sigma_{c^{-1}}^2 e^{j2\pi \frac{n'-n}{ML} l'} \mathcal{D}_K(l - l') \mathcal{D}_M(n' - n) A^{(g, g)} \left(l - l', \frac{n' - n}{ML} \right) \quad (\text{B.7})$$

qui est nul en dehors du cas $[l', n'] = [l, n]$, pour lequel on trouve $\mathbb{E} \{ |w_R[l, n]|^2 \} = P_w \sigma_{c^{-1}}^2$, comme rapporté dans (4.12).

Enfin, on montre à nouveau aisément que les termes croisés s'annulent pour tout $[l, n]$ et tout $[l', n']$ en exploitant simplement l'indépendance du bruit blanc centré w en entrée du récepteur avec le signal émis s . On en conclut ainsi que la matrice de covariance de χ_R est diagonale, de puissance $\mathbb{E} \{ |\chi_R[l, n]|^2 \}$ donnée par (4.12).

Détection CA-CFAR sous hypothèse d'une perturbation dominée par le bruit

Dans cette annexe, nous justifions les expressions de la constante CFAR κ (4.20), de l'estimateur du maximum de vraisemblance de la puissance de la perturbation dans la fenêtre d'entraînement \hat{P} (4.21) et de la probabilité de détection théorique P_d (4.22) relatifs au test de détection CA-CFAR mis en place dans la section 4.2.4. Nous rappelons que la perturbation dans la carte distance-Doppler χ_{ASB} est alors supposée dominée —ou exclusivement formée— par la composante post-traitement de bruit blanc w_{ASB} . Ce dernier étant gaussien circulaire sur χ_{ASB} , la perturbation peut elle-même être supposée gaussienne circulaire sur χ_{ASB} , et donc i.i.d. puisqu'on a montré qu'elle était blanche. En utilisant les moments à l'ordre 1 et 2 de la section 4.2.1, les hypothèses H_0 et H_1 du test de détection (4.19) se notent ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_0 : \left\{ \begin{array}{l} \chi_{\text{ASB}}[l,n] \sim \mathcal{CN}\left(0, P_w^{(\chi_{\text{ASB}})}\right) \quad \text{pour } [l,n] = \text{CUT} \\ \chi_{\text{ASB}}[l,n] \sim \mathcal{CN}\left(0, P_w^{(\chi_{\text{ASB}})}\right) \quad \text{pour } [l,n] \in \mathcal{S} \end{array} \right. \\ H_1 : \left\{ \begin{array}{l} \chi_{\text{ASB}}[l,n] \sim \mathcal{CN}\left(0, P_c^{(\chi_{\text{ASB}})}[l_0, n_0] + P_i^{(\chi_{\text{ASB}})} + P_w^{(\chi_{\text{ASB}})}\right) \quad \text{pour } [l,n] = \text{CUT} \\ \chi_{\text{ASB}}[l,n] \sim \mathcal{CN}\left(0, P_i^{(\chi_{\text{ASB}})} + P_w^{(\chi_{\text{ASB}})}\right) \quad \text{pour } [l,n] \in \mathcal{S}. \end{array} \right. \end{array} \right.$$

Notons en particulier que contrairement au cas conventionnel (c.-à-d. le cas rencontré lorsque la forme d'onde radar n'est pas porteuse d'information), la puissance de la perturbation n'est ici pas la même sous les 2 hypothèses, en raison du phénomène d'interférence de cible. Elle vaut notamment $P_w^{(\chi_{\text{ASB}})}$ sous H_0 , mais $P_i^{(\chi_{\text{ASB}})} + P_w^{(\chi_{\text{ASB}})}$ sous H_1 .

Calcul de \hat{P} Que l'on soit sous H_0 ou H_1 , les cellules de la fenêtre d'entraînement \mathcal{S} sont i.i.d. suivant une loi gaussienne circulaire dont la puissance est celle de la perturbation. L'estimateur du maximum de vraisemblance \hat{P} de la puissance de cette perturbation est donc simplement donné, dans les 2 cas, par la moyenne du signal $|\chi_{\text{ASB}}[l,n]|^2$ sur cette fenêtre [51, chapitre 7], c'est-à-dire :

$$\hat{P} = \frac{1}{N_s} \sum_{[l,n] \in \mathcal{S}} |\chi_{\text{ASB}}[l,n]|^2. \quad (\text{C.1})$$

Annexe C. Détection CA-CFAR sous hypothèse d'une perturbation dominée par le bruit

Même s'il se calcule de la même façon sous H_0 et H_1 , \hat{P} constitue en réalité un estimateur de $P_w^{(\chi_{\text{ASB}})}$ dans le premier cas, mais un estimateur de $P_i^{(\chi_{\text{ASB}})} + P_w^{(\chi_{\text{ASB}})}$ dans le second. Pour distinguer les deux estimateurs, on les notera respectivement \hat{P}_0 et \hat{P}_1 .

Calcul de κ La constante CFAR κ est déduite du calcul de la probabilité de fausse alarme théorique P_{fa} du détecteur. Celle-ci se détermine en se plaçant sous l'hypothèse H_0 , suivant :

$$P_{\text{fa}} \triangleq \mathbb{E}_{\hat{P}_0} \left\{ \int_{\kappa \hat{P}_0}^{+\infty} f_0(z) dz \right\}$$

avec $z \triangleq |\chi_{\text{ASB}}[l, n]|^2$ la puissance du signal dans la CUT, et f_0 sa loi de probabilité sous H_0 . En développant cette expression, on peut en l'occurrence montrer que la PFA ne dépend finalement pas de la puissance de la perturbation (d'où la propriété CFAR) et s'exprime¹ :

$$P_{\text{fa}} = \left(1 + \frac{\kappa}{N_s} \right)^{-N_s}$$

de sorte qu'on trouve :

$$\kappa = N_s \left[P_{\text{fa}}^{-1/N_s} - 1 \right]. \quad (\text{C.2})$$

Calcul de P_d La probabilité de détection théorique P_d du détecteur CA-CFAR se détermine quant à elle sous l'hypothèse H_1 , suivant :

$$P_d \triangleq \mathbb{E}_{\hat{P}_1} \left\{ \int_{\kappa \hat{P}_1}^{+\infty} f_1(z) dz \right\}$$

avec $z \triangleq |\chi_{\text{ASB}}[l, n]|^2$ la puissance du signal dans la CUT, et f_1 sa loi de probabilité sous H_1 . Avec un développement semblable à celui réalisé pour la PFA, on peut alors montrer que la PD est finalement fonction du SINR (4.15), suivant¹ :

$$P_d = \left[1 + \frac{\kappa/N_s}{1 + \text{SINR}_{\chi_{\text{ASB}}}} \right]^{-N_s}. \quad (\text{C.3})$$

Remarque additionnelle : En suivant le raisonnement de cette annexe, il est aisé de montrer que, tant que les hypothèses d'environnement homogène restent vérifiées et que la perturbation dans la carte distance-Doppler χ_{ASB} reste dominée par le bruit blanc w_{ASB} , le test de détection CA-CFAR mis en place en section 4.2.4 reste applicable dans un scénario multicible. Il s'agit alors simplement d'étendre la définition du SINR pour qu'il ajoute, à son dénominateur, la puissance de l'interférence associées aux autres cibles.

