



HAL
open science

Architecture radar adaptative à basse consommation pour l'extraction de signes vitaux

Etienne Antide

► **To cite this version:**

Etienne Antide. Architecture radar adaptative à basse consommation pour l'extraction de signes vitaux. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Grenoble Alpes [2020-..], 2022. Français. NNT : 2022GRALT023 . tel-03709642

HAL Id: tel-03709642

<https://theses.hal.science/tel-03709642>

Submitted on 30 Jun 2022

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : SIGNAL IMAGE PAROLE TELECOMS

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

Etienne ANTIDE

Thèse dirigée par **Olivier MICHEL**, Prof, Université Grenoble Alpes,
et co-encadrée par **Mykhailo ZARUDNIEV**, Dr, CEA
et **Michaël PELISSIER**, Dr, CEA

préparée au sein du **Laboratoire Architectures Intégrées
Radiofréquences (LAIR) au CEA/LETI**
dans l'**École Doctorale Électronique, Électrotechnique
Automatique, Traitement du Signal (EEATS)**

Architecture radar adaptative à basse consommation pour l'extraction de signes vitaux

Thèse soutenue publiquement le **18 mars 2022**
devant le jury composé de :

Monsieur Jean-Marc VESIN

MÂÎTRE DE RECHERCHE, École Polytechnique Fédérale de Lausanne,
Rapporteur

Monsieur Jean-Philippe OVARLEZ

DIRECTEUR DE RECHERCHE ONERA, ONERA,
Rapporteur

Madame Michèle ROMBAUT

PROFESSEURE DES UNIVERSITÉS, Université Grenoble Alpes,
Présidente

Madame Inbar FIJALKOW

PROFESSEURE DES UNIVERSITÉS, Cergy Paris Université,
Examinatrice

Monsieur Julien HUILLERY

MÂÎTRE DE CONFÉRENCE, École Centrale de Lyon,
Examineur

Monsieur Olivier MICHEL

PROFESSEUR DES UNIVERSITÉS, Université Grenoble Alpes, Directeur
de thèse



Remerciements

POUR commencer, je tiens à remercier Mykhailo Zarudniev pour son aide précieuse et son soutien indéfectible. Merci d'avoir été présent et disponible quand j'en avais le plus besoin. Je remercie mon directeur de thèse Olivier Michel pour ses remarques toujours pertinentes, sa rigueur scientifique et surtout pour sa bienveillance. Enfin, je remercie Michaël Pelissier pour m'avoir accueilli au sein du Laboratoire d'Architectures Intégrées Radiofréquences (LAIR) et pour sa vision transverse du domaine de recherche. Merci à vous trois pour m'avoir accompagné au cours de ces trois années de thèse et de m'avoir aidé à faire de mon mieux.

Je remercie tous mes collègues du CEA/LETI et du LAIR avec qui j'ai pu travailler ou échanger, notamment Alexandre Siligaris, David Lachartre, Cedric Dehos, Alice Bossuet, Clément Jany, Dominique Morche, Damien Parat et Eric Mercier. Je remercie chaleureusement Jorge-Luis Gulfo Monsalve, Marguerite Marnat et Maxime Lecomte pour les discussions passionnantes que nous avons pu avoir.

Je remercie également tous mes camarades thésards. Merci à Abdessamad Boulmirat, Saad Boutayeb, Ghita Yaakoubi, Naci Pekçokgüler, Aïcha Said, Lucien Paquien et aussi à Jérémy Barra. Je remercie tout particulièrement Joe Bachi et Mathilde Ouvrier-Bufferet qui sont arrivés en même temps que moi dans l'équipe et avec qui j'ai partagé mes joies, mes doutes, mes rires, mes espoirs et plusieurs litres de cafés.

Enfin, je remercie mes amis et ma famille, que je n'ai pas pu voir autant que je l'aurais voulu, pour avoir cru en moi.

"It is wholly a confusion of ideas to suppose that the economical use of fuel is equivalent to a diminished consumption. The very contrary is the truth"

The coal question,
W.S. Jevons

"C'est une confusion totale que de supposer qu'un usage économe de combustible est équivalent à une diminution de la consommation. C'est l'exact opposé qui est vrai."

Sur la question du charbon,
W.S. Jevons
(traduction personnelle)

Table des matières

Sigles et Acronymes	xvii
Introduction	1
1 Cahier des Charges applicatif	5
1.1 Description des signes vitaux	6
1.1.1 Rythme cardiaque	6
1.1.2 Respiration	7
1.2 Vers des solutions de mesures sans contact	7
1.3 Détection Radar	8
1.3.1 Équation RADAR et Surface équivalente radar	8
1.3.2 Objectifs de détection	10
1.4 Conclusions	12
2 État de l'Art des radars pour la détection de signes vitaux	15
2.1 Le radar Doppler	16
2.1.1 Principe de Fonctionnement	16
2.1.2 Extraction des signatures des signes vitaux : l'analyse Micro-Doppler	19
2.1.3 Architectures	22
2.2 Radar impulsionnel Ultra-Large Band (UWB)	22
2.2.1 Mesure de distances	22

2.2.1.1	Mesure de temps de vol	22
2.2.1.2	Résolution Spatiale	26
2.2.1.3	Ultra-Large Bande (UWB)	29
2.2.1.4	Intégration cohérente	30
2.2.2	Architecture	34
2.2.3	Le radar UWB pour l'extraction de signes vitaux	35
2.3	Radar à modulation de fréquence	37
2.3.1	Le radar à compression d'impulsion	37
2.3.2	Radar FMCW	41
2.3.2.1	Fréquences battements et échantillonnage	42
2.3.2.2	Résolution spatiale du radar FMCW	45
2.3.2.3	L'architecture FMCW	46
2.3.3	Variations de phase	48
2.3.4	La solution FM à rapport cyclique	51
2.3.5	Les avantages et limites de l'approche FMCW	53
2.4	Conclusion	54
3	Comparaison des solutions de l'État de l'Art pour un radar à basse consommation	57
3.1	Choix des paramètres du signal Radar	58
3.1.1	Fréquences Centrale et bande passante	58
3.1.2	Choix du Frame Rate	59
3.2	Dimensionnement et analyse système	61
3.2.1	Modèle de récepteur et calcul de bruit	61
3.2.2	Architectures	64
3.2.2.1	IR-UWB	64
3.2.2.2	FMCW et FM-DC	68

3.2.3	Conclusion de l'analyse comparative	69
3.3	Les limites de l'état de l'art	71
3.3.1	Limites de génération	72
3.3.2	Contraintes de réception	75
3.3.2.1	Effets sur la bande d'acquisition	75
3.3.2.2	Effets de fenêtrage et d'étalement fréquentiel	76
3.3.3	Bilan des contraintes, identification des verrous technologiques	81
3.4	Conclusion	81
4	Solution Adaptative à Faible Rapport Cyclique	83
4.1	Génération de Chirps Courts	85
4.1.1	Présentation du système TIMER	85
4.1.1.1	Architecture TIMER	85
4.1.1.2	Modélisation du signal de sortie de l'oscillateur	87
4.1.1.3	Analyse Spectrale	91
4.2	Le Stretch Processing : une solution aux problèmes de réception	102
4.2.1	Présentation du principe d'acquisition du Stretch Processing	102
4.2.2	Vers une solution adaptative	108
4.3	L'architecture d'une Solution adaptative à Stretch Processing temporel	109
4.3.1	Architecture	109
4.3.2	Modèle de RSB	110
4.3.2.1	Puissance de la partie déterministe du signal	111
4.3.2.2	Bruit thermique et bruit de phase	113
4.3.2.3	Rapport Signal-sur-Bruit	117
4.4	Conception d'une solution de mesure adaptative	124
4.4.1	Description du procédé adaptatif	124

4.4.1.1	Paramètres de simulations	124
4.4.1.2	Construction d'A Priori	125
4.4.1.3	Renfort d'a priori	126
4.4.1.4	Troisième détection à la bande maximale	126
4.4.2	Analyse de phase	128
4.4.2.1	Modèle des variations de phase	128
4.4.2.2	Correction de phase	132
4.5	Conclusion	137
5	Mesures	139
5.1	Présentation du dispositif de mesure	140
5.1.1	Le radar	140
5.1.2	Paillasse et appareils de mesures	141
5.2	Résultats de mesures	143
5.2.1	Objectifs de mesures et Remarques	143
5.2.2	Génération de chirps	144
5.2.2.1	Multiplication fréquentielle du chirp de référence	144
5.2.2.2	Filtrage des harmoniques	149
5.2.3	Production de fréquences battements	152
5.2.4	Rapport Cyclique	154
5.3	Conclusions	158
	Conclusions et Perspectives	161
5.4	Conclusions	161
5.5	Perspectives	162
5.6	Liste des publications	164

A Effet Doppler	165
B Fonction Rectangle	167
B.1 Définition	167
B.2 Impulsion rectangulaire retardée	167
B.3 Produit d'impulsions rectangulaires de retards différents	168
C Fonction d'autocorrélation du chirp linéaire	171
D Résultats supplémentaire de l'étude du système TIMER	173
D.1 Nombre d'oscillation d'un chirp	173
D.2 Variation de fréquence au sein d'une oscillation	175
Bibliographie	177

Liste des figures

1.1	Surface Équivalente Radar (SER) (a) Représentation du réflecteur (b) Modèle de sphère équivalente	10
1.2	Modèle de scène à plusieurs réflecteurs	11
2.1	Vitesses radiales mesurées par effet Doppler	17
2.2	Architecture du Radar Doppler	22
2.3	Formes d'onde des radars impulsionnels considérées (enveloppes rectangulaires); (a) Impulsion non modulée; (b) Impulsion modulée par une fréquence f_c constante . . .	23
2.4	a) impulsion transmise; (b) impulsion reçue après un temps de vol τ ; (c) enveloppe de la sortie du filtre adapté; (d) fdp de l'estimateur de temps de vol $\hat{\tau}$	25
2.5	Enveloppe de la fonction d'ambiguïté d'une impulsion rectangulaire de durée T_p . . .	27
2.6	Résolution de temps de vol	28
2.7	Bande Fractionnaire des signaux UWB	30
2.8	Train D'impulsions	32
2.9	Intégration cohérente	33
2.10	Architecture typique du radar impulsionnel Ultra-Large Bande	35
2.11	Mesures des variations de phases le long de l'axe des temps longs	37
2.12	Chirp linéaire représenté (a) dans le domaine temporel (b) dans le plan temps-fréquence	38
2.13	Fonction d'autocorrélation d'un chirp linéaire	39
2.14	Comparaison des fonctions d'ambiguïté d'une impulsion rectangulaire (en haut) et d'un chirp linéaire de même durée mais balayant une bande $B = 20/T_{Ramp}$ (en bas) .	40

2.15	Schémas résumant les opérations pour (a) le radar à compression d'impulsion, (b) le radar FMCW	41
2.16	Représentations des étapes de mesures successives des signaux FMCW (de haut en bas : signal transmis, représenté dans le temps ; signaux transmis et reçus représentés dans le plan temps-fréquence ; signal "IF", en sortie du mélangeur représenté dans le temps ; signal IF représenté dans le domaine fréquentiel)	43
2.17	Architecture du radar FMCW	47
2.18	Architecture du radar FMCW à démodulation I/Q	48
2.19	(a) Scène considérée dans cet exemple (b) Signal IF attendu avec une architecture FMCW sans démodulation I/Q ; (c) Signal IF attendu avec une démodulation I/Q	49
2.20	Représentations des étapes de mesures successives des signaux FMCW à rapport cyclique	52
3.1	Modèle du Récepteur avec ajout de bruit thermique	62
3.2	Modèle équivalent du Récepteur, bruit thermique ramené en entrée	62
3.3	Échantillonnage d'une impulsion	66
3.4	Représentation schématisée d'une Boucle à Verrouillage de Phase (PLL)	72
3.5	Variation des fréquences battements avec la durée de chirp T_{Ramp}	75
3.6	Effet de fenêtrage : support temporel commun entre un chirp émis et son écho	77
3.7	Mise en évidence de l'atténuation des fréquences IF causé par le fenêtrage temporel ; (a) Chirp de durée $T_{Ramp} = 40 \mu s$; (b) Chirp de durée $T_{Ramp} = 100 ns$	78
3.8	Mise en évidence de la dilatation des fréquences IF causé par l'effet fenêtrage ; (a) Chirp de durée $T_{Ramp} = 40 \mu s$; (b) Chirp de durée $T_{Ramp} = 100 ns$	79
4.1	Architecture du multiplieur de fréquence	86
4.2	(a) Chirp LFM de référence s_{ref} fourni en entrée du TIMER ; (b) Signal carré à rapport cyclique contrôlable produit par le DCC ; (c) Signal de sortie de l'oscillateur commandé par le DCC	87
4.3	Représentation schématique des instants $t_{start}(n)$ en fonction du paramètre de rapport cyclique α	88
4.4	Modèle du train de N_{osc} impulsions à fréquence de répétition croissante	91

4.5	Rotations des exponentielles complexes dans le plan complexe (a) Positions pour $f = f_{ref}$; (b) Positions pour $f = f_{max} = f_{ref} + B_{ref}$	93
4.6	Spectre de la somme $E1(f)$	94
4.7	Bandes d'atténuations provoquées par le décalages des zéros des sinus cardinaux	95
4.8	Spectre normalisé de $X_2(f)$, transformée de Fourier du train d'impulsions à PRI décroissante (exemple pour une rapport cyclique $1/\lambda = 1/2$)	97
4.9	Spectre normalisé de $X_{LO}(f)$: sortie de l'oscillateur commandé par le train d'impulsions $X_2(f)$ (exemple avec $f_c = 8 \cdot f_{ref}$)	98
4.10	Résultats de simulations : Comparaisons de la définition signal de sortie de l'oscillateur du TIMER dans le domaine temporel (en bleu) avec la transformée de Fourier inverse de son expression dans le domaine fréquentiel (en orange), voir équation (4.8) pour plusieurs valeurs de rapport cycliques (a) $\alpha = 0, 2$; (b) $\alpha = 0, 5$; (c) $\alpha = 0, 8$	99
4.11	Résultats de simulations : Comparaisons de la transformée de Fourier du signal s de sortie de l'oscillateur du TIMER (en bleu) et de son expression dans le domaine fréquentiel donnée par l'équation (4.8) pour plusieurs valeurs de rapport cycliques (a) $\alpha = 0, 2$; (b) $\alpha = 0, 5$; (c) $\alpha = 0, 8$	100
4.12	Influence de la bande du chirp de référence : visualisation de la moitié positive du spectre de sortie du TIMER (en haut) et zoom près de $f_c = 60, 5$ GHz $f_{ref} = 2, 16$ GHz et $\alpha = 0, 5$ (a) $B_{ref} = 53, 6$ MHz; (b) $B_{ref} = 71, 4$ MHz	101
4.13	Spectre normalisé , $\alpha = 0, 5$, $f_{ref} = 4, 32$ GHz et $B_{ref} = 143$ MHz	102
4.14	Support temporel commun entre un chirp émis et un chirp de référence généré à $t = \tau_{mix}$ et IF réduite	104
4.15	Observation d'une scène par stretch processing	105
4.16	Exemple de spectre complexe du signal de sortie d'un radar Stretch Processing	107
4.17	Architecture du radar à Stretch Processing proposé	109
4.18	Modèle équivalent du Récepteur de l'architecture Stretch Processing, dans lequel le bruit thermique est ramené en entrée	110
4.19	Densité Spectrale de Puissance (DSP) du signal de sortie d'un oscillateur (a) sans bruit de phase (modèle idéal) (b) avec bruit de phase	114
4.20	Évolution du bruit de phase P_N en fonction de la fréquence de décalage	115

4.21	modèle additif de séparation des contributions du bruit de phase et de la partie déterministe du signal dans la DSP du signal avec bruit de phase	116
4.22	Mesure de bruit de phase autour de $f_c = 60$ GHz, en sortie du TIMER	117
4.23	Comparaison du modèle de variation de RSB avec la distance R pour une architecture à Stretch Processing avec des résultats de simulations.	118
4.24	Modèles de RSB et simulations pour différentes valeurs de Bande d'Acquisition B_{acq}	120
4.25	Modèles de RSB et simulations pour différentes valeurs de jitter $\text{RMS}\phi_{jitt,s}$	121
4.26	Comparaison de RSB pour une architecture FM-DC et une architecture à Stretch Processing (S.P.) lors de la réception de chirps courts ($T_{Ramp} = 150$ ns)	122
4.27	Résultat de simulation : signal de sortie du radar à l'issue du premier scan de la scène pour construction d'a priori	126
4.28	Résultat de simulation : signal de sortie du radar à l'issue du premier scan (en haut) et signaux de la deuxième étape de mesure pour renfort des a priori (en bas)	127
4.29	Résultat de simulation : signal de sortie du radar à l'issue de la deuxième étape de mesure (en bas) et signaux de la dernière étape de mesure focalisée	128
4.30	Résultat de simulation : fenêtres de focalisation obtenues pour une même scène et différentes valeurs de τ_{mix} (a) cas $\tau_{mix1} = 17,5$ ns ; (b) cas $\tau_{mix2} = 20$ ns	130
4.31	Fonction de transfert du filtre passe-bas du 2ème ordre de Butterworth utilisé dans les simulations, de fréquence de coupure à 4 MHz	131
4.32	Résultat de simulation confrontés à des modèles analytiques : (a) cas $\tau_{mix1} = 17,5$ ns ; (b) cas $\tau_{mix2} = 20$ ns	132
4.33	Résultats de simulations d'extraction de phase des fréquences battements sans correction de phase, pour $T_{Ramp} = 1 \mu s$ et $B = 5,5$ GHz : (a) cas sans bruit ;(b) cas bruité	134
4.34	Résultats de simulations avec $B = 5,5$ GHz et $T_{Ramp} = 1 \mu s$ (sans bruit de phase) : (a) Phase extraites sans correction ; (b) Phases extraites avec corrections $\phi_{corr,i}$. . .	136
4.35	Résultats de simulations avec correction de phase pour $T_{Ramp} = 1 \mu s$ et $B = 5,5$ GHz : (a) cas sans bruit (b) cas bruité ;	137
5.1	Architecture du Radar FMCW utilisé dans ce chapitre	141
5.2	Description de la Carte Radar FMCW 60 GHz	141

5.3	Paillasse de mesure	142
5.4	Résultats de mesure : exemples de spectre des chirps produits par le générateur AWG	143
5.5	Résultats attendus du signal généré par le radar (ILO désactivés)	145
5.6	Résultats de mesure : spectre et spectrogramme du signal généré par le radar à la sortie TX (ILO désactivés)	146
5.7	Signal de sortie du TIMER visualisé dans le domaine temporel : Modèle analytique (en haut) et signal mesuré à la sortie de l'émetteur du radar lorsque les ILO sont désactivés (en bas).	147
5.8	Résultats pour un Chirp de référence de bande $B_{ref} = 40$ MHz, de rapport cyclique $\alpha = 0,65$: (a) Résultat du modèle théorique (sans bruit), (b) Résultats de mesure (bruités)	148
5.9	(a) Résultats analytiques (sans bruit), (b) Résultats de mesure (avec du bruit)	148
5.10	Signal transmis par le radar, lorsque les ILO sont actifs (a) Signal mesuré dans le domaine temporel ; (b) Représentation le domaine fréquentiel et dans le plan temps-fréquence	150
5.11	Résultats de mesure du signal transmis par le radar lorsque les ILO sont actifs, avec $f_{ref} = 2$ GHz : (a) $B_{ref} = 50$ MHz ; (b) $B_{ref} = 40$ MHz ; (c) $B_{ref} = 233$ MHz ;	151
5.12	(a) Chirp centré sur la 29-ième harmonique ($f_c = 58$ GHz), (b) Chirp centré sur la 31-ième harmonique ($f_c = 62$ GHz)	152
5.13	Mesures des fréquences battements	153
5.14	Train de chirps transmis par le radar FMCW	154
5.15	Commande de la carte radar et de l'AWG permettant d'assurer un rapport cyclique de $\alpha_{DC} = 2$ %, mesurée à l'oscilloscope (10 GS/s)	155
5.16	Signal transmis par le radar dans une configuration à rapport cyclique (résultats de mesure) : (a) Signal observé pendant $20 \mu s$; (b) Zoom du spectrogramme autour de la zone d'activation du radar	156
5.17	Résultats de mesures : Puissance consommée (en bleu) et transmise (en orange) exprimées en dBm en fonction du rapport cyclique	157
B.1	Produit de fenêtres rectangulaires (amplitudes non représentatives).	169
D.1	Variation de fréquence $\Delta f(n)$ du chirp pendant une oscillation $\Delta t(n)$	175

Liste des tableaux

1.1	Cahier des charges applicatifs	12
2.1	Tableau récapitulatif des différents avantages et limites des architectures de l'état de l'art	55
3.1	Paramètres dérivés du cahier des charges	64
3.2	Gains et Figures de Bruit des éléments du Front-End, en dB	64
3.3	Dimensionnement des architectures radar pour notre cahier des charges	70
3.4	Tableau comparatif : état de l'art des PLL pour la génération de chirps LFM rapides (modulation en "dent de scie") ; Données fournies à la sortie de la PLL (moitié haute), et données normalisées pour $f_c = 60$ GHz (moitié basse)	74
4.1	Valeurs des paramètres du front-end utilisés dans cette section	110
4.2	Paramètres des mesures successives de l'approche adaptative proposée de bande d'acquisition constante $B_{acq} = 4$ MHz	124
4.3	Positions des réflecteurs simulés	125
4.4	Paramètres utilisés pour les simulations de correction de phase $B_{acq} = 4$ MHz	135
5.1	Valeurs de mesures de puissance en fonction du rapport cyclique	157

Sigles et Acronymes

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (Convertisseur Analogique-Numérique, voir CAN)
AWG	<i>Arbitrary Waveform Generator</i> (Générateur de signaux arbitraires)
CAN	<i>Convertisseur Analogique-Numérique</i>
CNA	<i>Convertisseur Numérique-Analogique</i>
CPI	<i>Coherent Processing Interval</i> (Intervalle de traitement cohérent)
CRP	<i>Central Reference Point</i> (Centre de Référence)
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> (Convertisseur Numérique-Analogique, voir CNA)
DC	<i>Duty Cycle</i> (Rapport cyclique)
DCO	<i>Digitally Controlled Oscillator</i> (Oscillateur à commande numérique)
DPLL	<i>Digital Phase-Lock Loop</i> (Boucle à Verrouillage de Phase Numérique)
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FCC	<i>Federal Communication Commission</i>
FDP	<i>Fonction de Densité de Probabilité</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i> (Modulation de fréquence)
FMCW	<i>Frequency Modulated Continuous Waveform</i> (Onde continue modulée en fréquence)
FM-DC	<i>Frequency Modulation Duty-Cycled</i> (Modulation de fréquence à rapport cyclique)
HPF	<i>High-Pass Filter</i> (Filtre passe-haut)
HR	<i>Heart Rate</i> (Rythme cardiaque)
HRV	<i>Heart Rate Variability</i> (Variation du rythme cardiaque)
IBI	<i>Inter-Beat Interval</i> (intervalle de temps inter-battement)
IF	<i>Intermediate Frequency</i> (Fréquence Intermédiaire)
ILO	<i>Injection-Locked oscillator</i> (Oscillateur Verrouillé par Injection)
IR-UWB	<i>Impulse Radar Ultra-Wide Band</i> (Radar impulsif à Ultra-Large Bande)
LFM	<i>Linear Frequency Modulation</i> (Modulation de fréquence linéaire)

LPF	<i>Low-Pass Filter</i> (Filtre passe-bas)
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Boucle à verrouillage de phase)
PRF	<i>Pulse Repetition Frequency</i> (Fréquence de répétition des impulsions)
PRI	<i>Pulse Repetition Interval</i> (Période de répétition des impulsions)
RADAR	<i>RA</i> nge <i>D</i> etection <i>A</i> nd <i>R</i> anging
RCS	<i>Radar Cross-Section</i> (voir SER)
RR	<i>R</i> ythme <i>R</i> espiratoire
RSB	<i>R</i> apport <i>S</i> ignal-sur- <i>B</i> ruit
SER	<i>S</i> urface <i>E</i> quivalente <i>R</i> adar
SNR	<i>S</i> ignal to <i>N</i> oise <i>R</i> atio (voir RSB)
TIMER	<i>T</i> rain d' <i>I</i> mpulsions à <i>M</i> odulation d' <i>E</i> nveloppe et de fréquence pour <i>R</i> adar
UWB	<i>U</i> ltra- <i>W</i> ide <i>B</i> and (Ultra large bande)
VCO	<i>V</i> oltage <i>C</i> ontrolled <i>O</i> scillator (Oscillateur commandé en tension)

Introduction

CES dernières années ont été marquées par le développement massif de capteurs et d'objets connectés qui constituent le vaste réseau de l'Internet Des Objets (ou en anglais IOT pour Internet Of Things), qui bénéficient notamment des avancées technologiques permettant la miniaturisation des systèmes électroniques. Ce développement de nouveaux capteurs permet alors de considérer de nouvelles applications destinées au grand public, notamment dans le secteur de la santé.

La mesure et la caractérisation des cycles respiratoires et des battements de cœur constituent un enjeu majeur dans une vaste catégorie d'applications médicales. Ces paramètres vitaux servent à établir des diagnostics, mais aussi permettre d'estimer avec fiabilité les états de stress des sujets [1]. Ils sont aujourd'hui principalement mesurés avec des capteurs qui exigent un contact avec le sujet. Les battements de cœurs sont ainsi habituellement observés à l'aide électrocardiogrammes (ECG), obtenus avec un ensemble d'électrodes disposées sur le corps du sujet. La respiration peut quant à elle être mesurée avec des capteurs de débit ou d'humidité de l'air expiré placés dans le nez ou devant la bouche, ou encore avec des capteurs de mouvements placés sur des ceintures abdominales. Ces capteurs ne sont cependant pas nécessairement adaptés à toutes les situations. L'inconfort qu'ils produisent sur les sujets peut par exemple être gênant dans les applications de surveillance des cycles du sommeil [2]. Les capteurs ont alors une influence sur le comportement du sujet, biaisant ainsi la mesure. Il peut même survenir des cas pratiques où le contact avec sujet est impossible, comme par exemple pour les grands brûlés ou les nourrissons prématurés dont les peaux sont trop fragiles pour supporter les capteurs [3]. Ces arguments viennent motiver le développement de solutions de mesure non-invasives, permettant le relevé de ces paramètres sans contact direct avec le patient.

Dans le contexte plus récent de la pandémie de COVID-19, des recherches ont mis en avant l'intérêt du recours à la télémédecine dans une perspective de limitation des contacts entre patients dans des hôpitaux surchargés [4]. Alors que l'Organisation Mondiale de la Santé (OMS) reconnaît plus largement la télémédecine comme un moyen efficace de contribuer à une couverture globale des services de santé notamment dans les zones les plus isolées, ces études notent que le manque d'équipements connectés performants et la faible confiance en ces outils de la part des professionnels de santé comptent parmi les principaux freins au développement de la télémédecine dans le monde [5]. Il apparaît donc que le développement de nouveaux outils de mesures de paramètres

physiologiques fiables, simples d'utilisation et accessibles au plus grand nombre (donc peu coûteux) représente actuellement un enjeu majeur pour le secteur de la santé et il est à prévoir que ce besoin aille croissant dans les prochaines années.

Le radar est actuellement considéré dans de nombreuses applications de l'Internet Des Objets en tant que capteur de faibles mouvements à haute résolution spatiale pour sa simplicité d'intégration. En témoigne le radar SOLI qui équipe actuellement les smartphones Pixel 4 de Google pour assurer des fonctions de reconnaissances de gestes [6]. Il est souvent présenté comme une solution plus pertinente que ses concurrentes pour la mesure de paramètres vitaux à distance (son utilisation dans ce contexte a d'ailleurs été envisagée dès les années 70 [7]). Il a en effet l'avantage de pouvoir pénétrer les matériaux, de ne pas être sensible aux variations de luminosité, ou encore de ne pas être sujet aux problématiques de droit à l'image et de respect de la vie privée que soulève l'utilisation de caméras [8, 9]. Les radars, dont les structures sont très proches des systèmes de communication, ont alors l'opportunité de partager tout ou partie de leurs éléments (antennes, amplificateurs, etc...) réduisant ainsi le coût et la complexité globale du système. Les radars intégrés ont donc une légitimité et une pertinence toute particulière dans le contexte des capteurs de mouvements intégrés.

Comment concevoir un radar qui soit adapté à un suivi des signes vitaux avec la plus basse consommation d'énergie possible? Cette question nous demande de nous pencher sur une claire définition des besoins applicatifs, de leur traduction dans la construction des signaux radars et donc dans la conception des architectures des systèmes capables de les générer. Cette thèse se positionne à la jonction de deux domaines de recherches. Le premier concerne des aspects de conception, visant à proposer des systèmes électroniques aux meilleures performances possibles. Les considérations applicatives sont souvent assez générales, et les systèmes sont conçus pour adresser un ensemble relativement vaste d'applications. Le second domaine est quant à lui tourné vers des considérations de traitement de signal et tente de s'assurer d'une bonne qualité d'extraction des signes vitaux contenus dans un signal radar, ou de bonnes performances de classification des états de santé des sujets. Il est donc très spécifiquement tourné vers l'application, mais ne laisse que peu de place aux considérations d'optimisation du capteur. Afin de proposer un capteur intégrable sur des systèmes alimentés par batterie, il apparaît néanmoins essentiel de proposer un radar qui soit capable d'assurer les fonctions de détection requises par les opérations de traitement de signal avec la plus basse consommation d'énergie possible. Cette thèse porte donc sur l'étude système d'un radar capable de mesurer les signes vitaux de plusieurs sujets simultanément, pour permettre d'assurer des fonctions de surveillance de personnes à l'intérieur d'un bâtiment ou encore d'un véhicule.

Les principales contributions présentées dans cette thèse sont :

- la réalisation d'une étude comparative de l'état de l'art des architectures radar actuellement utilisées pour l'extraction de signes vitaux
- l'identification des limites des radars à modulation de fréquence, qui freinent aujourd'hui le développement d'une solution à faible rapport cyclique et faible consommation d'énergie
- une nouvelle architecture radar qui minimise la consommation d'énergie et le bruit de phase,

grâce au générateur des signaux radar appelé *système TIMER* (pour *Train d'Impulsions à Modulation d'Enveloppes et de fréquence pour Radar*)

- la validation par mesure du fonctionnement du TIMER et des réductions de consommation d'énergie lors d'un fonctionnement à rapport cyclique

Ce manuscrit est divisé en cinq chapitres. Les chapitres 1, 2 et 3 se concentrent sur une formalisation du problème et une analyse de l'état de l'art, tandis que les chapitres 4 et 5 sont articulés autour des contributions de cette thèse. Nous nous focaliserons dans le chapitre 1 sur l'établissement d'un cahier des charges imposé par l'application visée. Nous développerons la nature des signes vitaux que l'on souhaite observer, et dégagerons de cette analyse les ordres de grandeur de précisions requis pour observer les signes vitaux d'intérêt. Nous dresserons ensuite des objectifs plus généraux de détection de la scène que le radar devra assurer, ce qui nous permettra d'orienter notre analyse de l'état de l'art.

Nous nous pencherons ensuite, dans le 2ème chapitre, sur une présentation des différentes solutions radar de l'état de l'art envisagées pour la détection de signes vitaux. Nous nous attarderons dans cette partie sur les fondamentaux théoriques sur lesquels reposent chacune de ces différentes approches, et introduirons les définitions essentielles pour la suite de l'étude.

Le chapitre 3 présente quant à lui une comparaison des architectures radar de la littérature projetées sur notre cahier des charges applicatif afin d'extraire la solution la plus pertinente pour proposer radar à faible consommation. Nous verrons alors qu'une architecture à modulation de fréquence dans un mode de fonctionnement à faible rapport cyclique représente la meilleure option. Les limitations technologiques et conceptuelles de la solution retenue seront ensuite mises en évidence.

Dans le chapitre 4 nous présenterons le détail de l'architecture radar adaptative originale proposée dans cette thèse pour répondre aux limites soulevées dans le chapitre 3. Ce 4ème chapitre s'ouvre par une analyse théorique du système TIMER, utilisé dans un contexte de génération de signaux de courte durée. Puis, la stratégie d'acquisition adaptative basée sur la technique de stretch processing est présentée. Cette solution sera finalement comparée à l'aide de simulations à l'approche de la littérature retenue dans le chapitre 3. Nous validerons enfin à l'aide de résultats de simulations la pertinence de la solution proposée pour répondre à l'application considérée.

Nous présenterons dans le 5ème et dernier chapitre les résultats de mesures réalisées avec un radar à modulation de fréquence développé au CEA/LETI. Les mesures de signaux générés par le TIMER sont alors présentées pour valider l'étude théorique dressée au chapitre 4. Enfin, nous observerons l'influence du rapport cyclique du radar sur sa consommation d'énergie.

Remarque : Bien que ce manuscrit soit rédigé en français, et que la totalité des termes techniques de la littérature soient traduits depuis l'anglais, certains termes tels que (comme "Range") ou sigles (comme "FMCW", ou "UWB") issus de l'anglais seront utilisés tels quels. Ces nominations font références dans la littérature scientifique, et des équivalents français conventionnellement utilisés

sont rares, voire inexistants. Aussi, nous faisons le choix de préserver certains mots anglais, mais n'omettrons pas de les traduire plusieurs fois au cours de ce manuscrit.

Chapitre 1

Cahier des Charges applicatif

Sommaire

1.1	Description des signes vitaux	6
1.1.1	Rythme cardiaque	6
1.1.2	Respiration	7
1.2	Vers des solutions de mesures sans contact	7
1.3	Détection Radar	8
1.3.1	Équation RADAR et Surface équivalente radar	8
1.3.2	Objectifs de détection	10
1.4	Conclusions	12

Nous ouvrons ce manuscrit par un bref chapitre d'introduction, servant à présenter les objectifs généraux de la thèse. On souhaite proposer un radar basse consommation permettant la mesure de l'activité cardiopulmonaire d'un sujet. Les capacités de détection de ce capteur doivent par conséquent répondre à un cahier des charges qu'il nous faut établir. Nous nous pencherons dans un premier temps sur les signes vitaux à détecter, identifiés comme aidant aux diagnostics de pathologies. On s'intéressera plus précisément au rythme cardiaque (HR) et au rythme respiratoires (RR). Puis, nous regarderons plus en détail le principe de fonctionnement du radar et définirons des paramètres de détection utiles à notre cahier de charges, que nous quantifierons en nous basant sur une application de suivi de personnes en intérieur.

1.1 Description des signes vitaux

1.1.1 Rythme cardiaque

Le cœur est chargé de l'approvisionnement des muscles et des organes en sang oxygéné. Il fonctionne pour cela comme une pompe qui va se contracter périodiquement pour propulser le sang qu'il contient avec suffisamment de pression. Ce sont ces contractions que l'on appelle alors des *battements de cœur*. Le cœur va alterner entre des phases de relâchement (appelées diastoles) pendant lesquelles il se remplit de sang et des phase de contractions (systoles) où le sang est éjecté [10, 11].

Le rythme auquel se répètent les battements de cœur est appelé le *rythme cardiaque* (ou HR, pour Heart Rate en anglais). Celui-ci dépend de l'âge, du sexe, du poids, la taille ou de l'activité d'un sujet et sera habituellement situé entre 60 et 120 battements par minutes chez un adulte, ou entre 120 et 180 chez un nouveau-né [10]. Au repos, les vibrations provoquées par les battements de cœur sont responsables de déplacements de la poitrine compris entre 0,2 et 0,5 mm [12]. Enfin, on notera que la durée d'une contraction du cœur est comprise entre et 200 ms et 250 ms [10, 13].

Toutefois, un rythme cardiaque n'est jamais parfaitement régulier [14]. La variation du rythme cardiaque, nommée HRV (pour Heart Rate Variability), est définie comme étant la fluctuation de la période séparant deux battements de cœur consécutifs (période inter battement, IBI pour interbeat interval) [15]. Le HRV dépend de nombreux paramètres physiologiques, tels que la pression sanguine ou la respiration, mais dépend aussi des états émotionnels du sujet comme le stress ou la panique [1, 14]. Dès lors, le HRV constitue un indicateur d'intérêt pour évaluer l'état de santé d'un sujet ou détecter des pathologies. Si un HRV est trop élevé, cela peut être dû à des instabilités dans la régulation du rythme cardiaque, tandis qu'un HRV trop bas représente un manque d'adaptabilité [13].

Le HRV peut-être mesuré sur plusieurs échelles de temps et de fréquence. Une mesure dite "à court-terme" du HRV est typiquement réalisé sur une fenêtre de 5 minutes. Des mesures à "long terme" de 24 heures sont néanmoins la norme pour des fournir des relevés cliniques de HRV [15]. Ces mesures sont échantillonnées à des cadences de l'ordre de la milliseconde [13, 15, 1].

D'un point de vue fréquentiel, on s'intéressera à la distribution de la puissance du HRV sur différentes bandes de fréquences, entre 0,04 Hz et 0,4 Hz. La répartition de la puissance d'un HRV dans cette bande permet aux spécialistes de santé de tirer des conclusions sur l'activité cardiaque d'un sujet [14].

Afin de fournir des valeurs pertinentes de HRV, les instants d'occurrence des battements de cœur doivent par conséquent être mesurés avec une précision de l'ordre de la milliseconde. Ces mesures doivent de plus être réalisées pendant des durées d'au moins 25 secondes afin de pouvoir étudier l'étalement du HRV dans la bande de fréquence [0,04- 0,4] Hz, mais des mesures d'au moins 5 min seront plus en accord avec les attentes conventionnelles [15]).

1.1.2 Respiration

La respiration est constituée d'une répétition de cycles d'inspiration et d'expiration d'air. L'inspiration débute par une contraction du diaphragme, ce qui permet une expansion du volume thoracique. Il en résulte une chute de la pression dans les poumons, qui devient inférieure à la pression atmosphérique. À cause de cette différence de pression, l'air environnant est aspiré. La cage thoracique s'étend elle-aussi pour permettre la montée de volume des poumons. L'oxygène sera alors distribué au sang par le biais d'alvéoles pulmonaires, et redirigé vers le cœur. Lors de l'expiration, le diaphragme se relâche, permettant l'expulsion de l'air contenu dans les poumons, chargé en dioxyde de carbone [11]. Le volume des poumons et de la cage thoracique diminue alors avant la prochaine inspiration.

Un adulte effectue en moyenne entre 12 et 20 respirations par minute [11, 8, 16], contre 20 à 30 respirations par minute pour un enfant de moins de 5 ans [10]. L'extension de la cage thoracique au cours d'une inspiration se traduit par des déplacements de la poitrine compris entre 4 et 12 mm [10].

Le rythme respiratoire (RR) est une donnée clinique importante, qui est parfois le premier indicateur d'une détérioration d'un état de santé [17, 16]. Des rythmes trop élevés (tachypnée), trop lents (hypopnée), ou même interrompus (apnée) peuvent témoigner de maladies respiratoires chroniques. L'analyse continue du RR est à ce titre essentielle dans la surveillance de sujets atteints de maladies respiratoires, ou du le COVID-19 [16]. D'autre part, la surveillance du RR est essentielle dans la le suivi de personnes atteintes d'apnée obstructive du sommeil dont souffrirait entre 1 % et 6 % de la population mondiale selon des estimations de l'Organisation Mondiale de la Santé (OMS) datant de 2007 [2].

1.2 Vers des solutions de mesures sans contact

Les méthodes les plus conventionnelles et les plus précises pour mesurer ces signes vitaux ont recours à des capteurs nécessitant un contact avec le sujet. Le capteur de référence pour la mesures des battements de cœur est l'électrocardiographe [13]. Plusieurs électrodes sont disposés sur le corps du sujet (sur le thorax et parfois sur les jambes), et permettent de mesurer l'activité électrique du cœur. Le résultat de la mesure est appelé l'électrocardiogramme (ECG) et permet de visualiser les instants précis de contractions du cœur. Le rythme respiratoire peut par exemple être extrait par capnographie, c'est-à-dire par la mesure de la quantité de dioxyde de carbone présent dans l'air expiré. Cette méthode fait alors intervenir plusieurs tubes reliant la bouche ou le nez jusqu'au capteur [8].

S'ils fournissent des résultats fiables, ces capteurs présentent cependant de nombreux inconvénients. Tout d'abord, ils limitent la mobilité et le confort du sujet. Lors d'un usage long, la gêne que peuvent procurer ces capteurs peut inciter des mouvements parasites de la part du sujet qui

pourra chercher à les manipuler, ou qui peuvent induire des modifications dans sa respiration et son rythme cardiaque perturbant ainsi la mesure [18, 14, 19, 11]. Dans certains cas enfin, ces solutions ne peuvent tout simplement pas être utilisées. Les électrodes des ECG sont par exemple difficilement adaptées aux personnes dont la peau est particulièrement sensible, comme les victimes de brûlures ou les nouveaux-nés. Ces différentes limitations ont donc motivé le développement de solutions de mesures *sans contact*.

Il existe des solutions de traitement d'image qui proposent d'extraire les paramètres physiologiques à l'aide d'un suivi vidéo. Des méthodes de reconnaissances des mouvements du corps ou du visage sont alors utilisées pour détecter les phases d'inspirations et d'expirations [16]. Des méthodes de détection utilisant des caméras thermiques sont aussi envisagées pour détecter les variations et flux de températures aux niveaux du nez et de la bouche [16, 20]. Toutefois, toutes ces solutions ont en communs le désavantage de nécessiter une visibilité permanente avec le visage ou le corps du sujet, et elles sont pour le moment limitées à des usages d'observation de sujets au repos, faisant face au capteur [20]. Elles sont en outre particulièrement sensibles aux changements de luminosité [21, 20]. Les méthodes de reconnaissance reposent sur des données d'entraînement qui peuvent être biaisées (par la qualité du capteur utilisé, ou encore par un échantillon de sujets volontaires de trop faible diversité), et sont difficilement disponibles ou échangeables pour des raisons de respect de vie privée des sujets. Cela rend difficile la collecte de données et l'évaluation des performances de ces approches [20]. Les caméras soulèvent en effet la question du respect de la vie privée, qui rend la solution peu attractive vis à vis du public [20, 21, 9].

C'est parce qu'il répond à l'ensemble de ces problématiques que le radar est aujourd'hui l'une des solutions privilégiées pour la mesure à distance de paramètres physiologiques. Son usage dans ce contexte a d'ailleurs été envisagée dès le milieu des années 70 [7]. Le radar mesure les déplacements de poitrine des sujets pour extraire les variations des signes vitaux. Contrairement aux solutions précédentes, il n'est pas sensible aux variations de luminosité, et son pouvoir pénétrant lui permet de traverser les draps ou les vêtements [8, 14].