1. On pourra par exemple se reporter aux détails de calcul de [95, chapitre 16] pour s'en convaincre.

Éléments pour le dimensionnement d'un système RadCom OFDM

Dans cette annexe, nous résumons l'influence du choix des paramètres d'une forme d'onde OFDM sur les fonctions radar et communication, en vue, typiquement, de dimensionner un système RadCom réel. Notons que l'analyse est réalisée en supposant des récepteurs de communication et radar relativement "conventionnels", tels que ceux décrits dans ce manuscrit. Par ailleurs, comme nous l'avons fait jusqu'ici, nous traitons plus spécifiquement dans cette annexe le cas du WCP-OFDM, qui fait usage d'impulsions courtes.

Le réglage exact des paramètres de la forme d'onde étant en général assez dépendant du scénario rencontré, nous ne fournissons pas de valeurs numériques. Pour un dimensionnement "orienté communication", on peut néanmoins s'inspirer des plages de valeurs rencontrées dans le standard LTE [70] ou dans le système LDACS [103], par exemple. Pour un dimensionnement "orienté radar", la configuration de [122] en partie exploitée dans la section 4.3.1.1, et celle de [32], peuvent servir de références.

Fréquence porteuse F_c : Le choix de la fréquence porteuse F_c est principalement guidé par la réglementation, qui associe à chaque bande de fréquence des conditions d'utilisation particulières (type d'application, puissance maximale, gabarit d'émission hors bande, ressources fréquentielles disponibles).

Largeur de bande B : Le choix de la largeur de bande B fixe directement la résolution distance radar $\delta_R = c/(2B)$. Elle doit par conséquent être choisie en adéquation avec le type de cibles à détecter afin de garantir leur séparabilité dans la dimension distance. La largeur de bande B joue aussi, dans le même temps, sur la puissance du bruit blanc vue en entrée des récepteurs de communication et radar $P_w = k_B \Theta_s B$. En outre, même pour un SNR fixé en entrée du récepteur de communication, le choix de B détermine la capacité du canal à bruit additif blanc gaussien [115] et impose de fait une borne maximale au débit d'information.

Nombre de sous-porteuses K : À largeur de bande B fixée, le choix du nombre de sous-porteuses K (ou, indifféremment, de l'espacement entre sous-porteuses F_0 puisque $B \simeq KF_0$) définit la longueur des blocs avant extension cyclique. Du fait de la nature continue de la forme d'onde, il détermine donc dans le même temps la distance ambiguë radar $K\delta_R$, induite

Annexe D. Éléments pour le dimensionnement d'un système RadCom OFDM

par cette extension cyclique. Du point de vue de la communication, le choix de K doit être adapté au profil de mobilité rencontré. Si un grand nombre de sous-porteuses permet en effet de se prémunir contre la sélectivité fréquentielle du canal, il ne va à l'inverse pas convenir à un scénario particulièrement sélectif en temps. Ce dernier point rejoint d'ailleurs la remarque vis-à-vis de la tolérance au Doppler de la forme d'onde OFDM faite dans le cadre de la fonction radar, dans la section 4.2.1.

Densité de transmission ρ : À B et K fixés, la densité de transmission ρ détermine l'espacement temporel entre blocs $T_0 = 1/(\rho F_0)$, ou PRI, lui-même égal à la longueur des blocs après extension cyclique. Elle fixe donc, de fait, la fréquence Doppler ambiguë radar $1/T_0$. Que cela soit pour la fonction radar ou communication, une faible densité de transmission permet généralement de limiter la production d'interférence associée aux symboles. Un tel choix se fait en revanche au détriment de l'efficacité spectrale brute de la communication $\eta = \rho \log_2(M_c)$. Suivant les impulsions de mise en forme utilisées (*e.g.*, impulsions CP), un tel choix peut également pénaliser l'efficacité énergétique du système de transmission (voire aussi du radar, dans le cadre du filtre de réception *symbol-based* par exemple).

Nombre de blocs M : Le choix du nombre de blocs M détermine, enfin, la durée de la transmission $T = MT_0$. Celle-ci étant égale au CPI, elle fixe donc la résolution Doppler radar $1/T$ et permet de régler le gain d'intégration radar. L'usage de longues trames permet en outre généralement de maximiser les performances des codes correcteurs d'erreurs et ainsi de mieux approcher les capacités théoriques des canaux de transmission. De tels signaux sont en revanche plus susceptibles d'être confrontés à des variations temporelles importantes de leur environnement de propagation, et donc parfois de mettre à mal certaines hypothèses (*e.g.*, migration distance des cibles pour la fonction radar).

Bibliographie

- [1] 5 GHz RLAN, Harmonised Standard covering the essential requirements of article 3.2 of Directive 2014/53/EU. ETSI EN 301 893, 2017.
- [2] A. AUBRY, A. D. MAIO, Y. HUANG, M. PIEZZO et A. FARINA. « A new radar waveform design algorithm with improved feasibility for spectral coexistence ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 51.2 (avr. 2015), p. 1029-1038. DOI : [10.1109/TAES.2014.140093](https://doi.org/10.1109/TAES.2014.140093).
- [3] E. J. BARLOW. « Doppler Radar ». In : *Proc. IRE* 37.4 (avr. 1949), p. 340-355. ISSN : 0096-8390. DOI : [10.1109/JRPROC.1949.231638](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1949.231638).
- [4] Bassel BEIDAS, Rohit Iyer SESHADRI, Mustafa EROZ et Lin-nan LEE. « System and method for pre distortion and iterative compensation for nonlinear distortion in system employing FTN symbol transmission rates ». Hughes Network Systems LLC, US Patent 9,203,450. 2015.
- [5] C. R. BERGER, B. DEMISSIE, J. HECKENBACH, P. WILLETT et S. ZHOU. « Signal processing for passive radar using OFDM waveforms ». In : *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.* 4.1 (fév. 2010), p. 226-238. ISSN : 1941-0484. DOI : [10.1109/JSTSP.2009.2038977](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2009.2038977).
- [6] C. BERTHILLOT, A. SANTORI, O. RABASTE, D. POUILLIN et M. LESTURGIE. « BEM Reference Signal Estimation for an Airborne Passive Radar Antenna Array ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 53.6 (déc. 2017), p. 2833-2845. DOI : [10.1109/TAES.2017.2716458](https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2716458).
- [7] C. BERTHILLOT, A. SANTORI, O. RABASTE, D. POUILLIN et M. LESTURGIE. « DVB-T Airborne Passive Radar : Clutter Block Rejection ». In : *IEEE Int. Radar Conf.* Sept. 2019, p. 1-5. DOI : [10.1109/RADAR41533.2019.171365](https://doi.org/10.1109/RADAR41533.2019.171365).
- [8] S. BIDON, D. ROQUE et S. MERCIER. « Target sidelobes removal via sparse recovery in the subband domain of an OFDM radcom system ». In : *IEEE Int. Radar Conf.* Avr. 2020. DOI : [10.1109/RADAR42522.2020.9114819](https://doi.org/10.1109/RADAR42522.2020.9114819). URL : <https://oatao.univ-toulouse.fr/26534/>.
- [9] D. W. BLISS. « Cooperative radar and communications signaling : The estimation and information theory odd couple ». In : *IEEE Radar Conf.* Mai 2014, p. 0050-0055. DOI : [10.1109/RADAR.2014.6875553](https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875553).
- [10] « Special Section on Spectrum Sharing ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 55.3 (juin 2019). Sous la dir. de S. D. BLUNT, R. ADVE, D. W. BLISS, J. CURRAN et S. ROY, p. 1060-1268. ISSN : 2371-9877. DOI : [10.1109/TAES.2019.2917993](https://doi.org/10.1109/TAES.2019.2917993).
- [11] S. D. BLUNT et E. L. MOKOLE. « Overview of radar waveform diversity ». In : *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.* 31.11 (nov. 2016), p. 2-42. DOI : [10.1109/MAES.2016.160071](https://doi.org/10.1109/MAES.2016.160071).

- [12] S. D. BLUNT, P. YATHAM et J. STILES. « Intrapulse Radar-Embedded Communications ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 46.3 (juill. 2010), p. 1185-1200. DOI : [10.1109/TAES.2010.5545182](https://doi.org/10.1109/TAES.2010.5545182).
- [13] Shannon D. BLUNT et Erik S. PERRINS, éd. *Radar and Communication Spectrum Sharing*. SciTech Pub., 2018. DOI : [10.1049/SBRA515E](https://doi.org/10.1049/SBRA515E).
- [14] M. BRAUN, M. MÜLLER, M. FUHR et F.K. JONDRAL. « A USRP-based testbed for OFDM-based radar and communication systems ». In : *Proc. Virginia Tech. Symp. Wireless Commun.* T. 62. 2012.
- [15] M. BRAUN, C. STURM, A. NIETHAMMER et F. K. JONDRAL. « Parametrization of joint OFDM-based radar and communication systems for vehicular applications ». In : *IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.* Sept. 2009, p. 3020-3024. DOI : [10.1109/PIMRC.2009.5449769](https://doi.org/10.1109/PIMRC.2009.5449769).
- [16] L. E. BRENNAN et L. S. REED. « Theory of Adaptive Radar ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* AES-9.2 (mars 1973), p. 237-252. ISSN : 0018-9251. DOI : [10.1109/TAES.1973.309792](https://doi.org/10.1109/TAES.1973.309792).
- [17] G. CAIRE, G. TARICCO et E. BIGLIERI. « Bit-interleaved coded modulation ». In : *IEEE Trans. Inf. Theory* 44.3 (mai 1998), p. 927-946. ISSN : 1557-9654. DOI : [10.1109/18.669123](https://doi.org/10.1109/18.669123).
- [18] G. CHABRIEL et J. BARRÈRE. « Adaptive Target Detection Techniques for OFDM-Based Passive Radar Exploiting Spatial Diversity ». In : *IEEE Trans. Signal Process.* 65.22 (nov. 2017), p. 5873-5884. ISSN : 1941-0476. DOI : [10.1109/TSP.2017.2742980](https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2742980).
- [19] G. CHABRIEL, J. BARRÈRE, G. GASSIER et F. BRIOLLE. « Passive covert radars using CP-OFDM signals. A new efficient method to extract targets echoes ». In : *IEEE Int. Conf. on Radar*. Oct. 2014, p. 1-6. DOI : [10.1109/RADAR.2014.7060382](https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.7060382).
- [20] J CHAPIN. In : *Shared spectrum access for radar and communications (SSPARC)* (2016). URL : <https://www.darpa.mil/program/shared-spectrum-access-for-radar-and-communications>.
- [21] A. R. CHIRIYATH, B. PAUL, G. M. JACYNA et D. W. BLISS. « Inner Bounds on Performance of Radar and Communications Co-Existence ». In : *IEEE Trans. Signal Process.* 64.2 (jan. 2016), p. 464-474. DOI : [10.1109/TSP.2015.2483485](https://doi.org/10.1109/TSP.2015.2483485).
- [22] O. CHRISTENSEN. *Frames and bases : an introductory course*. Birkhauser, 2008. ISBN : 0817646779. DOI : [10.1007/978-0-8176-4678-3](https://doi.org/10.1007/978-0-8176-4678-3).
- [23] D. CIUNZO, A. DE MAIO, G. FOGLIA et M. PIEZZO. « Intrapulse radar-embedded communications via multiobjective optimization ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 51.4 (oct. 2015), p. 2960-2974. DOI : [10.1109/TAES.2015.140821](https://doi.org/10.1109/TAES.2015.140821).
- [24] F. COLONE, R. CARDINALI et P. LOMBARDO. « Cancellation of clutter and multipath in passive radar using a sequential approach ». In : *IEEE Conf. on Radar*. Avr. 2006, p. 393-399. DOI : [10.1109/RADAR.2006.1631830](https://doi.org/10.1109/RADAR.2006.1631830).

Bibliographie

- [25] F. COLONE, P. FALCONE, C. BONGIOANNI et P. LOMBARDO. « WiFi-Based Passive Bistatic Radar : Data Processing Schemes and Experimental Results ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 48.2 (avr. 2012), p. 1061-1079. ISSN : 1557-9603. DOI : [10.1109/TAES.2012.6178049](https://doi.org/10.1109/TAES.2012.6178049).
- [26] F. COLONE, T. MARTELLI, C. BONGIOANNI, D. PASTINA et P. LOMBARDO. « WiFi-based PCL for monitoring private airfields ». In : *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.* 32.2 (fév. 2017), p. 22-29. DOI : [10.1109/MAES.2017.160022](https://doi.org/10.1109/MAES.2017.160022).
- [27] F. COLONE, D. W. O'HAGAN, P. LOMBARDO et C. J. BAKER. « A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 45.2 (avr. 2009), p. 698-722. ISSN : 0018-9251. DOI : [10.1109/TAES.2009.5089551](https://doi.org/10.1109/TAES.2009.5089551).
- [28] F. COLONE, C. PALMARINI, T. MARTELLI et E. TILLI. « Sliding extensive cancellation algorithm for disturbance removal in passive radar ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 52.3 (juill. 2016), p. 1309-1326.
- [29] H. DENG et B. HIMED. « Interference Mitigation Processing for Spectrum-Sharing Between Radar and Wireless Communications Systems ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 49.3 (juill. 2013), p. 1911-1919. DOI : [10.1109/TAES.2013.6558027](https://doi.org/10.1109/TAES.2013.6558027).
- [30] *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*. ETSI EN 300 744.
- [31] S. H. DOKHANCHI, B. S. MYSORE, K. V. MISHRA et B. OTTERSTEN. « A mmWave Automotive Joint Radar-Communications System ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 55.3 (juin 2019), p. 1241-1260. DOI : [10.1109/TAES.2019.2899797](https://doi.org/10.1109/TAES.2019.2899797).
- [32] B. J. DONNET et I. D. LONGSTAFF. « Combining MIMO Radar with OFDM Communications ». In : *Eur. Radar Conf.* Sept. 2006, p. 37-40. DOI : [10.1109/EURAD.2006.280267](https://doi.org/10.1109/EURAD.2006.280267).
- [33] H.M. FINN et R.S. JOHNSON. « Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter-level estimates ». In : *RCA Review* 29 (sept. 1968), p. 414-464.
- [34] G. FORTINO, M. PATHAN et G. DI FATTA. « BodyCloud : Integration of Cloud Computing and body sensor networks ». In : *IEEE Int. Conf. Cloud Comput. Technol. Sci.* Déc. 2012, p. 851-856. DOI : [10.1109/CloudCom.2012.6427537](https://doi.org/10.1109/CloudCom.2012.6427537).
- [35] G. E. A. FRANKEN, H. NIKOOKAR et P. V. GENDEREN. « Doppler Tolerance of OFDM-coded Radar Signals ». In : *Eur. Radar Conf.* Sept. 2006, p. 108-111. DOI : [10.1109/EURAD.2006.280285](https://doi.org/10.1109/EURAD.2006.280285).
- [36] D. GARMATYUK, J. SCHUERGER et K. KAUFFMAN. « Multifunctional Software-Defined Radar Sensor and Data Communication System ». In : *IEEE Sens. J.* 11.1 (jan. 2011), p. 99-106. DOI : [10.1109/JSEN.2010.2052100](https://doi.org/10.1109/JSEN.2010.2052100).