Dans la prochaine section, nous nous pencherons plus en détail sur le fonctionnement d'un radar, et poserons quelques définitions de paramètres à considérer. Nous pourrions alors établir un cahier des charges global des fonctions de détection que le radar devra assurer pour permettre la détection de signes vitaux en intérieur.

1.3 Détection Radar

1.3.1 Équation RADAR et Surface équivalente radar

Un Radar est un capteur d'ondes électromagnétiques permettant de détecter et d'estimer les positions et/ou vitesses d'objets réflecteurs dans l'espace. Il tire son nom de l'anglais **RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging que l'on pourrait traduire par *détection et estimation de distance par onde radio*.

Dans la vaste majorité des cas, le radar est composé d'un premier élément appelé *l'Émetteur* ("Transmitter" en anglais) permettant de générer et diffuser des ondes à l'aide d'une antenne, et sera toujours muni d'un *le Récepteur* ("Receiver") dont l'antenne permettra d'en capter les échos. Ses deux éléments peuvent être localisés à des positions différentes dans l'espace (on parlera alors de radar *bistatique*) ou être localisés au même endroit et potentiellement utiliser la même antenne. Dans ce cas, on parle de radar *monostatique*. C'est à cette dernière catégorie qu'appartiennent la quasi-totalité des radars intégrés, et c'est vers celle-ci que nous tournons notre attention dans cette thèse.

La portion d'espace surveillée par un radar est appelée **la scène**. Les objets de la scène sur lesquels se réfléchit l'onde émise par le radar sont appelés des **réflecteurs** (ou *scatterers* en anglais). Comme représenté en Figure 1.1 (a), l'onde transmise est réfléchiée dans plusieurs directions. La proportion de signal effectivement redirigée vers le radar dépend alors de nombreux paramètres, tels que la forme du réflecteur, sa taille, son orientation ou encore sa composition. Pour représenter l'aptitude d'un réflecteur à retourner l'énergie électromagnétique dans une direction donnée, on le modélise par une section de surface de sphère métallique, de sorte que si cette surface remplaçait le réflecteur, elle retournerait la même énergie [22]. Cette surface *équivalente* au réflecteur au sens de la quantité d'énergie qu'elle renvoie au radar est appelée la **Surface Équivalent Radar** (SER, ou RCS en anglais pour Radar Cross-Section). Cette équivalence est illustrée en Figure 1.1. Si un réflecteur renvoie très peu d'énergie, il sera associé à une surface SER très faible, quand bien même il s'agirait d'un objet très volumineux (comme un avion furtif). Un réflecteur qui renvoie beaucoup d'énergie en revanche sera associé à une très grande SER.

La puissance du signal reçu par le radar peut être déterminée à l'aide de **l'équation radar** [23] :

$$P_r = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_{SER}}{(4\pi)^3 \cdot R^4} \quad (1.1)$$

qui définit la valeur de la puissance reçue P_r en Watts en fonction de :

- la puissance du signal transmis P_t en Watts
- la distance R en m séparant le radar du le réflecteur, aussi appelée *Range*, et sur laquelle l'onde reçue a effectué un aller-retour
- des gains des antennes de transmission et de réception respectivement notés G_t et G_r
- de la longueur d'onde λ de la fréquence porteuse
- et de la surface équivalente radar du réflecteur σ_{SER} donnée en m^2

Cette équation suppose néanmoins que l'antenne utilisée est *isotrope*, c'est-à-dire qu'elle transmet de l'énergie uniformément dans toutes les directions. Elle ne tient pas non plus compte du bruit, des interférences, ou encore de l'atténuation supplémentaire qu'introduisent les différents éléments composant l'atmosphère.

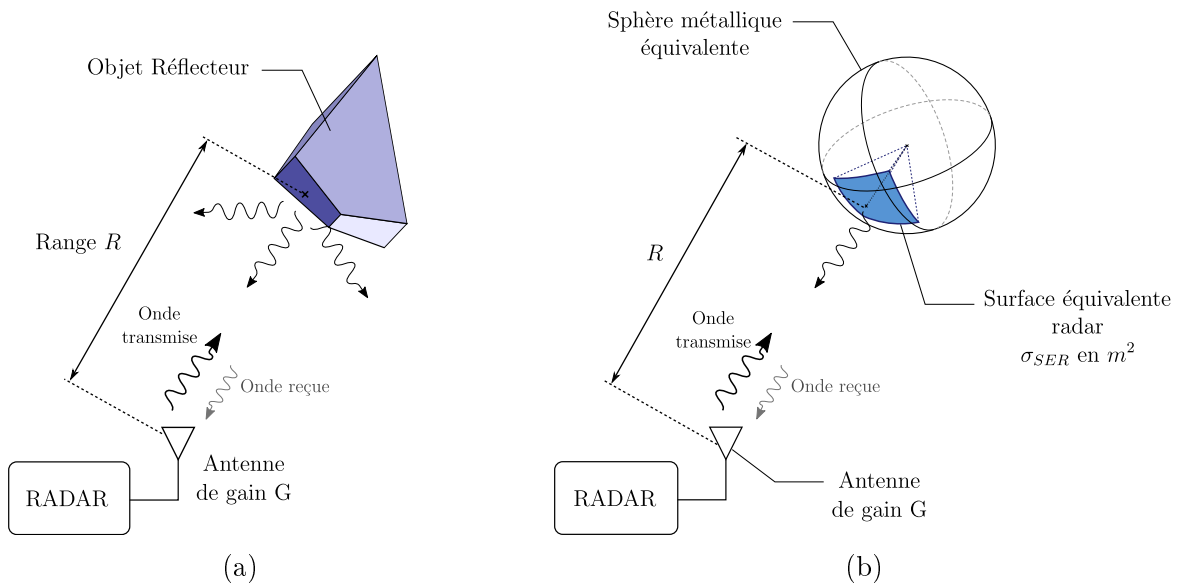


FIGURE 1.1 – Surface Équivalente Radar (SER) (a) **Représentation du réflecteur.** L'objet présent dans la scène réfléchit l'onde électromagnétique dans plusieurs directions, en fonction de sa forme et de son orientation. Seule une partie de l'onde incidente est alors effectivement réfléchi vers le radar. (b) **Modèle de sphère équivalente.** On modélise le réflecteur par une section de sphère métallique de surface σ_{SER} , qui réfléchirait la même quantité d'énergie au radar que le réflecteur réellement observé.

1.3.2 Objectifs de détection

Nous avons établi précédemment les ordres de grandeurs des paramètres associés aux signes vitaux à observer. Il nous reste donc à définir ceux associés à la détection des individus dans la scène. Nous présentons donc ici des valeurs caractéristiques des distances et des vitesses que le radar devra être en mesure de détecter, et qui sont caractéristiques du type de scène considéré et des réflecteurs qui l'occupent. Ces valeurs de paramètres nous permettront alors d'établir un cahier des charges applicatif auquel il faudra nous référer pour la conception d'un radar de détection de signes vitaux.

Portée R_{max}

Comme le montre l'équation radar (1.1), la puissance P_R d'un signal reçu par le récepteur dépend entre autres de la distance R qu'il a parcouru depuis son émission. Plus un réflecteur est éloigné du radar, et plus la puissance d'un écho qu'il renvoie sera faible. Aussi, il est important de déterminer la **portée** que l'on veut attribuer au radar, c'est-à-dire la distance maximale notée R_{max} pour laquelle un réflecteur doit pouvoir être détecté par le radar, afin de pouvoir dimensionner convenablement la puissance P_t du signal à transmettre dans la scène.

Nous intéressent à une application à courte distance et en intérieur, on limitera la portée du radar à réaliser à $R_{max} \leq 15$ m. Cette valeur est ainsi choisie suffisamment grande pour couvrir un ensemble assez large de cas de figure.

Surface Équivalente Radar σ_{SER}

La mesure de SER dépend de multiples paramètres tels que l'angle avec lequel est éclairé le sujet, ou encore la partie du corps sur laquelle se réfléchit l'onde électromagnétique : la poitrine, l'abdomen ou le dos d'un sujet n'ont donc pas a priori la même SER. En se basant sur les différentes références de la littérature [24, 25], on admettra que le SER d'un être humain est compris entre et $0,1 \text{ m}^2$ et $0,5 \text{ m}^2$.

Résolution Spatiale ΔR

Dans la mesure où l'on souhaite concevoir une solution de suivi en continu et en intérieur, il est nécessaire de considérer le cas où plusieurs individus occupent la pièce dans laquelle sera placé le radar.

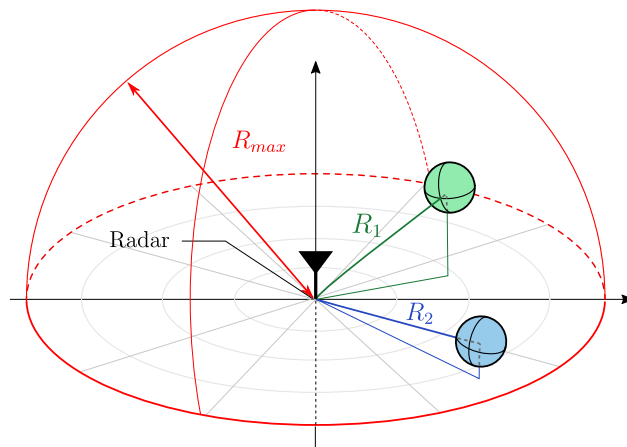


FIGURE 1.2 – *Modèle de scène à plusieurs réflecteurs. La distance séparant un i -ième réflecteur du radar est notée R_i (pour "Range"). R_{max} représente la portée du radar, c'est-à-dire la distance maximale à laquelle un réflecteur pourra être détecté.*

La capacité d'un radar à distinguer deux réflecteurs dans l'espace *par la seule mesure de leurs distance à celui-ci* est appelée la **résolution spatiale** (ou range resolution) ΔR . Ainsi, si comme représenté en Figure 1.2 deux réflecteurs sont positionnés à des distances respectives R_1 et R_2 du radar, ce dernier ne pourra les distinguer que si $|R_1 - R_2| \geq \Delta R$. Nous reviendrons plus en détail sur cette notion dans les chapitres suivants. Retenons seulement ici que cette valeur, donnée en mètres, témoigne de la capacité du radar à différencier des distances relatives. Cette donnée est alors importante dès lors que l'on considère des configurations de scène avec plusieurs réflecteurs.

Dans un scénario où l'on cherche à distinguer des sujets potentiellement proches les uns des

autres, nous considérerons que les résolutions spatiales ΔR requises doivent être inférieures à 30 cm, afin de permettre a priori de distinguer des individus se tenant côte à côte.

Vitesses

Si l'on considère que la scène se situe en intérieur, alors les mouvements seront typiquement liés à des déplacements humains. Il peut donc s'agir typiquement de vitesses de marche, dont les valeurs seront comprises entre 1 m/s et 2 m/s [26]. Toutefois, ces vitesses de marche semblent surévaluées dans notre application. Comme nous le verrons dans le prochain chapitre, un radar détecte des *vitesses radiales*, c'est-à-dire qu'il ne détecte que la projection de la vitesse d'un réflecteur dans l'axe radar-réflecteur. On considèrera donc dans notre application que les vitesses *radiales* des sujets sont inférieures ou égales à 1 m/s.

1.4 Conclusions

Pour répondre aux besoins d'une mesure continue et sans contact des paramètres physiologiques, nous proposons de nous tourner vers un radar intégré. Afin de pouvoir garantir une détection des signes vitaux d'intérêt que sont les rythmes respiratoires et cardiaques, nous avons pu définir au cours de chapitre les ordres de grandeurs des paramètres à détecter pour notre application. Nous avons ainsi pu établir le cahier des charges applicatif que devra respecter notre radar, et que nous résumons en Table 1.1.

Paramètre	Résolution spatiale	Portée	Variation de mouvement minimale à détecter	Vitesse maximale des réflecteurs	Période de répétition des mesures
Notation	ΔR	R_{max}	δr_{min}	v_{max}	T_{slow}
Valeur	≤ 30 cm	15 m	200 μ m	1 m/s	≤ 1 ms

TABLE 1.1 – *Cahier des charges applicatifs. La variation de mouvement minimale à détecter correspond dans notre cas aux mouvements induits par les battements de cœur*

Il s'agit là du cahier des charges imposé au radar, pour qu'il soit en mesure de détecter des mouvements de poitrine aussi faibles que ceux provoqués par des battements de cœur, donc d'au moins 200 μ m. La cadence de répétition des mesures de distance prends en compte le fait que les variations de rythmes cardiaques doivent être évaluées avec une précision de l'ordre de la milliseconde. La portée du radar, la résolution spatiale et la vitesse maximale à détecter sont déterminées à partir du type de scène considéré. Nous plaçant dans un contexte d'utilisation en intérieur, ces données ont été adaptées pour permettre la détection et la distinction de sujets humains dans une pièce. Ces ordres de précisions sont nécessaires à l'établissement de premiers diagnostics de santé

basés sur des études HRV et des fréquences respiratoires.

Il ne s'agit pas ici de proposer un radar dont la précision déferait les meilleurs instruments médicaux, mais plutôt un appareil simple d'utilisation et à grande autonomie qui permette d'assurer un suivi en continu des paramètres physiologiques. **L'objet de cette thèse est de proposer l'architecture système d'un radar intégré qui respecte ce cahier des charges avec la plus faible consommation d'énergie possible.**

Dans la suite de cette thèse, vous ne trouverez pas d'étude détaillée de l'extraction des signes vitaux. Nous ne simulerons et ne mesurerons pas de battements de cœur ou de cycles respiratoires. Il faudrait pour cela une base de données de mesures radar de sujets, afin de répliquer des signes vitaux pertinents. Il faudrait aussi des outils de mesures de références pour pouvoir valider les résultats de mesures radar.

Les travaux présentés ici portent plutôt sur des études systèmes des architectures radar. Nous tenterons d'identifier et de lever les verrous technologiques qui limitent la conception d'un capteur radar à très basse consommation.

Chapitre 2

État de l'Art des radars pour la détection de signes vitaux

Sommaire

2.1	Le radar Doppler	16
2.1.1	Principe de Fonctionnement	16
2.1.2	Extraction des signatures des signes vitaux : l'analyse Micro-Doppler	19
2.1.3	Architectures	22
2.2	Radar impulsif Ultra-Large Band (UWB)	22
2.2.1	Mesure de distances	22
2.2.1.1	Mesure de temps de vol	22
2.2.1.2	Résolution Spatiale	26
2.2.1.3	Ultra-Large Bande (UWB)	29
2.2.1.4	Intégration cohérente	30
2.2.2	Architecture	34
2.2.3	Le radar UWB pour l'extraction de signes vitaux	35
2.3	Radar à modulation de fréquence	37
2.3.1	Le radar à compression d'impulsion	37
2.3.2	Radar FMCW	41
2.3.2.1	Fréquences battements et échantillonnage	42
2.3.2.2	Résolution spatiale du radar FMCW	45
2.3.2.3	L'architecture FMCW	46
2.3.3	Variations de phase	48
2.3.4	La solution FM à rapport cyclique	51
2.3.5	Les avantages et limites de l'approche FMCW	53
2.4	Conclusion	54

DANS ce chapitre, nous nous intéresserons aux différents radar monostatiques envisagés dans l'état de l'art pour permettre la mesure de signes vitaux. Le radar que nous cherchons à concevoir devra pouvoir assurer la localisation à courte distance de plusieurs individus ainsi que la mesure simultanée de leurs signes vitaux en temps réel. Nous identifions ici les solutions de l'état de l'art les plus pertinentes pour traiter une application à basse consommation d'énergie et à faible complexité.

2.1 Le radar Doppler

La première architecture que nous présentons ici est appelée « Radar Doppler » et a été considérée dans le cadre de la mesure de signes vitaux dès les années 70 [7]. On peut la trouver dans la littérature sous le nom de radar *CW* (de l'anglais « Continuous Wave ») car elle consiste en l'utilisation d'une onde continue comme signal transmis. Comme nous le verrons dans cette section cette approche radar n'est pas satisfaisante dans notre cadre applicatif du fait de son incapacité à extraire les temps de vol des signaux reçus. Cependant, au vu de son importance dans la littérature il semble important de consacrer un paragraphe à cette solution, et de nous attarder sur ses principes de fonctionnement. En outre, elle nous permettra d'introduire des principes de mesures clés qui seront utiles pour décrire les prochaines architectures.

2.1.1 Principe de Fonctionnement

Le Radar Doppler utilise une onde radiofréquence sinusoïdale continue pour éclairer la scène. L'onde transmise se réfléchit sur un élément présent dans la scène, un « réflecteur » et retourne au radar. Les décalages par effet Doppler dans la fréquence reçue sont alors interprétés comme des signatures des déplacements du réflecteur. Le radar Doppler est donc un système de détection de vitesses radiales.

Mettons qu'un signal $s_{TX}(t)$, sinusoïdal et de fréquence f_c , soit généré et transmis par un radar CW, la notation TX faisant référence à l'émetteur (pour « transmitter » en anglais). Nous réserverons d'ailleurs plus loin la notation RX au récepteur (« receiver »), et TRX pour un ensemble émetteur-récepteur (pour « Transceiver », combinaison des mots « transmitter » et « receiver »). Nous négligeons ici tout effet d'amplification ou d'atténuation d'amplitude lié à la propagation et à la surface efficace du réflecteur.

$$s_{TX}(t) = \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t) \quad (2.1)$$

Supposons que le réflecteur soit placé à une distance R du radar, et soit muni d'une vitesse radiale $v_{rad}(t)$, comme représenté en Figure 2.1. Notons que le radar peut aussi bien être lui-même en mouvement. On définit alors la *vitesse radiale instantanée* du réflecteur $v_{rad}(t)$ comme étant la vitesse du réflecteur dans le référentiel du radar, projeté sur l'axe radar-réflecteur. Bien que la

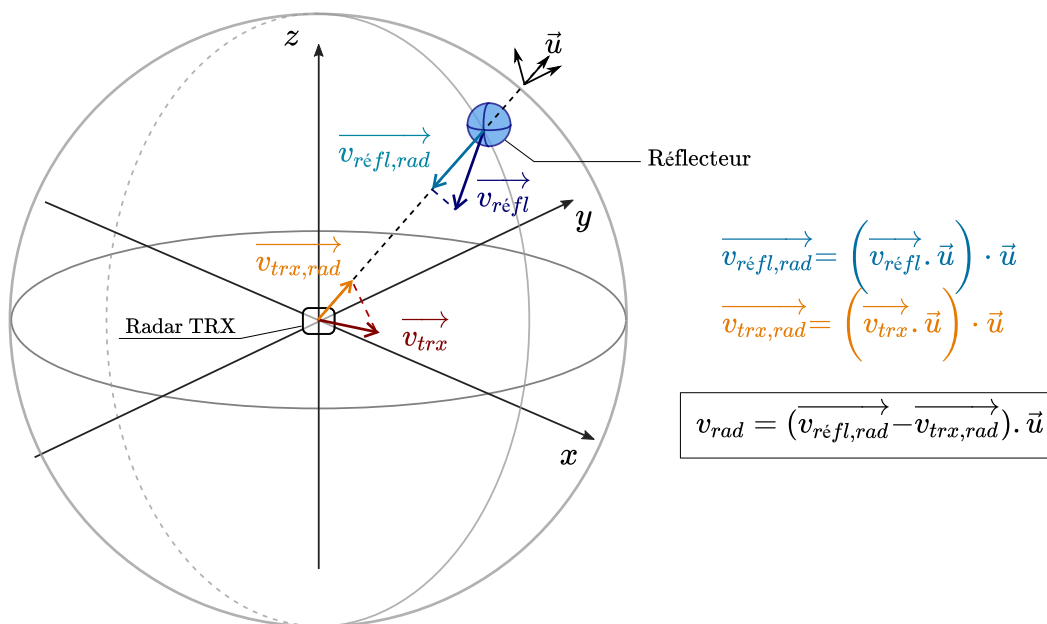


FIGURE 2.1 – Vitesses radiales mesurées par effet Doppler

fréquence utilisée pour éclairer la scène soit la fréquence constante f_c , le signal reçu sera quant à lui observé avec une fréquence décalée par effet Doppler. On peut alors montrer (voir Annexe A) que la fréquence $f'_c = 1/T'_c$ du signal reçu s'écrit :

$$f'_c = f_c \cdot \left(\frac{1 + v_{\text{rad}}/c}{1 - v_{\text{rad}}/c} \right) \quad (2.2)$$

où l'on note c la vitesse de la lumière dans le vide. Dans le cas pratique où les vitesses $v_{\text{rad}}/c \ll 1$, un développement limité de la fonction $1/(1 - x)$ nous permet d'écrire

$$\begin{aligned} f'_c &= f_c \cdot \left(1 + \frac{v_{\text{rad}}}{c} \right) \cdot \left(1 + \frac{v_{\text{rad}}}{c} + \mathcal{O} \left(\frac{v_{\text{rad}}}{c} \right)^2 \right) \\ &= f_c \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot v_{\text{rad}}}{c} + \mathcal{O} \left(\frac{v_{\text{rad}}}{c} \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

On approximera ce développement à l'ordre 1 pour obtenir

$$f'_c \approx f_c \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot v_{\text{rad}}}{c} \right) \quad (2.4)$$

La fréquence reçue correspond donc à la fréquence émise, décalée d'une valeur f_D (positive ou négative suivant le signe de v_{rad}) appelée fréquence Doppler :

$$f_D = f_c \cdot \frac{2 \cdot v_{\text{rad}}}{c} = \frac{2 \cdot v_{\text{rad}}}{\lambda_c} \quad (2.5)$$

où la longueur d'onde de la fréquence f_c est notée $\lambda_c = c/f_c$. Nous nous intéressons dans cette thèse à des applications de détection à courte distance, dans un environnement clos. Les réflecteurs que

nous considérons sont des sujets évoluant dans une pièce. Leurs vitesses radiales par rapport au radar ne devraient pas excéder la vitesses d'une personne marchant au pas. Comme dit dans le chapitre précédent, nous considérons que ces vitesses seront inférieures ou égales à 1 m/s. En rappelant que c vaut $3 \cdot 10^8$ m/s, on peut alors estimer les ordres de grandeurs des fréquences Doppler en fonction de la fréquence f_c choisie. On peut ainsi prévoir qu'en utilisant une fréquence de $f_c = 8$ GHz ces fréquences Doppler seront de l'ordre de 100 Hz, tandis qu'en choisissant une fréquences millimétrique telle que $f_c = 60$ GHz ces fréquences seront plutôt de l'ordre de 800 Hz.

Le signal s_{RX} reçu par le radar s'exprime alors :

$$s_{RX}(t) = \cos \left(2\pi \cdot (f_c + f_D) \cdot \left(t - \frac{2 \cdot R(t)}{c} \right) \right) \quad (2.6)$$

où l'on note $R(t)$ la fonction décrivant la distance entre le radar et le réflecteur au cours du temps. En comparant le signal reçu s_{RX} avec le signal transmis s_{TX} , il est possible d'extraire l'écart fréquentiel f_D entre ces deux signaux et donc d'en déduire la valeur de v_{rad} du réflecteur.

On remarquera que le temps de vol est responsable d'un déphasage dans le signal dont la périodicité est responsable de multiples ambiguïtés. En effet, si l'on suppose qu'un réflecteur situé à une distance R induise un déphasage noté ϕ , on a :

$$\phi = 2\pi \cdot (f_c + f_D) \cdot \frac{2 \cdot R}{c} \quad (2.7)$$

Tout réflecteur situé à R' produira le même déphasage ϕ modulo 2π si

$$2\pi \cdot (f_c + f_D) \cdot \frac{2 \cdot R'}{c} = \phi + k \cdot 2\pi \quad (2.8)$$

avec $k \in \mathbb{Z}$. Ainsi :

$$2\pi \cdot (f_c + f_D) \cdot \frac{2 \cdot R'}{c} = 2\pi \cdot (f_c + f_D) \cdot \frac{2 \cdot R}{c} + k \cdot 2\pi \quad (2.9)$$

$$\Leftrightarrow (R - R') = \frac{k}{2} \cdot \frac{c}{(f_c + f_D)} \quad (2.10)$$

Le facteur 1/2 traduit ici le fait que l'onde effectue un aller-retour dans la scène. On note une périodicité de phase. Étant données les faibles vitesses caractéristiques de l'application considérée on négligera le décalage fréquentiel résultant de l'effet Doppler dans la globalité de ce manuscrit. On considèrera donc que $f_c + f_D \approx f_c$. Dès lors, on approximer la périodicité de phase de l'équation (2.10) par :

$$(R - R') \approx \frac{k}{2} \cdot \lambda_c \quad (2.11)$$

À $f_c = 1$ GHz cela correspond à une périodicité de phase tous les 15 cm. Choisir une fréquence f_c plus élevée, et donc de longueur d'onde plus basse, accentuera donc cet effet, rendant cette approche inadaptée pour une mesure de distance absolue supérieure à $\lambda_c/2$.

L'approche CW ne permet donc pas de mesurer les temps de vol associés aux échos. L'ambiguïté provenant de la périodicité de phase décrite par l'équation (2.11) rend inenvisageable l'extraction

des distances R auxquelles sont situés les réflecteurs dans la scène. Pour permettre la détection de distance on lui préférera donc des approches à modulation de fréquence (telles que l'approche « FM-CW », pour « Frequency Modulated Continuous Wave » [23, 22, 27]) ou des solutions pulsées (« Pulse Doppler Radar » [22, 23]) que nous présenterons dans la suite de ce chapitre.

2.1.2 Extraction des signatures des signes vitaux : l'analyse Micro-Doppler

Dans le cas d'une détection de signes vitaux, la littérature considère le cas d'un sujet immobile devant le radar dans différentes positions, qu'il soit en face du capteur, de côté ou bien de dos, à une distance de typiquement 1 m. Comme évoqué dans la section précédente, au vu des faibles ordres de grandeurs des vitesses radiales caractéristiques de l'application, on négligera les décalages de fréquences dus à l'effet Doppler autour de la fréquence porteuse f_c : le sujet est donc considéré immobile sur un temps de mesure. Pour autant, comme le montre l'équation (2.6) les variations de positions $R(t)$ d'un sujet auront pour effet de moduler la phase de la fréquence du signal reçu par le radar. Ce type de modulation, associée à des vibrations ou rotations supplémentaires à une vitesse de déplacement globale du réflecteur, est ce que l'on appelle une signature *Micro-Doppler* [28]. Dans notre cas, ces mouvements vibratoires sont alors associés aux mouvements de poitrine induits par les signes vitaux (respiration et battements de cœur).

Reprenons l'exemple précédent de signal s_{TX} transmis, sinusoïdal et de fréquence f_c :

$$s_{TX}(t) = \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t) \quad (2.12)$$

Considérons maintenant qu'un réflecteur, représentant un sujet, soit situé une distance R du radar. Ce sujet est immobile, à l'exception de petits mouvements que nous interpréterons comme des petites variations r de sa distance de référence par rapport au radar. Ces mouvements correspondent à la somme des mouvements induits par la respiration, que l'on notera r_{resp} , et des mouvements dus aux battements de cœur (« heart » en anglais) r_{heart} . Le modèle de déplacements est alors le suivant [29, 30]

$$r(t) = r_{resp}(t) + r_{heart}(t) \quad (2.13)$$

avec

$$\begin{cases} r_{resp}(t) = A_{resp} \cdot \sin(2\pi \cdot f_{RR} \cdot t) \\ r_{heart}(t) = A_{heart} \cdot \sin(2\pi \cdot f_{HR} \cdot t) \end{cases} \quad (2.14)$$

Les amplitudes des mouvements induits par le cœur ou la respiration sont notés A_{heart} et A_{resp} respectivement, et varient sinusoïdalement aux fréquences caractéristiques f_{HR} et f_{RR} telles que présentées dans le chapitre 1. Ces modèles de déplacements sinusoïdaux sont parfois ajustés, pour correspondre d'avantage à des impulsions [31, 32].

La position du sujet est donc définie en tout instant t comme valant $R + r(t)$, où $r(t)$ est positif si le sujet « s'éloigne » du radar, et négatif s'il s'en rapproche. On écrit alors le signal s_{RX} reçu par le radar comme étant :

$$s_{RX}(t) = \cos(2\pi \cdot f_c \cdot (t - \tau)) \quad (2.15)$$

où le temps de vol de l'onde transmise vaut $\tau = 2 \cdot (R + r(t)) / c$, ce qui nous donne par conséquent :

$$s_{RX}(t) = \cos\left(2\pi \cdot f_c \cdot t - \frac{2\pi \cdot f_c \cdot 2 \cdot R}{c} - \frac{2\pi \cdot f_c \cdot 2 \cdot r(t)}{c}\right) \quad (2.16)$$

On remarque donc que si le sujet reste immobile à une distance R du radar (à l'exception de faibles mouvements), alors les seules variations de phase du signal reçu entre deux mesures successives sont dues aux variations de r .

À l'aide d'une démodulation en quadrature, on peut alors pour tout instant t extraire la phase du signal en procédant à une arc tangente de la partie Imaginaire (disponible sur la voie en quadrature Q) sur la partie Réelle (voie en phase, I) du signal de sortie du radar. La phase $\phi(t)$ extraite à une date t est alors :

$$\phi(t) = -\frac{2\pi \cdot f_c \cdot 2 \cdot R}{c} - \frac{2\pi \cdot f_c \cdot 2 \cdot r(t)}{c} \quad (2.17)$$

Cette phase est composée d'un terme constant dans le temps qui dépend de la distance de référence R à laquelle est placé le sujet, ainsi que d'un terme de phase variable qui est proportionnel aux variations $r(t)$ et à la fréquence f_c choisie.

En nous intéressant à l'évolution de la phase ϕ du signal de sortie du radar, on obtient donc une image des petites variations de positions r induites par les signes vitaux du sujet. On note alors que l'écart de phase $\Delta\phi = \phi(t_1) - \phi(t_2)$ entre les phases de deux mesures consécutives prises aux instants t_1 et t_2 peut s'écrire :

$$\Delta\phi(t) = \pm \frac{4\pi \cdot f_c \cdot \delta r}{c} \quad (2.18)$$

avec $\delta r = r(t_1) - r(t_2)$ la différence de position du sujet entre deux instants de mesures successifs. Le signe de $\Delta\phi$ dépend de si le sujet se rapproche (cas dans lequel $\delta r < 0$, et résultant en une avance de phase) ou s'éloigne du capteur (auquel cas $\delta r > 0$, ce qui produira un retard).

Cette relation est au cœur des études de mesure des signes vitaux par radar, et se généralise aux autres architectures comme nous pourrons le voir dans les sections suivantes. Retenons que les mouvements d'un sujet, contenant les signatures de ses signes vitaux, sont lus dans l'évolution de la phase du signal de sortie du radar Doppler, qui constitue alors le signal d'entrée des différents algorithmes d'extraction des rythmes respiratoires et cardiaques [8, 10].

La dynamique de ces variations de phase dépend donc essentiellement de deux paramètres : l'amplitude des variations δr (dont des valeurs typiques ont été présentées dans le chapitre 1), et la fréquence porteuse du signal radar f_c . Cette dernière constitue un certain degré de liberté puisqu'elle peut a priori être sélectionnée parmi plusieurs bandes de fréquence réservées aux applications radar. Effectuer les mesures avec des fréquences élevées résultera en des déphasages caractéristiques plus importants. Observer des déplacements de l'ordre du millimètre par exemple, un signal à la fréquence

$f_c = 2.4$ GHz résulterait en une dynamique de phase de 5.8° , tandis que choisir une fréquence de $f_c = 77$ GHz aboutirait à une dynamique de phase de 185° . Si le choix de fréquence est déterminé par le besoin applicatif, il le sera aussi par des contraintes de consommation et de bruit de phase. Nous développerons notre étude du choix de fréquence pour une application dans le chapitre suivant (voir section 3.1.1).

Une dynamique de phase adaptée à la lecture des mouvements millimétriques (tels que produits par les battements de cœur) peut s'avérer trop importante pour des mouvements plus amples, tels que les quelques centimètres de déplacements que décrivent les cycles de respiration. À la fréquence $f_c = 77$ GHz, un mouvement de $\delta r = 1$ cm résulterait d'après la relation (2.18) en un déphasage de près de 1850° , décrivant ainsi plusieurs tours de phase. Pour lire les variations de mouvements δr sans ambiguïté, il est donc nécessaire que la fréquence à laquelle sont effectuées les mesures de phases nous permette de voir des variations inférieures à 180° . On retrouve alors les conditions de d'échantillonnage décrites par les théorèmes de Shannon-Nyquist.

$$|\Delta\phi| < \pi \quad (2.19)$$

$$\Leftrightarrow \frac{4\pi \cdot f_c \cdot |\delta r|}{c} < \pi \quad (2.20)$$

$$\Leftrightarrow |\delta r| < \frac{c}{4 \cdot f_c} \quad (2.21)$$

$$\Leftrightarrow |\delta r| < \frac{\lambda_c}{4} \quad (2.22)$$

Le mouvement que l'on souhaite mesurer doit par conséquent avoir parcouru moins d'un quart de la longueur d'onde du signal utilisé entre deux mesures pour être évalué de manière non-ambiguë. L'onde effectue ici un aller-retour entre le radar et le réflecteur. On remarque par conséquent un facteur 2 par rapport à une condition d'échantillonnage à Nyquist. Si δr représente le mouvement effectué par le réflecteur entre deux mesures consécutives, on peut aussi considérer que $2 \cdot \delta r$ représente la différence de chemin parcouru par l'onde entre ces deux mesures. L'équation (2.22) nous indique donc que l'onde ne doit pas avoir parcouru plus de $\lambda_c/2$ entre deux mesures. Appelons T_{slow} la période à laquelle sont répétées les mesures. Le terme « slow », ou « lente » en français, est habituellement choisi pour souligner le fait que ces durées, typiquement de quelques millisecondes (voir Table 1.1), sont largement supérieures aux temps de vols des signaux utilisés qui sont quant à eux de l'ordre de la nanoseconde (mais nous y reviendrons dans la suite de ce chapitre). Donc pour une fréquence d'échantillonnage donnée $f_{slow} = 1/T_{slow}$, et pour un choix donné de longueur d'onde λ_c , il sera seulement possible de mesurer des mouvements dont les vitesses sont inférieures à :

$$v_{max} = \frac{\lambda_c}{4 \cdot T_{slow}} = \frac{c}{4} \cdot \frac{f_{slow}}{f_c} \quad (2.23)$$

Si le choix d'une fréquence de référence élevée f_c permet d'accentuer la dynamique des variations de phase, elle limite en revanche l'amplitude de mouvement détectable entre deux mesures consécutives. Pour compenser cet effet, il faudra alors utiliser des fréquences d'échantillonnage f_{slow} plus

élevées. Dans les architectures CW présentées dans cette section, c'est cette f_{slow} qui sera utilisée par les convertisseurs analogiques-numériques (ADC) en tant que fréquence d'échantillonnage.

2.1.3 Architectures

Le radar Doppler possède l'architecture la moins complexe à décrire d'un point de vue système. L'architecture homodyne présentée en Figure 2.2 est celle qui est majoritairement présentée dans la littérature [33, 34, 35, 36, 37]. L'onde RF est générée par un oscillateur local (*LO*, de l'anglais *Local Oscillator*), amplifiée par un amplificateur de puissance PA (pour *Power Amplifier*) et transmise dans la scène. Le signal réfléchi est quant à lui amplifié par un amplificateur faible bruit (LNA, de *Low Noise Amplifier*) avant d'être démodulé en quadrature [38, 35, 36]. Les parties réelles et imaginaires du mélange entre signal reçu et signal transmis sont individuellement filtrées et échantillonnées sur des canaux que l'on nomme respectivement *I*, pour *In Phase* et *Q* pour *Quadrature*. Des ADC échantillonnent alors les signaux des voies *I* et *Q* à la cadence $1/T_{slow}$. La période T_{slow} sera dans notre cas typiquement de l'ordre de la milliseconde, comme vu au chapitre 1.

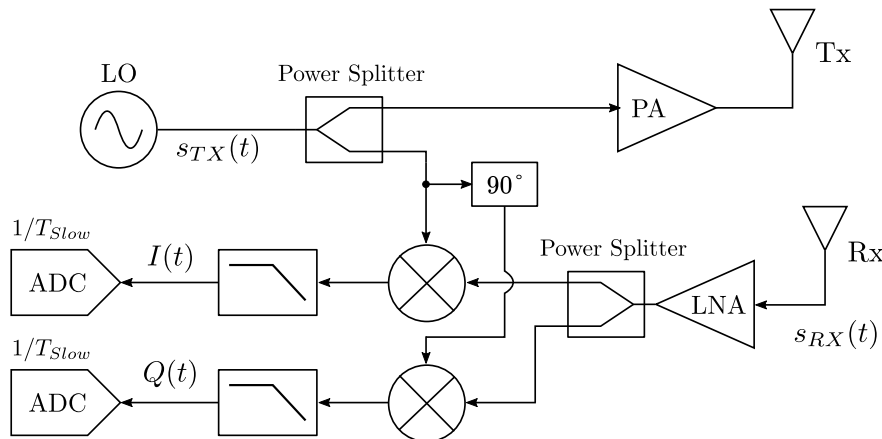


FIGURE 2.2 – Architecture du Radar Doppler

2.2 Radar impulsif Ultra-Large Band (UWB)

2.2.1 Mesure de distances

2.2.1.1 Mesure de temps de vol

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, l'approche du radar à onde continue (CW) n'est pas adaptée à la mesure de distances radar-rélecteurs, la mesure de phase ne permettant que d'extraire les variations de ces distances, sous réserve qu'elles soient faibles devant le quart de la longueur d'onde (voir équation (2.22)). Il manque pour cela un marqueur de temps dans le signal

utilisé qui nous permettrait de dater son arrivée au récepteur, et ainsi d'estimer son temps de vol. La solution la plus simple à décrire pour résoudre ce problème consiste en l'utilisation d'impulsions. Étant donné que ces signaux ont des supports temporels finis, il est en effet possible de distinguer les échos et de mesurer leurs instants d'arrivée respectifs pour en déduire les distances parcourues.

Afin de permettre des analyses de variations de phase similaires à celles présentées dans la section précédente, on module ces impulsions par une fréquence porteuse de valeur constante f_c . En plus de la lecture de temps de vol des signaux reçus, cette modulation rend possible l'extraction des variations de fréquence et/ou de phase associées à chacune de ces impulsions. On parle alors de « Pulse Doppler Radar » [23, 22]. Il est également possible de moduler ces fréquences comme dans les techniques à compression d'impulsion qui utilisent des variations linéaires de fréquence [23, 22, 27]. Celles-ci feront l'objet de discussions dans la section 2.3.1 suivante. Les formes des signaux que nous considérons dans cette section sont représentées en Figure 2.3 avec des enveloppes rectangulaires.

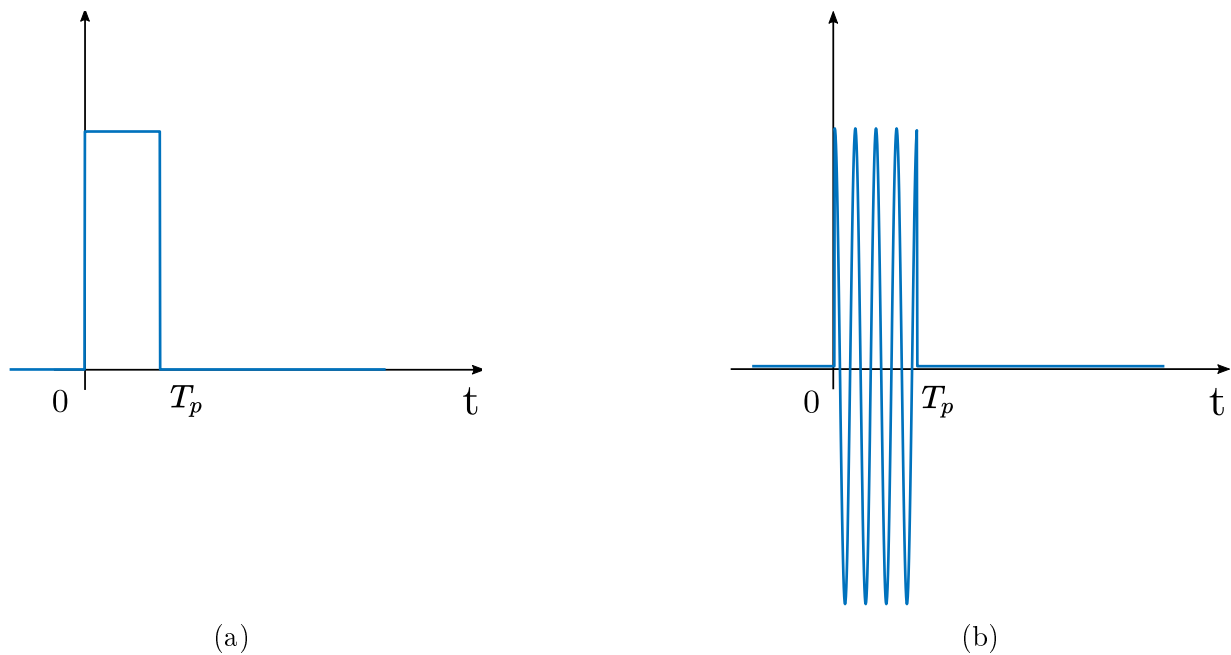


FIGURE 2.3 – Formes d'onde des radars impulsifs considérées (enveloppes rectangulaires) ; (a) Impulsion non modulée ; (b) Impulsion modulée par un signal de fréquence f_c constante

Prenons l'exemple d'une impulsion dont la durée est notée T_p , modulée par une fréquence constante f_c et dont l'enveloppe est rectangulaire. Nous négligeons dans un premier temps tout effet de variation d'amplitude des signaux pour nous concentrer dans cette section sur la mesure de distance. Mathématiquement, on notera cette impulsion transmise s_{TX} d'amplitude A :

$$s_{TX}(t) = A \cdot \exp(2j\pi \cdot f_c \cdot t) \cdot \text{rect}\left(\frac{t - T_p/2}{T_p}\right) \quad (2.24)$$

où la fonction $t \mapsto \text{rect}(t/T)$ représente un fenêtrage rectangulaire centrée en $t = 0$ et de largeur T . Cette fonction dans les domaines temporel et fréquentiel est décrite en détail en Annexe B.