- [37] G. GASSIER, G. CHABRIEL, J. BARRÈRE, F. BRIOLLE et C. JAUFFRET. « A unifying approach for disturbance cancellation and target detection in passive radar using OFDM ». In : *IEEE Trans. Signal Process.* 64.22 (nov. 2016), p. 5959-5971. ISSN : 1941-0476. DOI : [10.1109/TSP.2016.2600511](https://doi.org/10.1109/TSP.2016.2600511).
- [38] M. GLENDE. « PCL-Signal-Processing for Sidelobe Reduction in Case of Periodical Illuminator Signals ». In : *Int. Radar Symp.* Mai 2006, p. 1-4. DOI : [10.1109/IRS.2006.4338042](https://doi.org/10.1109/IRS.2006.4338042).
- [39] S. GOGINENI, M. RANGASWAMY et A. NEHORAI. « Multi-modal OFDM waveform design ». In : *IEEE Radar Conf.* Avr. 2013, p. 1-5. DOI : [10.1109/RADAR.2013.6586097](https://doi.org/10.1109/RADAR.2013.6586097).
- [40] H. GRIFFITHS, L. COHEN, S. WATTS, E. MOKOLE, C. BAKER, M. WICKS et S. BLUNT. « Radar Spectrum Engineering and Management : Technical and Regulatory Issues ». In : *Proc. IEEE* 103.1 (jan. 2015), p. 85-102. DOI : [10.1109/JPROC.2014.2365517](https://doi.org/10.1109/JPROC.2014.2365517).
- [41] E. GROSSI, M. LOPS, L. VENTURINO et A. ZAPPONE. « Opportunistic Radar in IEEE 802.11ad Networks ». In : *IEEE Trans. Signal Process.* 66.9 (mars 2018), p. 2441-2454. DOI : [10.1109/TSP.2018.2813300](https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2813300).
- [42] G. HAKOBYAN et B. YANG. « A Novel Inter-carrier-Interference Free Signal Processing Scheme for OFDM Radar ». In : *IEEE Trans. Veh. Technol.* 67.6 (juin 2018), p. 5158-5167. ISSN : 1939-9359. DOI : [10.1109/TVT.2017.2723868](https://doi.org/10.1109/TVT.2017.2723868).
- [43] L. HAN et K. WU. « Multifunctional Transceiver for Future Intelligent Transportation Systems ». In : *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 59.7 (juill. 2011), p. 1879-1892. DOI : [10.1109/TMTT.2011.2138156](https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2138156).
- [44] You HAN, Eylem EKICI, Haris KREMO et Onur ALTINTAS. « Spectrum sharing methods for the coexistence of multiple RF systems : A survey ». In : *Elsevier Ad Hoc Netw.* 53 (sept. 2016), p. 53-78. ISSN : 1570-8705. DOI : <https://doi.org/10.1016/j.adhoc.2016.09.009>.
- [45] A. HASSANIEN, M. G. AMIN, E. ABOUTANIOS et B. HIMED. « Dual-Function Radar Communication Systems : A Solution to the Spectrum Congestion Problem ». In : *IEEE Signal. Proc. Mag.* 36.5 (sept. 2019), p. 115-126. DOI : [10.1109/MSP.2019.2900571](https://doi.org/10.1109/MSP.2019.2900571).
- [46] S. HAYKIN. « Cognitive radio : brain-empowered wireless communications ». In : *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 23.2 (fév. 2005), p. 201-220. DOI : [10.1109/JSAC.2004.839380](https://doi.org/10.1109/JSAC.2004.839380).
- [47] J.A. HÖGBOM. « Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines ». In : *Astron. and Astrophys. Suppl. Series* 15 (juin 1974), p. 417.
- [48] P. E. HOWLAND, D. MAKSIMIUK et G. REITSMA. « FM radio based bistatic radar ». In : *IEE Proc. - Radar, Sonar and Navigation* 152.3 (juin 2005), p. 107-115. ISSN : 1350-2395. DOI : [10.1049/ip-rsn:20045077](https://doi.org/10.1049/ip-rsn:20045077).