Supposons qu'un réflecteur soit situé dans la scène à une distance $R = c \cdot \tau / 2$ du radar. On considèrera comme seule source de bruit celui produit par le récepteur et représenté par la variable aléatoire n . On le supposera blanc dans la bande d'observation et de variance notée $\sigma^2 = N_0$. Si l'on néglige tout décalage fréquentiel dû à l'effet Doppler, le signal s_{RX} reçu par le radar est alors :

$$\begin{aligned} s_{RX}(t) &= \text{Re} [s_{TX}(t - \tau)] + n(t) \\ &= \text{Re} \left[A \cdot \exp(2j\pi \cdot f_c \cdot (t - \tau)) \cdot \text{rect} \left(\frac{t - T_p/2 - \tau}{T_p} \right) \right] + n(t) \end{aligned} \quad (2.25)$$

On applique alors un filtrage adapté à ce signal reçu, afin d'obtenir le meilleur rapport signal-sur-bruit (RSB, ou SNR en anglais) possible. Le RSB à la sortie du filtre adapté est : [27]

$$\text{RSB} = \frac{2 \cdot E}{N_0} \quad (2.26)$$

où l'on note l'énergie du signal E :

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |s_{RX}(t)|^2 dt \quad (2.27)$$

La présence d'un bruit rend aléatoire le signal obtenu en sortie du filtre. On note la fonction de vraisemblance $p(s|\tau)$. Cette probabilité conditionnelle représente la probabilité d'observer un signal reçu s en fonction des différentes valeurs possibles de retard τ [39]. On choisit habituellement comme estimateur $\hat{\tau}$ du temps de vol τ le maximum de la fonction de log-vraisemblance [39, 40].

$$\hat{\tau} = \underset{\tau}{\text{argmax}} \ln p(s|\tau) \quad (2.28)$$

L'étude de la borne de Cramèr-Rao montre alors que tout estimateur $\hat{\tau}$ non biaisé vérifiera :

$$\text{Var}(\hat{\tau}) \geq \frac{1}{d^2 \cdot \beta^2} \quad (2.29)$$

avec $d^2 = \text{RSB}$ le RSB à la sortie du filtre adapté et β la bande passante RMS du signal s_{TX} de transformée de Fourier $\mathcal{F}\{s_{TX}(t)\} = S(\omega)$:

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \omega^2 |S(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega} \quad (2.30)$$

On retiendra donc que la précision de notre estimation du retard τ est donc limitée par le RSB et la bande passante du signal utilisé pour éclairer la scène. On note $p(s|\tau)$ la fonction de densité de probabilité de notre estimateur de temps de vol $\hat{\tau}$ dont la variance $\text{Var}(\hat{\tau})$ est bornée inférieurement suivant l'équation (2.29). On représente en Figure 2.4 une impulsion transmise à $t = 0$ et son écho bruité reçu après un retard τ . Son amplitude est ici diminuée pour représenter un effet d'atténuation dû à la propagation en espace libre (comme l'exprime l'équation radar (1.1)), mais nous négligeons cet effet dans cette analyse. On utilise le maximum de la sortie du filtre adapté pour estimer le reatrd τ avec lequel a été reçu le signal s_{RX} . On représente enfin la FDP gaussienne de cet estimateur $\hat{\tau}$; cet estimateur est donné avec une certaine variance ici notée σ^2 . On suppose ici que l'estimateur

est sans biais : $\mathbb{E}[\hat{\tau}] = \tau$. L'erreur quadratique moyenne est donc égale à la variance de l'estimateur [40]

$$\mathbb{E}[(\hat{\tau} - \tau)^2] = \text{Var}(\hat{\tau}) \quad (2.31)$$

Minimiser la variance de cet estimateur non biaisé revient donc à minimiser l'erreur que nous ferons sur cette estimation de retard.

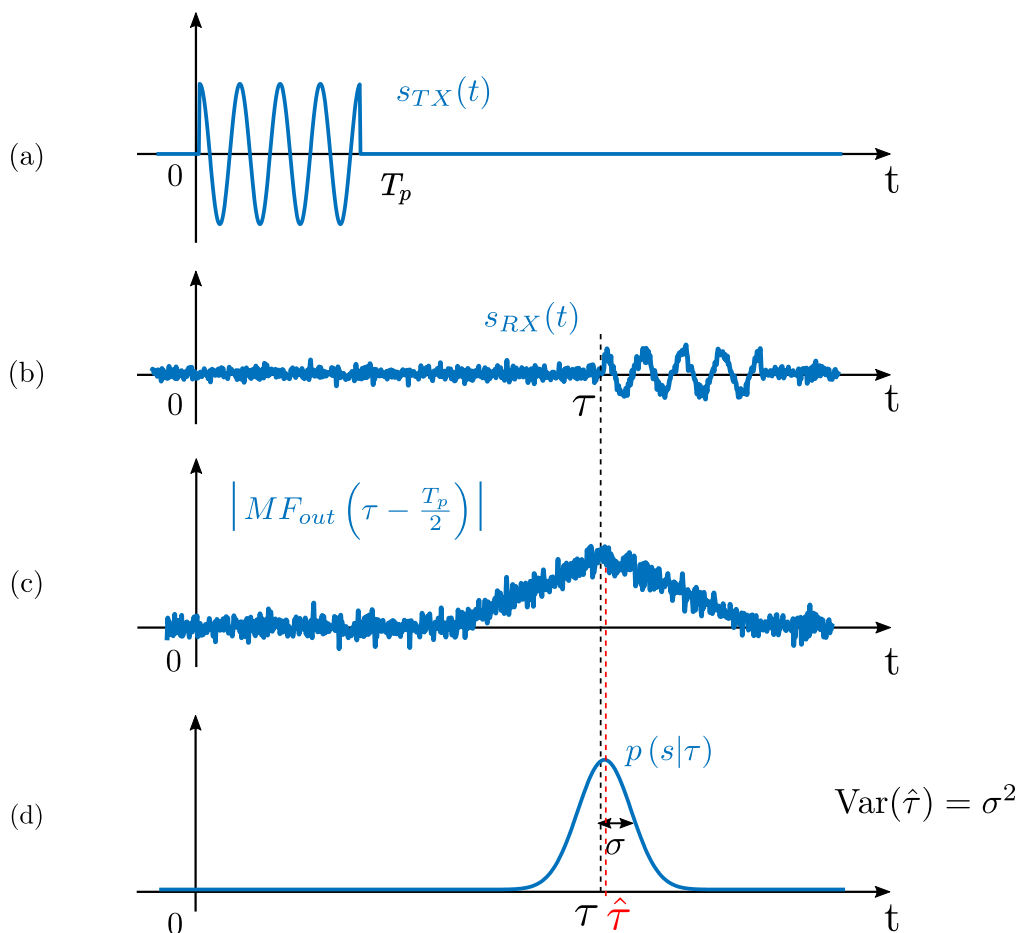


FIGURE 2.4 – (a) impulsion transmise ; (b) impulsion reçue après un temps de vol τ ; (c) enveloppe de la sortie du filtre adapté ; (d) fdp de l'estimateur de temps de vol $\hat{\tau}$. L'enveloppe du signal de sortie du filtre adapté est impactée par le bruit. La date de son maximum permet d'obtenir une estimation $\hat{\tau}$ du temps de vol τ . La qualité de ce maximum dépend du RSB du signal reçu et de la bande passante de l'impulsion qui détermine la largeur de $|MF_{out}|$

On peut désormais exprimer la valeur de la borne minimale de la variance d'un estimateur de distance, en prenant $\hat{R} = c\hat{\tau}/2$. On obtient :

$$\text{Var}(\hat{R}) \geq \frac{1}{d^2} \cdot \left(\frac{c}{2 \cdot \beta} \right)^2 \quad (2.32)$$

Si cette borne de variance est vérifiable dans les cas à haut RSB, elle est en revanche très optimiste pour les cas à faible RSB [41, 42, 43]. Une étude plus poussée utilisant d'autres bornes (comme par

exemple la borne de Ziv-Zakaï) est laissée en perspective. Retenons que la précision de l'estimation est lié à l'inverse de la bande passante du signal, mais également à l'inverse du RSB.

2.2.1.2 Résolution Spatiale

La résolution d'un radar dans une dimension donnée définit sa capacité à distinguer des signaux provenant de sources différentes. En radar, on se réfère ainsi à la résolution spatiale pour définir le pouvoir séparateur du système lors d'une mesure de distance. Comme nous l'avons vu dans la partie précédente, on utilise un filtre adapté au signal reçu s_{RX} pour identifier le retard avec lequel est reçue une impulsion très atténuée et à laquelle sera ajouté du bruit. La fonction d'ambiguïté χ [27, 23] permet alors de représenter la réponse de ce filtre adapté lorsque le signal est reçu avec un certain retard τ et un certain décalage fréquentiel ν :

$$|\chi(\tau, \nu)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot u^*(t - \tau) \cdot \exp(2j\pi \cdot \nu \cdot t) \cdot dt \right| \quad (2.33)$$

où u est l'enveloppe complexe du signal reçu (la notation $*$ est utilisée pour décrire une valeur complexe conjuguée). Cette fonction est utilisée pour définir des valeurs de différences de retard τ ou de déviation fréquentielle ν minimales à partir desquelles on considèrera que le filtre adapté donne des écarts suffisants pour pouvoir distinguer deux signaux. Dans le cas particulier où l'on néglige les décalages de fréquences dûs à l'effet Doppler, $\nu = 0$ et la fonction d'ambiguïté devient alors la fonction d'autocorrélation R_{xx} :

$$|\chi(\tau, 0)| = |R_{xx}(\tau)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot u^*(t - \tau) \cdot dt \right| \quad (2.34)$$

On représente en Figure 2.5 l'enveloppe de la fonction d'ambiguïté d'une impulsion rectangulaire de durée T_p :

$$\begin{aligned} |\chi(\tau, 0)| &= \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot u^*(t + \tau) \cdot dt \right| \\ &= \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_p} & \forall |\tau| \leq T_p \\ 0 & \forall |\tau| > T_p \end{cases} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Les retards $\tau > 0$ sont relatifs à des distances plus éloignées du radar qu'une position de référence $\tau = 0$, tandis que les retards $\tau < 0$ correspondent à des positions plus proches que celle de référence.

C'est la largeur du lobe principal de cette fonction d'ambiguïté qui est classiquement utilisée pour donner une valeur de référence de la résolution temporelle $\Delta\tau$ [22, 43]. On voit dans cet exemple que les *premiers minimums de corrélation* entre deux impulsions rectangulaires retardées interviennent pour une différence absolue de retards de $\Delta\tau = T_p$. En radar la bande passante RMS définie en (2.30) est peu utilisée, et on lui préfèrera la "bande à 3 dB" B_{3dB} ou la "bande de Rayleigh" B_R définie comme la bande entre le maximum et le premier zéro du spectre [43]. Le spectre S d'une

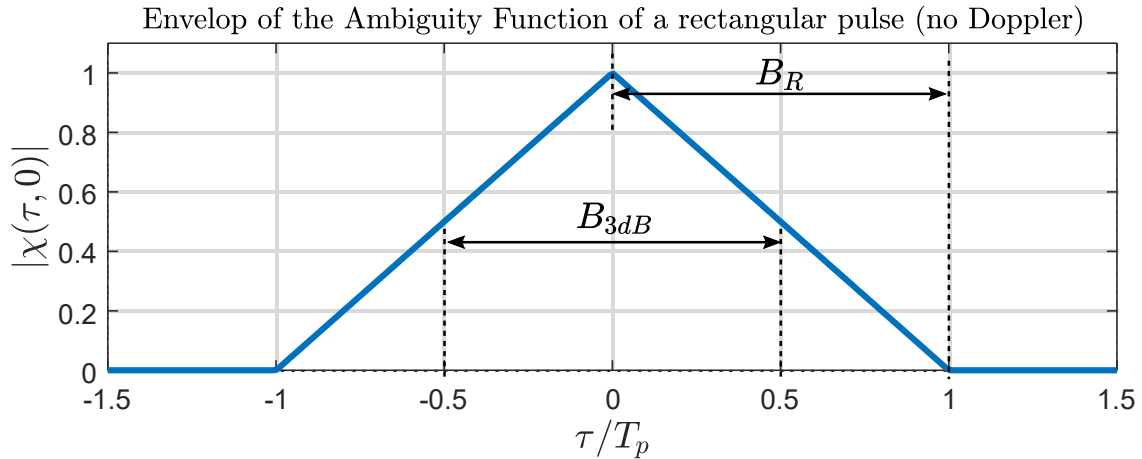


FIGURE 2.5 – Enveloppe de la fonction d’ambiguïté d’une impulsion rectangulaire de durée T_p .

impulsion rectangulaire modulée par une fréquence constante f_c , telle que décrite par l’équation (2.24) est :

$$S(f) = A \cdot T_p \cdot \text{sinc}[(f - f_c) \cdot T_p] \quad (2.36)$$

où l’on nomme $\text{sinc}(x)$ la fonction $x \mapsto \text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$. On peut montrer que la bande de Rayleigh et la bande à 3 dB ont ici la même valeur $B = B_R = B_{3dB} = 1/T_p$. **Dans la suite de ce manuscrit, on fera implicitement référence à la bande à 3 dB lorsque l’on parlera d’une bande passante notée B .** Les exceptions à cette règle seront toujours explicitement précisées. Avec cette définition de bande, on peut exprimer la résolution spatiale du radar comme étant :

$$\Delta R = \frac{c \cdot T_p}{2} \approx \frac{c}{2B} \quad (2.37)$$

On a ici la relation usuelle liant la résolution spatiale à la bande passante du signal transmis. Il découle de cette observation que **plus les impulsions sont de large bande passante (et donc de courte durée) et plus il sera possible de distinguer deux cibles proches**. Cependant, il ne s’agit là que d’une valeur de référence, qui ne prend pas en compte le RSB du signal. La seule donnée des minimums de la fonction d’ambiguïté ne suffit pas à assurer que l’on soit capable de distinguer deux signaux ayant une faible différence de temps de vol.

Comme nous avons pu le voir plus haut, la qualité d’une estimation de temps de vol (et donc de distance) dépend du rapport signal-sur-bruit à la sortie du filtre adapté. Supposons que l’on reçoive deux impulsions, provenant de réflecteurs situés à des distances respectives de $R_1 = c \cdot \tau_1/2$ et $R_2 = c \cdot \tau_2/2$. On pose pour simplifier que ces deux impulsions sont reçues avec la même amplitude. Le signal reçu par le radar correspond à la somme de ces échos :

$$s_{RX}(t) = \text{Re}[s_{TX}(t - \tau_1)] + \text{Re}[s_{TX}(t - \tau_2)] + n(t) \quad (2.38)$$

Les estimations des temps de vols $\hat{\tau}_1$ et $\hat{\tau}_2$ faites à la sortie du filtre adapté suivent alors des FDP gaussiennes, telles que représentées en figure 2.6. D’après la relation (2.29), les variances de ces

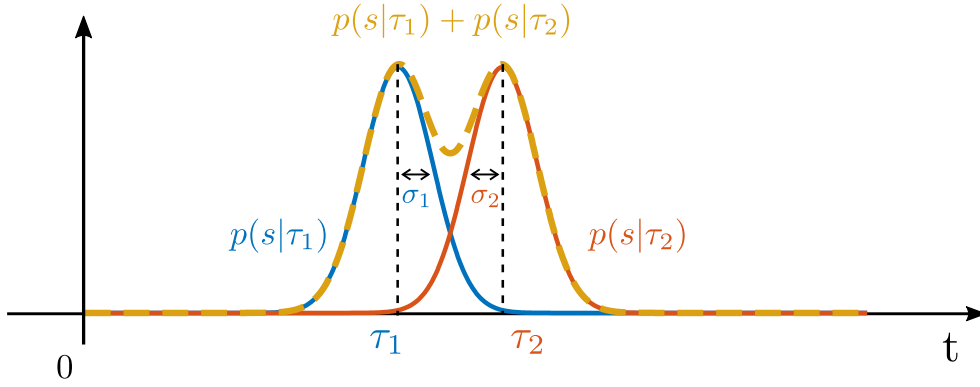


FIGURE 2.6 – Résolution de temps de vol

estimateurs sont minimisées par la borne de Cramèr-Rao :

$$\begin{cases} \text{Var}(\hat{\tau}_1) \geq \frac{1}{d^2 \cdot \beta^2} \\ \text{Var}(\hat{\tau}_2) \geq \frac{1}{d^2 \cdot \beta^2} \end{cases} \quad (2.39)$$

On choisira d'écrire que les deux estimations de τ_1 et τ_2 pourront être dissociées si :

$$\begin{aligned} \tau_2 - \tau_1 &\geq \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2} \\ \Leftrightarrow \tau_2 - \tau_1 &\geq \frac{\sqrt{\text{Var}(\hat{\tau}_1)} + \sqrt{\text{Var}(\hat{\tau}_2)}}{2} \\ \Leftrightarrow \tau_2 - \tau_1 &\geq \sqrt{\frac{N_0}{2 \cdot E}} \cdot \frac{1}{\beta} \end{aligned} \quad (2.40)$$

En terme de distances, on dira que l'on pourra distinguer le réflecteur situé à R_1 de celui placé à R_2 si $\Delta R = (R_2 - R_1)$ vérifie :

$$\begin{aligned} \Delta R &\geq \sqrt{\frac{N_0}{2 \cdot E}} \cdot \frac{c}{2 \cdot \beta} \\ &\geq \frac{1}{d} \cdot \frac{c}{2 \cdot \beta} \end{aligned} \quad (2.41)$$

La résolution spatiale du radar dépend donc du RSB en plus de dépendre de la bande passante utilisée. En général, on borne donc plutôt la résolution spatiale en fonction de la bande de Rayleigh. On se référera à la relation suivante pour la suite :

$$\Delta R \geq \frac{c}{2 \cdot B_R} \quad (2.42)$$

Le RSB n'est pas présent dans cette dernière relation. Il ne s'agit donc pas de la vraie capacité du radar à distinguer deux réflecteurs dans une situation pratique. Il faut plutôt interpréter cette expression comme la définition d'une valeur de référence, ou "nominale" de la résolution spatiale [43]. Cette relation nous permettra alors de déterminer la bande passante B_R minimale à utiliser pour obtenir une résolution spatiale ΔR voulue.

$$B_R \geq \frac{c}{2 \cdot \Delta R} \quad (2.43)$$

Remarque : En général, on tente de minimiser autant que possible la valeur de ΔR pour bénéficier d'un système à "bonne" résolution spatiale. Vient alors une ambiguïté dans la formulation de certains résultats : plus ce terme diminuera, et plus on qualifiera la résolution spatiale d'un radar de "grande" ou de "haute" ("high-resolution" e.g. [38, 44]). Paradoxalement, "augmenter" ("increased" [45]) la résolution d'un radar revient alors à réduire la valeur de ΔR . Afin d'éviter toute confusion, nous ferons le choix dans ce manuscrit de remplacer ces termes par "fine" résolution spatiale, dès lors que l'on parlera explicitement des valeurs de ΔR . Réciproquement, les résolutions spatiales des systèmes à grande valeur de ΔR ne seront pas toujours qualifiées de "basses", mais plutôt comme étant *larges* (voire même *mauvaises*, relativement aux besoins soulevés par une application donnée ou à des systèmes concurrents).

2.2.1.3 Ultra-Large Bande (UWB)

Les principes de détections présentés ci-dessus nous indiquent que la qualité des mesures de distances d'un radar impulsif est intimement liée à la bande passante du signal utilisé pour éclairer la scène. Ce sont les besoins applicatifs qui vont déterminer les valeurs de résolutions spatiales requises et donc les ordres de grandeurs de bande passante à utiliser. Si l'on se réfère à la relation (2.43), qui lie la résolution spatiale à la bande de Rayleigh (et donc à la durée de l'impulsion rectangulaire), il vient qu'une résolution de l'ordre de la dizaine de centimètres nécessite l'emploi de bandes passantes de plusieurs centaines de Mégahertz voire de quelques Gigahertz. Considérons que le signal utilisé soit une impulsion modulée par une fréquence constante f_c . Ce signal est décrit mathématiquement par l'équation (2.24) introduite plus haut. On notera S la transformée de Fourier de ce signal :

$$\begin{aligned} S(f) &= \mathcal{F}\{s_{TX}\}(f) \\ &= A \cdot T_p \cdot \text{sinc}[(f - f_c) \cdot T_p] \end{aligned} \quad (2.44)$$

D'après l'expression du spectre du signal impulsif, la bande passante d'une impulsion sera inversement proportionnelle à sa durée. En d'autres termes, afin d'atteindre des Gigahertz de bande passante, des impulsions courtes de quelques nanosecondes voire centaines de picosecondes seulement devront être utilisées.

La définition d'un système à *Ultra-Large Bande* n'est pas rigoureusement identique dans toutes les régions du monde, comme le résume un rapport [46] de l'*European Telecommunications Standards Institute* (ETSI). La *FCC* qui régit les allocations de spectres aux États-Unis définit comme système Ultra-Large Bande tout système utilisant un signal dont la "bande fractionnelle à 10 dB" est supérieure ou égale à 20 % de sa fréquence centrale, ou supérieure à 500 MHz quelle que soit sa fréquence centrale [47]. L'ETSI en revanche y regroupera plutôt tout les signaux dont la bande à -13 dB est supérieure à 50 MHz [46]. Ces définitions de références regrouperont donc toutes deux les systèmes radars que nous considérerons dans ce manuscrit, aux fréquences millimétriques et aux bandes passantes de l'ordre du Gigahertz. Le terme "*bande fractionnelle à 10 dB*" renvoie ici à une

bande B_{frac} limitée par deux fréquences f_L et f_H entre lesquelles le spectre du signal considéré est au moins à 10 dB de sa puissance maximale, comme illustré en Figure 2.7. On a la relation :

$$B_{frac} = 2 \cdot \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (2.45)$$

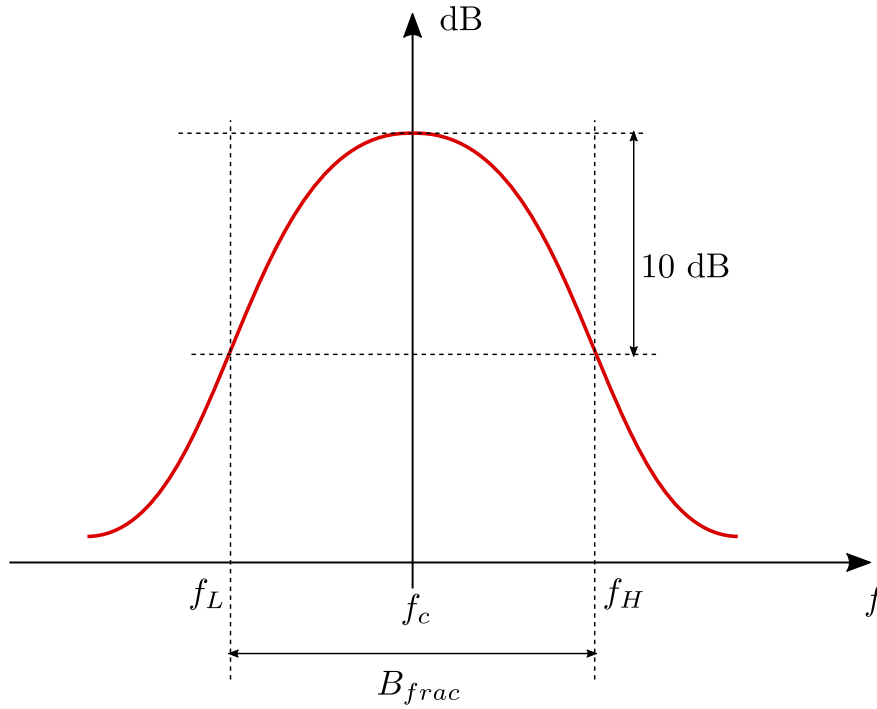


FIGURE 2.7 – Bande Fractionnaire des signaux UWB

Cette définition est la raison pour laquelle les radars impulsions utilisés en détection de signes vitaux, et plus généralement dans les applications à courte portée et haute résolution spatiale, sont nommés **IR-UWB** pour *Impulse Radar Ultra-Wide Band* que l'on traduira par *Radar Impulsionnel à Ultra-Large Bande*. Notons enfin que le terme UWB n'est pas limité aux systèmes à courtes impulsions que nous décrivons dans cette section, mais englobe également les signaux à modulation de fréquence comme les signaux FMCW dont nous parlerons plus bas dans ce chapitre [46]. Les puissances moyennes d'émission et les bandes de fréquences qui sont allouées aux systèmes UWB doivent respecter des masques d'émission imposés par les différentes autorités régionales, telles que la FCC ou l'ETSI, et dont les standards servent entre autres de références en Amérique du Nord (États-Unis et Canada) et dans l'Union Européenne respectivement.

2.2.1.4 Intégration cohérente

Le principal avantage d'une solution IR-UWB est aussi son principal inconvénient. Très peu d'énergie est requise pour envoyer une impulsion de quelques nanosecondes, et il en résulte par

conséquent une faible consommation. En revanche, on sait que le signal à la sortie du filtre adapté est proportionnel à l'énergie E reçue [27]

$$\text{RSB} = \frac{2 \cdot E}{N_0} \quad (2.46)$$

où N_0 représente la puissance spectrale du bruit pour $f > 0$ à l'entrée du filtre adapté. L'énergie E de l'impulsion est par ailleurs liée à sa durée :

$$\begin{aligned} E &= \int_{-\infty}^{+\infty} |s_{RX}(t)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left| \text{Re} [A \cdot \exp(2j\pi \cdot f_c \cdot (t - \tau))] \right|^2 dt \\ &= \frac{A^2}{2} \cdot T_p \end{aligned} \quad (2.47)$$

Ainsi, plus l'impulsion est courte et plus on s'attend à de faibles rapports signal-sur-bruit en sortie du filtre. C'est pourquoi en pratique, les radars impulsifs n'envoient pas une unique impulsion sur la scène pour assurer les fonctions de détection, mais plutôt des séquences de plusieurs centaines à plusieurs milliers appelés trains d'impulsions. Ces impulsions sont répétées à des cadences appelées **PRF** (pour Pulse Repetition Frequency, ou Fréquence de répétitions des impulsions) pouvant varier selon les systèmes de quelques centaines de Hz à quelques MHz [43]. Les réponses de toutes ces impulsions sont alors intégrées (sommées). On notera **PRI** (pour Pulse Repetition Interval, soit période de répétition des impulsions) son inverse, $\text{PRI} = 1/\text{PRF}$.

En supposant que tous les changements d'état des réflecteurs présents dans la scène sont négligeables au sein de ce train d'impulsions (aucun changement de position ou de vitesse), ce qui est raisonnable si ces impulsions sont répétées à des cadences élevées (relativement aux vitesses des réflecteurs), on prévoit que toutes les impulsions reçues contiendront la même partie déterministe du signal reçu. La durée totale du train d'impulsions cohérentes est quant à elle appelée *CPI* pour Coherent Processing Interval (ou intervalle de traitement cohérent), et est au plus égale à la période T_{slow} .

On représente en figure 2.8 les séquences d'impulsions considérées. Chaque impulsion a une durée T_p . Notons t_i la date à laquelle est transmise la i -ème impulsion de la séquence. Après qu'une impulsion soit transmise à une date t_i on instaure un temps d'attente permettant au moins la complète réception de l'impulsion de durée T_p et de temps de vol τ_{MAX} . On a donc $\text{PRI} \geq \tau_{max} + T_p$. L'impulsion suivante est ensuite transmise à la date $t_i + \text{PRI}$. Une séquence de N_{pulses} impulsions durera ainsi $\text{CPI} = N_{pulses} \cdot (\tau_{max} + T_p)$. Ces impulsions seront intégrées pour fournir une mesure de distance à grand RSB (comme nous allons le montrer plus bas) dont nous extrairons la phase. Une fois cette séquence terminée, plus aucune impulsion n'est transmise jusqu'à l'instant $t = t_1 + T_{slow}$ suivant. À cette date, une nouvelle séquence de N_{pulses} impulsions est générée, et les phases sont de nouveau extraites pour permettre l'analyse de variation de phase présentée en section 2.1.2. Cette méthode impose que $\text{CPI} \leq T_{slow}$, mais nous y reviendrons à la fin de cette section.

Notons $s(t)$ la partie déterministe d'un signal reçu et $n(t)$ un bruit additif que l'on considérera blanc et gaussien dans la bande d'observation pour représenter le bruit thermique du récepteur.

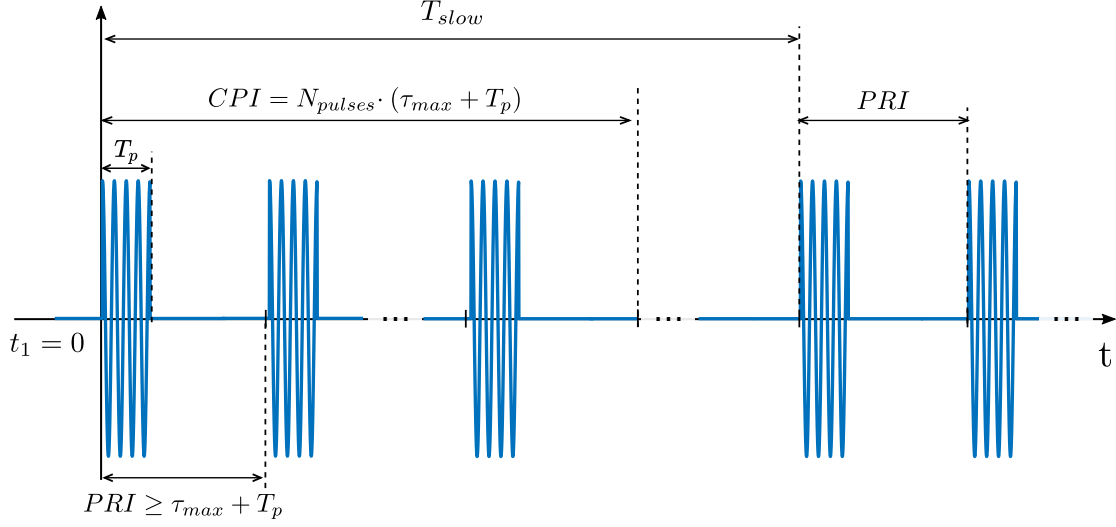


FIGURE 2.8 – Train D'impulsions

Chaque i -ème impulsion $s_{RX,i}$ reçue est la somme d'une partie déterministe notée s_i et d'une variable aléatoire n_i de variance N_0 . Si l'on suppose que la scène est identique pour chacune des N_{pulses} impulsions, et que toutes les impulsions transmises sont identiques (si elles sont de même amplitude, fréquence et phase), on a $\forall i \in [1, N_{pulses}]$:

$$\begin{aligned} s_{RX,i}(t) &= s_i(t) + n_i(t) \\ &= \text{Re} \left[A \cdot \exp(2j\pi \cdot f_c \cdot (t - \tau)) \right] + n_i(t) \end{aligned} \quad (2.48)$$

D'autre part, le signal issu de l'étape d'intégration s_{int} qui représente la somme de toutes ces impulsions s'écrit :

$$\begin{aligned} s_{int}(t) &= \sum_{i=1}^{N_{pulses}} (s_i(t) + n_i(t)) \\ &= N_{pulses} \cdot s_i(t) + \sum_{i=1}^{N_{pulses}} n_i(t) \end{aligned} \quad (2.49)$$

L'énergie E_{int} de la partie déterministe du signal s_{int} est :

$$\begin{aligned} E_{int} &= \int_{-\infty}^{+\infty} |s_{int}(t)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left| N_{pulses} \cdot \text{Re} \left[A \cdot \exp(2j\pi \cdot f_c \cdot (t - \tau)) \right] \right|^2 dt \\ &= N_{pulses}^2 \cdot \frac{A^2}{2} \cdot T_p \\ &= N_{pulses}^2 \cdot E \end{aligned} \quad (2.50)$$

Le bruit contenu dans le signal s_{int} est quant à lui le résultat de la somme de N_{pulses} séquences

de bruit blanc décorrelées et de même variance $\sigma_i^2 = N_0$. On peut donc dire que cette somme correspond à un bruit blanc de variance $\sigma_{int}^2 = N_{pulses} \cdot N_0$.

On écrit donc à partir de l'équation (2.46) le RSB du résultat de la somme des N_{pulses} impulsions à la sortie du filtre adapté comme étant :

$$\begin{aligned} \text{RSB} &= \frac{2 \cdot E_{int}}{N_{pulses} \cdot N_0} \\ &= \frac{2 \cdot N_{pulses}^2 \cdot E}{N_{pulses} \cdot N_0} \\ &= N_{pulses} \cdot \frac{2 \cdot E}{N_0} \end{aligned} \quad (2.51)$$

Il vient donc que l'intégration d'un nombre N_{pulses} d'impulsions a permis d'augmenter le rapport signal-sur-bruit d'un facteur N_{pulses} que l'on appelle *gain d'intégration*. Ce résultat nécessite cependant que toutes les impulsions soient identiques en phase et en fréquence : on parle alors d'**intégration cohérente**. Cette cohérence de phase des impulsions permet que l'augmentation d'un facteur N_{pulses} s'applique sur l'amplitude de la partie déterministe du signal, tandis que pour les échantillons de bruit ce facteur s'appliquera sur les puissances [43]. On représente en Figure 2.9 le principe de l'intégration cohérente. Un nombre N_{pulses} d'impulsions bruitées sont par hypothèse reçues avec le même temps de vol τ . Ayant toutes été transmises avec la même phase initiale, sommer ces impulsions permet alors d'obtenir une impulsion dont le rapport signal-sur-bruit est N_{pulses} fois supérieur à celui de chaque écho reçu.

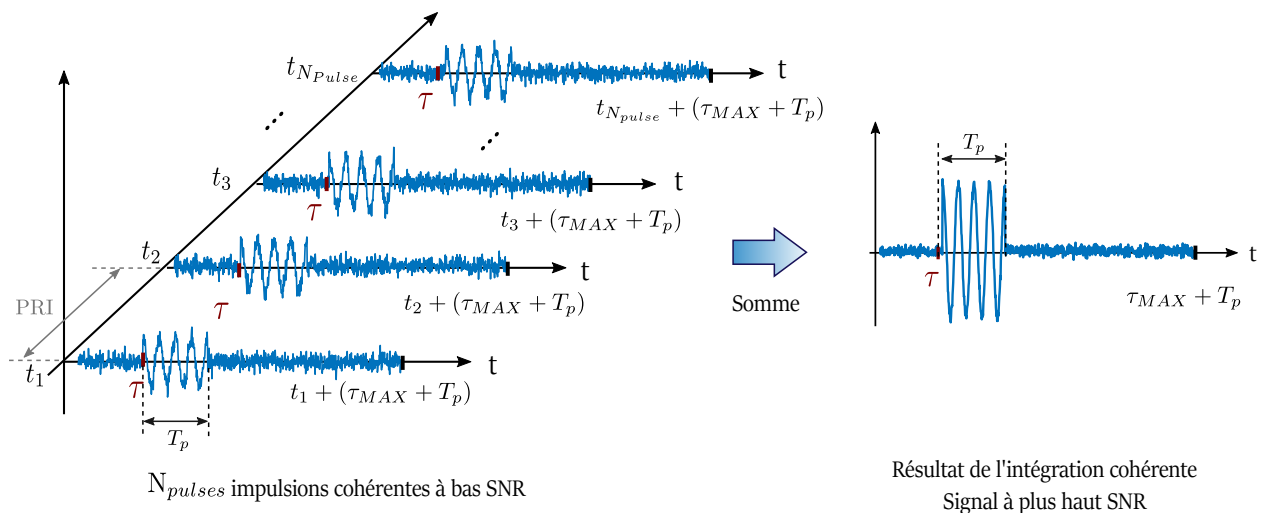


FIGURE 2.9 – *Intégration cohérente*

Dans le cas où cette cohérence n'est pas assurée il est tout de même possible de réaliser des intégrations que l'on qualifie par conséquent de **non-cohérentes**. Ces intégrations, bien que moins performantes, permettent néanmoins d'augmenter le RSB des signaux dont on ne maîtrise pas la phase de démarrage, ou encore dans les applications où les composantes Doppler sont trop impor-

tantes pour être négligeables et peuvent détruire cette de cohérence de phase entre les impulsions reçues [48]. Contrairement à l'intégration cohérente, seules les amplitudes des signaux reçus sont additionnées et les phases ne sont plus considérées. La perte des informations contenues dans les phases des signaux est cependant à exclure dans notre étude où les signes vitaux sont justement extraits par analyse de phase. La définition du gain d'intégration issu d'une intégration non-cohérente est plus complexe à obtenir analytiquement que pour le cas cohérent, mais on retiendra que pour un nombre important N_{pulses} d'impulsions ce gain vaut approximativement $\sqrt{N_{pulses}}$ [43].

Pour finir, rappelons que l'on devra nécessairement vérifier que $CPI \leq T_{slow}$. Mais si l'augmentation du nombre d'impulsions permet d'augmenter le RSB, elle diminue en revanche la portée du radar. En effet :

$$\begin{aligned} N_{pulses} \cdot (\tau_{max} + T_p) &\leq T_{slow} \\ \Leftrightarrow \tau_{max} &\leq \frac{T_{slow}}{N_{pulses}} - T_p \end{aligned} \quad (2.52)$$

Une application numérique montre alors que pour une période $T_{slow} = 10^{-3}$ s, une portée de $\tau_{max} = 100$ ns (soit $R_{max} = 15$ m) et des impulsions de durée $T_p \leq 1$ ns, jusqu'à 10^4 impulsions pourront être utilisées.

2.2.2 Architecture

L'architecture du front-end d'un radar IR-UWB considérée dans cette thèse est représentée en Figure 2.10. Un système permettant de contrôler l'oscillateur local (LO) doit cependant permettre d'assurer que les impulsions sont toutes générées avec la même phase initiale. Contrairement à la solution CW détaillée dans la section précédente, les systèmes impulsions permettent l'utilisation d'une seule et même antenne pour assurer les fonctions d'émission et de réception, qui ne sont pas réalisées simultanément. Un switch sera alors placé avant l'antenne, à l'intersection des canaux Tx et Rx pour permettre la transition. En alternant les phases d'émission et d'écoute du radar, celui-ci n'est alors plus soumis aux problèmes de fuite d'énergie de son signal transmis dans le canal de réception que rencontrent les approches à émission continue. Cependant, le radar est par construction "aveugle" aux échos qui lui reviennent après des temps de vol τ inférieurs à la durée de phase de transmission, c'est-à-dire inférieurs à la durée d'impulsion T_p . Le radar IR-UWB a donc une portée *minimale* de détection R_{min} que l'on approximera par $R_{min} \approx c \cdot T_p / 2$. Notons toutefois que l'on considère des signaux UWB dont les durées sont typiquement inférieures à 1 ns. On pourra donc considérer que $R_{min} < 15$ cm dans la suite de notre étude.

Des alternatives à démodulations en quadrature (I/Q) peuvent-être rencontrées [49, 50], qui proposent l'extraction de la phase de impulsions. Dans le cas où les impulsions sont échantillonnées directement (comme en Figure 2.10), un échantillonnage d'une cadence de plusieurs Gigahertz est utilisé. La démodulation I/Q est alors réalisée de manière numérique [16], ce qui permet de s'affranchir de tout effet de déséquilibre entre ces deux voies (I/Q imbalance) qui s'observe dans une démodulation analogique [51].

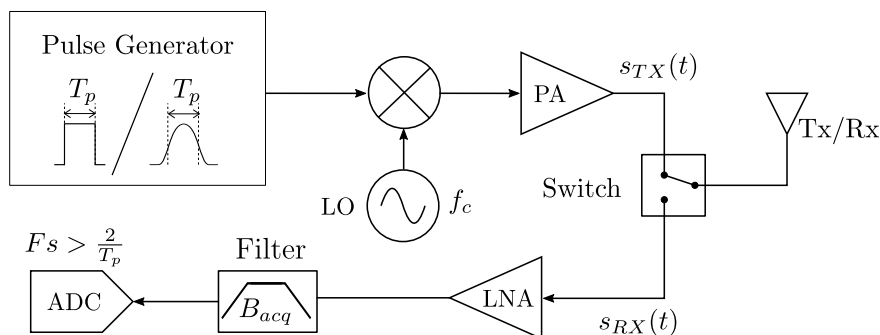


FIGURE 2.10 – Architecture typique du radar impulsionnel Ultra-Large Bande à échantillonnage direct

La complexité de l'approche impulsionnelle se trouve dans la réception de ses signaux à large bande [52], qui fait intervenir de très grandes fréquences d'échantillonnage de plusieurs dizaines de Gigahertz. Le système IR-UWB faisant aujourd'hui référence dans l'application de mesure de signes vitaux [53] propose une architecture d'échantillonnage RF alternative, pour une consommation de 118mW.

2.2.3 Le radar UWB pour l'extraction de signes vitaux

Si nous avons présenté plus haut comment l'approche impulsionnelle était utilisée pour détecter les distances auxquelles sont placés les différents réflecteurs de la scène, il nous faut maintenant expliquer comment sont extraites les signatures des signes vitaux. On néglige dans cette partie les amplitudes des signaux et tout effet de bruit. Supposons donc qu'un sujet soit situé à une distance R du radar à une date $t = t_1$. On transmet à cette date une impulsion notée s_{TX} , de phase initiale ϕ_0 connue et de fréquence porteuse f_c :

$$s_{TX}(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T_p/2}{T_p}\right) \cdot e^{2j\pi f_c t + j\phi_0} \quad (2.53)$$

Le signal complexe reçu, issu de l'intégration cohérente de N_{pulses} impulsions sera noté $s_{RX,1}$. Dans le cas où la fréquence de répétition des impulsions est grande devant toute vitesse de déplacement dans la scène, ce signal peut-être écrit juste après l'antenne de réception :

$$s_{RX,1}(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T_p/2 - \tau_1}{T_p}\right) \cdot e^{2j\pi f_c (t - \tau_1) + j\phi_0} \quad (2.54)$$

où $\tau_1 = \frac{2R_1}{c}$ est le temps de vol de l'impulsion. Supposons que l'on ait un système muni d'une

démodulation I/Q. On écrit alors que le signal complexe $s_{ADC,1}$ à l'entrée de l'ADC est :

$$\begin{aligned} s_{ADC,1}(t) &= \text{rect}\left(\frac{t - T_p/2 - \tau_1}{T_p}\right) \cdot e^{2j\pi f_c(t - \tau_1) + j\phi_0} \cdot e^{-2j\pi f_c t} \\ &= \text{rect}\left(\frac{t - T_p/2 - \tau_1}{T_p}\right) \cdot e^{-2j\pi f_c \tau_1 + j\phi_0} \\ &= \text{rect}\left(\frac{t - T_p/2 - \tau_1}{T_p}\right) \cdot e^{-2i\pi f_c \frac{2R_1}{c} + j\phi_0} \end{aligned} \quad (2.55)$$

On note ϕ_1 la phase de ce signal :

$$\phi_1 = -4\pi f_c \frac{R_1}{c} + \phi_0 \quad (2.56)$$

On répète l'opération à une date $t_2 = t_1 + T_{slow}$ (comme nous l'avons représenté en Figure 2.8) à laquelle le sujet est à une position $R_1 + r(t_2)$, où $r(t_2)$ représente une faible variation de position qui peut être positive ou négative. Le signal $s_{ADC,2}$ disponible à l'entrée de l'ADC aura pour phase :

$$\phi_2 = -4\pi f_c \frac{R_1 + r(t_2)}{c} + \phi_0 \quad (2.57)$$

Avant de comparer les phase de ces signaux, notons que $s_{ADC,1}$ et $s_{ADC,2}$ n'ont pas rigoureusement le même support temporel, le premier décrivant une impulsion retardée de τ_1 et le second une impulsion retardée de $\tau_2 \neq \tau_1$. Cependant, dans le cas où la variation de position du réflecteur est faible durant l'intervalle de temps T_{slow} qui sépare ces deux mesures, on pourra négliger cette différence de retard dans l'estimation du temps de vol. Comme le montre [43], les faibles variations de retards rendent négligeables les variations de l'enveloppe de l'impulsion considérée ("*insignificant*" dans le texte). C'est notamment le cas lorsqu'on utilise des périodes de répétition T_{slow} de l'ordre de quelques millisecondes pour observer des mouvements respiratoires de moins d'un centimètre d'amplitude et lents de plusieurs secondes.

Comme représenté en Figure 2.11, on considère alors que le réflecteur restera observé à la même position aux cours des mesures successives. Les signaux seront échantillonnés par les ADC à une cadence F_s , et les estimations de distance seront alors effectuées sur un espace discret, une grille de distance dont les éléments sont appelés des cellules, *Range Cell* ou *Range Bin*. Cet axe temporel est appelé la dimension de temps court ("*Fast Time*" en anglais) qui est discrétisée avec un pas de $1/F_s$.

L'opération est ensuite répétée à la cadence f_{slow} . L'ensemble des mesures radar successives est alors représenté dans un plan dont chaque ligne correspond à une mesure i (qui est elle-même le résultat de N_{pulses} intégrations cohérentes) démarrée à une date t_i (on a ici repris les notations de la Figure 2.8). Le deuxième axe de ce plan est appelé l'axe des temps longs ("*Slow Time*" en anglais) et est quant à lui discrétisé par la période de répétition T_{slow} . On représente en Figure 2.11 la matrice ainsi obtenue, dans laquelle le Range Bin où un réflecteur est détecté est grisé.

Chaque cellule représente un échantillon complexe, dont on va pouvoir suivre l'évolution de la phase tout au long de la dimension Slow Time. On peut notamment exprimer la différence de phase

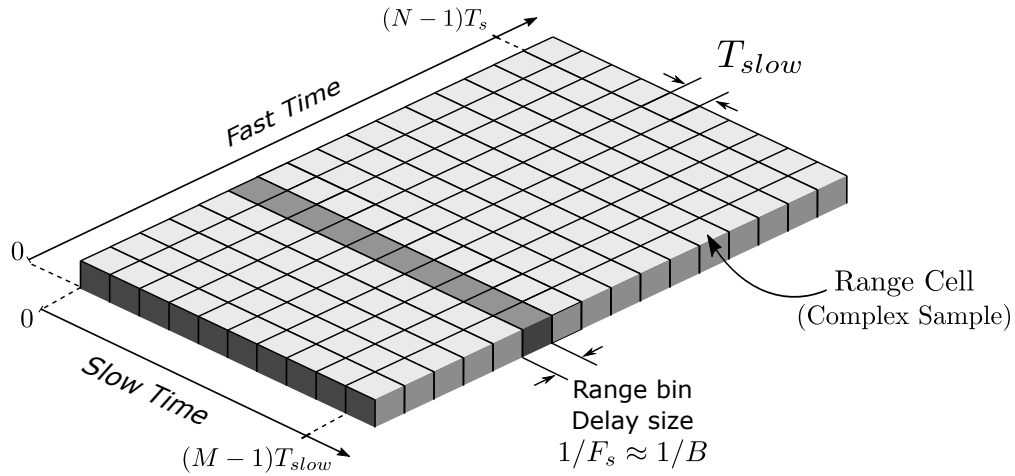


FIGURE 2.11 – Mesures des variations de phases le long de l'axe des temps longs

$\Delta\phi$ entre les deux mesures consécutives que représentent $s_{ADC,1}$ et $s_{ADC,2}$. On retrouve alors la relation obtenue dans le cas du radar CW en notant la différence de position entre les dates t_2 et t_1 $\delta r = r(t_2)$:

$$\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1 = \pm \frac{4\pi f_c \delta r}{c} \quad (2.58)$$

On répètera alors l'opération le long de l'axe Slow Time pour observer l'évolution de cette phase pour chacune des M mesures de distances qui auront été effectuées, et ainsi obtenir le profil des variations de phase associée à un réflecteur.

2.3 Radar à modulation de fréquence

2.3.1 Le radar à compression d'impulsion

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, le radar à Ultra-Large Bande (UWB) repose sur l'utilisation de très courtes impulsions pour générer les larges bandes passantes requises. Cependant le principal inconvénient de cette approche est que des signaux de très basses énergies sont attendus à la réception et donc de très faibles SNR sont à prévoir. Tandis que les besoins applicatifs en résolution spatiale requièrent l'emploi d'impulsions de très faibles durées, les performances de détection suggèrent au contraire d'utiliser des impulsions plus longues afin d'augmenter l'énergie transmise compte tenu des contraintes de puissance pics des technologies silicium modernes. L'approche de la compression d'impulsion vise à résoudre ce problème en brisant le lien entre la durée du signal et sa bande passante. En générant les bandes passantes par modulation de la fréquence porteuse f_c de l'impulsion, il est alors possible d'utiliser des signaux dont les durées sont bien supérieures aux durées $T_p = 1/B$ des signaux pulsés.

Une impulsion modulée par une fréquence variable dans le temps $f_c(t)$ est appelé un "Chirp".

On définit un chirp un signal complexe de la forme [54] :

$$u(t) = a(t) \cdot e^{j\phi(t)} \quad (2.59)$$

où $a(t)$ représente une enveloppe dont les variations sont lentes devant celles de la phase $\phi(t)$ du chirp. En radar la modulation linéaire de fréquence "LFM" (pour "Linear Frequency Modulation") est la plus utilisée. On parlera alors de chirp linéaire et noterons T_{Ramp} la durée de cette rampe en fréquence. On écrit le signal complexe correspondant à un chirp linéaire d'amplitude A , de fréquence initiale $f_c - \frac{B}{2}$ et balayant une bande B en une durée T_{Ramp} avec une phase initiale ϕ_0 que l'on ne suppose pas connue ici :

$$s_{TX}(t) = A \cdot e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot t + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot t^2 \right) + j\phi_0} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - T_{Ramp}/2}{T_{Ramp}} \right) \quad (2.60)$$

Ainsi écrit, la bande balayée par ce chirp est centrée sur la fréquence porteuse f_c . Nous représentons ce chirp dans le domaine temporel ainsi que dans le plan temps-fréquence en Figure 2.12.

Lorsqu'un écho de ce signal retourne au radar après un temps de vol τ , il peut alors être écrit :

$$s_{RX}(t) = A \cdot e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (t - \tau) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (t - \tau)^2 \right) + j\phi_0} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \tau - T_{Ramp}/2}{T_{Ramp}} \right) \quad (2.61)$$

On peut montrer (voir Annexe C) que la fonction d'autocorrélation d'un chirp linéaire s'écrit :

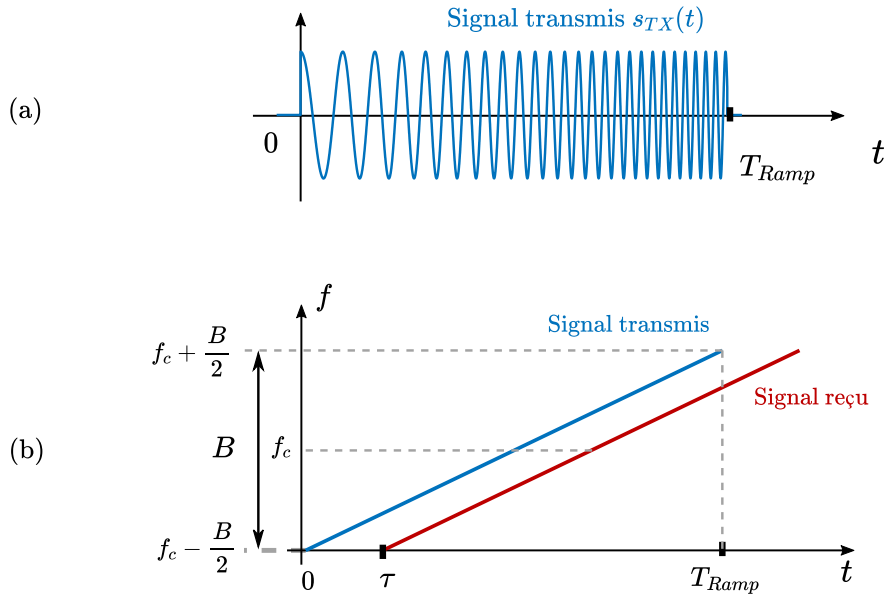


FIGURE 2.12 – Chirp linéaire représenté (a) dans le domaine temporel (b) dans le plan temps-fréquence

$$|\chi(\tau, 0)| = \begin{cases} \left| A \cdot T_{Ramp} \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_{Ramp}} \right) \text{sinc} \left[B\tau \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_{Ramp}} \right) \right] \right| & \forall |\tau| \leq T_{Ramp}, \\ 0 & \forall |\tau| > T_{Ramp} \end{cases} \quad (2.62)$$

En particulier, pour les retards tels que $\frac{|\tau|}{T_{Ramp}} \ll 1$ la relation (2.62) devient :

$$|\chi(\tau, 0)| \approx \left| A \cdot T_{Ramp} \cdot \text{sinc}(-B\tau) \right| \quad (2.63)$$

dont la première annulation intervient pour les retards $\tau = \pm 1/B$, c'est à dire pour les distances $R = \pm c/2B$, où B est la bande balayée par le chirp. On représente une version normalisée de cette fonction en Figure 2.13.

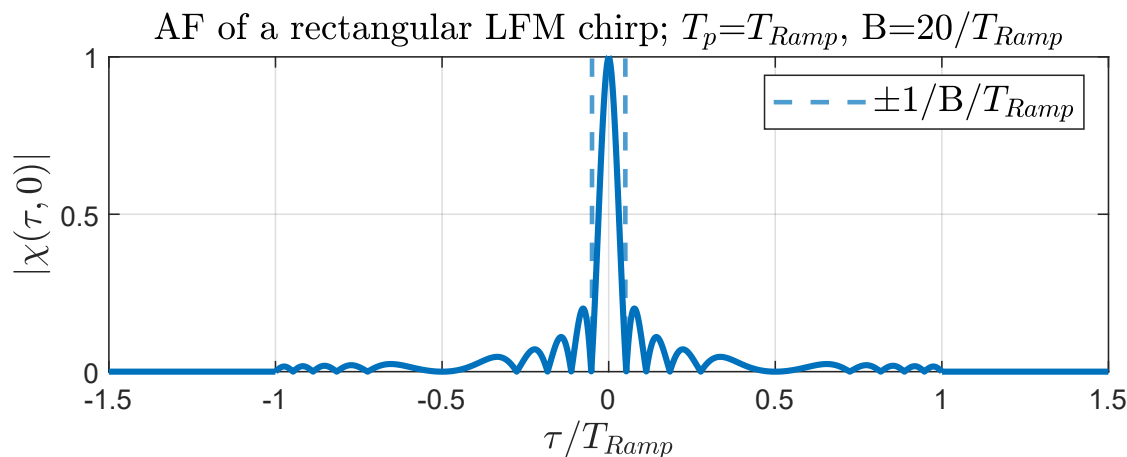


FIGURE 2.13 – Fonction d'autocorrélation d'un chirp linéaire

La résolution de temps spatiale de Rayleigh étant définie comme étant la différence entre le maximum du lobe principal de la fonction d'ambiguïté et sa première annulation, on retrouve une expression de la résolution similaire à celle de l'impulsion UWB (2.37) :

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (2.64)$$

Rappelons cependant que la capacité du radar à distinguer deux cibles est aussi dépendante du SNR. Cette expression n'est donc qu'indicative, et on préférera se référer à :

$$\Delta R \geq \frac{c}{2B} \quad (2.65)$$

Contrairement au cas de l'impulsion UWB, la résolution spatiale du radar n'est plus déterminée par la durée du signal, T_{Ramp} dans le cas du chirp, mais par la bande passante balayée B . C'est ce principe qui permet d'utiliser des signaux de longues durées sans dégradation de résolution. Le terme "Compression d'impulsion" vient alors décrire le fait que l'on ait "compressé" la fonction d'autocorrélation par rapport au cas standard non modulé en fréquence. On compare les fonctions d'autocorrélation de ces deux signaux en Figure 2.14. On a ici considéré des signaux de même durée $T_p = T_{Ramp} = T$. Comme détaillé en section 2.2.1.2, l'écart entre le maximum et les 1ers zéros de la fonction d'autocorrélation de l'impulsion rectangulaire vaut $T = 1/B_R$. Pour le chirp LFM en revanche, cette écart vaut approximativement $1/B = T/20$. En balayant cette bande B on a donc bien *comprimé* la fonction d'autocorrélation de l'impulsion à fréquence constante.

Plus on augmente la largeur de la bande B à balayer, et plus on comprimera l'autocorrélation du chirp. En comparant les deux résolutions spatiales de Rayleigh de l'impulsion non-modulée ΔR_{pulse} et du chirp ΔR_{chirp} , on obtient :

$$\frac{\Delta R_{Chirp}}{\Delta R_{pulse}} = \frac{1}{B} \cdot \frac{1}{T} = \frac{1}{BT} \quad (2.66)$$

Le produit temps-bande passante BT du chirp linéaire traduit donc l'effet compression de sa fonction d'autocorrélation. Ce produit est par conséquent également appelé *Rapport de Compression* [27].

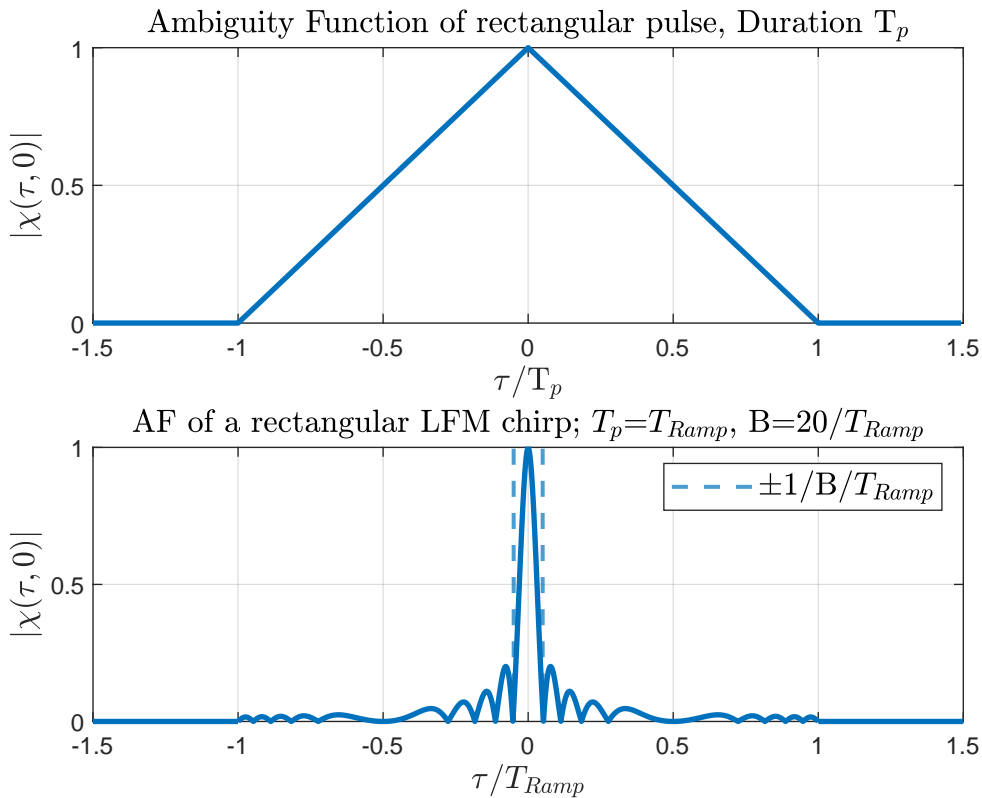


FIGURE 2.14 – Comparaison des fonctions d'ambiguïtés d'une impulsion rectangulaire (en haut, reproduction de la Figure 2.5) et d'un chirp linéaire de même durée mais balayant une bande $B = 20/T_{Ramp}$ (en bas, reproduction de la Figure 2.13)

Il est à noter toutefois que la figure d'autocorrélation du chirp n'est pas tout à fait indépendante de sa durée T_{Ramp} . En effet, on a supposé que $T_{Ramp} \gg |\tau|$ pour faire l'approximation (2.63). On notera que plus le rapport de compression BT est faible et plus la première annulation τ_0 de la fonction d'ambiguïté est supérieure à $1/B$.

2.3.2 Radar FMCW

Afin de concevoir un radar à compression d'impulsion il faut être capable de générer le chirp, le transmettre dans la scène, puis d'acquérir et échantillonner ses échos en respectant le théorème de Nyquist (donc à une cadence égale à deux fois la bande B balayée) et finalement appliquer numériquement un filtrage adapté sur la trame d'échantillons en sortie du récepteur. Cependant, il vient de l'analyse de la relation (2.65) que si notre application requiert des résolutions de l'ordre de la dizaine de centimètres, les bandes passantes associées, et par conséquent les cadences d'échantillonnage requises, seront de l'ordre du Gigahertz. Cela suppose l'emploi d'ADC particulièrement consommant, et des masses importantes de données à traiter numériquement [43]. C'est pourquoi les applications à courtes et moyennes portées se tournent plutôt vers des architectures où le filtrage adapté est réalisé de manière analogique. C'est la méthode utilisée dans l'approche radar *FMCW* (pour *Frequency Modulated Continuous Waveform* que l'on peut traduire par *Onde Continue Modulée en Fréquence*) qui utilise un signal modulé à émission continue plutôt que d'utiliser des chirps impulsionnels.

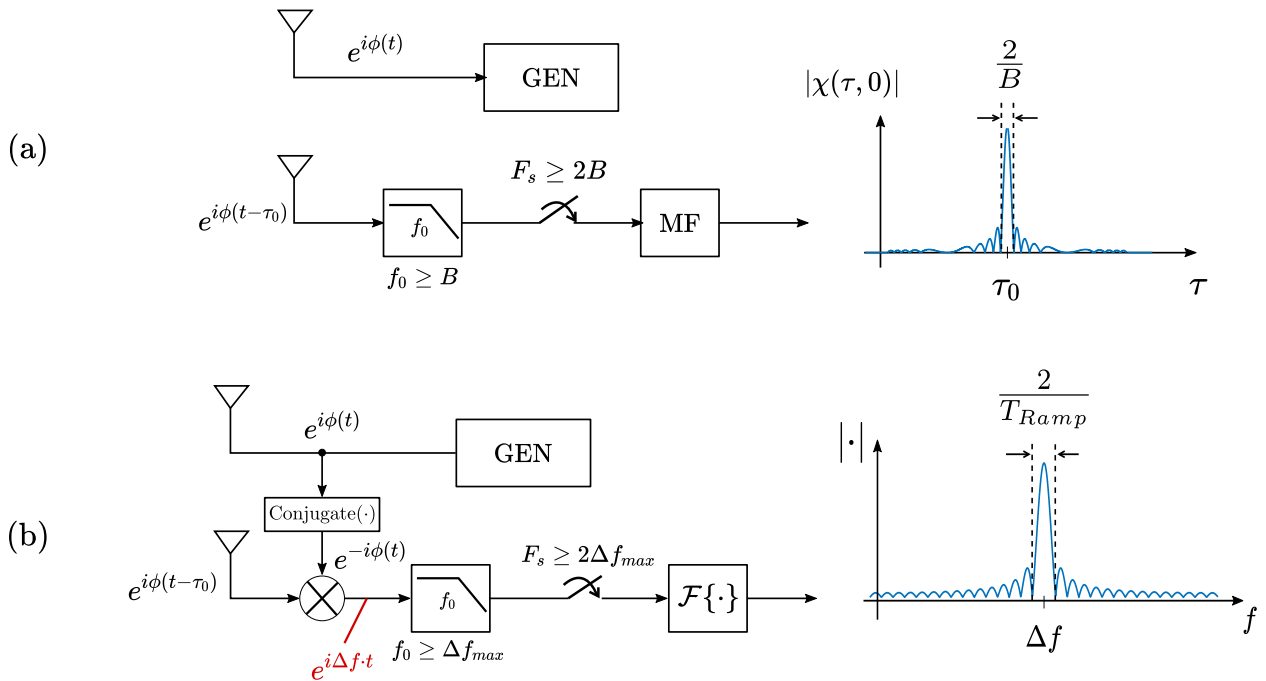


FIGURE 2.15 – Schémas résumant les opérations pour (a) le radar à compression d'impulsion, (b) le radar FMCW

On transmet dans la scène un chirp d'une durée longue devant les temps de vol à mesurer, de sorte que la transmission ne soit pas terminée lorsque les échos retournent au radar. Ces derniers sont alors reçus et mélangés de manière analogique au signal qui est encore en cours d'émission. En mélangeant le signal transmis avec l'un de ces échos, on produit un signal dont la fréquence est égale à l'**écart fréquentiel instantané** entre ces deux chirps (cet écart est noté Δf en Figure 2.15). Dans le cas où l'on transmet un chirp LFM, cet écart de fréquence sera alors constant pendant toute

la durée du mélange.

En mesurant les fréquences qui composent le signal de sortie du mélangeur, on peut en déduire le temps de vol associé à chacun des échos reçus. En procédant ainsi, on acquiert donc un signal dont les composantes fréquentielles ne varient plus au cours du temps. C'est pourquoi on parle parfois de *de-ramping*, ou encore de *de-chirping* [43] pour décrire cette étape de mélange analogique.

L'analyse mathématique du radar FMCW est très proche de celle de la compression d'impulsion que nous avons présenté dans la section précédente. On conservera ici la notation T_{Ramp} pour parler de la durée de la montée en fréquence du chirp. Comme nous le verrons plus bas, cette durée correspondra également à la durée de l'acquisition.

2.3.2.1 Fréquences battements et échantillonnage

Le modèle de transmission du radar FMCW dit "en dent de scie" est représenté en Figure 2.16. Il s'agit du type de modulation le plus couramment utilisé dans l'analyse de signes vitaux, et n'utilise qu'un seul sens de variation fréquentielle (par opposition à la modulation en triangle qui en utilise deux pour permettre des détections de fréquences Doppler [23]). Un chirp linéaire de bande B est généré et transmis pendant une durée T_{Ramp} , avant d'être répété à une cadence $T_{slow} \approx T_{Ramp}$. Des architectures permettent d'attendre une durée T_{dead} avant de répéter un chirp [44]. Cela permet d'attendre de recevoir les potentiels échos provenant de réflecteurs situés à R_{max} , qui n'auraient en effet pas finis d'être reçus qu'après une durée $T_{Ramp} + \tau_{max}$. En attendant $T_{dead} = \tau_{max}$, on s'assure donc que ces échos ne seront pas en cours de réception lors de la transmission du chirp suivant. Dans un radar FMCW, chaque chirp sert à une détection des distances. Il ne faut donc pas que le signal issu d'un chirp N viennent interférer avec la réception du chirp $N + 1$.

Reprenons l'expression d'un chirp complexe, balayant une bande B centrée sur une fréquence centrale f_c et de durée T_{Ramp} . On admettra ici que cette durée est largement supérieure à tous les retards surveillés : $\forall \tau \in [0, \tau_{max}], T_{Ramp} \gg \tau$. Ajoutons également le terme ϕ_0 , qui représentera la phase initiale de ce chirp.

$$s_{TX}(t) = \sqrt{A} \cdot e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot t + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot t^2 \right) + j\phi_0} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - T_{Ramp}/2}{T_{Ramp}} \right) \quad (2.67)$$

Un écho de ce signal en provenance d'un réflecteur situé à une distance $R = c\tau/2$ du radar sera noté :

$$s_{RX}(t) = \sqrt{A} \cdot e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (t - \tau) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (t - \tau)^2 \right) + j\phi_0} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \tau - T_{Ramp}/2}{T_{ramp}} \right) \quad (2.68)$$

En multipliant alors le signal reçu avec le conjugué du signal transmis on obtient :

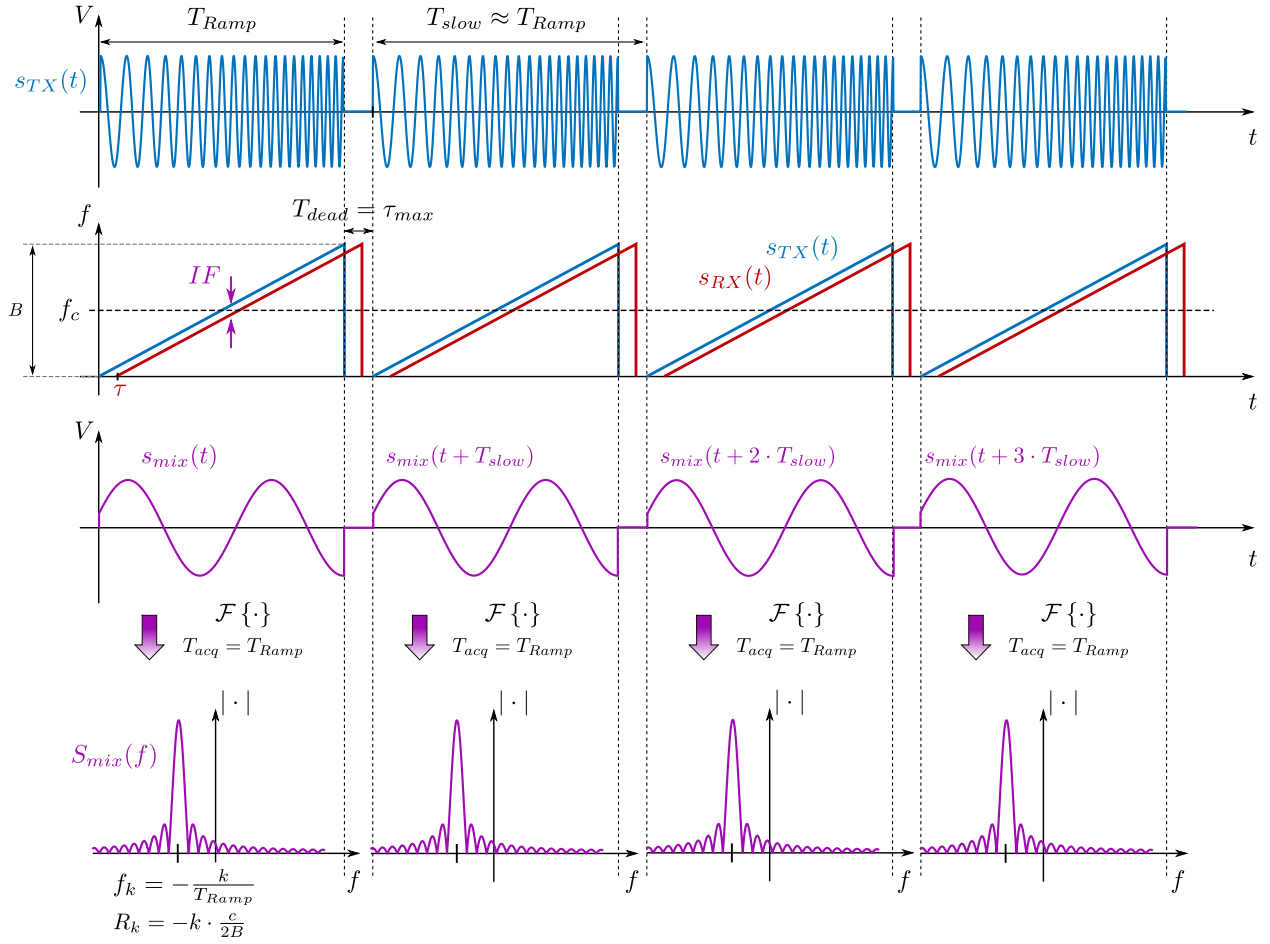


FIGURE 2.16 – Représentations des étapes de mesures successives des signaux FMCW (de haut en bas : signal transmis, représenté dans le temps ; signaux transmis et reçus représentés dans le plan temps-fréquence ; signal "IF", en sortie du mélangeur représenté dans le temps ; signal IF représenté dans le domaine fréquentiel)

$$\begin{aligned}
 s_{RX}(t) \cdot s_{TX}^*(t) &= A \cdot e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (t - \tau) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (t - \tau)^2 \right) + j\phi_0} \\
 &\quad e^{-2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot t + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot t^2 \right) - j\phi_0} \\
 &\quad \text{rect} \left(\frac{t - T_{Ramp}/2}{T_{Ramp}} \right) \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \tau - T_{Ramp}/2}{T_{ramp}} \right) \quad (2.69) \\
 &= A \cdot e^{2j\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \tau + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \tau^2 - \frac{B}{T_{Ramp}} \tau \cdot t \right)} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \tau/2 - T_{ramp}/2}{T_{ramp} - \tau} \right)
 \end{aligned}$$

On appellera ce signal issu du mélange entre le chirp transmis et ses échos s_{mix} . En rappelant que $\forall \tau \in [0, \tau_{max}]$, $T_{Ramp} \gg \tau$, cette équation devient :

$$s_{mix}(t) \approx A \cdot e^{2j\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \tau + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \tau^2 - \frac{B}{T_{Ramp}} \tau \cdot t \right)} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - T_{ramp}/2}{T_{ramp}} \right) \quad (2.70)$$

On remarque la disparition du terme en t^2 dans le signal s_{mix} . Ce signal complexe n'est alors plus un chirp linéaire mais un signal sinusoïdal dont la fréquence vaut $\Delta f = \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \tau$. Il s'agit de la différence de fréquence instantanée entre le signal transmis à $t = 0$, qui sert de référence, et son écho reçu à $t = \tau$. Cette différence est communément appelée **fréquence battement** (*Beat Frequency* [55, 43]), ou fréquence *IF* (Intermediate Frequency, fréquence intermédiaire). Cet écart de fréquence dépend du retard τ avec lequel l'écho arrive au radar, comme illustré dans la représentation temps-fréquence de la figure 2.16. Cet écart fréquentiel est constant et existe pendant une durée $T_{Ramp} - \tau \approx T_{Ramp}$. Le signal s_{mix} pourra alors être échantillonné pendant une durée d'acquisition $T_{acq} = T_{Ramp}$. Notons enfin l'annulation du terme de phase initiale du chirp ϕ_0 : **la phase de la fréquence battement ne dépend pas de la phase initiale du chirp transmis.**

L'approche FMCW est conceptuellement assez proche de l'approche CW détaillée en section 2.1. Toutefois, le fait d'avoir modulé la fréquence de l'onde transmise a permis d'introduire un repère temporel dans le signal rendant ainsi possible la lecture du temps de vol τ . D'après la relation (2.70) deux échos ayant des retards différents τ_1 et τ_2 produiront des fréquences battements $f_{b,1}$ et $f_{b,2}$ différentes. En outre, plus la distance parcourue par l'écho est grande, plus son temps de vol sera grand et plus la fréquence battement qu'il produira sera élevée. On peut donc relier la plus grande fréquence que le radar FMCW devra être capable d'acquérir à sa portée, représentée par la distance maximale R_{max} . On note donc que la fréquence battement maximale $f_{b,max}$ attendue sera :

$$\begin{aligned} f_{b,max} &= \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \tau_{max} \\ &= \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \frac{2R_{max}}{c} \end{aligned} \quad (2.71)$$

Un échantillonnage à Nyquist nécessitera donc d'utiliser une fréquence d'échantillonnage au moins deux fois plus grande, soit $F_s \geq 2 \cdot f_{b,max}$. C'est ce qui est illustré en Figure 2.15, où l'écart fréquentiel que représente cette fréquence battement est appelée Δf_{max} .

Remarque : Si l'on échantillonne le signal de sortie du radar FMCW à $F_s = 2 \cdot f_{b,max}$ mais qu'un écho provient d'un réflecteur plus éloigné du radar que R_{max} , il en résultera un signal dont la fréquence battement va se replier dans la bande d'observation. Si l'on suppose que le signal est d'une puissance assez élevée pour être distinguée du bruit, on observera une composante fréquentielle correspondant à une *autre* fréquence battement, et donc associée à une autre distance que celle à laquelle est effectivement positionné le réflecteur. Il y a alors une ambiguïté dans la lecture des distances, dont la limite est R_{max} . La valeur de R_{max} qui est liée à la fréquence d'échantillonnage F_s ne définit donc pas la "portée" du radar à proprement parler, qui est plutôt définie à partir du RSB, mais sa *portée non-ambigüe* (ou *unambiguous range* en anglais). C'est la valeur de distance en deçà de laquelle tout réflecteur détecté le sera par lecture d'une fréquence battement qui ne se sera pas repliée.

La fréquence d'échantillonnage peut être comparée avec la fréquence d'échantillonnage des approches IR-UWB et de compression d'impulsion, qui requièrent toutes deux un échantillonnage

supérieur au double de la bande passante du signal utilisé. En notant ces deux fréquences $F_{s,FMCW}$ et $F_{s,UWB}$ respectivement, on peut écrire :

$$\frac{F_{s,FMCW}}{F_{s,UWB}} = \frac{2 \frac{B}{T_{Ramp}} \tau_{max}}{2B} = \frac{\tau_{max}}{T_{Ramp}} \quad (2.72)$$

On peut conclure de cette relation que la réduction de fréquence d'échantillonnage par rapport aux cas IR-UWB (et Compression d'Impulsion) est déterminée par le rapport τ_{max}/T_{Ramp} . **Plus la durée du chirp est grande devant les temps de vol que l'on souhaite mesurer, et plus la fréquence d'échantillonnage requise sera basse.**

Ainsi, la durée de rampe du chirp constitue un degré de liberté dans le choix du signal radar qui permettra d'utiliser des fréquences d'échantillonnage bien inférieures à la bande passante utilisée. Choisir une durée de rampe mille fois plus grande est tout à fait pertinent dans une application à courte portée, dans laquelle la bande passante B dépasse potentiellement le Gigahertz. Un radar dont la portée serait par exemple de $R_{max} = 15$ m nécessiterait de pouvoir détecter des temps de vol d'aller-retour pouvant aller jusqu'à $\tau_{max} = 100$ ns. L'utilisation de chirps de durée de rampe de l'ordre de la centaine de microsecondes, voire de quelques millisecondes (ce qui correspond au rapport $\tau_{max}/T_{Ramp} \approx 1e^{-3}$) permet ainsi de limiter les fréquences d'échantillonnage à quelques Mégahertz seulement. En démontre par exemple le radar développé par [6, 56] qui balaye une bande passante pouvant aller jusqu'à $B = 7$ GHz (soit le maximum autorisé dans la bande de fréquence 57–64 GHz dans laquelle fonctionne ce radar) en environ $100 \mu s$, mais dont l'ensemble des fréquences battements est contenu dans une bande IF de seulement 1 MHz.

2.3.2.2 Résolution spatiale du radar FMCW

Comme nous l'avons évoqué plus haut, les fréquences battements issues du mélange d'un chirp transmis et de ses échos sont acquises pendant la durée T_{Ramp} . On fera l'approximation que $\forall \tau \in [0, \tau_{max}]$, $T_{Ramp} \gg \tau$. Cette hypothèse est motivée d'une part par la volonté de réduire les fréquences d'échantillonnage, ce qui est justement obtenu en choisissant une grande durée de chirp T_{Ramp} et d'autre part par le fait que l'on considère des applications à courte portée, et donc la détection d'échos ayant de faibles temps de vol τ . On considèrera typiquement des durées de rampe de plusieurs dizaines de micro-secondes au minimum, contre des temps de vols compris entre 0 et 100 ns. D'après la formulation (2.70) du signal à échantillonner s_{mix} , cette approximation nous amène à considérer que ces fréquences battements ont toutes la même durée T_{Ramp} . On choisira donc pour échantillonner ce signal un temps d'acquisition $T_{acq} = T_{Ramp}$. Après cette durée, un nouveau chirp sera transmis et une nouvelle acquisition commencera, comme illustré en 2.16.

Dans l'espace des fréquences, après avoir échantillonné le signal s_{mix} , on observera les fréquences battements f_b avec un pas de $\Delta f = 1/T_{Ramp}$. Or, on a :

$$f_b = \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \frac{2R}{c} \quad (2.73)$$

On représentera réciproquement l'axe des distances en remarquant qu'à toute fréquence f correspond une distance :

$$R = f \cdot T_{Ramp} \cdot \frac{c}{2B} \quad (2.74)$$

Si l'on discrétise l'espace des fréquences avec un pas de $\Delta f = 1/T_{Ramp}$, alors on discrétisera par conséquent l'axe des distances à un pas de $\Delta R = c/2B$.

Dans une approche FMCW, la scène est donc discrétisée en cellules, ou **Range Cell** en anglais, que l'on trouve parfois sous le nom **Range Bin** de taille $\Delta R = c/2B$. Cette valeur correspond en outre à la taille des lobes principaux des fréquences battements, observées pendant une durée $T_{acq} = T_{Ramp}$. Si deux réflecteurs sont à des distances relatives au radar dont la différence est inférieure à cette valeur, alors ils seront vus dans la même cellule comme étant un seul et même objet. Pour un signal donné, la résolution spatiale ΔR du radar FMCW est par conséquent au mieux égale à $\frac{c}{2B}$:

$$\Delta R \geq \frac{c}{2B} \quad (2.75)$$

En prenant la définition de la résolution spatiale la taille du lobe principale des fréquences IF, on retrouve la valeur $\frac{c}{2B}$ qui correspondait à la taille du lobe principal de la fonction d'ambiguïté du chirp linéaire, vue en sortie d'un filtre adapté (voir équation (2.64)). La résolution spatiale est donc théoriquement la même dans ces deux approches, et est indépendante de la durée du chirp T_{Ramp} . Encore une fois, cette conclusion n'est vraie que si l'on suppose que $T_{Ramp} \gg \tau$ quelque soit le retard τ observé. Notons de plus que nous avons négligé l'impact du bruit, et l'atténuation qui est due à la propagation en espace libre.

2.3.2.3 L'architecture FMCW

L'architecture du radar FMCW, présentée en Figure 2.17, se différencie tout d'abord de l'architecture du radar CW par la présence d'un générateur de chirp. Ce générateur repose habituellement sur l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL, pour Phase-Locked Loop). Celle-ci permet le contrôle d'un oscillateur contrôlé soit en tension (VCO, de Voltage-Controlled Oscillator) soit numériquement [57] (DCO pour Digitally Controlled Oscillator). Le signal produit par cet oscillateur va alors varier suivant la modulation choisie (dans notre cas, une montée linéaire de fréquence). La bande ainsi balayée sera inférieure à la valeur B visée pour la transmission, car limitée par la bande passante de la PLL (nous détaillerons ce point dans le chapitre suivant). Ce générateur permet donc de générer une version à "basse fréquence" du chirp désiré, balayant à ce stade une bande B/N (avec $N \in \mathbb{N}^*$) autour d'une fréquence f_c/N elle aussi plus faible que la fréquence porteuse f_c . Ce signal est donc ensuite multiplié en fréquence pour atteindre les valeurs millimétriques désirées. À titre d'exemple, on pourra citer le radar présenté en [45], dans lequel un chirp centré autour de $f_c = 60$ GHz est généré à partir d'une PLL à 10 GHz, et d'une association de tripleurs et de doubleurs de fréquence. En général, ces étapes successives de multiplications vérifient $N < 10$. Le

chirp est alors amplifié par un amplificateur de puissance (PA) et transmis sur la scène.

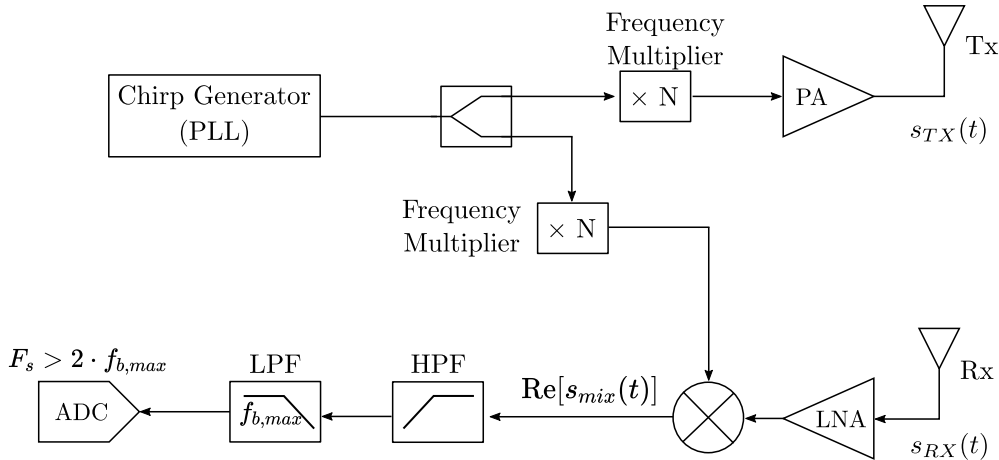


FIGURE 2.17 – Architecture du radar FMCW

Le signal qui a servi à la transmission est ensuite redirigé vers un mélangeur (ou mixer) pour être multiplié avec les échos en provenance de la scène. Ces échos sont quant à eux amplifiés par un amplificateur faible bruit (LNA) avant d'être multipliés par ce chirp de référence. En sortie du mélangeur, on retrouvera des filtres passe-haut (HPF) qui permettront d'atténuer les composantes basses fréquences du signal s_{mix} . Les plus basses fréquences battements sont en effet les signatures d'échos de faibles temps de vol, et par conséquent de signaux qui ont le moins été atténués durant leur propagation (voir l'équation radar 1.1). Afin d'éviter qu'ils ne saturent les ADC, ces signaux sont donc filtrés. Un filtre passe-bas (LPF) anti-repliement permet ensuite de limiter la bande de fréquences observée à la bande d'intérêt. Cette bande d'observation est appelée la *Bande d'Acquisition* B_{acq} , et représente la bande dans laquelle se trouveront le signal et le bruit avant échantillonnage par l'ADC, toute composante du signal en dehors de cette bande étant filtrée comme représenté en Figure 2.18. La bande d'acquisition pour l'approche FMCW est alors définie comme étant :

$$B_{acq} = 2 \cdot f_{b,max} = 2 \cdot \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \tau_{max} \quad (2.76)$$

Le filtre de l'architecture FMCW est par conséquent conçu avec une fréquence de coupure f_0 égale à la fréquence battement maximale attendue $f_0 = f_{b,max}$. Le bruit en dehors de cette bande est atténué par le filtre, et ne se repliera pas dans la bande d'observation après échantillonnage. Enfin, le signal s_{mix} est échantillonné par des ADC cadencés à une fréquence $F_s > 2 \cdot f_{b,max}$ pendant une durée $T_{acq} = T_{Ramp}$.