Bibliographie

- [49] G-Y JIN, X-Y LU et M-S PARK. « An indoor localization mechanism using active RFID tag ». In : *IEEE Int. Conf. Sens. Netw. Ubiquitous Trustworthy Comput.* T. 1. Juin 2006, p. 1-4. DOI : [10.1109/SUTC.2006.1636157](https://doi.org/10.1109/SUTC.2006.1636157).
- [50] P. JUNG. « Pulse shaping, localization and the approximate eigenstructure of LTV channels (Special Paper) ». In : *IEEE Wireless Commun. and Netw. Conf.* Avr. 2008, p. 1114-1119. DOI : [10.1109/WCNC.2008.201](https://doi.org/10.1109/WCNC.2008.201).
- [51] Steven M. KAY. *Fundamentals of Statistical Signal Processing : Estimation Theory*. Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice-Hall, Inc., 1993. ISBN : 0-13-345711-7.
- [52] S. KEMKEMIAN, M. NOUVEL-FIANI, P. CORNIC, P. L. BIHAN et P. GARREC. « Radar systems for “Sense and Avoid” on UAV ». In : *IEEE Int. Conf. on Radar*. Oct. 2009, p. 1-6.
- [53] A. KHAWAR, A. ABDEL-HADI et T. C. CLANCY. « Spectrum sharing between S-band radar and LTE cellular system : A spatial approach ». In : *IEEE Int. Symp. Dyn. Spectr. Access Netw.* Avr. 2014, p. 7-14. DOI : [10.1109/DySPAN.2014.6817773](https://doi.org/10.1109/DySPAN.2014.6817773).
- [54] John R KLAUDER, AC PRICE, Sidney DARLINGTON et Walter J ALBERSHEIM. « The theory and design of chirp radars ». In : *Bell System Technical Journal* 39.4 (juill. 1960), p. 745-808. DOI : [10.1002/j.1538-7305.1960.tb03942.x](https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1960.tb03942.x).
- [55] B. KNOEDLER, R. ZEMMARI et W. KOCH. « On the detection of small UAV using a GSM passive coherent location system ». In : *Int. Radar Symp.* Mai 2016, p. 1-4. DOI : [10.1109/IRS.2016.7497375](https://doi.org/10.1109/IRS.2016.7497375).
- [56] S. KOSLOWSKI, M. BRAUN et F. K. JONDRAL. « Using filter bank multicarrier signals for radar imaging ». In : *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symp.* Mai 2014, p. 152-157. DOI : [10.1109/PLANS.2014.6851369](https://doi.org/10.1109/PLANS.2014.6851369).
- [57] W. KOZEK et A. F. MOLISCH. « On the eigenstructure of underspread WSSUS channels ». In : *IEEE Int. Workshop on Signal Process. Advances in Wireless Commun.* Avr. 1997, p. 325-328. DOI : [10.1109/SPAWC.1997.630380](https://doi.org/10.1109/SPAWC.1997.630380).
- [58] K. S. KULPA et Z. CZEKALA. « Masking effect and its removal in PCL radar ». In : *IEE Proc. - Radar, Sonar and Navigation* 152.3 (juin 2005), p. 174-178. DOI : [10.1049/ip-rsn:20045026](https://doi.org/10.1049/ip-rsn:20045026).
- [59] P. KUMARI, J. CHOI, N. GONZÁLEZ-PRELCIC et R. W. HEATH. « IEEE 802.11ad-Based Radar : An Approach to Joint Vehicular Communication-Radar System ». In : *IEEE Trans. Veh. Technol.* 67.4 (avr. 2018), p. 3012-3027. ISSN : 0018-9545. DOI : [10.1109/TVT.2017.2774762](https://doi.org/10.1109/TVT.2017.2774762).
- [60] A. LACKPOUR, A. ROSENWINKEL, J. R. GUERCI, A. MODY et D. RYAN. « Design and analysis of an information exchange-based radar/communications spectrum sharing system (RCS3) ». In : *IEEE Radar Conf.* Juin 2016, p. 1-6. DOI : [10.1109/RADAR.2016.7485063](https://doi.org/10.1109/RADAR.2016.7485063).
- [61] G. LELLOUCH, A. K. MISHRA et M. INGGS. « Design of OFDM radar pulses using genetic algorithm based techniques ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 52.4 (août 2016), p. 1953-1966. DOI : [10.1109/TAES.2016.140671](https://doi.org/10.1109/TAES.2016.140671).

- [62] G. LELLOUCH et H. NIKOOKAR. « On the capability of a radar network to support communications ». In : *IEEE Symp. on Commun. and Veh. Tech.* Nov. 2007, p. 1-5. DOI : [10.1109/SCVT.2007.4436249](https://doi.org/10.1109/SCVT.2007.4436249).
- [63] N. LEVANON. « Multifrequency complementary phase-coded radar signal ». In : *IEE Proc. - Radar, Sonar and Navigation* 147.6 (déc. 2000), p. 276-284. DOI : [10.1049/ip-rsn:20000734](https://doi.org/10.1049/ip-rsn:20000734).
- [64] N. LEVANON et E. MOZESON. « Multicarrier radar signal - pulse train and CW ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 38.2 (avr. 2002), p. 707-720. DOI : [10.1109/TAES.2002.1009000](https://doi.org/10.1109/TAES.2002.1009000).
- [65] B. LI, A. P. PETROPULU et W. TRAPPE. « Optimum Co-Design for Spectrum Sharing between Matrix Completion Based MIMO Radars and a MIMO Communication System ». In : *IEEE Trans. Signal Process.* 64.17 (mai 2016), p. 4562-4575. DOI : [10.1109/TSP.2016.2569479](https://doi.org/10.1109/TSP.2016.2569479).
- [66] F. LIU, C. MASOUIROS, A. P. PETROPULU, H. GRIFFITHS et L. HANZO. « Joint Radar and Communication Design : Applications, State-of-the-Art, and the Road Ahead ». In : *IEEE Trans. Commun.* 68.6 (juin 2020), p. 3834-3862. DOI : [10.1109/TCOMM.2020.2973976](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.2973976).
- [67] Y. LIU, G. Y. LIANG, D. GARMATYUK et Y. T. J. MORTON. « USRP based OFDM radar systems for doorway detection ». In : *IEEE Radar Conf.* Mai 2014, p. 0875-0880. DOI : [10.1109/RADAR.2014.6875714](https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875714).
- [68] Y. LIU, X. WAN, H. TANG, J. YI, Y. CHENG et X. ZHANG. « Digital television based passive bistatic radar system for drone detection ». In : *IEEE Radar Conf.* Mai 2017, p. 1493-1497. DOI : [10.1109/RADAR.2017.7944443](https://doi.org/10.1109/RADAR.2017.7944443).
- [69] M.W. LONG. *Radar Reflectivity of Land and Sea*. Radar Library. Artech House, 2001. ISBN : 9780890061305.
- [70] *LTE : Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), physical channels and modulation*. ETSI TS 136 211.
- [71] Alexandru MARȚIAN, Călin VLĂDEANU, Ioana MARCU et Ion MARGHESCU. « Evaluation of spectrum occupancy in an urban environment in a cognitive radio context ». In : *IARIA Int. J. Adv. Telecommun.* 3.3 (2010), p. 172-181. ISSN : 1942-2601.
- [72] A. F. MARTONE, K. I. RANNEY, K. SHERBONDY, K. A. GALLAGHER et S. D. BLUNT. « Spectrum Allocation for Noncooperative Radar Coexistence ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 54.1 (fév. 2018), p. 90-105. DOI : [10.1109/TAES.2017.2735659](https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2735659).
- [73] S. MERCIER, S. BIDON et D. ROQUE. « CA-CFAR detection based on AWG interference model in a low-complexity WCP-OFDM receiver ». In : *IEEE Asilomar Conf. on Signals, Syst. and Comput.* Oct. 2017. DOI : [10.1109/ACSSC.2017.8335638](https://doi.org/10.1109/ACSSC.2017.8335638). URL : <http://oatao.univ-toulouse.fr/19820/>.