Bien que l'on ait décrit précédemment à l'équation (2.70) le signal s_{mix} à la sortie du mélangeur avec une représentation complexe, une architecture telle que celle représentée en Figure 2.17 ne permet que de visualiser une version réelle de ce signal $\text{Re}[s_{mix}(t)]$. Ce signal possède donc des composantes fréquentielles dans les parties positive et négative du spectre, comprises dans un intervalle que l'on appellera la *Bande IF*, représentée par l'intervalle $[-f_{b,max}; +f_{b,max}]$. Aussi, afin

d'accéder à la version complexe de s_{mix} il est possible de munir le récepteur d'un démodulateur I/Q [58, 59, 60, 61] (la référence [61] utilise un radar développé par Texas Instruments qui intègre effectivement des démodulateur I/Q comme on peut le lire sur sa datasheet [62]). Cette version de l'architecture FMCW est présentée en Figure 2.18.

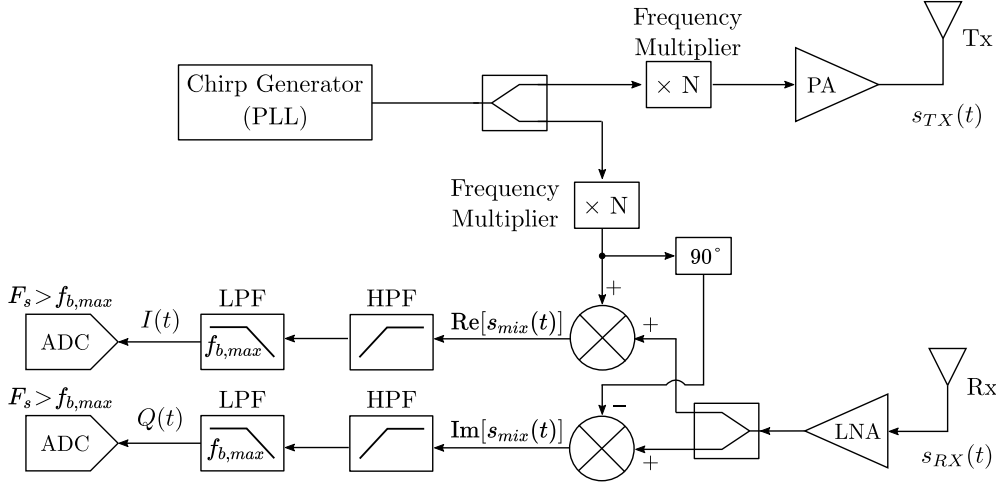


FIGURE 2.18 – Architecture du radar FMCW à démodulation I/Q

Dans le cas d'une démodulation I/Q, le signal complexe n'est présent que dans la partie négative du spectre. Le signal n'est alors plus contenu que dans une bande IF de largeur $f_{b,max}$, comme schématisé en Figure 2.19. Un échantillonnage à la fréquence $F_s \geq f_{b,max}$ suffit alors pour acquérir le signal s_{mix} sans ambiguïté, ce qui est deux fois plus faible qu'avec une architecture à échantillonnage "direct".

2.3.3 Variations de phase

Reprenons ici l'étude dressée pour le cas du radar CW en partie 2.1.2. Supposons que la distance R à laquelle le réflecteur se trouve du radar soit soumise à de petites variations $r(t)$. Ces variations représentent les mouvements du sujet que modélise ce réflecteur induits par ses signes vitaux. Lors d'une première mesure réalisé à une date t_1 , le sujet est situé à une distance $R_1 = R + r(t_1)$ du radar. On utilise ici l'hypothèse de quasi-stationarité de la scène : on suppose que les réflecteurs sont *immobiles* au cours d'une mesure de distance. La valeur $r(t_1)$ est donc supposée constante au cours de cette mesure [43].

D'après la relation (2.70), le signal complexe $s_{mix,1}$ obtenu à la sortie du mélange analogique du radar FMCW peut s'écrire sous la forme suivante :

$$s_{mix,1}(t) = A \cdot e^{2j\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \frac{2R_1}{c} + \frac{B}{2T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2R_1}{c} \right)^2 - \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \frac{2R_1}{c} \cdot t \right)} \quad (2.77)$$

On néglige ici sans perte de généralité le support temporel de ce signal, précédemment décrit par

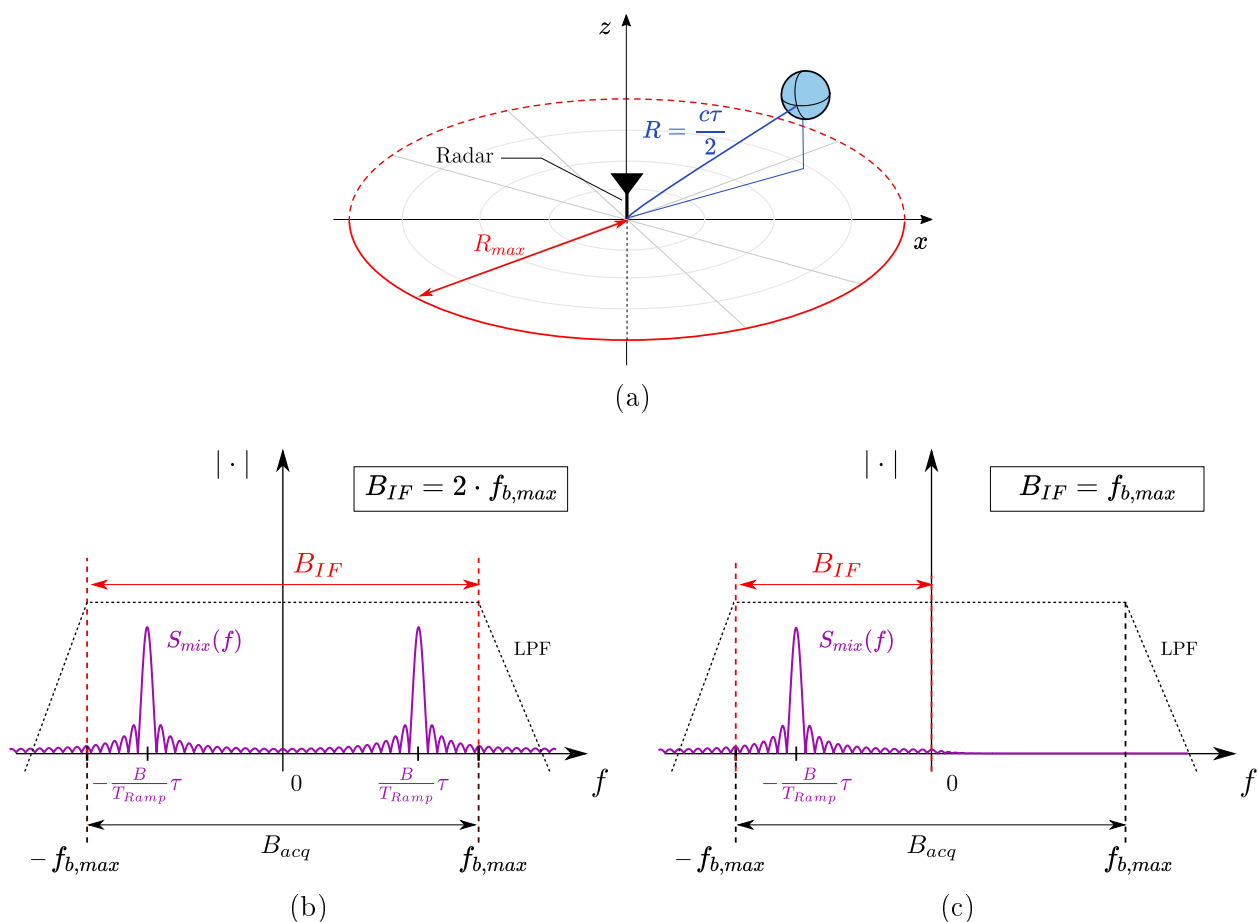


FIGURE 2.19 – (a) Scène considérée dans cet exemple : un unique réflecteur est situé à une distance R du radar (b) Signal IF attendu avec une architecture FMCW sans démodulation I/Q; (c) Signal IF attendu avec une démodulation I/Q

le terme $\text{rect}(\cdot)$ et nous intéresserons plutôt aux termes de phase et de fréquence du signal. En développant l'expression de $s_{mix,1}$, on obtient :

$$\begin{aligned}
 s_{mix,1}(t) &= A \cdot e^{2j\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \frac{2(R+r(t_1))}{c} + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2(R+r(t_1))}{c} \right)^2 - \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \frac{2(R+r(t_1))}{c} \cdot t \right)} \\
 &= A \cdot e^{2j\pi \left(- \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \frac{2(R+r(t_1))}{c} \cdot t \right) + j\phi_1}
 \end{aligned} \tag{2.78}$$

avec

$$\phi_1 = 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \frac{2(R+r(t_1))}{c} + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2(R+r(t_1))}{c} \right)^2 \right) \tag{2.79}$$

Supposons alors qu'à l'instant $t_2 = t_1 + T_{slow}$, le réflecteur soit à une nouvelle position $R_2 = R + r(t_2)$. Le signal $s_{mix,2}$ issu de cette nouvelle mesure sera décrit par l'équation suivante :

$$s_{mix,2}(t) = A \cdot e^{2j\pi \left(- \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \frac{2(R+r(t_2))}{c} \cdot t \right) + j\phi_2} \tag{2.80}$$

avec :

$$\phi_2 = 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \frac{2(R+r(t_2))}{c} + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2(R+r(t_2))}{c} \right)^2 \right) \quad (2.81)$$

Puisque la distance parcourue par le signal n'est pas la même dans ces deux mesures, alors la fréquence battement correspondante varie en conséquence. Cependant, cette variation de fréquence est à mettre en perspective avec les ordres de grandeurs d'amplitude des variations $r(t)$ considérées dans ce modèle. Puisque nous nous intéressons à des mouvements de poitrine induits par des respirations ou des battements de cœur observés à une cadence de l'ordre de la milliseconde (voir Table 1.1) nous considérons des mouvements de l'ordre du millimètre. Dans ce cas, on considèrera donc que ces deux signaux ont la même fréquence battement. On peut au moins raisonnablement considérer qu'ils seront observés dans le même Range Bin, dont la taille est $\Delta R = c/2B$ (voir fin de la section 2.3.2.2), qui sera plutôt de l'ordre du centimètre.

Si ces signaux ont sensiblement la même fréquence, ils n'ont cependant pas la même phase :

$$\begin{cases} \phi_1 = 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \frac{2(R+r(t_1))}{c} + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2(R+r(t_1))}{c} \right)^2 \right) \\ \phi_2 = 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \frac{2(R+r(t_2))}{c} + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2(R+r(t_2))}{c} \right)^2 \right) \end{cases} \quad (2.82)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \phi_1 = 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \frac{2(R+r(t_1))}{c} + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2 \cdot R}{c} \right)^2 + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2 \cdot r(t_1)}{c} \right)^2 \right. \\ \quad \left. + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{4 \cdot R \cdot r(t_1)}{c^2} \right) \right) \\ \phi_2 = 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \frac{2(R+r(t_2))}{c} + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2 \cdot R}{c} \right)^2 + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2 \cdot r(t_2)}{c} \right)^2 \right. \\ \quad \left. + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{4 \cdot R \cdot r(t_2)}{c^2} \right) \right) \end{cases}$$

Si l'on considère la différence de phase $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$ entre les phases de ces deux mesures consécutives, et en notant $\delta r = r(t_2) - r(t_1)$, on obtient :

$$\Delta\phi = 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \frac{2\delta r}{c} + \frac{B}{2T_{Ramp}} \left(\frac{2\delta r}{c} \right)^2 + \frac{B}{T_{Ramp}} \left(\frac{4 \cdot R_1 \cdot \delta r}{c^2} \right) \right) \quad (2.83)$$

La plupart des termes décrivant la différence de phase $\Delta\phi$ sont proportionnels à $\frac{1}{c^2}$. En prenant des valeurs typiques pour les ordres de grandeurs des paramètres qui interviennent dans cette relation, telles que $R = 15$ m, $\delta r < 0,1$ m, $B = 10$ GHz, $T_{Ramp} = 10$ μ s et $f_c = 60$ GHz, on obtient que les termes en $1/c^2$ sont tous négligeables devant le terme en $\frac{1}{c}$. On pourra alors admettre que :

$$\begin{aligned} \Delta\phi &\approx \frac{\pm 2\pi \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot 2\delta r}{c} \\ &= \frac{\pm 4\pi \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \delta r}{c} \end{aligned} \quad (2.84)$$

On retrouve ici une relation semblable à celle (2.18) décrite en section 2.1.2 liant le déphasage observé $\Delta\phi$ et la variation de distance δr . Notez que la relation (2.84) fait intervenir la fréquence de démarrage du chirp ($f_c - \frac{B}{2}$) plutôt que la fréquence centrale de sa bande f_c .

On en déduit donc que les faibles variations de distances induiront des variations dans la phase de la fréquence IF vue en sortie du radar. Ces variations de phases s'expriment de manière similaire à celles de l'approche radar CW, on utilisera les mêmes résultats décrivant les contraintes de l'échantillonnage à f_{slow} , en pensant toutefois à remplacer la fréquence f_c du cas CW par la fréquence initiale du chirp $f_c - \frac{B}{2}$. En particulier en reprenant la relation (2.21), on notera que pour pouvoir être mesuré sans ambiguïté, tout mouvement du réflecteur d'amplitude δr devra vérifier qu'entre deux mesures de phase séparées de T_{slow} :

$$|\delta r| \leq \frac{c}{4 \cdot (f_c - \frac{B}{2})} \quad (2.85)$$

Rappelons enfin que, comme nous l'avons vu en section 2.3.2.1, la phase d'une fréquence IF ne dépend pas de la phase initiale ϕ_0 du chirp transmis. Ce résultat vient du fait que le même chirp est utilisé pour la transmission et comme référence lors du mélange analogique. En résulte alors une annulation du terme ϕ_0 dans l'écriture du signal $s_{mix}(t)$. Par conséquent, la cohérence de phase entre les chirps répétés à la cadence $1/T_{slow}$ n'est pas nécessaire pour analyser l'évolution de phase des fréquences battement. L'équation (2.84) montre que les déphasages $\Delta\phi$ étudiés sont indépendants des phases initiales ϕ_0 des chirps utilisés. Il en résulte un allègement des contraintes à la génération du signal. Contrairement à l'approche IR-UWB, la solution FMCW ne nécessite donc pas la transmission de signaux cohérents en phase.

2.3.4 La solution FM à rapport cyclique

L'approche de modulation de fréquence à faible rapport cyclique part du constat que les temps T_{slow} caractéristiques dans les applications de surveillance médicale sont typiquement de l'ordre de la milliseconde (voir Table 1.1). Or, l'état de l'art montre qu'il est possible de réaliser des chirps de plusieurs Gigahertz de bande passante en quelques dizaines de microsecondes dans des solutions intégrées, à faible consommation d'énergie [45]. Aussi, [44, 57, 45, 63] ont récemment proposé une approche à faible rapport cyclique $\alpha_{DC} = \frac{T_{Ramp}}{T_{slow}}$. Dans [57] par exemple, des chirps de $T_{Ramp} = 40 \mu s$ sont utilisés pour des périodes de répétition de $T_{slow} = 1,3 \text{ ms}$, soit un rapport cyclique $\alpha_{DC} = 3 \%$. En dimensionnant de la sorte les signaux utilisés, il est alors possible d'éteindre le front-end radar (amplificateurs, oscillateurs, mélangeurs, etc...) dans l'intervalle de temps séparant la génération de deux chirps (soit dans ce cas 97% de T_{slow}) et ainsi de réduire considérablement la puissance moyenne consommée. Ainsi, bien que la puissance pic consommée soit de 2,7 mW, sa consommation moyenne est réduite à seulement 680 μW . Si cette solution est optimale en consommation d'énergie, elle utilise des chirps centrés autour de la fréquence $f_c = 7 \text{ GHz}$. La dynamique des mouvements de poitrine à observer ($dR \geq 200 \mu m$) est alors très faible devant la longueur d'onde utilisée ($\lambda_{7GHz} = 4,3 \text{ cm}$), ce qui fait que la solution n'est pas adaptée à la lecture des mouvements induits par les battements

de cœur. Elle permet néanmoins de détecter les mouvements induits par la respiration, plus amples, jusqu'à une distance de 15 m.

Étant une variante récente de l'approche FMCW, cette technique à rapport cyclique manque d'une appellation qui lui est propre. Elle est parfois encore référencée sous le nom FMCW [64], ou n'est simplement pas explicitement nommée [9], bien que les auteurs de [57] lui aient choisi le nom de "Burst Chirp" (que l'on pourrait traduire par exemple par "Chirp impulsif"). Du fait de son lien avec le radar FMCW, nous ferons le choix dans ce manuscrit d'appeler cette solution **FM-DC**, DC faisant alors référence au *Duty-Cycle*, traduction anglaise de *Rapport Cyclique*.

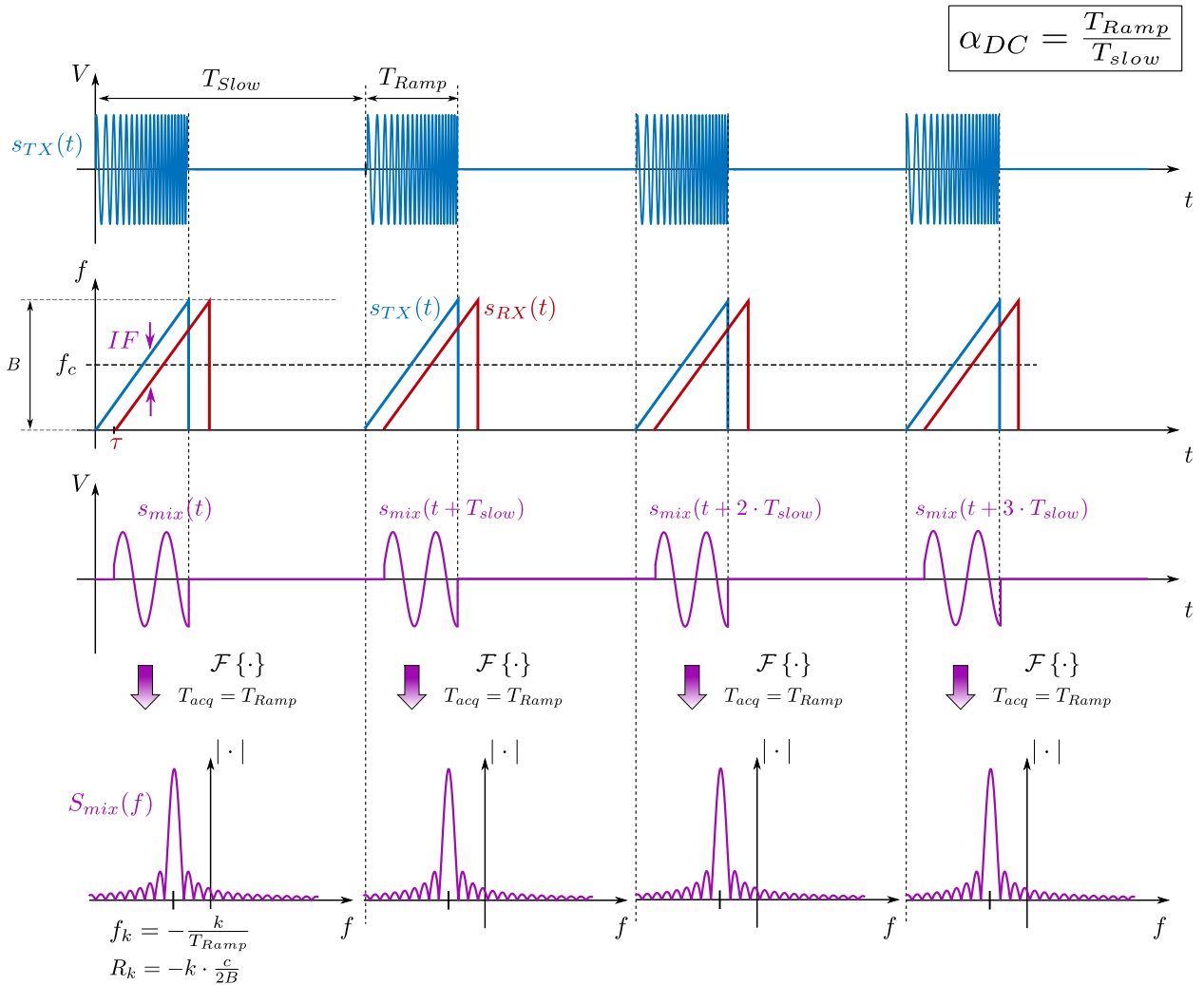


FIGURE 2.20 – Représentations des étapes de mesures successives des signaux FMCW à rapport cyclique

Cette approche est particulièrement pertinente dans un contexte où les temps T_{slow} sont typiquement longs, et dans la mesure où il est possible de générer des chirps T_{Ramp} de faibles durées. Ce dernier point fera l'objet de discussion dans le chapitre suivant. On représente en Figure 2.20 les signaux utilisés dans cette approche FM-DC. Le rapport cyclique dans ce schéma est bien plus élevé

que les ordres de grandeurs caractéristiques que nous considérerons (plutôt de l'ordre du $\alpha_{DC} \approx 1\%$). On maintiendra pour le moment l'hypothèse que quel que soit le retard τ observé, on vérifiera $T_{Ramp} \gg \tau$ ce qui reste vrai dans l'état de l'art où les retards sont inférieurs à $\tau_{MAX} = 100$ ns (temps de vol associé à aller-retour à $R_{MAX} = 15$ m) et où les durées de pentes valent au moins quelques dizaines de microsecondes. Remarquons que contrairement à l'approche FMCW dont les signaux étaient présentés en Figure 2.16, la notion de T_{Dead} devient ici inutile, remplacée par le long temps d'attente séparant des chirps consécutifs.

La durée de la rampe du chirp linéaire est liée aux valeurs des bandes de fréquences IF comme nous l'avons vu à la relation (2.73). Pour une bande B donnée, plus le chirp sera court et plus les fréquences battements observées seront grandes. Cette diminution de durée de chirp, si elle implique des meilleurs rapports cyclique et donc potentiellement une plus faible consommation d'énergie, se fera donc au prix d'une fréquence d'échantillonnage plus élevée, comme nous l'avons vu en posant la relation (2.72) plus haut. Un compromis sera donc nécessaire entre la baisse de consommation, et l'augmentation de la bande d'acquisition et des cadences d'échantillonnage des ADCs du radar. Néanmoins, cette approche est très proche de la solution FMCW. Elle utilise les mêmes formes de signaux, et réalise les mêmes opérations de traitement de signal pour obtenir les fréquences battements. L'architecture de son front end est ainsi la même que l'architecture FMCW de la Figure 2.17. Les durées de rampe qu'elle propose d'utiliser, de l'ordre de quelques dizaine de microsecondes sont d'ailleurs assez classiques dans la conception de radar FMCW destinés à d'autres type d'applications, comme on peut le voir dans des systèmes de radar automobiles .

2.3.5 Les avantages et limites de l'approche FMCW

Contrairement au radar IR-UWB, l'approche FMCW offre de bons RSB en sortie du radar sans avoir recours à des opérations d'intégrations cohérentes du fait de la longue durée de ses signaux, et intègre des ADC à basse cadence d'échantillonnage, moins consommant et moins complexes à réaliser. De plus, les premières opérations de traitements de signal sont simples, car une seule transformée de Fourier permet de distinguer les différentes composantes fréquentielles du signal et donc de séparer les signatures associées aux différents réflecteurs de la scène. Cependant, la solution FMCW souffre de son mode de fonctionnement continu qui nécessite une génération et transmission du signal sur de longues périodes, et donc de plus fortes consommations d'énergie que son homologue impulsif. La solution à rapport cyclique permet d'adresser en partie ce problème, en réduisant les durées d'émissions et en réduisant la consommation moyenne du radar.

Au delà de la consommation d'énergie, le mode de fonctionnement continu du radar FMCW rend celui-ci plus sensible aux interférences. Son récepteur étant actif pendant une longue période de temps, il devient alors fortement probable que le radar capte les signaux émis par des systèmes voisins qui fonctionneraient dans les mêmes bandes de fréquences. Réciproquement, puisque les chirps générés sont relativement longs, un radar FMCW est en soi une source potentielle d'interférences à considérer.

Enfin, le fait que le récepteur et l'émetteur du radar FMCW soient actifs simultanément fait que le radar capte le signal directement émis par l'antenne de transmission. Il s'agit là d'une onde qui aura effectué un chemin direct d'antenne à antenne, sans avoir parcouru la scène. Ce signal au temps de vol quasi-nul sera mélangé au signal transmis et du fait de la très faible différence de retards entre ces deux signaux produira une fréquence battement de très faible fréquence, qui pourra être vue comme une composante continue dans le signal de sortie du radar. Des effets de couplages se produisent également dans le circuit et le signal électrique dans le canal d'émission peut alors fuir dans le canal de réception. Ces fuites (ou "leakages" en anglais) sont d'autant plus problématiques que le signal qu'il contient, n'ayant pas parcouru la scène, ne sera presque pas atténué. Cette composante continue sera donc de forte amplitude comparé aux autres échos qui, eux, seront bien atténués conformément aux distances qu'ils auront parcourus (voir équation 1.1). Elle risque alors de saturer l'ADC, et ainsi d'éblouir le radar. Pour palier ce problème il est donc nécessaire d'assurer un bon découplage entre les canaux d'émission de réception du circuit.

2.4 Conclusion

L'analyse de l'état de l'art nous permet de distinguer les principales architectures radar actuellement utilisées pour la détections de signes vitaux.

CW : Le radar à transmission d'onde continue possède l'architecture qui est la plus simple. Cependant, il ne permet pas de mesurer des distances sans ambiguïté. La simplicité de son architecture en a fait une solution de choix dans le domaine. Comme elle repose sur l'utilisation d'un signal à une fréquence unique f_c , cette solution est simplement transposable autour de toutes les fréquences millimétriques. On notera donc une grande variété de fréquences considérées par les radars CW [9].

IR-UWB : L'approche impulsionnelle repose sur l'utilisation de très courtes impulsions pour générer les très larges bandes requises. De fait, très peu d'énergie est utilisée pour éclairer la scène. S'il en résulte des systèmes à faible consommation d'énergie, les RSB attendus sont très bas. Il faudra donc envisager des opérations d'intégrations *cohérentes* (car on s'intéresse à l'information portée par la phase de ces impulsions) pour permettre d'augmenter le RSB des signaux qui fournissent une mesure de distance. Enfin, les cadences d'échantillonnage augmentant avec la bande passante B utilisée, il vient que des ADC à très haute fréquence d'échantillonnage et consommant beaucoup donc plus d'énergie [52], seront nécessaires. Le radar IR-UWB bénéficie finalement d'un émetteur simple et économe, mais d'un récepteur complexe et coûteux en énergie.

FMCW : La technologie FMCW permet d'atteindre les très hautes résolutions des systèmes UWB sans avoir recours à des signaux de très faibles durées. En utilisant de chirps linéaires aux durées longues devant les temps de vols à détecter, un mélange entre onde transmise et onde(s) reçue(s) permet de générer des fréquences battements dont les valeurs sont contrôlables par ajustement de la durée de chirp (voir équation (2.73)). Il en résulte que des ADC de cadences plus basses que pour le

cas IR-UWB peuvent être employés. Dans une certaine mesure, la complexité de l'architecture aura finalement été transférée du récepteur vers l'émetteur. Dans la littérature l'approche FMCW reste la solution privilégiée à haute fréquence [9] (si l'on exclue ici la solution CW qui ne permet pas de mesurer des distances). Cependant, la génération du signal modulé en fréquence est plus complexe que pour son homologue impulsionnel.

FM-DC : Afin de réduire la consommation d'énergie des solutions FMCW, des approches à rapports cycliques sont envisagées. L'utilisation de chirps "courts", c'est-à-dire de durées de rampes de quelques dizaines de micro-secondes, permet alors d'éteindre le radar entre deux mesures de distance pour réduire sa consommation. Les gains en consommation d'une telle approche peuvent alors s'exprimer en comparant la durée d'un chirp T_{Ramp} à la période séparant deux transmissions consécutives, T_{slow} . Ces gains sont toutefois obtenus au prix d'un signal encore plus complexe à générer, les valeurs de pente de fréquences atteignables par PLL ayant leurs propres limites (nous y reviendront dans le chapitre suivant).

Ces éléments de comparaisons sont résumés dans la Table 2.1, dans laquelle nous classons les différentes références de l'état de l'art.

	CW	IR-UWB	FMCW	FM-DC
Références	[7], [31], [33], [34], [35], [36], [37], [65], [66], [67]	[49], [53], [68],[69], [70], [71], [72]	[58], [6], [60], [59], [61], [73], [74], [75], [76], [32]	[44],[57], [45]
Consommation	+	++	--	+
RSB	++	--	++	++
Cadence d'échantillonnage	++	--	+	+
Complexité hardware	++	-	+	-
Permet des mesures de distances à haute résolution spatiale	Non	Oui	Oui	Oui

TABLE 2.1 – *Tableau récapitulatif des différents avantages et limites des architectures de l'état de l'art. Les symboles + et - représentent respectivement les points forts et points faibles de chaque solution*

Nous avons pu déterminer que ces solutions reposaient toutes sur une lecture des variations de phase des signaux de sortie du radar. Les phases des courtes impulsions (dans le cas IR-UWB), ou des fréquences IF (dans le cas FMCW) varient en suivant les déplacements de poitrine des sujets induits par leurs respirations et battements de cœur. La dynamique de ces variations de phase est en partie déterminée par la fréquence porteuse du signal utilisé. D'autre part, nous avons vu que le besoin applicatif d'une très grande résolution spatiale nous force à considérer l'emploi de signaux à

Ultra Large Bande, de bandes passantes de plusieurs Gigahertz. Les régulations internationales sur l'usage de signaux UWB vont donc elles aussi conditionner le choix de fréquence porteuse, autour de laquelle l'utilisation d'une bande suffisamment large devra être autorisée. En outre, nous avons pu voir que le rapport signal-sur-bruit jouera un rôle important dans la précision des estimations de distances que nous ferons, ainsi que sur la résolution spatiale du radar. Il s'agit donc d'un paramètre clé qui devra donc être considéré pour justifier de la pertinence d'une solution.

Si ce chapitre permet d'offrir une vue d'ensemble des différentes technologies radar envisagées pour la lecture de signes vitaux, il nous reste à déterminer laquelle est la plus à même de proposer une solution intégrée à basse consommation adaptée à notre cahier des charges établi en Chapitre 1. Les différentes références répertoriées en Table 2.1 proposent des radars fonctionnant à des bandes de fréquences différentes, avec des bandes passantes de largeurs différentes. Elles sont pensées pour des portées différentes, et présentent par conséquent des puissances de transmission qui leurs sont propres. Le prochain chapitre visera donc à comparer les avantages et limites de chacune de ces architectures une fois projetées sur notre cahier des charges applicatif.

Chapitre 3

Comparaison des solutions de l'État de l'Art pour un radar à basse consommation

Sommaire

3.1	Choix des paramètres du signal Radar	58
3.1.1	Fréquences Centrale et bande passante	58
3.1.2	Choix du Frame Rate	59
3.2	Dimensionnement et analyse système	61
3.2.1	Modèle de récepteur et calcul de bruit	61
3.2.2	Architectures	64
3.2.2.1	IR-UWB	64
3.2.2.2	FMCW et FM-DC	68
3.2.3	Conclusion de l'analyse comparative	69
3.3	Les limites de l'état de l'art	71
3.3.1	Limites de génération	72
3.3.2	Contraintes de réception	75
3.3.2.1	Effets sur la bande d'acquisition	75
3.3.2.2	Effets de fenêtrage et d'étalement fréquentiel	76
3.3.3	Bilan des contraintes, identification des verrous technologiques	81
3.4	Conclusion	81

DANS ce chapitre, nous allons comparer les différentes architectures proposées par l'état de l'art en les projetant sur notre cahier des charges applicatif. Cette approche nous permettra de sélectionner la meilleure solution pour proposer une architecture radar à faible consommation d'énergie. Nous commencerons par fixer des paramètres du signal à émettre qui nous permettront d'atteindre nos objectifs de détection. Nous verrons que le choix de la bande passante, lui-même déterminé par un besoin de résolution spatiale, limitera notre choix de fréquence centrale.

Nous comparerons dans la section suivante les performances des trois architectures sélectionnées dans le chapitre précédent, et nous en identifierons les principales limitations. En établissant des modèles analytiques des Rapports Signal-sur-Bruit (RSB) pour chacune de ces approches et en prenant en compte leurs complexités de réalisation, nous expliquerons comment la solution FM-DC se démarque de ses concurrentes pour proposer un radar à basse consommation autour de 60 GHz.

Dans une dernière section enfin, nous examinerons où se situent les limites conceptuelles d'une approche FM-DC lorsque l'on souhaite minimiser son rapport cyclique. Nous nous pencherons pour cela sur les difficultés rencontrées lors de la génération d'un chirp linéaire à forte pente de fréquence, qui se base dans la littérature sur l'usage de boucles à verrouillage de phase (PLL). Puis nous considérerons les problématiques associées à la réception de tels chirps et détaillerons comment le choix d'une très courte durée de rampe peut impacter la qualité des fréquences battements. Nous montrerons alors que les procédés d'acquisition FM-DC conventionnels empêchent de considérer des systèmes aux durées de signaux de moins d'une dizaine de microsecondes, notamment à cause des effets de fenêtrages temporels.

3.1 Choix des paramètres du signal Radar

3.1.1 Fréquences Centrale et bande passante

Le choix de la fréquence centrale f_c est conditionné par plusieurs facteurs, dont le premier à considérer est la bande passante. En effet, les régulations d'émission de signaux UWB restreignent les largeurs de bandes passantes utilisables autour d'une fréquence centrale donnée.

Étant donné que l'on se réfère à la relation $\Delta R \geq c/2B$ pour déterminer le lien entre résolution spatiale ΔR et bande passante B , on associe un besoin applicatif de très fine résolution spatiale au coût d'une très large bande passante. Or, nous l'avons vu au Chapitre 1, l'application à courte portée que nous traitons nécessite une résolution ΔR de l'ordre de la dizaine de centimètres (voir Table 1.1). Afin de distinguer des individus aux distances relatives au radar de l'ordre de quelques centimètres (ce qui est par exemple le cas lorsque deux personnes se tiennent côte à côte) un rapide calcul nous indique qu'une bande passante supérieure à 1,5 GHz serait requise pour obtenir une résolution spatiale de 10 cm.

Si une telle résolution peut en effet nous permettre de différencier des sujets les uns des autres, des

résolutions plus importantes pourraient en revanche permettre de distinguer les différentes parties du corps de chaque individu. Avec une résolution de quelques centimètres, il vient que les échos en provenance des jambes ou des bras d'un sujet pourront être distingués de ceux qui proviennent de sa poitrine. Les variations de positions dûs aux mouvements parasites des bras et jambes pourront alors a priori être séparés des mouvements qui nous intéressent. Plutôt que de voir le sujet sur un unique Range Bin, et d'analyser des variations de phase provoquées par l'ensemble de ses mouvements, on gagne en précision en séparant les différents éléments en mouvements sur des positions différentes. Cela requiert en revanche de monter en bande passante et de s'approcher plutôt des 5 à 10 GHz.

Comme nous l'avons évoqué plus haut, des régulations internationales viennent limiter les largeurs de bandes d'émission des systèmes radiofréquences. Aussi, il existe un nombre restreint de fréquences f_c autour desquelles il est permis de générer des bandes passantes de 5 GHz. Nous nous intéresserons donc aux bandes dites "libres" (c'est-à-dire non-licenciées [77]) usuelles des applications à courtes distances qui offrent suffisamment de largeur de bande. Il s'agit ([78, 79, 80]) des bandes 57 – 64 GHz dont la fréquence centrale est $f_c = 60$ GHz (e.g. [81, 6]), 76 – 81 GHz qui est centrée sur $f_c = 79$ GHz (e.g. [60, 75]), et 120 – 130 GHz (e.g. [76, 74]).

Bien que l'augmentation de la fréquence centrale permette d'accéder à de grandes dynamiques de variations de phase (comme le montraient les relations (2.18) et (2.84)), il faut également rappeler que les conditions d'échantillonnage de ces variations (voir équations (2.21) et (2.85)) suggèrent qu'il faille augmenter la période T_{slow} lorsque f_c augmente, puisqu'il faut s'assurer que deux mesures de phases consécutives soient séparées de moins de π rad. Augmenter la cadence f_{slow} (frame rate) pourrait par conséquent nécessiter de réduire les rapports cycliques des solutions FM-DC et IR-UWB, ce qui aurait pour effet d'augmenter leur consommation d'énergie.

Par ailleurs, l'équation radar (1.1) indique que l'atténuation que subit une onde au cours de sa propagation est liée à sa fréquence porteuse par un facteur f_c^{-2} . Pour une distance parcourue R donnée, un signal sera d'autant plus atténué que sa fréquence porteuse est élevée. On s'attendra donc à un RSB à la sortie du radar dégradé par rapport à des signaux centrés autour de fréquences plus basses.

Finalement, on considèrera que 60 GHz constitue le meilleur compromis pour notre application. La bande 57 – 64 GHz permet en effet d'utiliser jusqu'à 7 GHz de bande, ce qui correspond à une résolution $\Delta R \geq 2,1$ cm. En ce qui concerne la dynamique de phase, on voit qu'en appliquant la relation (2.21) un déplacement de $\delta r = 0,2$ mm induirait un déphasage de l'ordre de $\Delta\phi = 0,5$ rad, soit 29° . Les faibles mouvements caractéristiques des signes vitaux pourront alors être lus sur des dynamiques de phase que nous estimerons suffisantes.

3.1.2 Choix du Frame Rate

Le prochain élément de notre cahier des charges qu'il nous reste à fixer est le Frame Rate f_{slow} . Cette valeur définit l'intervalle de temps $T_{slow} = 1/f_{slow}$ séparant deux mesures de phase

consécutives pour relever la positions des poitrine des sujets. C'est donc à cette cadence que seront observées leurs fréquences cardiaques et respiratoires. La période T_{slow} est ainsi directement liée aux besoins applicatifs déterminés au 1. Pour rappel, nous y avons déterminé qu'une résolution temporelle de l'ordre de la milliseconde était requise pour permettre une mesure du HRV [13, 15, 1]. Afin d'assurer une telle résolution temporelle, on voudrait donc imposer $T_{slow} \leq 1$ ms, soit $f_{slow} \geq 1$ kHz.

Il faut toutefois s'assurer que pendant une période T_{slow} , la variation de phase que l'on mesure soit inférieure à π (en valeur absolue). Cette condition se traduit par une amplitude maximale observable pendant la période T_{slow} , donnée par les équations (2.21) (cas IR-UWB) et (2.85) (cas FMCW et FM-DC). En posant que la fréquence centrale du signal utilisé est $f_c = 60$ GHz, on peut calculer qu'il faut que les sujets aient bougé de moins de $\delta r_{max} = 1,25$ mm entre deux mesures de distance consécutives.

En reprenant les ordres de grandeurs présentés dans le chapitre 1, on sait que les amplitudes de mouvements de poitrine induits par des battements de cœur doivent être compris entre 0,2 mm et 0,5 mm. Ces mouvements durent entre 200 ms et 250 ms [10, 13]. On peut donc raisonnablement considérer qu'en 1 ms, une variation de position bien inférieure à δr_{max} aura été réalisée. D'autre part, on considère qu'un adulte respire jusqu'à 20 fois par minute, et que les déplacements de poitrine induits par ces respirations sont inférieurs ou égaux à 12 mm. Si l'on estime que ces 12 mm sont parcourus en un vingtième de minute, soit 3 secondes alors on peut encore une fois considérer que la décomposition de ce mouvement observé sur 1 ms est négligeable devant δr_{max} . Si enfin on prend en compte la possible vitesse de marche du sujet dans la scène, que l'on a considérée inférieure ou égale à 1 m/s, alors on peut attendre un mouvement de 1 mm en 1 ms. Finalement dans notre modèle, même en supposant que tous ces phénomènes se produisent simultanément et dans leur amplitude maximale on s'attend à observer en $T_{slows} = 1$ ms des mouvements inférieurs à la limite δr_{max} . Le frame rate f_{slow} convient donc bien à notre application.

Or, comme nous l'avons vu en établissant les équations (2.18) et (2.84)), augmenter la fréquence centrale aura pour effet d'augmenter la dynamique des variations de phase que l'on cherche à observer. On peut notamment remarquer que si l'on avait choisi d'utiliser la fréquence centrale de 120 GHz, l'équation (2.85) nous aurait donné un mouvement limite de $\delta r_{max} = 0,63$ mm observable entre deux mesures. Dans ce cas, un frame rate de 1 kHz n'aurait donc pas suffi, puisque la en 1 ms le sujet aurait parcouru près de $1 \text{ mm} \geq \delta r_{max}$. En conclusion, l'augmentation de la dynamique des variations de phase apportée par une fréquence centrale plus élevée peut aboutir à un besoin de frame rate plus élevé. Sur plusieurs minutes d'observations, il y aura par conséquent d'autant plus de mesures de distance à réaliser. Il en résulterait des rapports cycliques plus haut, et donc une plus grande consommation d'énergie.

Remarque : Dans le cas IR-UWB, une mesure de phase est réalisée à la suite de l'intégration cohérente de N_{pulses} impulsions. Ces impulsions sont transmises dans la scène par le radar à une cadence appelée *PRF* (pour Pulse Repetition Frequency). On a donc nécessairement $T_{slow} \leq N_{pulses}/PRF$. Dans les cas FMCW et FM-DC en revanche, une mesure de phase est réalisée sur les fréquences

battement produites par un seul chirp de durée T_{ramp} . Pour le cas FMCW, on aura $T_{ramp} = T_{slow}$ tandis que dans le cas FM-DC on a $T_{ramp} \leq T_{slow}$.