Bibliographie

- [74] S. MERCIER, S. BIDON, D. ROQUE et C. ENDERLI. « Clairvoyant clutter mitigation in a symbol-based OFDM radar receiver ». In : *IEEE Int. Radar Conf.* Sept. 2019. DOI : [10.1109/RADAR41533.2019.171385](https://doi.org/10.1109/RADAR41533.2019.171385). URL : <https://oatao.univ-toulouse.fr/23999/>.
- [75] S. MERCIER, S. BIDON, D. ROQUE et C. ENDERLI. « Comparison of Correlation-based OFDM Radar Receivers ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 56.6 (juin 2020), p. 4796-4813. ISSN : 1557-9603. DOI : [10.1109/TAES.2020.3003704](https://doi.org/10.1109/TAES.2020.3003704). URL : <https://oatao.univ-toulouse.fr/25917/>.
- [76] S. MERCIER, D. ROQUE, S. BIDON et C. ENDERLI. « Correlation-Based Radar Receivers with Pulse-Shaped OFDM Signals ». In : *IEEE Radar Conf.* Sept. 2020. URL : <https://oatao.univ-toulouse.fr/26532/>.
- [77] S. MERCIER, D. ROQUE et S. BIDON. « Successive self-interference cancellation in a low-complexity WCP-OFDM radar receiver ». In : *IEEE Asilomar Conf. on Signals, Syst. and Comput.* Oct. 2018. DOI : [10.1109/ACSSC.2018.8645413](https://doi.org/10.1109/ACSSC.2018.8645413). URL : <http://oatao.univ-toulouse.fr/22923/>.
- [78] S. MERCIER, D. ROQUE et S. BIDON. « Study of the target self-interference in a low-complexity OFDM-based radar receiver ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 55.3 (juin 2019), p. 1200-1212. ISSN : 0018-9251. DOI : [10.1109/TAES.2018.2879534](https://doi.org/10.1109/TAES.2018.2879534). URL : <http://oatao.univ-toulouse.fr/21176/>.
- [79] S. MERCIER, D. ROQUE, S. BIDON et C. ENDERLI. « Réjection clairvoyante du fouillis de sol dans l'espace sous-bande d'un récepteur radar OFDM ». In : *GRETSI*. Août 2019. URL : <http://oatao.univ-toulouse.fr/23997/>.
- [80] N. NARTASILPA, A. SALIM, D. TUNINETTI et N. DEVROYE. « Communications System Performance and Design in the Presence of Radar Interference ». In : *IEEE Trans. Commun.* 66.9 (sept. 2018), p. 4170-4185. DOI : [10.1109/TCOMM.2018.2823764](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2018.2823764).
- [81] F.E. NATHANSON, J.P. REILLY et M.N. COHEN. *Radar Design Principles : Signal Processing and the Environment*. SciTech Pub., 1999. ISBN : 9781891121098.
- [82] Fredy D NEESER et James L MASSEY. « Proper complex random processes with applications to information theory ». In : *IEEE Trans. Inf. Theory* 39.4 (juill. 1993), p. 1293-1302.
- [83] Y. NIJSURE, Y. CHEN, C. YUEN et Y. H. CHEW. « Location-aware spectrum and power allocation in joint cognitive communication-radar networks ». In : *Conf. Cogn. Radio Oriented Wireless Netw. Commun.* Juin 2011, p. 171-175. DOI : [10.4108/icst.crowncom.2011.245751](https://doi.org/10.4108/icst.crowncom.2011.245751).
- [84] D. O. NORTH. *Analysis of the factors which determine signal/noise discrimination in radar*. Rapp. tech. RCA Laboratories, Princeton, juin 1943.
- [85] Alan V. OPPENHEIM et Ronald W. SCHAFFER. *Discrete-time signal processing*. Pearson, 2010.

- [86] F. PAISANA, J. P. MIRANDA, N. MARCHETTI et L. A. DASILVA. « Database-aided sensing for radar bands ». In : *IEEE Int. Symp. Dyn. Spectr. Access Netw.* Avr. 2014, p. 1-6. DOI : [10.1109/DySPAN.2014.6817772](https://doi.org/10.1109/DySPAN.2014.6817772).
- [87] J. E. PALMER, H. A. HARMS, S. J. SEARLE et L. DAVIS. « DVB-T passive radar signal processing ». In : *IEEE Trans. Signal Process.* 61.8 (avr. 2013), p. 2116-2126. ISSN : 1941-0476. DOI : [10.1109/TSP.2012.2236324](https://doi.org/10.1109/TSP.2012.2236324).
- [88] J. E. PALMER et S. J. SEARLE. « Evaluation of adaptive filter algorithms for clutter cancellation in Passive Bistatic Radar ». In : *IEEE Radar Conf.* Mai 2012, p. 0493-0498. DOI : [10.1109/RADAR.2012.6212191](https://doi.org/10.1109/RADAR.2012.6212191).
- [89] D. PASTINA, F. COLONE, T. MARTELLI et P. FALCONE. « Parasitic Exploitation of Wi-Fi Signals for Indoor Radar Surveillance ». In : *IEEE Trans. Veh. Technol.* 64.4 (avr. 2015), p. 1401-1415. ISSN : 1939-9359. DOI : [10.1109/TVT.2015.2392936](https://doi.org/10.1109/TVT.2015.2392936).
- [90] B. PAUL, A. R. CHIRIYATH et D. W. BLISS. « Survey of RF communications and sensing convergence research ». In : *IEEE Access* 5 (déc. 2016), p. 252-270. DOI : [10.1109/ACCESS.2016.2639038](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2016.2639038).
- [91] D. PINCHON et P. SIOHAN. « Closed-form expressions of optimal short PR FMT prototype filters ». In : *IEEE Global Commun. Conf.* Déc. 2011. DOI : [10.1109/GLOCOM.2011.6133592](https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2011.6133592).
- [92] D. POUILLIN. « Passive detection using digital broadcasters (DAB, DVB) with COFDM modulation ». In : *IEE Proc. - Radar, Sonar and Navigation* 152.3 (juin 2005), p. 143-152. ISSN : 1350-2395. DOI : [10.1049/ip-rsn:20045017](https://doi.org/10.1049/ip-rsn:20045017).
- [93] J.G. PROAKIS et M. SALEHI. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2008. ISBN : 9780071263788.
- [94] *Radio Broadcasting Systems ; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers*. ETSI EN 300 401.
- [95] Mark A. RICHARDS, James A. SCHEER et William A. HOLM, éd. *Principles of Modern Radar : Basic Principles*. T. 1. SciTech Pub., 2010.
- [96] M. A. RINGER et G. J. FRAZER. « Waveform analysis of transmissions of opportunity for passive radar ». In : *IEEE Int. Symp. Signal Process. Appl.* T. 2. Août 1999, p. 511-514. DOI : [10.1109/ISSPA.1999.815722](https://doi.org/10.1109/ISSPA.1999.815722).
- [97] M. ROBERTON et E. R. BROWN. « Integrated radar and communications based on chirped spread-spectrum techniques ». In : *IEEE Int. Microw. Symp.* T. 1. Juin 2003, p. 611-614. DOI : [10.1109/MWSYM.2003.1211013](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2003.1211013).
- [98] R. A. ROMERO et K. D. SHEPHERD. « Friendly Spectrally Shaped Radar Waveform With Legacy Communication Systems for Shared Access and Spectrum Management ». In : *IEEE Access* 3 (août 2015), p. 1541-1554. DOI : [10.1109/ACCESS.2015.2473169](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2015.2473169).
- [99] D. ROQUE et S. BIDON. « Using WCP-OFDM signals with time-frequency localized pulses for radar sensing ». In : *IEEE Asilomar Conf. on Signals, Syst. and Comput.* IEEE, nov. 2016. DOI : [10.1109/ACSSC.2016.7869552](https://doi.org/10.1109/ACSSC.2016.7869552). URL : <http://oatao.univ-toulouse.fr/17616/>.