3.2 Dimensionnement et analyse système

Ayant parcouru l'état de l'art sur les approches radar pour la lecture de signes vitaux, on se propose désormais de dimensionner les architectures sélectionnées pour l'utilisation de signaux de bande passante $B = 5$ GHz centrée autour de $f_c = 60$ GHz. Nous nous intéresserons spécifiquement à deux paramètres, en commençant par le RSB. Puis, nous analyserons les rapports cycliques atteignables par chaque solution. Lorsque ces rapports cycliques seront bas, il sera possible d'éteindre le Front-End pendant de longues durées et ainsi d'abaisser la consommation moyenne du radar. Cette donnée sera cependant à nuancer avec la complexité globale du système étudié, qui sera impactée par le besoin de générer et/ou d'acquérir des signaux de faibles durées.

3.2.1 Modèle de récepteur et calcul de bruit

Avant de pouvoir calculer les différentes puissances et RSB qui nous serviront de métriques de comparaison des architectures radar sélectionnées, on propose ici d'établir un modèle de récepteur qui nous permettra de définir différents paramètres communs aux trois architectures considérées. Rappelons tout d'abord ici l'équation radar (1.1) qui décrit la puissance P_{RX} d'un signal reçu par le radar au niveau de son antenne :

$$P_{RX} = \frac{P_{TX} \cdot G_T \cdot G_R \cdot \sigma_{SER} \cdot c^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot f_c^2} \quad (3.1)$$

La puissance du signal dépend donc entre autres de la distance R à laquelle est situé le réflecteur, et de sa surface équivalente radar σ_{SER} . Pour la suite, on considèrera que les gains des antennes de transmission et réception, respectivement notées G_T et G_R , sont égaux : $G_T = G_R = G$. D'autre part, on fixera $R = 4$ m et $\sigma_{SER} = 0.1$ m² pour la suite de nos calculs.

L'équation radar représente une atténuation de *puissance*. Celle-ci correspond à une atténuation de *l'amplitude* du signal d'un facteur $a(R)$ qui varie en fonction de la distance R parcourue par l'onde :

$$a(R) = \sqrt{\frac{G^2 \cdot \sigma_{SER} \cdot c^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot f_c^2}} \quad (3.2)$$

Le modèle de récepteur utilisé pour les architectures IR-UWB, FMCW et FM-DC est représenté en Figure 3.1. On considèrera dans ce modèle simplifié que le potentiel switch du radar IR-UWB (non représenté ici, mais schématisé en Figure 2.10) est idéal, c'est-à-dire qu'on négligera son impact sur le bruit thermique de la chaîne de réception. On supposera enfin que l'antenne est adaptée à la charge $R_{load} = 50 \Omega$. Enfin, on ne prendra pas en compte le bruit de phase dans cette analyse comparative.

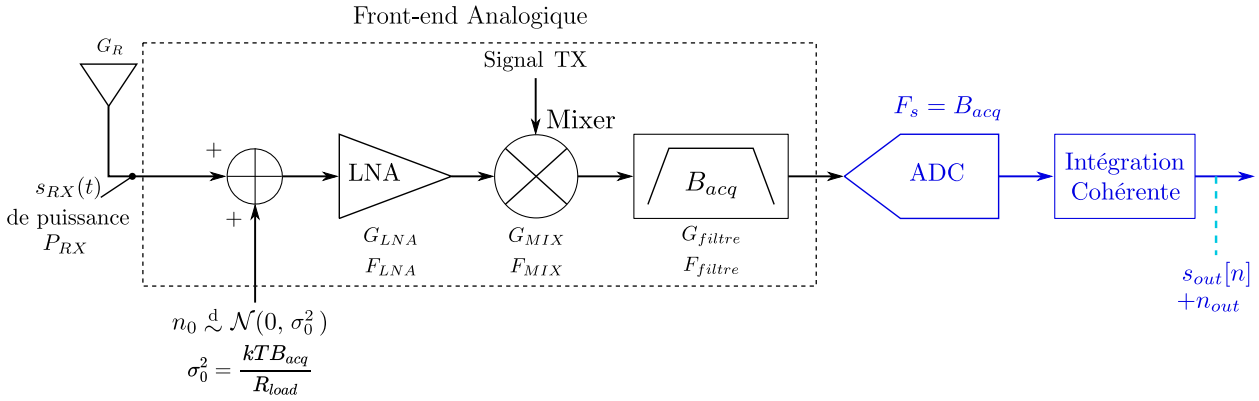


FIGURE 3.1 – Modèle du Récepteur avec ajout de bruit thermique

Le bruit thermique à l'entrée du récepteur sera considéré comme étant blanc dans la bande d'observation B_{acq} , de densité spectrale $k \cdot T$ avec $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K la constante de Boltzmann et T la température en Kelvin que l'on considèrera égale à 290 K. La puissance de ce bruit thermique vaut alors $\sigma_0^2 \cdot R_{load} = k \cdot T \cdot B_{acq}$. Nous le verrons plus bas, la valeur de B_{acq} dépendra de l'architecture considérée. On peut établir un modèle équivalent à celui de la Figure 3.1, en ramenant toutes les sources de bruit à l'entrée du récepteur et en considérant ces éléments comme idéaux, pour obtenir le modèle présenté en Figure 3.2.

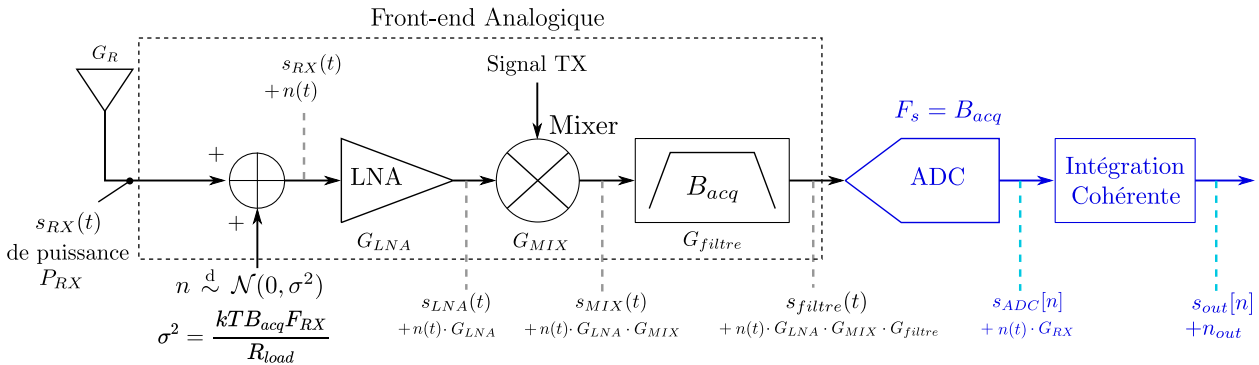


FIGURE 3.2 – Modèle équivalent du Récepteur, bruit thermique ramené en entrée

En utilisant la formule de Friis [82], on peut décrire le facteur de bruit F_{RX} équivalent à l'ensemble du récepteur à partir des facteurs de bruit du LNA, du mixer et du filtre notés respectivement F_{LNA} , F_{MIX} et F_{Filtre} :

$$F_{RX} = F_{LNA} + \frac{F_{MIX} - 1}{G_{LNA}^2} + \frac{F_{Filtre} - 1}{G_{LNA}^2 \cdot G_{MIX}^2} \quad (3.3)$$

où les gains en *tensions* G_* ont été élevés au carré, la formule de Friis étant définie pour des gains en *puissance*. Les gains en tension G_* des différents éléments de la chaîne de réception seront parfois exprimés en décibels et notés $G_{*,dB}$. On notera NF_{RX} la figure de bruit du récepteur, définie par :

$$NF_{RX} = 10 \cdot \log_{10}(F_{RX}) \quad (3.4)$$

Après avoir donné l'expression du facteur de bruit du récepteur, on peut écrire la puissance du bruit équivalent $P_{N,in}$ du bruit thermique à l'entrée du LNA comme étant :

$$P_{N,in} = k \cdot T \cdot B_{acq} \cdot F_{RX} \quad (3.5)$$

Le bruit en tension est représenté par une fonction $n \stackrel{d}{\sim} \mathcal{N}(0, \sigma^2)$, qui suit une loi normale de variance $\sigma^2 = P_{N,in}/R_{load}$. On notera P_{Noise} la puissance du bruit blanc dans la bande d'acquisition à la sortie de l'ADC :

$$\begin{aligned} P_{Noise} &= G_{RX}^2 \cdot P_{N,in} \\ &= 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot k \cdot T \cdot F_{RX} \cdot B_{acq} \end{aligned} \quad (3.6)$$

où $G_{RX,dB}$, représente le gain en dB de l'ensemble du récepteur :

$$G_{RX,dB} = G_{LNA,dB} + G_{MIX,dB} + G_{Filtre,dB} \quad (3.7)$$

Afin d'exprimer le Rapport Signal-sur-Bruit (RSB) pour chaque approche étudiée, il nous faut alors donner les expressions des puissances des parties déterministes des signaux obtenus avec chaque architecture. Le RSB du signal obtenu à la sortie de l'ADC est :

$$RSB = \frac{P_{ADC}}{P_{Noise}} \quad (3.8)$$

où P_{ADC} représente la puissance électrique du signal s_{ADC} à la sortie de l'ADC. Dans le cas où l'intégration cohérente de N_{pulses} impulsions est envisagée, on se référera plutôt à la formulation :

$$RSB = \frac{P_{out}}{P_{N,out}} \quad (3.9)$$

où P_{out} et $P_{N,out}$ sont les puissances électriques respectives du signal s_{out} et du bruit thermique évaluées à la sortie de l'ADC après une intégration cohérente.

Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre précédent, le résultat de la somme de N_{pulses} séquences décorrélées de bruits blancs et de même variance P_{Noise} est un nouveau bruit blanc dont la variance vaut $N_{Pulses} \cdot P_{Noise}$. La puissance du bruit $P_{N,out}$ vaut donc :

$$\begin{aligned} P_{N,out} &= N_{Pulses} \cdot P_{Noise} \\ &= N_{Pulses} \cdot 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot k \cdot T \cdot F_{RX} \cdot B_{acq} \end{aligned} \quad (3.10)$$

On présente dans les Tables 3.1 et 3.2 les valeurs des paramètres qui seront communs à toutes les architectures dans nos calculs à suivre. On y retrouvera d'une part les paramètres fixés pour les descriptions de nos signaux, et d'autre part des valeurs typiques de gains et de figures de bruit attribués aux éléments constitutifs de notre modèle de récepteur. Ceux-ci sont fixés pour correspondre à des valeurs de composants disponibles en laboratoire.

Paramètre	Unité	Valeur
B	GHz	5
f_c	GHz	60
σ_{SER}	m^2	0,1
R	m	4
R_{MAX}	m	15

TABLE 3.1 – Paramètres dérivés du cahier des charges

Paramètre	Unité	Valeur
$G_{LNA,dB}$	dB	20
$G_{MIX,dB}$	dB	-8
$G_{filtre,dB}$	dB	20
NF_{LNA}	dB	5
NF_{MIX}	dB	10
NF_{filtre}	dB	10
$G_{RX,dB}$	dB	32
NF_{RX}	dB	5,8
A	V	1,2
G	dB _i	3
$a(R)$	-	$4,4 \cdot 10^{-6}$

TABLE 3.2 – Gains et Figures de Bruit des éléments du Front-End, en dB

3.2.2 Architectures

Si nous avons présenté un modèle commun de chaîne de réception et du bruit thermique, il nous reste à présenter comment seront calculées les différentes puissances de signal pour chacune des architectures considérées, et qui nous permettront de calculer des premières valeurs de RSB. Nous pourrons alors identifier quels sont dans chaque cas les paramètres qui ont le plus d'influence sur la consommation d'énergie et sur la complexité de réalisation d'un radar intégré à 60 GHz.

3.2.2.1 IR-UWB

Puisque nous avons choisi $f_c = 60$ GHz, il ne sera pas raisonnable d'envisager d'échantillonner une impulsion autour de sa fréquence centrale afin d'en extraire numériquement les informations de phase, ces méthodes faisant alors intervenir des cadences d'échantillonnage trop élevées. On se tournera plutôt vers une acquisition du signal en bande de base suivie d'une démodulation I/Q, qui nous permettra de reconstituer le signal complexe. Un filtre passe-bas de largeur de bande $B_{acq} = B = 5$ GHz est alors nécessaire pour observer tout le signal utile. Cela impose alors l'emploi d'impulsions de durée $T_p \approx 1/B = 0,2$ ns. Puisque nous envisageons une démodulation I/Q, le signal devra ensuite être échantillonné par deux ADC à une cadence $F_s \geq B$. Comme la contribution du bruit dans la chaîne de réception a déjà été décrite plus haut, on s'intéresse désormais à la description de la partie déterministe des signaux reçus.

On considèrera un train d'impulsions à enveloppe rectangulaires générées avec la même phase initiale ϕ_0 , afin qu'un procédé d'intégration cohérente puisse être envisagé pour augmenter le RSB du signal s_{ADC} . On écrit alors le signal s_{TX} transmis, composé de N_{pulses} impulsions de même amplitude A générées à la cadence $PRF = 1/PRI$, avec $PRI = \tau_{MAX} + T_p = 100,2$ ns :

$$s_{TX}(t) = \sum_{k=0}^{N_{pulses}-1} A \cdot \text{rect}\left(\frac{t - T_p/2 - k \cdot PRI}{T_p}\right) \cdot e^{2j\pi f_c(t - k \cdot PRI) + j\phi_0} \quad (3.11)$$

La puissance moyenne transmise par le radar sur une période de T_{slow} est donc :

$$\begin{aligned} P_{TX} &= \frac{1}{R_{load} \cdot T_{slow}} \cdot \int_0^{T_{slow}} |s_{TX}(t)|^2 dt \\ &= \frac{1}{R_{load} \cdot T_{slow}} \cdot N_{pulses} \cdot A^2 \cdot T_p \end{aligned} \quad (3.12)$$

En appliquant au signal transmis le facteur d'atténuation 3.2 issu de l'équation Radar, on peut écrire la partie déterministe s_{RX} du signal complexe reçu :

$$s_{RX}(t) = a(R) \cdot A \cdot \sum_{k=0}^{N_{pulses}-1} \left[\text{rect}\left(\frac{t - T_p/2 - k \cdot PRI - \tau}{T_p}\right) \cdot e^{2j\pi f_c(t - k \cdot PRI - \tau) + j\phi_0} \right] \quad (3.13)$$

Les impulsions reçues sont ensuite amplifiées par le LNA, puis multipliées par un signal à la fréquence f_c (Downconversion), résultant ainsi en un signal s_{MIX} :

$$\begin{aligned} s_{MIX}(t) &= 10^{\frac{G_{LNA,dB}}{20}} \cdot 10^{\frac{G_{MIX,dB}}{20}} \cdot a(R) \cdot A \cdot \sum_{k=0}^{N_{pulses}-1} \left[e^{2j\pi f_c(t - k \cdot PRI - \tau) + j\phi_0} \right. \\ &\quad \left. \cdot e^{-2j\pi f_c(t - k \cdot PRI) + j\phi_0} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - T_p/2 - k \cdot PRI - \tau}{T_p}\right) \right] \\ &= 10^{\frac{G_{LNA,dB}}{20}} \cdot 10^{\frac{G_{MIX,dB}}{20}} \cdot a(R) \cdot A \cdot \sum_{k=0}^{N_{pulses}-1} \left[e^{-2j\pi f_c \tau} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - T_p/2 - k \cdot PRI - \tau}{T_p}\right) \right] \end{aligned} \quad (3.14)$$

En considérant que le signal est intégralement contenu dans la bande du filtre du récepteur, on peut écrire le signal s_{filtre} à la sortie de ce filtre :

$$s_{filtre}(t) = 10^{\frac{G_{filtre,dB}}{20}} \cdot s_{MIX}(t) \quad (3.15)$$

En suivant le procédé d'acquisition décrit dans le chapitre précédent, on acquiert le signal impulsion après impulsion, avant de sommer N_{pulses} réponses pour procéder à une intégration cohérente du signal. À l'échelle d'une impulsion, soit pendant une période PRI , le signal à la sortie de l'ADC s_{ADC} échantillonné à la fréquence $F_s = 1/T_s$ est :

$$\begin{aligned} s_{ADC}[n] &= 10^{\frac{G_{LNA,dB} + G_{MIX,dB} + G_{filtre,dB}}{20}} \cdot a(R) \cdot A \cdot \text{rect}\left[\frac{n \cdot T_s - T_p/2 - \tau}{T_p}\right] \cdot e^{-2j\pi f_c \tau} \\ &= 10^{\frac{G_{RX,dB}}{20}} \cdot a(R) \cdot A \cdot \text{rect}\left[\frac{n \cdot T_s - T_p/2 - \tau}{T_p}\right] \cdot e^{-2j\pi f_c \tau} \end{aligned} \quad (3.16)$$

avec $0 \leq n \leq N - 1$ et $N = \lfloor PRI \cdot F_s \rfloor$, où l'opérateur $\lfloor \cdot \rfloor$ correspond à la sélection de la partie entière. La puissance P_{ADC} de ce signal de N échantillons est alors :

$$\begin{aligned}
 P_{ADC} &= \frac{1}{N \cdot T_s} \cdot \left(\sum_{n=0}^{N-1} |s_{ADC}[n]|^2 \cdot T_s \right) \cdot \frac{1}{R_{load}} \\
 &= \frac{1}{N \cdot T_s} \cdot a(R)^2 \cdot A^2 \cdot 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot \left(\sum_{n=0}^{N-1} \left| \text{rect} \left[\frac{n \cdot T_s - T_p/2 - \tau}{T_p} \right] \right|^2 \cdot T_s \right) \cdot \frac{1}{R_{load}}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

En notant $K = \lfloor T_p \cdot F_s \rfloor$ le nombre d'échantillons que couvre une impulsion pendant son acquisition de durée PRI (comme représenté en Figure 3.3), la puissance de ce signal après l'ADC peut finalement être écrite :

$$\begin{aligned}
 P_{ADC} &= 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot a(R)^2 \cdot A^2 \cdot \frac{K \cdot T_s}{N \cdot T_s} \cdot \frac{1}{R_{load}} \\
 &\approx 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot a(R)^2 \cdot A^2 \cdot \frac{T_p}{PRI} \cdot \frac{1}{R_{load}}
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

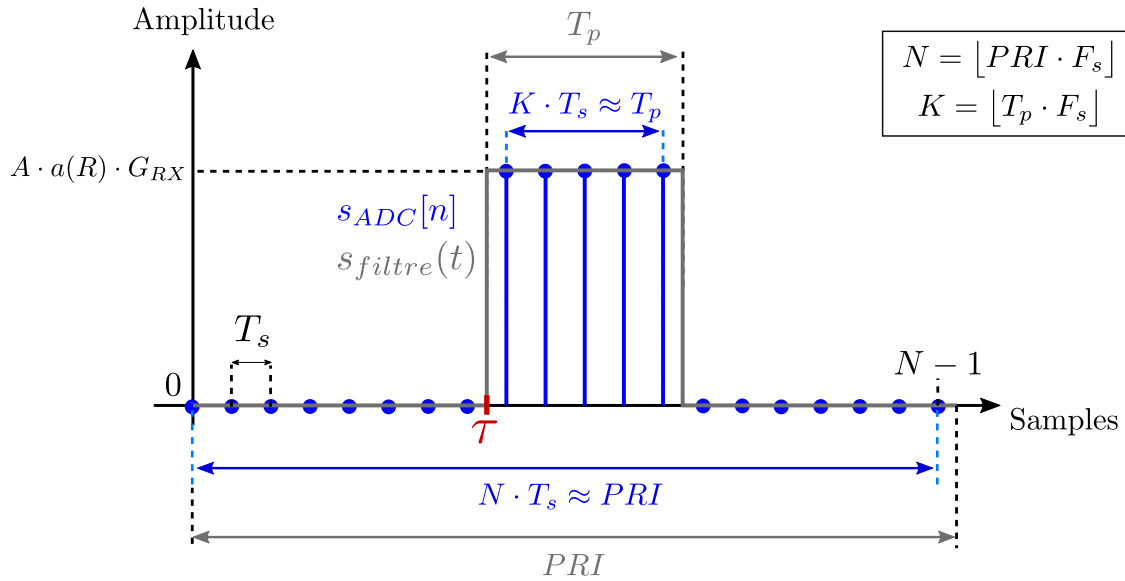


FIGURE 3.3 – Échantillonnage d'une impulsion

Après avoir sommé les N_{pulses} impulsions cohérentes et sous hypothèse que la configuration de la scène n'ait pas changé entre la première et la dernière impulsion, on peut écrire que le signal s_{out} disponible après l'intégration cohérente vaut :

$$s_{out}[n] = N_{pulses} \cdot s_{adc}[n] \tag{3.19}$$

Ainsi, on écrit P_{out} la puissance moyenne du signal à la sortie du front end, calculée sur une durée

d'acquisition PRI :

$$\begin{aligned} P_{out} &= N_{pulses}^2 \cdot P_{ADC} \\ &= N_{pulses}^2 \cdot 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot a(R)^2 \cdot A^2 \cdot \frac{T_p}{PRI} \cdot \frac{1}{R_{load}} \end{aligned} \quad (3.20)$$

C'est cette puissance de signal P_{out} qui sera utilisée dans le calcul du RSB. Rappelons que la puissance du bruit doit elle aussi tenir compte du procédé d'intégration cohérente, et que l'on se référera ici à $P_{N,out}$. Si l'intégration cohérente a eu pour conséquence de multiplier par N_{pulses} la puissance du bruit (voir équation (3.10)) la puissance de la partie déterministe du signal a quant à elle été multipliée par N_{pulses}^2 . On retrouve donc que cette opération permet d'augmenter le RSB d'un facteur N_{pulses} :

$$\begin{aligned} RSB_{IR-UWB} &= \frac{P_{out}}{P_{N,out}} \\ &= N_{pulses} \cdot \frac{A^2 \cdot a(R)^2 \cdot T_p / PRI \cdot 1 / R_{load}}{k \cdot T \cdot F_{RX} \cdot B_{acq}} \\ &= N_{pulses} \cdot \frac{P_{ADC}}{P_{Noise}} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Le dernier élément qu'il nous reste à définir est le Rapport Cyclique α_{DC} . Ce paramètre est défini comme le rapport entre le temps T_{ON} pendant lequel le radar est actif et la durée T_{slow} séparant deux mesures de phases :

$$\alpha_{DC} = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = \frac{T_{ON}}{T_{slow}} \quad (3.22)$$

Dans le cas IR-UWB, le radar est actif pendant toute la durée d'acquisition PRI . Il s'agit en effet de toute la durée pendant laquelle il doit être possible de recevoir un écho d'une impulsion (voir Figure 2.8 en section 2.2.1.4 du chapitre précédent). Puis une nouvelle impulsion sera immédiatement générée, transmise dans la scène, et ses échos seront à nouveaux acquis pendant une durée PRI . Finalement, la durée T_{ON} pendant laquelle le radar doit rester actif dépend du nombre d'impulsions transmises dans la scène pendant une durée T_{slow} :

$$T_{ON} = N_{pulses} \cdot PRI \quad (3.23)$$

Le rapport cyclique $\alpha_{DC,IR-UWB}$ de l'approche IR-UWB est donc :

$$\alpha_{DC,IR-UWB} = N_{Pulses} \cdot \frac{PRI}{T_{slow}} \quad (3.24)$$

Avant de passer à la description des architectures suivantes, rappelons que nous avons déterminé plus haut dans cette section que la durée d'une impulsion était de $T_p \approx 0,2$ ns, fixé la période

séparant deux mesures de phase à $T_{slow} = 1$ ms, et que la période de répétitions des impulsions était de $PRI = \tau_{MAX} + T_p \approx 100$ ns. Aussi, on pourra écrire que le rapport cyclique de notre solution IR-UWB est :

$$\alpha_{DC,IR-UWB} = N_{Pulses} \cdot 10^{-4} \quad (3.25)$$

3.2.2.2 FMCW et FM-DC

Étant donné que la même architecture est utilisée pour les deux approches, on se basera sur une analyse commune pour les solutions FMCW et FM-DC, en notant que seuls la durée de rampe et le rapport cyclique différencient ces deux approches. Une application numérique sera présentée et commentée en conclusion de cette section en Table 3.3. Reprenons l'expression du signal s_{TX} transmis :

$$s_{TX}(t) = \sqrt{A} \cdot e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) t + \frac{B}{2T_{Ramp}} t^2 \right)} \cdot \text{rect} \left[\frac{t - T_{Ramp}/2}{T_{Ramp}} \right] \quad (3.26)$$

On ne tiendra pas compte de la phase initiale de ce chirp, car nous avons vu que celle-ci n'avait pas d'impact sur l'expression du signal à la sortie du mélangeur (voir équation (2.70)). La puissance moyenne P_{TX} transmise sur une période T_{slow} est :

$$\begin{aligned} P_{TX} &= \frac{1}{R_{load} \cdot T_{slow}} \cdot \int_0^{T_{slow}} |s_{TX}(t)|^2 dt \\ &= \frac{A \cdot T_{Ramp}}{R_{load} \cdot T_{slow}} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Le signal s_{RX} reçu après un temps de vol $\tau = \frac{2R}{c}$ est :

$$s_{RX}(t) = a(R) \cdot \sqrt{A} \cdot e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (t - \tau) + \frac{B}{2T_{Ramp}} \cdot (t - \tau)^2 \right)} \cdot \text{rect} \left[\frac{t - \tau - T_{Ramp}/2}{T_{Ramp}} \right] \quad (3.28)$$

Le signal s_{MIX} issu de l'opération de mélange de cet écho avec le chirp de référence sera décrit par :

$$\begin{aligned} s_{MIX}(t) &= 10^{\frac{G_{LNA,dB}}{10}} \cdot 10^{\frac{G_{MIX,dB}}{10}} \cdot a(R) \cdot A \cdot \text{rect} \left[\frac{t - \tau - T_{Ramp}/2}{T_{Ramp}} \right] \\ &\cdot e^{2j\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \tau + \frac{B}{2T_{Ramp}} \tau^2 - \frac{B}{T_{Ramp}} \tau t \right)} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Si l'on suppose que $T_{Ramp} - \tau \approx T_{Ramp}$ quelque soit la valeur du retard τ considéré, le signal s_{ADC} obtenu après échantillonnage à la cadence F_s pendant une durée d'acquisition $T_{acq} = T_{Ramp}$ est alors :

$$\begin{aligned} s_{ADC}[n] &= 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot a(R) \cdot A \cdot \text{rect} \left[\frac{n \cdot T_s - T_{Ramp}/2}{T_{Ramp}} \right] \cdot e^{2j\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \tau + \frac{B}{2T_{Ramp}} \tau^2 - \frac{B}{T_{Ramp}} \tau \cdot nT_s \right)} \\ &\approx 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot a(R) \cdot A \cdot e^{2j\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \tau + \frac{B}{2T_{Ramp}} \tau^2 - \frac{B}{T_{Ramp}} \tau \cdot nT_s \right)} \end{aligned} \quad (3.30)$$

avec $0 \leq n \leq \lfloor T_{Ramp} \cdot F_s \rfloor$. Si la durée de rampe vérifie en effet $T_{Ramp} - \tau \approx T_{Ramp}$, alors on peut considérer que le terme $\text{rect}\left[\frac{n \cdot T_s - T_{Ramp}/2 - \tau}{T_{Ramp}}\right]$ est égal à 1 sur toute la durée d'acquisition (voir Figure 2.16). La puissance moyenne P_{ADC} du signal complexe obtenu à la sortie de l'architecture FMCW, calculée sur une période d'acquisition $T_{acq} = T_{Ramp}$ est finalement :

$$\begin{aligned} P_{ADC} &= \frac{1}{N \cdot T_s} \cdot \left(\sum_{n=0}^{N-1} |s_{ADC}[n]|^2 \cdot T_s \right) \cdot \frac{1}{R_{load}} \\ &= \frac{1}{N \cdot T_s} \cdot A^2 \cdot a(R)^2 \cdot 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot N \cdot T_s \cdot \frac{1}{R_{load}} \\ &= A^2 \cdot a(R)^2 \cdot 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot \frac{1}{R_{load}} \end{aligned} \quad (3.31)$$

La conséquence de l'hypothèse selon laquelle le signal échantillonné s_{ADC} est non-nul pendant toute la durée T_{Ramp} est alors que contrairement au cas IR-UWB (équation (3.17)) la puissance moyenne reçue est indépendante de la durée du signal. C'est cette puissance qui sera utilisée pour calculer le RSB du signal de sortie des radar FMCW et FM-DC, noté RSB_{FM} :

$$\begin{aligned} RSB_{FM} &= \frac{P_{ADC}}{P_{Noise}} \\ &= \frac{A^2 \cdot a(R)^2 \cdot 1/R_{load}}{k \cdot T \cdot F_{RX} \cdot B_{acq}} \end{aligned} \quad (3.32)$$

où la bande d'acquisition B_{acq} est calculée à l'aide de l'équation (2.76).

Le rapport cyclique $\alpha_{DC,FM}$ de ces architectures à modulation de fréquence est quant à lui défini comme le rapport entre la durée d'un chirp et la période T_{slow} :

$$\alpha_{DC,FM} = \frac{T_{Ramp}}{T_{Slow}} \quad (3.33)$$

La différence entre les approches FMCW et FM-DC est que dans le premier cas, le chirp est conçu pour que $T_{Ramp} = T_{slow}$, et dès lors $\alpha_{DC,FM} = 100$ %. Dans le second cas en revanche, la durée du chirp est minimisée. On se rapportera alors à la valeur $T_{Ramp} = 51,2 \mu\text{s}$, effectivement atteinte par l'état-de-l'art pour un radar FM-DC à 60 GHz [45] et qui résulte en un rapport cyclique de $\alpha_{DC,FM} = 5,12$ %.

3.2.3 Conclusion de l'analyse comparative

Maintenant que nous avons défini les différentes expressions des puissances de signal pour chaque solution, nous pouvons dresser en Table 3.3 une comparaison de nos résultats de calculs.

FMCW : L'approche FMCW est celle qui permet de bénéficier du meilleur RSB parmi ces trois architectures. Cela s'explique par la faible valeur de bande d'acquisition B_{acq} qu'elle présente. Nous

Architecture	FMCW	FM-DC	IR-UWB
Durée de signal	1 ms	51,2 μ s	0,2 ns
Gain du PA	0 dB	0 dB	20 dB
Nombre N_{pulse} d'impulsions transmises	1	1	1250
PRF	$f_{slow} = 1$ kHz	$f_{slow} = 1$ kHz	100,2 ns
Rapport Cyclique α_{DC}	100 %	5,12 %	12,5 %
Bande d'acquisition ³ B_{acq}	1 MHz	20 MHz	10 GHz
Puissance transmise moyenne ¹	29 mW	1,5 mW	0,72 mW
RSB analytique ²	16 dB	2,6 dB	2,6 dB

¹ : Calculée sur une période $T_{slow} = 1$ ms

² : Calculé pour $R = 4$ m

³ : Calculée pour une portée de $R_{max} = 15$ m

TABLE 3.3 – Dimensionnement des architectures radar pour notre cahier des charges

l'avons vu au chapitre précédent, la bande d'acquisition est inversement proportionnelle à la durée du signal T_{Ramp} (voir équation (2.76)). Celle-ci est par conséquent particulièrement basse dans le cas d'une approche continue dont la durée du chirp est égale à toute la période T_{slow} , et notre estimation de la puissance du bruit thermique après l'ADC s'en retrouve diminuée. En revanche la longueur des chirps utilisés se traduit nécessairement par une grande consommation d'énergie. C'est bien l'approche FMCW qui a la plus grande puissance transmise moyenne du fait de son fonctionnement continu. Si l'approche FMCW est optimale en RSB, elle est la moins performante sur les aspects de consommation.

FM-DC : L'application d'un mode à rapport cyclique a un effet notable sur la puissance moyenne transmise par le radar. En se basant sur une durée de signal, représentative de l'état de l'art et largement inférieure à la période T_{slow} de 1 ms, il est possible d'envisager des rapports cyclique de l'ordre de 5 %. Si la bande d'acquisition augmente en conséquence, elle reste de l'ordre de la dizaine de Mégahertz. Les fréquences battement resteront donc relativement basses en comparaison de la bande passante B considérée. L'augmentation de la bande d'acquisition a en revanche diminué la valeur du RSB analytique. Le rapport cyclique devra donc être considéré comme un degré de liberté du système à ajuster pour atteindre un bon compromis entre RSB et consommation d'énergie.

IR-UWB : Si le cas IR-UWB semble présenter la plus faible consommation d'énergie du fait de la très courte durée de ces signaux, il est très coûteux d'ajuster le RSB. Dans cet exemple, afin d'atteindre la même performance de RSB que l'approche FM-DC il aurait fallu considérer l'intégration de 1250 impulsions, et un amplificateur de puissance (PA) avec 20 dB de gain. Il s'agit d'un gain en tension qui permet ici d'augmenter la valeur de l'amplitude A des signaux transmis. Il est alors possible d'ajuster le compromis entre le gain de l'amplificateur et le nombre d'impulsions à

utiliser, ces deux paramètres permettant tous deux d'augmenter le RSB du signal reçu. En diminuant le nombre d'impulsions à transmettre au sein d'une période T_{slow} , on a alors plus de chances de vérifier l'hypothèse de *stationnarité de la scène* entre la 1ère et la N_{pulses} -ième impulsions (voir section 2.2.1.4). Néanmoins, en ayant choisi une fréquence centrale de $f_c = 60$ GHz l'atténuation décrite par l'équation radar devient critique, et doit être compensée par un nombre important d'impulsion ou par une augmentation de la puissance des signaux transmis (et donc un plus grand gain de l'amplificateur de puissance de l'émetteur). En outre, les résultats présentés ici supposent une intégration parfaitement *cohérente*. Une fois pris en compte le bruit de phase d'un oscillateur à 60 GHz, il n'est pas garanti que cette cohérence de phase soit vérifiée. On s'approcherait donc d'une intégration *non-cohérente*, et il faudra considérer que d'avantage d'impulsions seront en fait nécessaires pour atteindre ces mêmes résultats de RSB.

Cette analyse nous permet de saisir où se trouvent les principales limites associées à chaque approche. Bien que l'on ait négligé des éléments importants et qu'il nous faudra plus tard prendre en compte, tel que le bruit de phase, on peut d'ores et déjà écarter les solutions FMCW et IR-UWB qu'il sera trop difficile d'adapter pour assurer *conjointement* une faible consommation et un RSB suffisant. **C'est donc l'approche FM-DC qui ressort comme la plus pertinente au vu de notre cahier des charges.** Tout l'intérêt de la solution réside dans le contrôle de son rapport cyclique que l'on pourra ajuster pour optimiser sa consommation d'énergie.

Les dimensionnements effectués dans cette partie ont été faits pour évaluer les verrous technologiques liés à l'acquisition et/ou la génération d'un signal répondant à nos spécifications. Elle nous a permis d'identifier l'approche FM-DC et en particulier le contrôle de son rapport cyclique comme étant la solution la plus pertinente à considérer pour la réalisation d'un radar à 60 GHz à basse consommation. Puisque abaisser ce rapport cyclique semble être la clé vers une réduction de la consommation du radar, et que des faibles rapports cycliques sont obtenus lorsque les chirps sont de faible durée T_{Ramp} , nous nous pencherons dans la suite de ce chapitre sur les limites de faisabilité de génération de chirps rapides.

3.3 Les limites de l'état de l'art

Suite à notre analyse comparative, nous avons considéré l'approche FM-DC comme étant la plus prometteuse pour proposer une solution de radar à 60 GHz à basse consommation. Comme nous le rappelions en conclusion de la partie précédente, la réduction de consommation est alors obtenue en utilisant des chirps de courte durée T_{Ramp} afin d'abaisser le rapport cyclique $\alpha_{DC,FM} = T_{Ramp}/T_{slow}$. Toutefois, la capacité à abaisser les durées de chirps est limitée par deux types de contraintes :

- des contraintes de **génération** des signaux, qui se heurtent aux limitations technologiques des PLL. Il n'est pas *possible* d'abaisser infiniment les durées T_{Ramp} , et nous nous proposons par conséquent d'examiner les limites de l'état de l'art pour la génération de chirps "rapides".

- des contraintes de **réception**, qui présentent les limites de fonctionnement du principe FM-DC. Nous présenterons alors pourquoi il n'est pas non plus *souhaitable* d'utiliser des chirps de trop faible durée dans ce type d'approche.

On supposera dans toute cette section que l'on dispose d'un radar d'architecture FMCW classique, que nous utiliserons en mode FM-DC à rapports cycliques faibles ($\approx 1\%$). Toutefois, l'approche FM-DC repose sur un mélange entre le chirp transmis et les chirps reçus. Nous nous placerons donc toujours dans cette partie dans des cas où la transmission n'est pas terminée lorsque les échos sont reçus. On supposera alors que $T_{ramp} \geq \tau_{max}$.

3.3.1 Limites de génération

Comme nous l'avons vu en section 2.3.2.3, les architectures FMCW intègrent généralement des PLL telles que représentées en Figure 3.4 pour générer des chirps à partir d'un signal s_{ref} oscillant à une fréquence de référence f_{ref} . On pourrait résumer la génération d'un chirp en trois étapes. La première est la *génération* d'un signal de référence s_{ref} qui servira de signal d'entrée de la PLL. La *modulation* est ensuite réalisée par cette PLL, grâce au contrôle de son facteur de division ici noté $K(t)$. Des PLL-fractionnaires (Fractional-N PLL [83]) sont alors considérées, celles-ci permettant de considérer des rapports $K(t)$ qui ne sont pas nécessairement entiers. Ce rapport de division paramétrable permet de rétroagir sur la fréquence f_{out} du signal de sortie d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO, pour Voltage Controlled Oscillator). C'est l'augmentation progressive de ce rapport de division K qui permet de réaliser la modulation de fréquence souhaitée. À la sortie de cette PLL, on disposera donc d'un signal modulé dont la fréquence instantanée est $f_{out}(t) = K(t) \cdot f_{ref}$. Il s'agit là d'une version intermédiaire à relativement "basse fréquence" balayant une bande de fréquence B_{ref} du chirp final. La dernière étape de *multiplication* permet finalement d'augmenter la fréquence du chirp fourni par la PLL, jusqu'à obtenir un chirp de fréquence initiale $f_c = N \cdot f_{out}(0)$ et balayant une bande $B = N \cdot B_{ref}$.

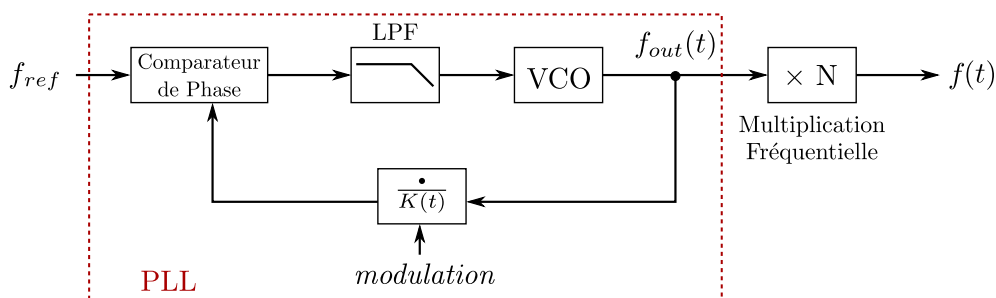


FIGURE 3.4 – Représentation schématisée d'une Boucle à Verrouillage de Phase (PLL)

Ce système de modulation est toutefois soumis à compromis dès lors que l'on souhaite moduler de très larges bandes passantes en un temps minimal. La PLL intègre un filtre passe-bas, qui permet d'assurer la stabilité de la boucle. En outre, celui-ci permet de filtrer le bruit si situant en dehors de la bande passante de la PLL, et plus particulièrement le bruit de phase. Si augmenter la bande

passante de la PLL pourrait permettre d'atteindre des temps d'établissements plus courts, cela serait obtenu au détriment de la stabilité de la boucle fermée ainsi qu'au prix d'un bruit observé sur une plus large bande de fréquence, et donc à un mauvais RSB [83, 84].

On peut au contraire envisager de diminuer de la bande passante de la PLL, afin d'améliorer le bruit du signal de sortie, mais cela suppose d'utiliser un ordre de multiplication N d'autant plus grand pour atteindre la valeur visée $B = N \cdot B_{ref}$, ce qui augmentera la consommation globale du système [85, 86]. Les ordres de multiplications fréquentielles utilisés ici sont généralement inférieurs à $N = 10$, et sont obtenus par associations de doubleurs et tripleurs de fréquence. Cette limite de facteur multiplicatif impose donc que la PLL puisse moduler un signal sur une bande $B_{ref} \geq B/10$.

Comparons en Table 3.4 les performances des PLL utilisées dans l'état de l'art pour la génération de chirps à fortes rampes de fréquences. Cette table est divisée en deux parties : dans la moitié supérieure, on présente les performances des PLL avant toute étape de multiplication fréquentielle. La moitié inférieure du tableau présente quant à elle les résultats attendus après multiplications de ces chirps pour les transposer dans la bande que l'on a choisi de considérer, aux alentours de $f_c = 60$ GHz. Le but de cette comparaison est ici de fournir une idée précise des limites de rapidité des rampes de fréquences.

En plus des valeurs de pente fréquentielle, on s'intéresse également au bruit de phase donné habituellement en dBc/Hz à 1 MHz. Celui-ci est calculé à $f_c = 60$ GHz après multiplication fréquentielle d'un facteur N selon un modèle de dégradation en $20 \cdot \log(N)$. D'autre part, on s'intéressera à l'erreur de fréquence RMS qui représente la non-linéarité de la pente de fréquence, et qui augmente elle-aussi après l'étape de multiplication. Cette erreur sert à quantifier la différence fréquentielle entre le modèle de modulation linéaire visé et la modulation réellement appliquée au signal. Elle peut être exprimée de manière absolue en Hz, ou relative en % lorsqu'elle est comparée à la bande de fréquence que balaye le chirp. La linéarité d'un chirp est ce qui garanti que les fréquences battements qu'il produira avec ces échos seront constantes pendant toute la durée du chirp. Les non-linéarités viendront alors dégrader la qualité des fréquences battements [90, 91], et doivent donc être limitées.

La comparaison des performances des PLL actuellement utilisées dans les radars FMCW et FM-DC montre que ces dernières permettent au mieux de proposer, une fois transposées à 60 GHz, des valeurs de pente de fréquences comprises entre 500 MHz/ μ s et 1 GHz/ μ s. Ainsi, on en déduit que les durées de rampes minimales devraient être comprises entre 14 et 7 μ s pour générer de chirps de 7 GHz de bande passante. Ces valeurs particulièrement basses sont toutefois obtenues au prix d'une moins bonne linéarité dans la montée en fréquence, ici représentée par l'erreur de fréquence RMS, et d'une augmentation du bruit de phase. Finalement, on retiendra que la limite actuelle pour la génération de chirp courts autour de 60 GHz se situe aux alentours de $T_{Ramp,MIN} \approx 10$ μ s. Dans notre cas d'étude où $\tau_{max} = 100$ ns, on notera que ces valeurs correspondent à un rapport typique entre durée de rampe et temps de vol maximum à détecter d'environ $T_{Ramp}/\tau_{max} \approx 100$.

Notons toutefois que certains des systèmes présentés ici n'ont pas été conçus pour intégrer des radars dans la bande de 60 GHz. La PLL [88] a par exemple pour objectif de fournir un signal

Paramètre	Unité	[87]			[88]	[89]	[84]
Radar Associé	—	[45]			[44]	N.A.	N.A.
Fréquence Centrale $f_0 = f_{ref} + B_{ref}/2$	GHz	10			16	24	22,5
Bande passante max	GHz	1,21			1,5	3,2	0,208
$\frac{B_{ref}}{f_{ref}}$	%	12,1			9,4	13,3	0,9
Bruit de phase à 1 MHz	dBc/Hz	-109,1			-94,9 ¹	-93,9	-90 ¹
Pente de fréquence max	MHz/ μ s	23,6	47,2	94,5	150	320	173,3
Erreur fréquentielle rms absolue	kHz	28	55	120	230	309	124
Erreur fréquentielle rms relative ²	%	0,0023	0,0045	0,0099	0,015	0,01	0,06
Consommation	mW	11,7			44	28	19,7

Données normalisées à $f_c = 60$ GHz

Facteur de multiplication N requis	-	6			4	3	3
Bruit de phase à 1 MHz	dBc/Hz	-93,54			-97,3	-84,4	-92,4
Bande passante max	GHz	7,2			6	9,6	0,6
Pente de fréquence max	MHz/ μ s	141,6	283,2	567	600	960	520
T_{Ramp} pour $B = 7$ GHz	μ s	51,2	25,6	12,8	N.A.	7,3	N.A.
Erreur fréquentielle rms	kHz	168	330	720	920	927	372
Bande d'acquisition requise ³	MHz	14	28	56	N.A.	96	N.A.

¹ : Données normalisées à 79 GHz

² : Calculé relativement à la bande passante max

³ : Calculé pour $B = 7$ GHz et $\tau_{MAX} = 100$ ns

TABLE 3.4 – *Tableau comparatif : état de l'art des PLL pour la génération de chirps LFM rapides (modulation en "dent de scie") ; Données fournies à la sortie de la PLL (moitié haute), et données normalisées pour $f_c = 60$ GHz (moitié basse)*

modulé qui, après multiplication, permet d'atteindre 10 GHz de bande autour de 140 GHz [44]. La bande fractionnelle B/f_c qu'elle balaye est par conséquent inférieure aux $7/60 \cdot 100 \approx 12$ % que nous visons. Les valeurs des pentes de fréquence proposées par [88] et [84], bien que très élevées, ne permettraient pas d'atteindre le maximum de bande disponible autour de 60 GHz.

Tandis que des chirps de durées $T_{Ramp,min} \approx 10 \mu$ s sont en théorie réalisables, les plus rapides chirps utilisés en radar FMCW à 60 GHz s'approchent plutôt des 50 μ s [45]. En plus des limites rencontrées à la génération de ces signaux rapides et large-bande viennent s'ajouter des contraintes issues du schéma de réception des chirps. On ajoute en Table 3.4 les valeurs des bandes d'acquisitions

qui seraient requises pour détecter un écho retardé de $\tau = 100$ ns (temps de vol maximum à détecter selon notre cahier des charges) avec ces chirps. On note alors que les plus fortes pentes de fréquences sont associées à des bandes d'acquisition particulièrement larges et approchent 100 MHz. Penchons-nous alors dans la prochaine section sur les implications de cette forte augmentation de la bande d'acquisition. Cet aspect nous permet alors d'introduire les limites des schémas de réception des architectures FM-DC. Nous y verrons alors que si des chirps de $10 \mu\text{s}$ sont effectivement réalisables par les PLL de l'état de l'art, la réception de tels chirps est si problématique que ces durées ne sont dans les faits pas utilisées.

3.3.2 Contraintes de réception

3.3.2.1 Effets sur la bande d'acquisition

Comme nous avons déjà pu le voir dans le Chapitre 2, les valeurs des fréquences battements sont liées au rapport entre le temps de vol et la durée du chirp (voir équation (2.73)). Pour une bande B et un retard τ donnés, réduire la durée T_{Ramp} du chirp revient ainsi à répartir les valeurs des fréquences IF qu'il produira sur une plus large bande de fréquences. On dilate par conséquent la bande des fréquences battements à observer, et avec elle la bande d'acquisition. Pour illustrer ce principe, on représente en Figure 3.5 deux couples de signaux reçus et transmis de différentes durées de rampes. Bien que les deux cas ici représentés considèrent la même bande B et le même temps de vol τ , on peut constater en effet que l'écart fréquentiel instantané (ou "IF") est bien plus important pour une faible durée de rampe. Si $T_{Ramp,2} < T_{Ramp,1}$, alors on observera que $IF_2 > IF_1$.

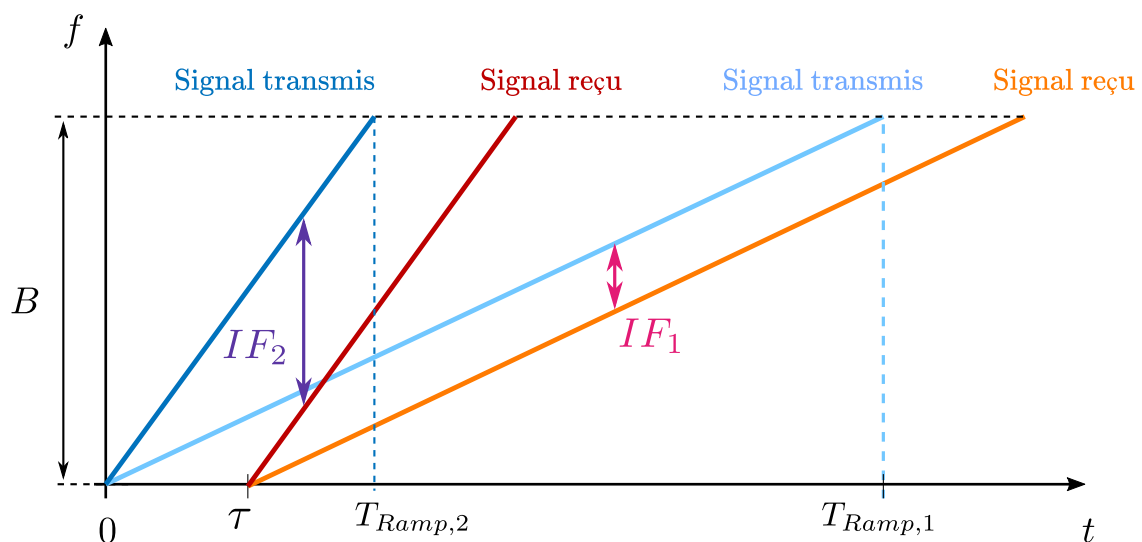


FIGURE 3.5 – Variation des fréquences battements avec la durée de chirp T_{Ramp}

La première conséquence de cette étalement des fréquences battements est l'augmentation des fréquences d'échantillonnage F_s à utiliser. Comme nous l'avons vu en établissant l'équation (2.72),

la fréquence d'échantillonnage d'un système FMCW (ou FM-DC) est liée au rapport τ_{MAX}/T_{Ramp} de sorte que si la durée de chirp est abaissée pour atteindre le même ordre de grandeur que les temps de vol à détecter, cette fréquence F_s tendra vers B (dans le cas où une démodulation I/Q est utilisée). Il en résulte que des ADC plus coûteux et complexes à réaliser seront requis. Ayant choisi de poser $\tau_{MAX} = 100$ ns dans notre application, alors viser des durées de chirp de l'ordre de $T_{Ramp} = 1 \mu s$ nous forcerait à considérer :

$$\begin{aligned}
 F_s &\geq f_{b,MAX} \\
 \Leftrightarrow F_s &\geq B \cdot \frac{\tau_{MAX}}{T_{Ramp}} \\
 \Leftrightarrow F_s &\geq \frac{B}{10}
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Avec des bandes B de l'ordre du Gigahertz, on aboutirait alors à des cadences d'échantillonnage de plusieurs centaines de Mégahertz.

D'autre part, comme montré à l'équation (3.6) la puissance du bruit thermique est directement reliée à la valeur de la bande d'acquisition B_{acq} . Augmenter cette dernière impliquera par conséquent une augmentation des niveaux de bruit et donc une dégradation du RSB. Finalement, diviser par 10 la durée d'un chirp pour balayer une bande B donnée résultera en une multiplication de la bande d'acquisition par ce même facteur 10, ce qui d'après notre modèle de RSB établi en équation (3.32) correspondra à un RSB divisé par 10. Les potentiels gains en consommation obtenus par réduction du rapport cyclique seront donc obtenus aux prix d'un échantillonnage plus coûteux et d'un plus haut niveau de bruit.

On pourra alors noter à titre d'exemple que si la PLL présentée en référence [87] et figurant dans la Table 3.4 a récemment été intégrée dans un radar FM-DC [45], elle l'a été dans son mode de fonctionnement à la *plus faible* valeur de pente (soit $51,2 \mu s$). Ce mode de fonctionnement à "longue" durée de rampe permet alors de maintenir la bande d'acquisition à 20 MHz, qui en effet bien inférieure aux valeurs extrêmes calculées dans la Table 3.4 qui auraient été requises en utilisant un chirp d'une durée de $12,8 \mu s$, pourtant théoriquement réalisable.

3.3.2.2 Effets de fenêtrage et d'étalement fréquentiel

Reprenons l'écriture mathématique d'un chirp établie dans le chapitre précédent en (2.67) mais cette fois avec une amplitude unitaire $A = 1$. Ce chirp représentera le signal transmis par le radar :

$$s_{TX}(t) = e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot t + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot t^2 \right) + j\phi_0} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - T_{Ramp}/2}{T_{Ramp}} \right) \tag{3.35}$$

Nous négligeons ici tout bruit, et tout effet d'atténuation d'amplitude due à la propagation en espace libre.

Supposons que l'on dispose d'un chirp de "courte" durée, c'est-à-dire de l'ordre de la microseconde ou de la centaines de nanosecondes (donc bien inférieure à ce qui est atteint par l'état de

l'art). D'autre part, on rappelle que l'on s'intéresse à des signaux dont les temps de vols peuvent varier entre $\tau = 0$ et $\tau_{MAX} = 100$ ns. L'hypothèse selon laquelle T_{Ramp} est très grande devant tous les retards τ d'intérêts n'est donc plus généralisable dans ce cas, et les approximations qu'elle nous permettait de faire ne sont donc plus nécessairement valides. Aussi, pour décrire le signal s_{MIX} disponible en sortie du mélangeur analogique, on reprendra l'équation (2.69) :

$$s_{MIX}(t) = e^{2j\pi\left(-\left(f_c - \frac{B}{2}\right)\tau + \frac{B}{2T_{Ramp}}\tau^2 - \frac{B}{T_{Ramp}}\tau \cdot t\right)} \cdot \text{rect}\left(\frac{t-\tau/2-T_{ramp}/2}{T_{ramp}-\tau}\right) \quad (3.36)$$

Le signal IF que l'on souhaite observer pour mesurer les fréquences battements n'existe alors que pendant une durée limitée, une courte *fenêtre temporelle* de largeur $T_{Ramp} - \tau$. Cette diminution de la fenêtre temporelle est représentée en Figure 3.6.

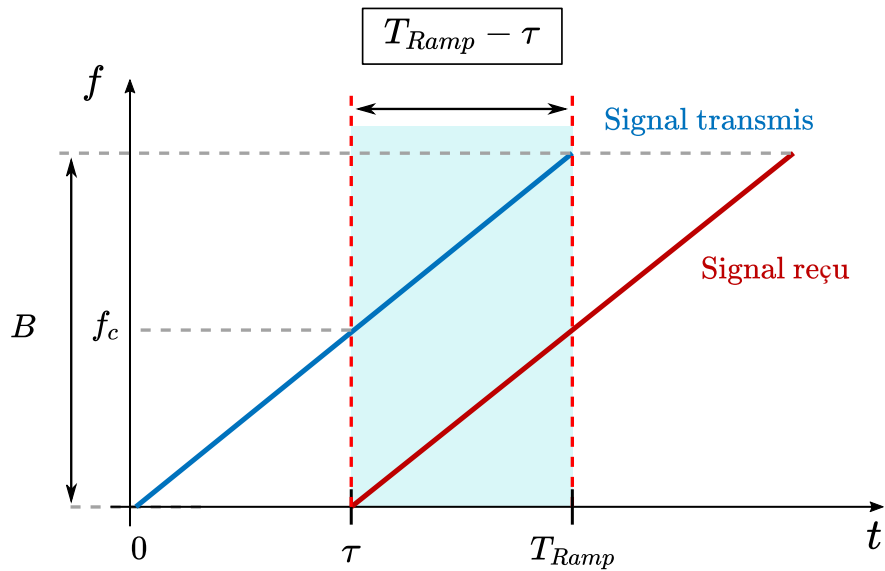


FIGURE 3.6 – Effet de fenêtrage : support temporel commun entre un chirp émis et son écho

Écrivons f_b la fréquence battement observée dans le signal s_{MIX} , avec $f_b = -\frac{B}{T_{Ramp}}\tau$. D'après l'expression de la transformée de Fourier de la fonction rectangle, le signal s_{MIX} s'écrira dans le domaine fréquentiel :

$$S_{MIX}(f) = (T_{Ramp} - \tau) \cdot \text{sinc}\left[(T_{Ramp} - \tau) \cdot (f - f_b)\right] \cdot e^{-2j\pi\frac{T_{Ramp}+\tau}{2}f} \cdot e^{+2j\pi\left(-\left(f_c - \frac{B}{2}\right)\tau + \frac{B}{2T_{Ramp}}\tau^2\right)} \quad (3.37)$$

Ainsi, le module de S_{MIX} vaut :

$$\left|S_{MIX}(f)\right| = \left|(T_{Ramp} - \tau) \cdot \text{sinc}\left[(T_{Ramp} - \tau) \cdot (f - f_b)\right]\right| \quad (3.38)$$

C'est seulement dans le cas où $T_{Ramp} \gg \tau$ (cas "particulier", mais généralement vrai en FMCW) que cette équation peut être exprimée avec l'approximation suivante :

$$\left| S_{MIX}(f) \right| \approx \left| T_{Ramp} \cdot \text{sinc} [T_{Ramp} \cdot (f - f_b)] \right|, \quad \text{si } T_{Ramp} \gg \tau \quad (3.39)$$

L'amplitude de la fréquence battement que nous visualiserons sera donc dépendante de la différence $T_{Ramp} - \tau$. Plus τ sera grand, et plus l'amplitude du signal dans le domaine fréquentiel sera faible. En outre, la largeur du lobe principal du sinus cardinal centré à la fréquence f_b dépend aussi de la valeur du retard. Plus le retard τ sera grand, et plus ce lobe sera large.

Afin d'illustrer ces observations, on compare en Figure 3.7 et Figure 3.8 deux résultats de simulation de mesures FMCW utilisant comme un signal un chirp linéaire balayant $B = 500$ MHz de bande autour de $f_c = 60$ GHz. Dans un premier cas, la durée de rampe est fixée à $T_{Ramp} = 40 \mu\text{s}$, ce qui permet de considérer l'hypothèse $T_{Ramp} \gg \tau_{MAX}$ comme valide. La deuxième configuration présentée ici utilise quant à elle un chirp de courte durée $T_{Ramp} = 100$ ns. On présente alors pour chaque cas les résultats de simulations permettant d'obtenir le signal S_{MIX} dans le domaine fréquentiel, lorsque trois objets sont simulés dans la scène à des distances R inférieures à $R_{max} = 15$ m. Dans cet exemple, les trois réflecteurs ont été simulés pour être situés aux distances $R_1 = 0,9$ m, $R_2 = 7,5$ m et $R_3 = 11,1$ m du radar. Bien que l'on observe le signal S_{MIX} dans le domaine fréquentiel, on choisira plutôt de remplacer l'axe des fréquences par un axe de distances, conformément à la relation (2.3.2.2). Comme expliqué en section 2.3.2.2, le signal S_{MIX} est alors discrétisé dans le domaine spatial avec un pas de $c/2B = 0,3$ m. Les réflecteurs ont donc arbitrairement été placés sur des range bins dans cet exemple.

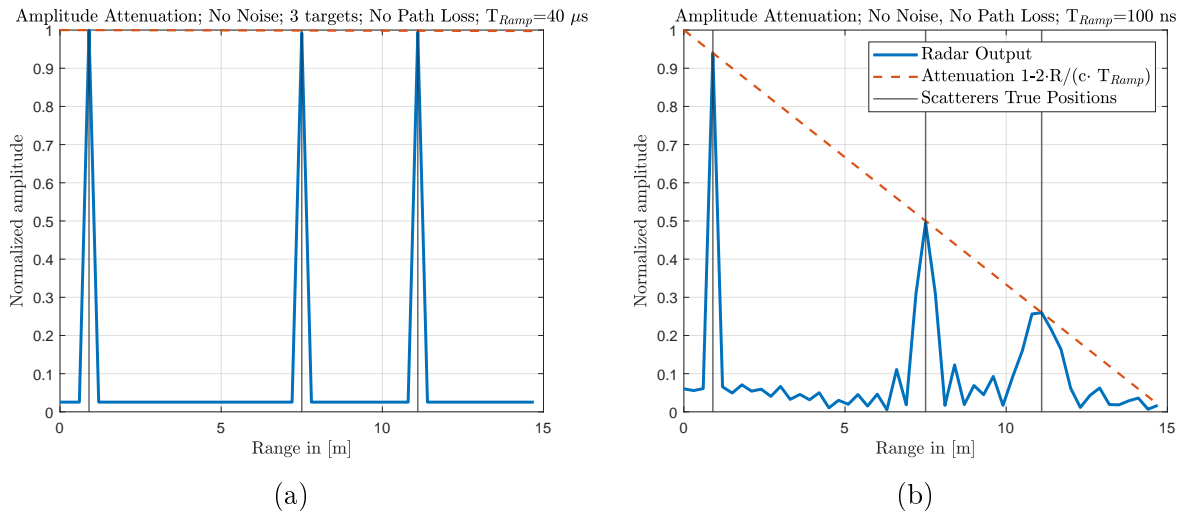


FIGURE 3.7 – Mise en évidence de l'atténuation des fréquences IF causé par le fenêtrage temporel ; (a) Chirp de durée $T_{Ramp} = 40 \mu\text{s}$; (b) Chirp de durée $T_{Ramp} = 100$ ns

Observons tout d'abord l'effet du fenêtrage sur les amplitudes des fréquences IF. Sur la Figure

3.7 à gauche est représenté le cas $T_{Ramp} = 40 \mu s$, pour lequel $T_{Ramp} - \tau \approx T_{Ramp}$. Les amplitudes des fréquences IF sont alors décrites par l'équation (3.39). Une fois normalisées par rapport à l'amplitude T_{Ramp} , toutes les raies visualisées ont bien la même amplitude unitaire. Dans le cas où $T_{Ramp} = 100$ ns, qui est décrit par le modèle (3.38) et représenté dans la figure de droite, on observe en revanche une atténuation en $T_{Ramp} - \tau$. Ayant normalisé les amplitudes par rapport à T_{Ramp} , et ayant de plus représenté la réponse du radar sur un axe de distances avec $\tau = 2R/c$, cette décroissance est par conséquent représentée en pointillés rouges par la droite $f(\tau)$ avec :

$$f(\tau) = \frac{T_{Ramp} - \tau}{T_{Ramp}} = 1 - \frac{2 \cdot R}{c \cdot T_{Ramp}} \quad (3.40)$$

Rappelons que les effets d'atténuation par propagation des signaux en espace libre n'ont pas été simulés ici. La diminution des amplitudes le long de l'axe des distances est donc ici seulement due à ces effets de fenêtrages.

On peut alors définir un **coefficient d'atténuation d'amplitude** A_{att} à partir de cette équation de droite $f(\tau)$, qui décrira l'atténuation appliquée à une fréquence IF associée à un temps de vol τ résultant de l'effet de fenêtrage :

$$A_{att}(\tau) = f(\tau) = \frac{T_{Ramp} - \tau}{T_{Ramp}} = 1 - \frac{\tau}{T_{Ramp}} \quad (3.41)$$

Ce coefficient tend vers 1 lorsque $T_{Ramp} \gg \tau$. Plus le chirp utilisé est de longue durée et moins cette atténuation sera visible.

Comparons ensuite en Figure 3.8 les tailles des lobes des fréquences IF sur ces mêmes résultats de simulation.

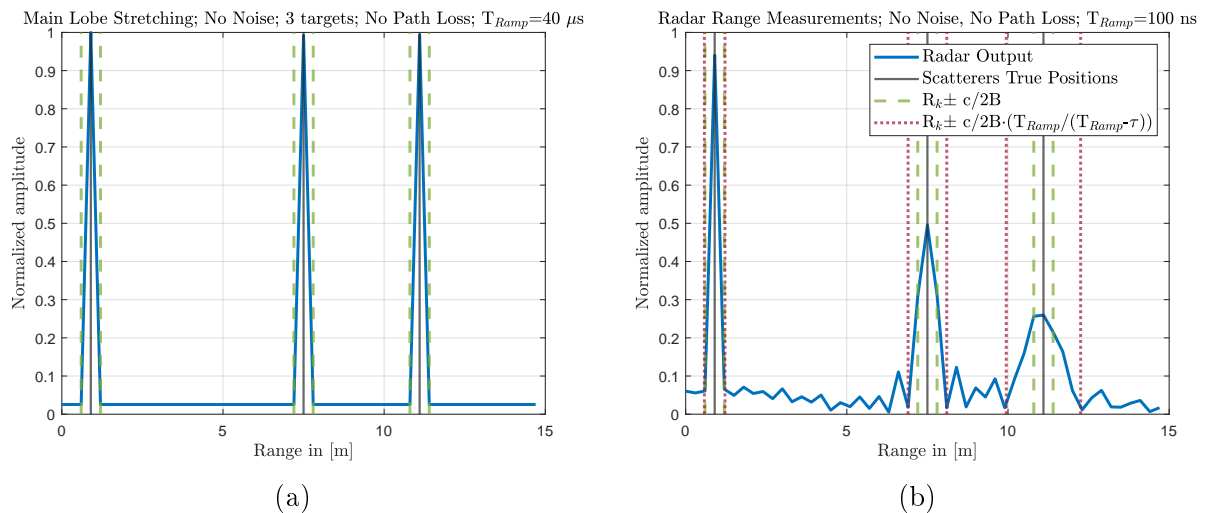


FIGURE 3.8 – Mise en évidence de la dilatation des fréquences IF causé par l'effet fenêtrage ; (a) Chirp de durée $T_{Ramp} = 40 \mu s$; (b) Chirp de durée $T_{Ramp} = 100 ns$

La figure de gauche représente le résultat $T_{Ramp} = 40 \mu s$. Dans ce cas où l'hypothèse $T_{Ramp} \gg \tau$ est vérifiée on observe que tous ces lobes ont la même largeur (*width* en anglais) $\Delta f_{width} = 2/T_{Ramp}$ comme attendu d'après le modèle de l'équation (3.39). Cette largeur fréquentielle correspond en effet dans l'espace des distances à une largeur ΔR_{width} :

$$\Delta R_{width} = \frac{c \cdot T_{Ramp}}{2B} \cdot \Delta f_{width} = \frac{c}{B} \quad (3.42)$$

soit une largeur de $\pm c/2B$ autour du maximum des ces sinus cardinaux, comme représenté par les lignes vertes en pointillés. Étant donné que la sortie du radar est justement visualisée dans l'espace des distances avec un pas de discrétisation de $c/2B$ (ce qui découle du fait que $T_{acq} = T_{Ramp}$, voir section 2.3.2.2) ce résultat de ΔR_{width} explique l'allure en *pic* des IF sur la figure de gauche, dont les maximums sont ici placés exactement sur des éléments de la grille de discrétisation. Tous les autres éléments de la *Range Grid*, distants de $c/2B$ les uns des autres correspondent alors à des zéros de ces fonctions $\text{sinc}(\cdot)$.

Sur la figure de droite en revanche, qui représente le cas $T_{Ramp} = 100 \text{ ns}$, on peut voir que plus le temps de vol τ augmente, et plus la fréquence battement qui lui est associée se *dilate*. Dans ce cas, les premières annulations des fonctions $\text{sinc}(\cdot)$ ne se produisent plus à $\pm c/2B$ des range bin où sont placés les réflecteurs. D'après le modèle de l'équation (3.38), celles-ci devraient avoir lieu en $\pm 1/(T_{Ramp} - \tau)$, ce qui en terme de distance correspond à une largeur variable $\Delta R_{width}(\tau)$ telle que :

$$\Delta R_{width}(\tau) = \frac{c \cdot T_{Ramp}}{2B} \cdot \frac{2}{T_{Ramp} - \tau} = \frac{c}{B} \cdot \frac{T_{Ramp}}{T_{Ramp} - \tau} \quad (3.43)$$

qui est en effet observé comme le montrent les délimitation en pointillés rouges. On note aussi que la grille de pas $c/2B$ ne correspond plus aux positions des zéros des sinus cardiaux. Bien que les maximums de ces sinus cardinaux soient toujours situés sur des éléments de cette grille, on peut constater que les différents lobes de ces fonctions sont désormais visibles et que de la puissance est alors détectée dans des cellules où aucun réflecteur n'est pourtant situé. Si lorsque $T_{Ramp} \gg \tau$ la résolution spatiale pouvait au mieux être égale à $\Delta R \geq c/2B$, la meilleure résolution spatiale atteignable avec un chirp court est ici dégradée, et devient alors dépendante du temps de vol τ .

On propose alors de définir un **coefficient de dilatation** $f_{dilat}(\tau)$ pour rendre compte de cet élargissement des fréquences IF :

$$f_{dilat}(\tau) = \frac{T_{Ramp}}{T_{Ramp} - \tau} = \frac{1}{A_{att}(\tau)} \quad (3.44)$$

Ici encore, on remarquera que $f_{dilat}(\tau)$ tend vers 1 lorsque $T_{Ramp} \gg \tau$. Ces deux coefficients décrivent donc un effet négligeable dans le cas canonique des approches FMCW et FM-DC, mais permettent de rendre compte de leurs limites d'utilisation avec des chirps courts.

Terminons cette section en rappelant que ces résultats sont indépendants des effets de propagation en espace libre. Les atténuations d'amplitude décrites par le coefficient A_{att} vont donc se

cumuler à l'atténuation de puissance en $1/R^4$ décrite par l'équation Radar. On s'attend donc à une dégradation du RSB des signaux associés aux réflecteurs les plus éloignés du radar encore plus prononcée que celle déjà observée avec des chirps longs.

3.3.3 Bilan des contraintes, identification des verrous technologiques

Nous avons vu dans cette partie que les durée de chirps d'une solution FM-DC ne pouvaient ni de devaient être abaissées pour atteindre les mêmes ordres de grandeurs que les temps de vol à détecter, limitant ainsi les rapports cycliques atteignables. Premièrement, il faudrait résoudre des limites technologiques des générateurs à base de PLL, qui ne permettent pas actuellement de proposer des rampes de fréquences dépassant les $1 \text{ GHz}/\mu\text{s}$, nous contraignant alors à considérer des chirps d'au moins $10 \mu\text{s}$ afin de pouvoir balayer des bandes de plusieurs Gigahertz.

Toutefois, les plus importants obstacles à l'utilisation de chirps *rapides* sont liés aux procédés de réception de l'architecture, qui nécessitent entre autres de vérifier que $T_{Ramp} \gg \tau_{max}$. Dès lors que T_{Ramp} viole cette approximation et se rapproche des temps de vols à mesurer, des effets de fenêtrages temporels sont à considérer. Ceux-ci, quantifiables à l'aide des coefficients d'*atténuation* et de *dilatation* des fréquences battements introduits dans cette partie, viennent dégrader la qualité des signaux radar et se traduisent par une diminution du RSB et de la résolution spatiale. En outre, la diminution des durées de rampes entraînera une augmentation des bandes d'acquisition. Celles-ci s'accompagneront alors de puissances de bruit plus élevées, car intégrées sur de plus larges bandes de fréquences, et de la nécessité de considérer des plus grandes cadences d'échantillonnage pouvant désormais avoisiner (voire même dépasser) la centaine de Mégahertz.

3.4 Conclusion

Ce chapitre vient conclure notre analyse comparative des différentes architectures radar à larges bandes et faible consommation, projeté sur notre cahier des charges. Nous avons tout d'abord établi que la bande 57–64 GHz était la plus intéressante à considérer pour répondre à nos besoins applicatifs. Celle-ci permet en effet d'utiliser jusqu'à 7 GHz de bande passante, ce qui permet de considérer des résolutions spatiales suffisamment grandes pour notre application, et limitera l'atténuation de propagation telle que décrite par l'équation radar par rapport aux bandes concurrentes plus hautes en fréquence. Utiliser une fréquence centrale de 60 GHz permet de plus d'obtenir une dynamique de phase suffisamment importante pour lire les variations provoquées par les battements de cœur.

Nous nous sommes alors intéressés à un dimensionnement des architectures radar larges bandes pour fournir une solution à basse consommation et basse complexité. Nous avons établi un modèle de récepteur et du bruit thermique commun aux trois architectures considérées. Bien que ces modèles soient simplifiés, et ne prennent pas en compte certains éléments comme le bruit de phase, ils nous ont néanmoins permis de mettre en évidence un ensemble de paramètres clés associés aux performances

de ces architectures, et de poursuivre notre réflexion sur la complexité de réalisation d'une solution à basse consommation. C'est la solution FM-DC qui est alors apparue comme étant la plus pertinente, le contrôle de son rapport cyclique permettant directement d'agir sur la consommation d'énergie et la valeur de la bande d'acquisition, et donc sur le RSB du signal à la sortie du radar.

Nous avons approfondi notre analyse de la solution FM-DC pour en identifier les verrous technologiques, et nous avons plus particulièrement étudié ce qui pouvait limiter la diminution de son rapport cyclique. Nous avons alors détaillé séparément les contraintes liées aux procédés de génération des chirps rapides, basés sur l'utilisation de PLL, de celles qui sont issues du schéma de réception de l'architecture FM-DC. Il vient alors que la condition $T_{Ramp} \gg \tau_{max}$ est déterminante dans ce genre d'approche, car elle permet d'éviter que des effets de fenêtrages temporels ne viennent dégrader le RSB. D'autre part, elle permet de limiter la largeur de la bande d'acquisition en limitant l'étalement spectral des fréquences battement et assure par conséquent une limitation du niveau de bruit thermique dans le signal de sortie ainsi que des cadences d'échantillonnage requises. L'ensemble de ces contraintes nous indique donc qu'une solution FM-DC peut au mieux exploiter des chirps dont les durées valent plusieurs dizaines de microsecondes. Une limite théorique de la solution FM-DC se dessine dans son usage conventionnel, qui impose que $T_{Ramp} \gg \tau_{MAX}$.

Ce chapitre clôture la première moitié de ce manuscrit, tournée vers une présentation des fondamentaux théoriques de détection radar et d'une analyse de la littérature sur les radars utilisés pour la lecture de paramètres vitaux. La suite de ce rapport présentera donc les contributions originales de cette thèse en vue de lever les limitations de l'architecture FM-DC, et d'accéder à des rapports cycliques plus bas que ce que peut proposer l'état de l'art. Une modification de l'architecture FM-DC permettant de d'adresser conjointement les problématiques de génération de réception de chirps courts y sera alors présentée.

Chapitre 4

Solution Adaptative à Faible Rapport Cyclique

Sommaire

4.1	Génération de Chirps Courts	85
4.1.1	Présentation du système TIMER	85
4.1.1.1	Architecture TIMER	85
4.1.1.2	Modélisation du signal de sortie de l'oscillateur	87
4.1.1.3	Analyse Spectrale	91
4.2	Le Stretch Processing : une solution aux problèmes de réception	102
4.2.1	Présentation du principe d'acquisition du Stretch Processing	102
4.2.2	Vers une solution adaptative	108
4.3	L'architecture d'une Solution adaptative à Stretch Processing temporel	109
4.3.1	Architecture	109
4.3.2	Modèle de RSB	110
4.3.2.1	Puissance de la partie déterministe du signal	111
4.3.2.2	Bruit thermique et bruit de phase	113
4.3.2.3	Rapport Signal-sur-Bruit	117
4.4	Conception d'une solution de mesure adaptative	124
4.4.1	Description du procédé adaptatif	124
4.4.1.1	Paramètres de simulations	124
4.4.1.2	Construction d'A Priori	125
4.4.1.3	Renfort d'a priori	126
4.4.1.4	Troisième détection à la bande maximale	126
4.4.2	Analyse de phase	128
4.4.2.1	Modèle des variations de phase	128
4.4.2.2	Correction de phase	132
4.5	Conclusion	137

Nous avons terminé le précédent chapitre en identifiant les principaux obstacles à l'utilisation de chirps de très courte durée. Nous avons notamment conclu qu'afin de dépasser les performances des solutions actuelles, un radar devait d'une part être capable de proposer un système de génération de chirps rapides et, d'autre part, devait intégrer un processus d'acquisition qui permette la réception de ces signaux courts. Ces deux aspects limitent donc la durée minimale que l'on peut raisonnablement utiliser dans une approche FM-DC. Or, c'est justement la courte des durée des chirps transmis qui permet d'envisager une utilisation à très faibles rapports cycliques de cette approche radar, et ainsi de réduire sa consommation moyenne d'énergie.

Ce chapitre présente les contributions originales de ce manuscrit pour tenter de dépasser ces deux points bloquants. Nous allons tout d'abord adresser la génération de chirps de courte durée, en introduisant une architecture de multiplication fréquentielle, appelée TIMER. Ce système, initialement introduit pour permettre la génération de signal oscillant à des fréquence millimétrique à faible bruit de phase, est alors repensé pour la génération de chirps linéaires. On présentera alors en première partie de ce chapitre une analyse du signal produit par le TIMER.

La deuxième section sera quant à elle consacrée à l'introduction d'un schéma d'acquisition appelé *Stretch Processing*, que nous considérons pour répondre aux problèmes liés à la réception de chirps courts. Cette solution consiste à retarder un signal de référence avant de le mélanger aux échos du signal transmis, pour produire un signal dont les fréquences sont images des temps de vol de ces échos. Les techniques FMCW et FM-DC que nous avons détaillées dans les chapitres précédents sont en fait dérivées de cette approche, mais en sont un cas particulier d'utilisation où c'est le signal transmis qui est utilisé comme référence. Nous proposons donc de nous affranchir de cette condition, et présentons les avantages et perspectives ouvertes par cette approche.

La section suivante présente une architecture de radar à stretch processing, pensée pour pouvoir transmettre et recevoir des chirps à large bandes et courte durées. Les perspectives offertes par cette architecture et ses différences avec les approches conventionnelles sont mises en avant par une étude du Rapport Signal-sur-Bruit (RSB). Un modèle complet du RSB du signal de sortie de ce radar y est alors établi. Les influences de la largeur de la bande d'acquisition ainsi que du bruit de phase sont notamment considérées. On justifiera alors de la pertinence de cette solution pour permettre d'accéder à des mesures radar à haut RSB. Nous verrons que si cette propriété est d'autant plus avantageuse lorsque que les chirps utilisés sont courts, mais elle dépasse ce seul cadre d'utilisation et semble tout de même adaptée pour un cas d'utilisation de chirps long.

Si cette solution présente de nombreux avantages, elle repose sur des mesures focalisées sur des portions de la scène. Cela suppose donc que l'on dispose avant d'effectuer la mesure de connaissances a priori sur le placement de réflecteur dans l'espace constituant la scène. Dans ce contexte, la quatrième section de ce chapitre présente le détail d'un procédé de mesures radar adaptatif basé sur notre architecture. La solution présentée ici est pensée pour permettre la construction et la

mise à jour de ces a priori lors d'une application de suivi de réflecteur (on parlera alors de *cible*). Ces a priori permettront alors d'utiliser l'architecture proposée à son plein potentiel. Enfin, afin de justifier que cette solution soit en effet adaptée aux applications de lecture de paramètres vitaux, nous fournirons une analyse des variations de phase des signaux de sortie de ce radar. Nous verrons qu'il est alors possible de retrouver les modèles standards des approches FMCW liant ces variations de phase à des variations de position d'un réflecteur, moyennant l'ajout d'un coefficient de correction de phase.

4.1 Génération de Chirps Courts

4.1.1 Présentation du système TIMER

4.1.1.1 Architecture TIMER

Dans le chapitre précédent, nous avons résumé le procédé de génération d'un chirp linéaire de bande B en trois étapes. La première étape est la *génération* d'un signal sinusoïdal oscillant à une fréquence de référence f_{ref} . Elle est ensuite suivie d'une étape de *modulation*, alors assurée par une PLL et permettant de moduler le signal sinusoïdal sur une excursion de fréquence $B_{ref} < B$. La dernière étape consiste alors à *multiplier* fréquemment d'un facteur $N = B/B_{ref}$ le signal en sortie de PLL pour permettre d'élever ce signal à la bande millimétrique B souhaitée. La PLL représentait alors l'élément le plus important de cette chaîne de modulation.

Afin de proposer des pentes de chirps plus fortes que ce que peut offrir l'état de l'art (voir Table 3.4), on propose de relaxer les contraintes de modulations et de les déplacer vers l'étape de multiplication en considérant l'utilisation d'un système dit de *Multiplication Harmonique à grand facteur* N tel que proposé par [92, 93, 86], que l'on appellera alors le **TIMER** pour Train d'Impulsions à Modulation d'Enveloppes et de fréquence pour Radar. Ce système permet d'atteindre de grands facteurs de multiplication, typiquement de l'ordre de la trentaine [93], quand l'état de l'art en revanche se repose sur des ordres de multiplication inférieurs à la dizaine pour augmenter la fréquence du chirp en sortie de PLL. Cela permet de donc de considérer à l'issue de l'étape de modulation un chirp rapide ne balayant qu'une très faible portion de la bande B finale. En outre, le TIMER permet de se rapprocher au mieux des dégradations en $20 \log(N)$ du bruit de phase du signal utilisé en référence [86]. Le système TIMER a ainsi été conçu pour proposer un générateur de fréquence millimétrique à bas bruit de phase. Son architecture tirée de [86] est alors présentée en Figure 4.1.

On prévoit en entrée du TIMER un système de modulation qui servira à générer un chirp de faible fréquence initiale $f_{ref} = f_c/N$ et balayant une bande réduite $B_{ref} = B/N$. Le TIMER permettant d'utiliser des rapports de multiplication de l'ordre de la trentaine, il sera possible d'envisager des modulations à partir de fréquence de référence $f_{ref} \in [1 - 3]$ GHz. Une PLL numérique à basse

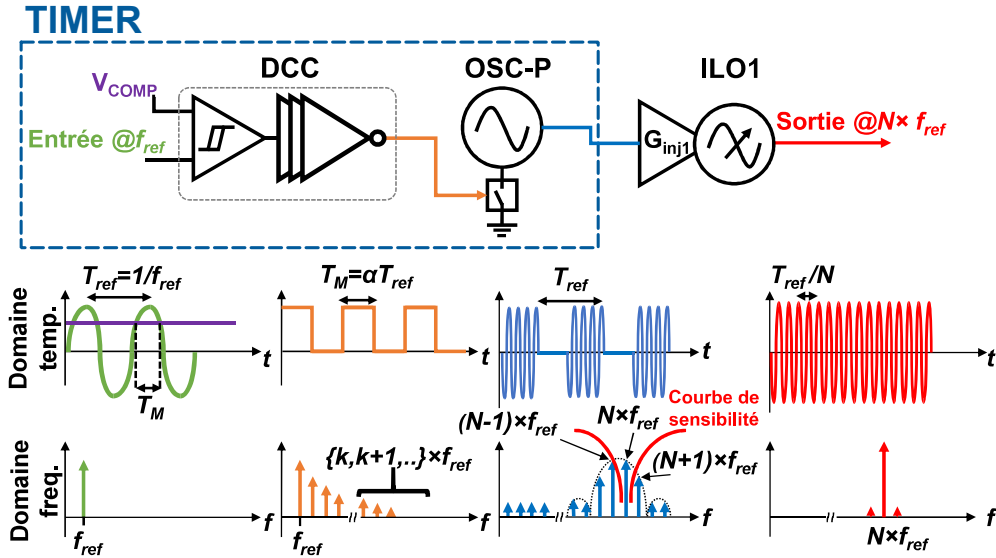


FIGURE 4.1 – Architecture du multiplieur de fréquence (source [86]). le contrôleur de rapport cyclique (DCC) permet de générer un train d'impulsions à partir d'un signal sinusoïdal de référence. Ces impulsions vont alors commander l'activation un oscillateur, qui générera alors un train d'impulsions modulées en fréquence. L'ensemble que l'on appelle le **TIMER** regroupe le DCC et l'oscillateur commandé par le train d'impulsions. Un oscillateur verrouillé par injection (ILO) est placé à la sortie du TIMER, afin de réaliser un filtrage harmonique.

consommation d'énergie et à bas niveau de bruit de phase pourra être envisagé. Cette fonction pourra aussi être assurée par un modulateur directe de phase [94].

Le signal d'entrée du TIMER, que l'on nommera *signal de référence*, est ensuite comparé à une valeur contrôlable de tension pour produire un signal carré oscillant au même rythme que le signal de référence, et de rapport-cyclique α variable. Ce rapport cyclique est directement lié à la valeur de comparaison V_{comp} choisie et utilisée par le comparateur. Le sous-système constitué de ces deux éléments est appelé le DCC pour Duty-Cycle Controller, ou Contrôleur de Rapport Cyclique, et est représenté en Figure 4.1

Le signal carré généré par le DCC est ensuite utilisé en tant que commande pour démarrer par intermittence un oscillateur délivrant un signal de fréquence f_c . Ainsi commandé, l'oscillateur permet de produire une série d'impulsions modulées par la même fréquence f_c et possédant la même phase initiale. Le dernier élément de cette chaîne est un oscillateur verrouillé par injection (ou ILO, pour Injection-Locked Oscillator) programmable. Cet ILO peut être contrôlé pour reproduire les signaux se situant dans l'intérieur de sa bande de verrouillage. Tandis que l'harmonique N de son signal d'entrée se trouvant effectivement dans sa bande de verrouillage est reproduite par l'ILO, toutes les autres harmoniques, situées hors de cette bande, sont filtrées.