Bibliographie

- [100] D. ROQUE et C. SICLET. « Performances of Weighted Cyclic Prefix OFDM with Low-Complexity Equalization ». In : *IEEE Commun. Lett.* 17.3 (mars 2013), p. 439-442. DOI : [10.1109/LCOMM.2013.011513.121997](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2013.011513.121997).
- [101] G. N. SADDIK, R. S. SINGH et E. R. BROWN. « Ultra-wideband multifunctional communications/radar system ». In : *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 55.7 (juill. 2007), p. 1431-1437. DOI : [10.1109/TMTT.2007.900343](https://doi.org/10.1109/TMTT.2007.900343).
- [102] A. SAHIN, I. GUVENC et H. ARSLAN. « A survey on multicarrier communications : prototype filters, lattice structures, and implementation aspects ». In : *IEEE Commun. Surveys Tuts.* 16.3 (déc. 2013), p. 1312-1338. ISSN : 1553-877X. DOI : [10.1109/SURV.2013.121213.00263](https://doi.org/10.1109/SURV.2013.121213.00263).
- [103] M SAJATOVIC, B HAINDL, U EPPLE, T GRÄUPL, C RIHACEK, M SCHNELL, N FISTAS, JU KOCH, HW KIM et E LE-HO. « Updated LDACS1 system specification ». In : *SESAR P15 2* (2011).
- [104] AA SALAH, RSA Raja ABDULLAH, A ISMAIL, F HASHIM et NH Abdul AZIZ. « Experimental study of LTE signals as illuminators of opportunity for passive bistatic radar applications ». In : *IET Electron. Lett.* 50.7 (avr. 2014), p. 545-547. DOI : [10.1049/el.2014.0237](https://doi.org/10.1049/el.2014.0237).
- [105] Frank H SANDERS, Robert L SOLE, Brent L BEDFORD, David FRANC et Timothy PAWLOWITZ. *Effects of RF interference on radar receivers*. Rapp. tech. 06-444. NTIA, sept. 2006.
- [106] Frank H SANDERS, Robert L SOLE, John E CARROLL, Glenn S SECREST et T Lynn ALLMON. *Analysis and resolution of RF interference to radars operating in the band 2700-2900 MHz from broadband communication transmitters*. Rapp. tech. 13-490. NTIA, oct. 2012.
- [107] R. SARUTHIRATHANAWORAKUN, J. M. PEHA et L. M. CORREIA. « Opportunistic Sharing Between Rotating Radar and Cellular ». In : *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 30.10 (oct. 2012), p. 1900-1910. DOI : [10.1109/JSAC.2012.121106](https://doi.org/10.1109/JSAC.2012.121106).
- [108] C. SCHWARK et D. CRISTALLINI. « Advanced multipath clutter cancellation in OFDM-based passive radar systems ». In : *IEEE Radar Conf.* Mai 2016, p. 1-4. DOI : [10.1109/RADAR.2016.7485166](https://doi.org/10.1109/RADAR.2016.7485166).
- [109] S. SEARLE, D. GUSTAINIS, B. HENNESSY et R. YOUNG. « Aspects of delay-Doppler filtering in OFDM passive radar ». In : *IEEE Int. Conf. on Radar*. Août 2018, p. 1-6. DOI : [10.1109/RADAR.2018.8557292](https://doi.org/10.1109/RADAR.2018.8557292).
- [110] S. SEARLE, D. GUSTAINIS, B. HENNESSY et R. YOUNG. « Cancelling strong Doppler shifted returns in OFDM based passive radar ». In : *IEEE Radar Conf.* Avr. 2018, p. 0359-0354. DOI : [10.1109/RADAR.2018.8378583](https://doi.org/10.1109/RADAR.2018.8378583).
- [111] S. SEARLE, J. PALMER, L. DAVIS, D. W. O'HAGAN et M. UMMENHOFER. « Evaluation of the ambiguity function for passive radar with OFDM transmissions ». In : *IEEE Radar Conf.* Mai 2014, p. 1040-1045. DOI : [10.1109/RADAR.2014.6875747](https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875747).

- [112] S. SEN et A. NEHORAI. « Target detection in clutter using adaptive OFDM radar ». In : *IEEE Signal. Proc. Let.* 16.7 (juill. 2009), p. 592-595. DOI : [10.1109/LSP.2009.2020470](https://doi.org/10.1109/LSP.2009.2020470).
- [113] S. SEN et A. NEHORAI. « Adaptive OFDM radar for target detection in multipath scenarios ». In : *IEEE Trans. Signal Process.* 59.1 (jan. 2011), p. 78-90. DOI : [10.1109/TSP.2010.2086448](https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2086448).
- [114] C.E. SHANNON. « A mathematical theory of communication ». In : *Bell Syst. Tech. J.* 27 (oct. 1948), p. 379-423, 623-656. DOI : [10.1002/j.1538-7305.1948.tb01338.x](https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1948.tb01338.x).
- [115] C.E. SHANNON. « Communication in the presence of noise ». In : *Proc. IRE* 37.1 (jan. 1949), p. 10-21. ISSN : 0096-8390. DOI : [10.1109/JRPROC.1949.232969](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1949.232969).
- [116] X. SHAOJIAN, C. BING et Z. PING. « Radar-communication integration based on DSSS techniques ». In : *IEEE Int. Conf. on Signal Process.* T. 4. Nov. 2006. DOI : [10.1109/ICOSP.2006.346041](https://doi.org/10.1109/ICOSP.2006.346041).
- [117] Y. L. SIT, L. REICHARDT, C. STURM et T. ZWICK. « Extension of the OFDM joint radar-communication system for a multipath, multiuser scenario ». In : *IEEE Radar Conf.* Mai 2011, p. 718-723. DOI : [10.1109/RADAR.2011.5960632](https://doi.org/10.1109/RADAR.2011.5960632).
- [118] A. SKRZYPCZAK, P. SIOHAN et J. P. JAVAUDIN. « Analysis of the peak-to-average power ratio of the oversampled OFDM ». In : *IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process. Proc.* T. 4. Mai 2006, p. 309-312. DOI : [10.1109/ICASSP.2006.1660967](https://doi.org/10.1109/ICASSP.2006.1660967).
- [119] H. STOCKMAN. « Communication by Means of Reflected Power ». In : *Proc. IRE* 36.10 (oct. 1948), p. 1196-1204. DOI : [10.1109/JRPROC.1948.226245](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1948.226245).
- [120] C. STURM, E. PANCERA, T. ZWICK et W. WIESBECK. « A novel approach to OFDM radar processing ». In : *IEEE Radar Conf.* Mai 2009, p. 1-4. DOI : [10.1109/RADAR.2009.4977002](https://doi.org/10.1109/RADAR.2009.4977002).
- [121] C. STURM, Y. L. SIT, M. BRAUN et T. ZWICK. « Spectrally interleaved multi-carrier signals for radar network applications and multi-input multi-output radar ». In : *IET Radar Sonar Navig.* 7.3 (mars 2013), p. 261-269. ISSN : 1751-8784. DOI : [10.1049/iet-rsn.2012.0040](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2012.0040).
- [122] C. STURM et W. WIESBECK. « Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing ». In : *Proc. IEEE* 99.7 (juill. 2011), p. 1236-1259. DOI : [10.1109/JPROC.2011.2131110](https://doi.org/10.1109/JPROC.2011.2131110).
- [123] C. STURM, T. ZWICK et W. WIESBECK. « An OFDM system concept for joint radar and communications operations ». In : *IEEE Veh. Technol. Conf.* Avr. 2009, p. 1-5. DOI : [10.1109/VETECS.2009.5073387](https://doi.org/10.1109/VETECS.2009.5073387).
- [124] C. STURM, T. ZWICK, W. WIESBECK et M. BRAUN. « Performance verification of symbol-based OFDM radar processing ». In : *IEEE Radar Conf.* Mai 2010, p. 60-63. DOI : [10.1109/RADAR.2010.5494651](https://doi.org/10.1109/RADAR.2010.5494651).

Bibliographie

- [125] D. K. P. TAN, H. SUN, Y. LU, M. LESTURGIE et H. L. CHAN. « Passive radar using Global System for Mobile communication signal : theory, implementation and measurements ». In : *IEE Proc. - Radar, Sonar and Navigation* 152.3 (juin 2005), p. 116-123. ISSN : 1350-2395. DOI : [10.1049/ip-rsn:20055038](https://doi.org/10.1049/ip-rsn:20055038).
- [126] M. TERCERO, K. W. SUNG et J. ZANDER. « Impact of aggregate interference on meteorological radar from secondary users ». In : *IEEE Wireless Commun. Netw. Conf.* Mars 2011, p. 2167-2172. DOI : [10.1109/WCNC.2011.5779468](https://doi.org/10.1109/WCNC.2011.5779468).
- [127] R. F. TIGREK, W. J. A. DE HEIJ et P. VAN GENDEREN. « OFDM signals as the radar waveform to solve Doppler ambiguity ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 48.1 (jan. 2012), p. 130-143. ISSN : 2371-9877. DOI : [10.1109/TAES.2012.6129625](https://doi.org/10.1109/TAES.2012.6129625).
- [128] J. TSAO et B. D. STEINBERG. « Reduction of sidelobe and speckle artifacts in microwave imaging : the CLEAN technique ». In : *IEEE Trans. Antennas Propag.* 36.4 (avr. 1988), p. 543-556. ISSN : 0018-926X. DOI : [10.1109/8.1144](https://doi.org/10.1109/8.1144).
- [129] G. TURIN. « An introduction to matched filters ». In : *IRE Transactions Inf. Theory* 6.3 (juin 1960), p. 311-329. ISSN : 2168-2712. DOI : [10.1109/TIT.1960.1057571](https://doi.org/10.1109/TIT.1960.1057571).
- [130] A. TURLAPATY et Y. JIN. « A joint design of transmit waveforms for radar and communications systems in coexistence ». In : *IEEE Radar Conf.* Mai 2014, p. 0315-0319. DOI : [10.1109/RADAR.2014.6875606](https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875606).
- [131] Z. WANG et G. B. GIANNAKIS. « Wireless multicarrier communications ». In : *IEEE Signal Proc. Mag.* 17.3 (mai 2000), p. 29-48. DOI : [10.1109/79.841722](https://doi.org/10.1109/79.841722).
- [132] J. WARD. *Space-Time Adaptive Processing for Airborne Radar*. Rapp. tech. Lincoln Lab., Massachusetts Institute of Technology, déc. 1994.
- [133] S. WEINSTEIN et P. EBERT. « Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform ». In : *IEEE T. Commun. Techn.* 19.5 (oct. 1971), p. 628-634. ISSN : 0018-9332. DOI : [10.1109/TCOM.1971.1090705](https://doi.org/10.1109/TCOM.1971.1090705).
- [134] P. WOJACZEK, F. COLONE, D. CRISTALLINI et P. LOMBARDO. « Reciprocal-Filter-Based STAP for Passive Radar on Moving Platforms ». In : *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 55.2 (avr. 2019), p. 967-988. ISSN : 0018-9251. DOI : [10.1109/TAES.2018.2867688](https://doi.org/10.1109/TAES.2018.2867688).
- [135] Z. ZHAO, X. WAN, Q. SHAO, Z. GONG et F. CHENG. « Multipath clutter rejection for digital radio mondiale-based HF passive bistatic radar with OFDM waveform ». In : *IET Radar, Sonar Navigation* 6.9 (déc. 2012), p. 867-872. ISSN : 1751-8792. DOI : [10.1049/iet-rsn.2012.0011](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2012.0011).

Résumé — À travers ces travaux de thèse, on s'intéresse à l'utilisation d'une forme d'onde unique pour remplir simultanément une double fonction radar/communication. En plus de répondre à la problématique grandissante de congestion du spectre, cette approche faciliterait en outre l'intégration des systèmes radiofréquences au sein de plateformes mobiles. La volonté de garantir une efficacité spectrale élevée et un coût calculatoire acceptable au système de transmission, combinée au caractère doublement sélectif des canaux de propagation rencontrés, nous amènent à nous focaliser sur l'étude des modulations multiporteuses à filtres courts (WCP-OFDM). Cependant, l'information portée par le signal émis génère un phénomène d'interférence dans les récepteurs radar usuels basés sur la corrélation, qui se manifeste par une élévation du plancher de bruit dans les cartes distance-Doppler. Dans un premier temps, nous modélisons cette interférence et comparons son impact sur les performances en détection de ces différents filtres de réception. Les atouts du *symbol-based* sont notamment mis en exergue. Dans un second temps, ce récepteur est alors enrichi de techniques visant à traiter l'interférence. À chaque fois, les effets de l'opération de mise en forme du signal sont examinés.

Mots clés : partage du spectre, partage de forme d'onde, traitement du signal, radar-communications, modulations multiporteuses, OFDM, traitement d'interférence.

Abstract — In this PhD thesis, we are interested in using a single waveform to fulfill radar and communication functions simultaneously. While addressing the spectrum congestion issue, such an approach could also ease the integration of radiofrequency systems within moving platforms. The desire for a high spectral efficiency and a reasonable computation complexity, in conjunction with the doubly selective property of the encountered propagation channels, specifically lead us to consider multicarrier modulations with short pulses (WCP-OFDM). However, the data symbols carried by the transmitted signal induce an interference phenomenon in classical correlation-based radar receivers, which translates into an increased noise floor in the range-Doppler maps. First, we model this interference and compare its impact on the detection performance of these receiving filters. Benefits of the *symbol-based* processing are evidenced. Then, this receiver is augmented with interference cancellation techniques. In each case, the relevance of pulse-shaping is examined.

Keywords : spectrum sharing, waveform sharing, signal processing, radar-communications, multicarrier modulations, OFDM, interference mitigation.