Dans la prochaine section, nous expliquerons comment nous envisageons d'adapter le système TIMER pour la production d'un chirp linéaire. Nous remplacerons pour cela le signal purement sinusoïdal considéré comme référence en Figure 4.1 par un *chirp de référence*.

4.1.1.2 Modélisation du signal de sortie de l'oscillateur

On souhaite trouver une description analytique du signal obtenu en sortie du système TIMER lorsque son entrée n'est pas un signal purement sinusoïdal mais un chirp linéaire. Nous commencerons par donner une expression du signal d'entrée de l'ILO (voir Figure 4.1) dans les domaines temporels et fréquentiels.

On nomme s_{ref} le signal fourni en entrée du système. Nous considérons ici un chirp LFM et noterons sa durée T_{Ramp} , sa fréquence initiale f_{ref} , et la bande qu'il balaye B_{ref} . Ce signal est représenté en Figure 4.2 (a) et décrit par l'équation suivante :

$$s_{ref}(t) = \sin \left[2\pi \left(f_{ref} \cdot t + \frac{B_{ref}}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot t^2 \right) \right] \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{Ramp}}{2}}{T_{Ramp}} \right) \quad (4.1)$$

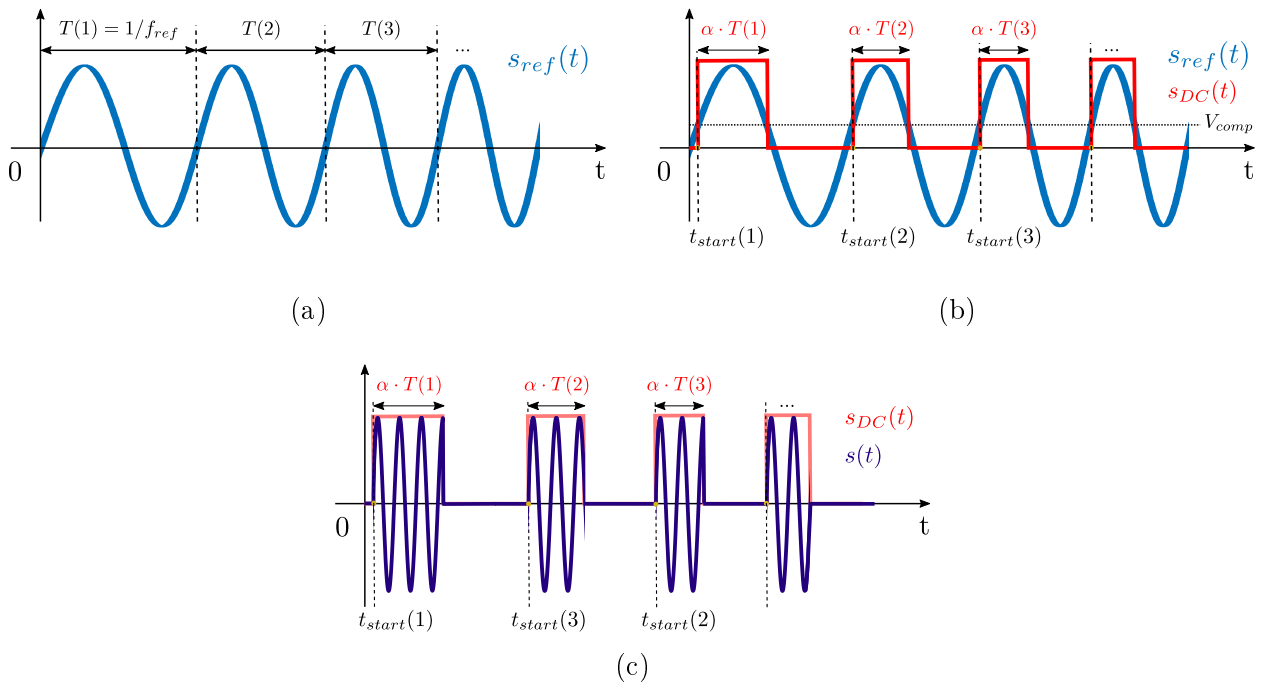


FIGURE 4.2 – (a) Chirp LFM de référence s_{ref} fourni en entrée du TIMER; (b) Signal carré à rapport cyclique contrôlable produit par le DCC; (c) Signal de sortie de l'oscillateur commandé par le DCC

Le DCC permet alors de comparer ce signal à un seuil de tension contrôlable, ce qui permet alors de produire un signal carré de rapport cyclique ajustable. Si le signal de référence est un chirp linéaire de fréquence croissante au cours du temps tel que décrit par 4.1, alors le signal de sortie du DCC peut être décrit comme une suite de fenêtres rectangulaires dont les largeurs diminuent au cours du temps. On peut donc tenter de déterminer les largeurs et les instants de démarrage de chacune de ces fenêtres rectangulaires, comme représenté en Figure 4.3.

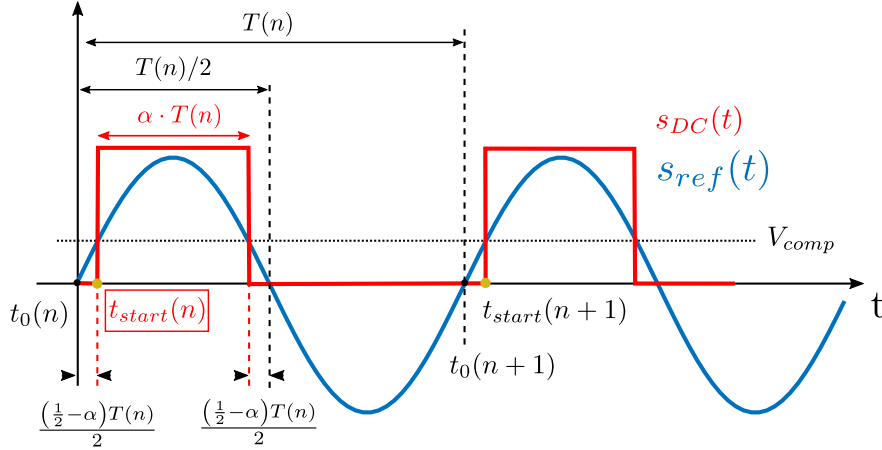


FIGURE 4.3 – Représentation schématique des instants $t_{start}(n)$ en fonction du paramètre de rapport cyclique α

On considèrera que le signal de référence s_{ref} réalise un nombre N_{osc} d'oscillations, et que la période $T(n)$ de chaque n -ième oscillation est constante (voir Annexe D). La variation de fréquence du chirp est donc approximée par une croissance discrète, oscillation par oscillation. On voit alors que selon le choix de tension de comparaison V_{comp} , qui nous permet d'ajuster le rapport cyclique α , les instants de démarrage t_{start} des impulsions vont varier. Afin de trouver une expression décrivant les valeurs des instants t_{start} , il nous faut tout d'abord nous pencher sur les expressions du début de la n -ième oscillation $t_0(n)$ et de la n -ième période du chirp $T(n)$.

D'après la définition du chirp d'entrée du TIMER (4.1), on peut calculer les date $t_0(n)$ de début de chaque n -ième oscillation. Ces dates correspondent en effet dans notre modèle aux annulations impaires de la fonction sinus (lorsque la phase de ce sinus est un multiple de 2π), soit les instants t qui vérifient $\forall n \in [1, N_{osc} + 1]$ ¹

$$2\pi \cdot \left(f_{ref} \cdot t + \frac{B_{ref}}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot t^2 \right) = 2 \cdot (n - 1) \cdot \pi \quad (4.2)$$

$$\Leftrightarrow f_{ref} \cdot t + \frac{B_{ref}}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot t^2 - (n - 1) = 0$$

Les début d'oscillations t_0 sont alors définis comme étant les solutions *positives* de cette équation, d'où :

$$t_0(n) = \frac{-f_{ref} + \sqrt{f_{ref}^2 + 4 \cdot \frac{B_{ref}}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (n - 1)}}{2 \cdot \frac{B_{ref}}{2 \cdot T_{Ramp}}} \quad (4.3)$$

ce qui une fois développé peut s'écrire :

1. La dernière oscillation complète du chirp, d'indice N_{osc} , démarre à la date $t_0(N_{osc})$ et se termine donc à une date $t_0(N_{osc} + 1)$ (voir Annexe D)

$$\begin{aligned}
t_0(n) &= \frac{f_{ref}}{2 \cdot \frac{B_{ref}}{2 \cdot T_{Ramp}}} \cdot \left(-1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot \frac{B_{ref}}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (n-1)}{f_{ref}^2}} \right) \\
&= \frac{f_{ref} \cdot T_{Ramp}}{B_{ref}} \cdot \left(-1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot B_{ref} \cdot (n-1)}{T_{Ramp} \cdot f_{ref}^2}} \right)
\end{aligned} \tag{4.4}$$

Comme dit plus haut et montré en Annexe D, on peut considérer que la fréquence du chirp évolue suffisamment lentement pour que la période de chaque n -ième oscillation est constante et égale à $T(n) = t_0(n+1) - t_0(n)$. Alors, comme représenté en Figure 4.3, on peut écrire l'instant $t_{start}(n)$ de début de l'impulsion n comme étant :

$$\begin{aligned}
t_{start}(n) &= t_0(n) + \frac{(1/2 - \alpha)}{2} \cdot T(n) \\
&= t_0(n) + \frac{(1/2 - \alpha)}{2} \cdot (t_0(n+1) - t_0(n)) \\
&= \left(\frac{3/2 + \alpha}{2} \right) \cdot t_0(n) + \frac{(1/2 - \alpha)}{2} \cdot t_0(n+1)
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Ce qui nous donne finalement :

$$\begin{aligned}
t_{start}(n) &= \left(\frac{3/2 + \alpha}{2} \right) \cdot \frac{f_{ref} \cdot T_{Ramp}}{B_{ref}} \cdot \left(-1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot B_{ref} \cdot (n-1)}{T_{Ramp} \cdot f_{ref}^2}} \right) \\
&+ \left(\frac{1/2 - \alpha}{2} \right) \cdot \frac{f_{ref} \cdot T_{Ramp}}{B_{ref}} \cdot \left(-1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot B_{ref} \cdot n}{T_{Ramp} \cdot f_{ref}^2}} \right)
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Enfin, on pourra écrire que le signal s vu à la sortie de l'oscillateur commandé par le DCC comme une somme d'impulsions de largeurs $\alpha \cdot T(n)$, démarrant aux instants $t_{start}(n)$ et modulées par la fréquence f_c de l'oscillateur :

$$s(t) = \sum_{n=1}^{N_{osc}} \text{rect} \left(\frac{t - t_{start}(n) - \frac{\alpha \cdot T(n)}{2}}{\alpha \cdot T(n)} \right) \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot (t - t_{start}(n))} \tag{4.7}$$

Son équivalent dans le domaine fréquentiel, noté S , est quant à lui :

$$S(f) = \sum_{n=1}^{N_{osc}} \left[\alpha \cdot T(n) \cdot \text{sinc} \left[(f - f_c) \cdot \alpha \cdot T(n) \right] \cdot e^{-2j\pi \cdot f \cdot \left(t_{start}(n) + \frac{\alpha \cdot T(n)}{2} \right)} \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot \frac{\alpha \cdot T(n)}{2}} \right] \tag{4.8}$$

Démonstration

Le signal S est calculé à partir de la transformée de Fourier de l'expression de ce signal dans le domaine temporel s :

$$S(f) = \mathcal{F}[s](f) = \mathcal{F} \left[\sum_{n=1}^{N_{osc}} \text{rect} \left(\frac{t - t_{start}(n) - \frac{\alpha \cdot T(n)}{2}}{\alpha \cdot T(n)} \right) \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot (t - t_{start}(n))} \right] (f) \quad (4.9)$$

Par linéarité de la transformée de Fourier, on a :

$$S(f) = \sum_{n=1}^{N_{osc}} \mathcal{F} \left[\text{rect} \left(\frac{t - t_{start}(n) - \frac{\alpha \cdot T(n)}{2}}{\alpha \cdot T(n)} \right) \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot (t - t_{start}(n))} \right] (f) \quad (4.10)$$

Appelons S_n chaque n-ième terme de cette somme, avec $n \in [1, N_{osc}]$:

$$\begin{aligned} S_n(f) &= \mathcal{F} \left[\text{rect} \left(\frac{t - t_{start}(n) - \frac{\alpha \cdot T(n)}{2}}{\alpha \cdot T(n)} \right) \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot (t - t_{start}(n))} \right] (f) \\ &= e^{-2j\pi \cdot f_c \cdot t_{start}(n)} \cdot \mathcal{F} \left[\text{rect} \left(\frac{t - t_{start}(n) - \frac{\alpha \cdot T(n)}{2}}{\alpha \cdot T(n)} \right) \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot t} \right] (f) \end{aligned} \quad (4.11)$$

On reconnaît alors la transformée de Fourier d'une impulsion rectangulaire de durée $\alpha \cdot T(n)$, modulée par un signal à la fréquence f_c . Donc d'après l'expression de la transformée de Fourier de la fonction rectangle :

$$\begin{aligned} \mathcal{F} \left[\text{rect} \left(\frac{t - t_{start}(n) - \frac{\alpha \cdot T(n)}{2}}{\alpha \cdot T(n)} \right) \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot t} \right] (f) &= \mathcal{F} \left[\text{rect} \left(\frac{t - t_{start}(n) - \frac{\alpha \cdot T(n)}{2}}{\alpha \cdot T(n)} \right) \right] (f - f_c) \\ &= \alpha \cdot T(n) \cdot \text{sinc} \left[(f - f_c) \cdot \alpha \cdot T(n) \right] \cdot e^{-2j\pi \cdot (f - f_c) \cdot \left(t_{start}(n) + \frac{\alpha \cdot T(n)}{2} \right)} \end{aligned} \quad (4.12)$$

On obtient alors l'expression suivante des termes S_n :

$$\begin{aligned} S_n(f) &= e^{-2j\pi \cdot f_c \cdot t_{start}(n)} \cdot \alpha \cdot T(n) \cdot \text{sinc} \left[(f - f_c) \cdot \alpha \cdot T(n) \right] \cdot e^{-2j\pi \cdot (f - f_c) \cdot \left(t_{start}(n) + \frac{\alpha \cdot T(n)}{2} \right)} \\ &= \alpha \cdot T(n) \cdot \text{sinc} \left[(f - f_c) \cdot \alpha \cdot T(n) \right] \cdot e^{-2j\pi \cdot f \cdot \left(t_{start}(n) + \frac{\alpha \cdot T(n)}{2} \right)} \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot \frac{\alpha \cdot T(n)}{2}} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Finalement, on peut détailler l'expression de S :

$$\begin{aligned} S(f) &= \sum_{n=1}^{N_{osc}} S_n(f) \\ &= \sum_{n=1}^{N_{osc}} \left[\alpha \cdot T(n) \cdot \text{sinc} \left[(f - f_c) \cdot \alpha \cdot T(n) \right] \cdot e^{-2j\pi \cdot f \cdot \left(t_{start}(n) + \frac{\alpha \cdot T(n)}{2} \right)} \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot \frac{\alpha \cdot T(n)}{2}} \right] \end{aligned} \quad (4.14)$$

■

Si nous avons obtenu une expression analytique du signal de sortie de l'oscillateur commandé par le DCC, nous n'avons pas encore justifié que cette expression décrivait bien un effet de multiplication fréquentielle. La section suivante est ainsi consacrée à une étude en détail des différents

termes composant ce spectre, nous permettant d'expliquer comment le TIMER peut effectivement permettre de réaliser la multiplication fréquentielle annoncée. Cette étude nous permettra alors de comprendre l'impact de chacun des termes sur le spectre final.

4.1.1.3 Analyse Spectrale

Pour procéder à l'analyse du comportement du spectre S de ce train d'impulsions modulées, simplifions le signal étudié. Plusieurs phénomènes se produisent simultanément : la fréquence de répétition des impulsions augmente au cours du temps. La durée des impulsions à l'inverse, réduit. Enfin, toutes ces impulsions sont modulées par un signal de fréquence f_c . En contrôlant l'oscillateur pour lui imposer les mêmes conditions initiales au démarrage de chaque impulsions, on garanti de plus que toutes les impulsions soient modulées avec la même phase initiale [86]. Nous allons donc étudier ces effets séparément, en simplifiant tout d'abord le signal pour ne considérer que la variation de fréquence. Puis, nous complexifierons progressivement ce modèle pour nous rapprocher peu à peu du signal effectivement décrit par l'équation (4.8). On représente en Figure 4.4 le train d'impulsion avec les notations utilisées dans cette section. C'est à ce modèle que l'on se référera dans la suite de cette section.

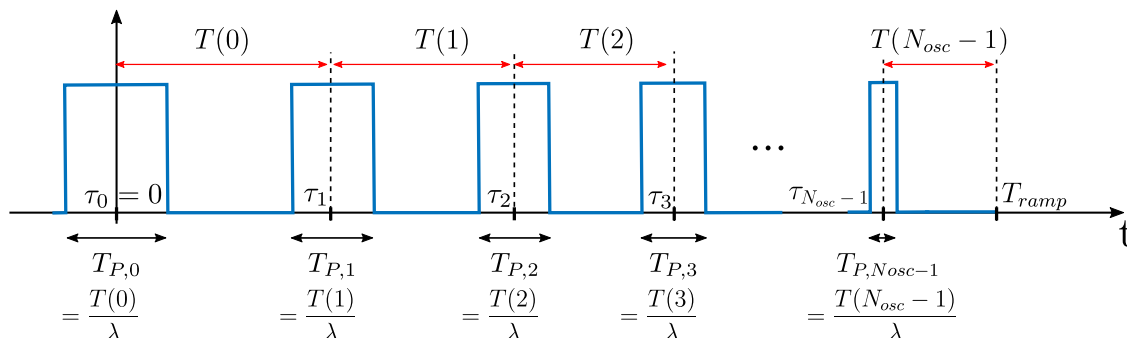


FIGURE 4.4 – *Modèle du train de N_{osc} impulsions à fréquence de répétition croissante*

On considère donc que ce train comporte un nombre N_{osc} d'impulsions (c'est-à-dire qu'il y a autant d'impulsions dans ce train que d'oscillations dans le chirp ayant servi à le générer). Les centres de ces impulsions sont les instants notés τ_i , avec $i \in [0, N_{osc} - 1]$. Les périodes $T(i)$ sont les durées séparant deux centres τ_i et τ_{i+1} d'impulsions consécutives, à l'exception de la dernière période $T(N_{osc} - 1)$ qui sépare le centre de la dernière impulsion $\tau_{N_{osc}-1}$ à la fin du chirp T_{ramp} . Enfin, la largeur de chaque i -ième impulsion est notée $T_{p,i}$. On posera de plus que $\exists \lambda \in \mathbb{N}^*$, $\forall i \in [0, N_{osc}-1]$, $T_{p,i} = T(i)/\lambda$, ce qui reprend le principe de fonctionnement du TIMER (voir Figures 4.1, 4.2 et 4.3) : la valeur $1/\lambda$ représentera donc le rapport cyclique du train d'impulsion.

Période de répétition des impulsions décroissante

Posons tout d'abord que les impulsions du train ont toutes la même largeur T_p , mais que l'intervalle de temps séparant deux impulsions, ce que l'on appelle la PRI (Pulse Repetition Interval),

diminue progressivement. Le signal x_1 décrivant un tel train d'impulsions s'écrit :

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \sum_{i=0}^{N_{osc}-1} \text{rect}\left(\frac{t - \tau_i}{T_P}\right) \\ &= \text{rect}\left(\frac{t}{T_P}\right) + \sum_{i=1}^{N_{osc}-1} \text{rect}\left(\frac{t - \tau_i}{T_P}\right) \end{aligned} \quad (4.15)$$

La transformée de Fourier du signal (4.15) est :

$$\begin{aligned} X_1(f) &= T_p \cdot \text{sinc}(f \cdot T_p) + \sum_{i=1}^{N_{osc}-1} T_p \cdot \text{sinc}(f \cdot T_p) \cdot e^{-2j\pi f \tau_i} \\ &= T_p \cdot \text{sinc}(f \cdot T_p) \cdot \underbrace{\left(1 + \sum_{i=1}^{N_{osc}-1} e^{-2j\pi f \tau_i}\right)}_{E_1(f)} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Ce signal est donc décrit à partir de la somme de $N_{osc} - 1$ exponentielles complexes, écrites en fonction des retards de chacune des $N_{osc} - 1$ impulsions composant le signal (la première, de retard nul, a été sortie de cette somme). On peut toutefois réécrire cette somme E_1 en écrivant plutôt ces retards en fonction des périodes $T(n)$ (voir Figure 4.4). On obtient :

$$\begin{aligned} E_1(f) &= \sum_{i=1}^{N_{osc}-1} e^{-2j\pi f \tau_i} \\ &= e^{-2j\pi f T(1)} + e^{-2j\pi f (T(1)+T(2))} + \dots + e^{-2j\pi f (T(1)+\dots+T(N_{osc}-1))} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Dans le cas limite où la période séparant les impulsions resterait constante sur toute la durée du signal, les retards τ_i seraient tous multiples du retard initial $\tau_1 = T(1) = 1/f_{ref}$: c'est le cas classique d'un signal carré. Dans ce cas, on peut calculer que pour toutes les harmoniques de la fréquence de répétitions des impulsions $1/T$, c'est-à-dire $\forall f = k/T$ avec $k \in \mathbb{Z}$, toutes les phases de ces exponentielles sont nulles modulo 2π et donc pour un cas à PRI *constante* :

$$\left| E_1\left(\frac{k}{T}\right) \right| = \left| \sum_{i=1}^{N_{osc}-1} e^{-2j\pi \cdot (k/T) \cdot T \cdot i} \right| = N_{osc} - 1 \quad (4.18)$$

Dans le cas présent en revanche, ces retards ne sont pas exactement des multiples du retard initial, car la fréquence de répétition des impulsions augmente au cours du temps. Dès lors, les exponentielles complexes ne sont plus parfaitement en phase aux fréquences harmoniques de f_{ref} , comme on le représente en Figure 4.5. À la k -ième harmonique de f_{ref} , notée f_k , les vecteurs composant E_1 couvrent désormais un angle $2\pi f_k (T(0) - T(N_{osc} - 1))$.

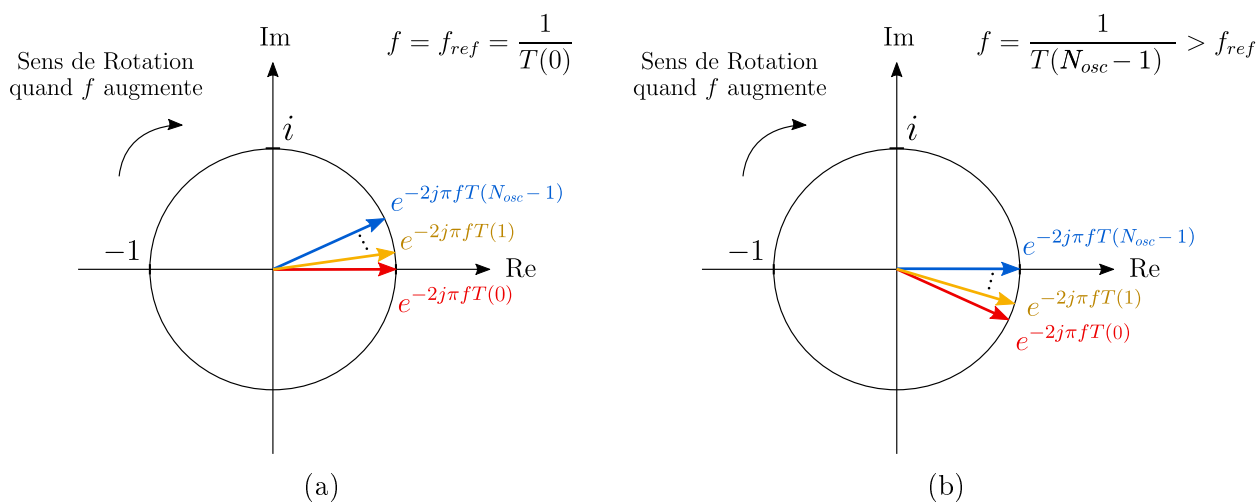


FIGURE 4.5 – Rotations des exponentielles complexes dans le plan complexes (a) Positions pour $f = f_{ref}$; (b) Positions pour $f = f_{max} = f_{ref} + B_{ref}$. La rotation dans le sens horaire, ou indirect, est une conséquence de la présence du signe "–" dans l'écriture de ces nombres complexes

Pour autant, l'excursion de fréquence du chirp (c'est-à-dire la différence entre sa fréquence initiale f_{ref} et sa fréquence finale $f_{ref} + B_{ref}$) est relativement faible ($\leq 12\%$ au maximum, voir l'Annexe D). L'angle formé par les différentes exponentielles de E_1 , s'il est nul dans le cas à PRI constante, sera par conséquent relativement faible dans les cas à PRI décroissante considérés. Désormais, c'est autour des intervalles de fréquences $k \cdot [1/T(0); 1/T(N_{osc}-1)]$ que l'on peut aussi écrire $k \cdot [f_{ref}; (f_{ref} + B_{ref})]$ que les phases de ces exponentielles sont les plus proches. On s'attend donc à trouver que les maximums locaux du module du spectre de E_1 occupent des bandes de fréquences de largeurs $B_k = k \cdot B_{ref}$ et démarrent aux fréquences $f_k = k \cdot f_{ref}$. Ces maximums locaux sont alors nécessairement inférieurs à $N_{osc} - 1$, qui n'est atteint que dans le cas à PRI constante.

Toutefois, plus k augmente et plus cette différence de phase s'accroît. Donc plus on regarde à des fréquences élevées, et plus ces maximums locaux seront de faibles amplitudes. Ces bandes B_k peuvent alors être interprétées comme des versions *harmoniques* de la bande B_{ref} initialement balayée par le chirp, localisées sur les harmoniques de sa fréquence initiale.

On représente en Figure 4.6 le module du spectre de la fonction $E_1(f)$ de l'équation (4.17) pour les fréquences positives. On superpose le résultat de cette équation pour un cas à PRI constante (en bleu) et celui d'un cas à PRI décroissante (en orange). Dans cet exemple, le signal utilisé pour représenter le cas d'une PRI décroissante est un chirp carré de fréquence *initiale* 2 GHz et de bande $B_{ref} = 133$ MHz, ce qui représente approximativement 7% de f_{ref} . Ce chirp a une durée de $T_{Ramp} = 103$ ns, et comporte par conséquent $N_{osc} = 212$ oscillations. Le cas d'une PRI constante est représenté par un signal carré de fréquence $f_{ref} = 2$ GHz et de durée $T = 106$ ns, ce qui permet d'assurer que ces deux signaux ont le même nombre de périodes N_{osc} .

Tout d'abord, on observe comme annoncé plus haut que le module de E_1 vaut $N_{osc} - 1 = 211$ (ou

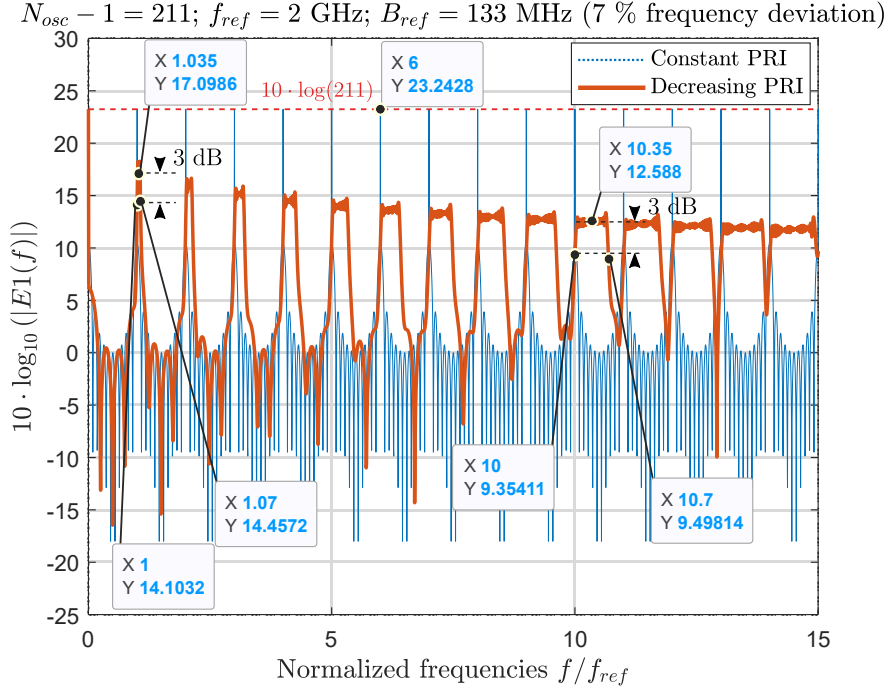


FIGURE 4.6 – Spectre de la somme $E_1(f)$, responsable de l'apparition d'harmoniques du chirp d'entrée du TIMER : cas à PRI constante (en bleu) et à PRI décroissante (en orange). Simulation numérique de l'équation (4.17)

23,2 dB) à chaque multiple de f_{ref} . Concernant le spectre de E_1 pour le cas à PRI décroissante, on retrouve bien que celui-ci est composé de bandes de largeurs $B_k = k \cdot B_{ref}/f_{ref}$ démarrant à toutes les k -ième harmoniques de f_{ref} . Comme mis en évidence pour la 10-ème harmoniques, ces bandes occupent bien des multiples de l'excursion de fréquence du chirp de référence. À cette harmonique, la largeur de la bande vaut bien 7 % de $f_{10} = 10 \cdot f_{ref}$.

En résumé, on retiendra que l'augmentation progressive de la fréquence $PRI = 1/T(n)$ à laquelle se répètent les impulsions du signal de référence fait que les harmoniques de ce signal balayent des bandes de fréquence, qui sont alors des multiples de l'excursion de fréquence B_{ref} du signal de référence.

Période de répétition des impulsions et durées des impulsions décroissantes

On peut maintenant nous intéresser à la situation où les largeurs des impulsions diminuent elles-aussi au cours du temps. L'expression du signal temporel x_2 correspondant à ce cas de figure est :

$$\begin{aligned}
 x_2(t) &= \sum_{i=0}^{N_{osc}-1} \text{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T_{P,i}} \right) \\
 &= \text{rect} \left(\frac{t}{T_{P,0}} \right) + \sum_{i=1}^{N_{osc}-1} \text{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T_{P,i}} \right)
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

et la transformée de Fourier de ce signal nous permet d'obtenir que son équivalent X_2 dans le domaine fréquentiel est :

$$X_2(f) = T_{p,0} \cdot \text{sinc}(f \cdot T_{p,0}) + \sum_{i=1}^{N_{osc}-1} T_{p,i} \cdot \text{sinc}[f \cdot T_{p,i}] \cdot e^{-2j\pi f \tau_i} \quad (4.20)$$

On retrouve dans l'expression de X_2 la somme d'exponentielles complexes étudiées dans le cas précédent. On s'attend donc à observer les mêmes "harmoniques de chirps", aux multiples successifs de f_{ref} . Ces termes sont toutefois désormais associés à des enveloppes en sinus cardinal, dont les tailles de lobes mais surtout les positions des zéros dépendent des tailles des impulsions $T_{p,i}$. De fait, le spectre X_2 possède des minimums locaux dans les bandes $[k/T_{P,0}; k/T_{P,N_{osc}-1}]$ avec $k \in \mathbb{Z}$, comme schématisé en Figure 4.7. On nomme ici ces bandes dans lesquelles le signal sera particulièrement atténué des "bandes d'atténuation" B_{att} .

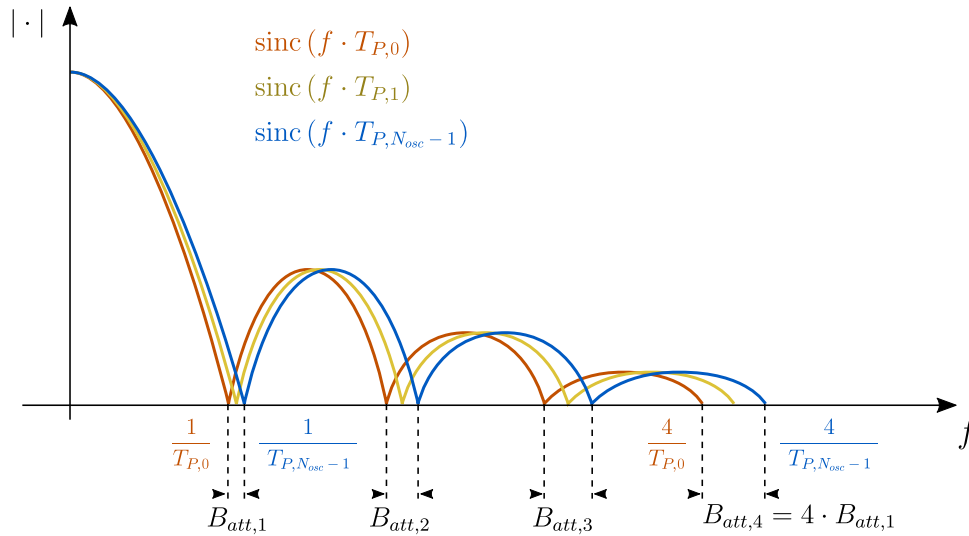


FIGURE 4.7 – Bandes d'atténuations provoquées par le décalages des zéros des sinus cardinaux

De même que l'on observait dans le cas précédent des bandes de largeurs $B_k = k \cdot B_{ref}$, on observe ici une périodisation de ce phénomène d'atténuation qui se répète pour tous les multiples de $f = 1/T_{P,0}$. Ces bandes d'atténuations s'élargissent elles aussi avec l'ordre de multiplicité considéré, de sorte que la k -ème bande d'atténuation $B_{att,k}$, commençant à la fréquence $f = k/T_{P,0}$, couvrira k fois la largeur de la première bande $B_{att,1}$.

L'effet de ces enveloppes sur le spectre de X_2 est donc, d'une part, d'atténuer les harmoniques de chirps les plus éloignés du lobe principal, centré sur 0 Hz. D'autre part, toutes les raies situées sur des multiples de $f = 1/T_{P,0}$ seront atténuées par les minimums de l'enveloppe en sinus cardinal. C'est en effet ce que l'on constate pour le cas représenté en Figure 4.8, pour lequel les tailles $T_{p,i}$ des impulsions valent la moitié des périodes $T(i)$ (voir le modèle de la Figure 4.4, avec ici $\lambda = 2$).

Si l'on compare les expressions de la k -ème bande d'atténuation $B_{att,k}$ de l'enveloppe du signal,

et celle de la k -ième bande "harmonique" résultant de la somme des exponentielles complexes, on a :

$$\begin{cases} B_k &= k \cdot \left(\frac{1}{T(N_{osc}-1)} - \frac{1}{T(1)} \right) \\ B_{att,k} &= k \cdot \left(\frac{1}{T_{P,N_{osc}-1}} - \frac{1}{T_{P,1}} \right) \end{cases} \quad (4.21)$$

Or comme dans notre modèle la durée de chaque i -ème impulsions est définie comme étant une fraction de la i -ème période du chirp, soit $T_{P,i} = \frac{T(i)}{\lambda}$ avec $\lambda \in \mathbb{N}^*$, on a :

$$\begin{cases} B_k &= k \cdot \left(\frac{1}{T(N_{osc}-1)} - \frac{1}{T(1)} \right) \\ B_{att,k} &= k \cdot \left(\frac{\lambda}{T(N_{osc}-1)} - \frac{\lambda}{T(1)} \right) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} B_k &= k \cdot \left(\frac{1}{T(N_{osc}-1)} - \frac{1}{T(1)} \right) \\ B_{att,k} &= B_{\lambda \cdot k} \end{cases} \quad (4.22)$$

Ainsi, la k -ème bande d'atténuation est de même largeur que la $(k \cdot \lambda)$ -ème bande harmonique. On sait également dans ce cas que cette k -ème bande d'atténuation commencera à la fréquence $f = k/T_{p,0}$. Finalement, cette k -ème bande d'atténuation devrait couvrir la même bande que la $(k \cdot \lambda)$ -ème bande harmonique. Cet effet est mis en évidence en Figure 4.8, où l'on a représenté le spectre de la fonction X_2 dans un cas où $\lambda = 2$. Comme on peut le voir, la 1ère annulation de la somme de sinus cardinaux ($k = 1$) coïncide avec la 2ème bande harmonique du spectre de E_1 ($k \cdot \lambda = 2$), et ainsi de suite. Dans cet exemple, le spectre de X_2 est ainsi dépourvu de toutes les harmoniques paires pourtant présentes dans le spectre de E_1 .

Rôle de l'oscillateur

Le dernier élément qu'il nous reste à considérer est donc l'oscillateur local, commandé par le train d'impulsions et délivrant un signal de fréquence contrôlable f_c . Chaque impulsion i est donc modulée par un signal de fréquence f_c , démarrant à la date $\tau_i - \frac{T_{P,i}}{2}$ et dont la phase initiale est la même pour toutes les impulsions (on la supposera nulle ici). Le signal temporel x_{LO} (pour Local Oscillator) décrivant ce signal est :

$$\begin{aligned} x_{LO}(t) &= \sum_{i=0}^{N_{osc}-1} \text{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T_{P,i}} \right) \cdot e^{2j\pi f_c \left(t - \tau_i + \frac{T_{P,i}}{2} \right)} \\ &= \sum_{i=0}^{N_{osc}-1} e^{-2j\pi f_c \tau_i} \cdot e^{+2j\pi f_c \frac{T_{P,i}}{2}} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T_{P,i}} \right) \cdot e^{2j\pi f_c t} \end{aligned} \quad (4.23)$$

dont la transformée de Fourier est, en utilisant le même raisonnement que celui nous ayant permis d'établir la définition de S à l'équation (4.8) :

$$\begin{aligned} X_{LO}(f) &= \sum_{i=0}^{N_{osc}-1} e^{-2j\pi f_c \tau_i} \cdot e^{+2j\pi f_c \frac{T_{P,i}}{2}} \cdot T_{P,i} \cdot \text{sinc} [(f - f_c) \cdot T_{P,i}] \cdot e^{-2j\pi (f - f_c) \tau_i} \\ &= \sum_{i=0}^{N_{osc}-1} T_{P,i} \cdot \text{sinc} [(f - f_c) \cdot T_{P,i}] \cdot e^{-2j\pi f \tau_i} \cdot e^{2j\pi f_c \frac{T_{P,i}}{2}} \end{aligned} \quad (4.24)$$

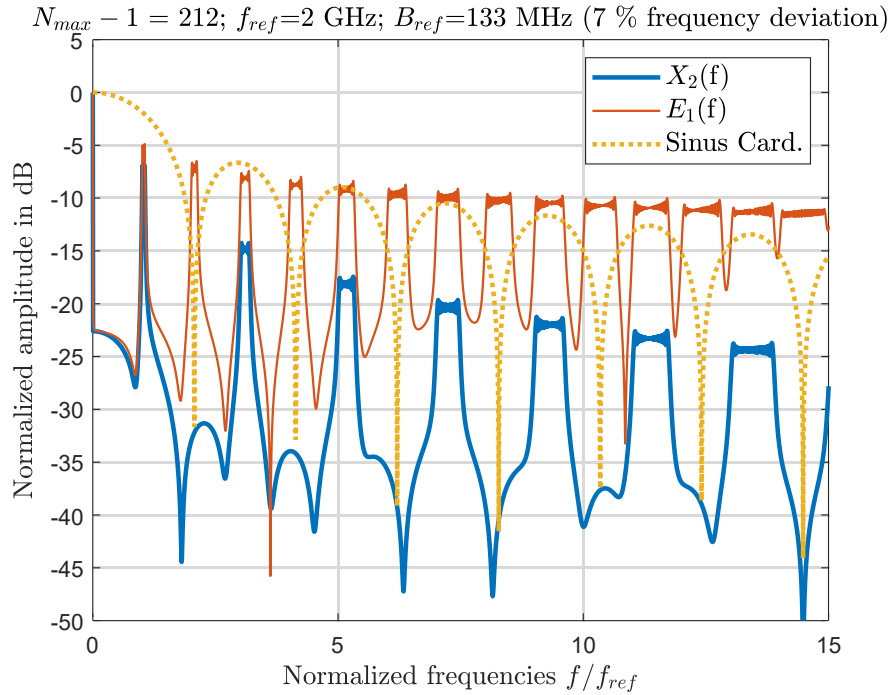


FIGURE 4.8 – Spectre normalisé de $X_2(f)$ (courbe bleue), transformée de Fourier du train d'impulsions à PRI et largeur d'impulsion décroissantes (exemple pour un rapport cyclique $1/\lambda = 1/2$). Ce spectre est bien composé de la fonction $E_1(f)$ (courbe rouge), muni d'une enveloppe en sinus cardinal (courbe jaune) qui en annule toutes les harmoniques paires, résultat direct de l'équation (4.22)

Si l'on compare l'expression de ce signal à l'équation (4.20) décrivant le train d'impulsions qui commande l'oscillateur, on note que seuls les termes d'enveloppe en sinus cardinal ont été translatés dans l'axe des fréquences, et sont désormais centrés sur $f = f_c$. En revanche, les exponentielles complexes qui décrivent les positions et étendues des bandes harmoniques B_k n'ont pas été déplacées par cette modulation. Ces effets sont illustrés en Figure 4.9, où l'on représente le spectre de l'équation (4.24) pour un oscillateur fonctionnant à $f_c = 8 \cdot f_{ref}$. Le lobe principal de l'enveloppe a alors bien été recentré autour de la fréquence $f = f_c$.

Maintenant que nous avons décrit en détail le comportement du spectre du signal à la sortie de l'oscillateur, on peut identifier les termes de l'équation (4.24) pour le signal X_{LO} :

$$X_{LO}(f) = \sum_{i=0}^{N_{osc}-1} \underbrace{T_{P,i}}_{\substack{\text{largeur} \\ \text{i-ème impulsion}}} \cdot \text{sinc} \left[(f - f_c) \cdot \underbrace{T_{P,i}}_{\substack{\text{largeur} \\ \text{i-ème impulsion}}} \right] \cdot e^{-2j\pi \cdot f \cdot \underbrace{\tau_i}_{\substack{\text{centre} \\ \text{i-ème impulsion}}}} \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot \underbrace{\frac{T_{P,i}}{2}}_{\substack{\text{demi largeur} \\ \text{i-ème impulsion}}}} \quad (4.25)$$

avec ceux de l'équation (4.8) du signal S issu du modèle de la section précédente, et défini à partir

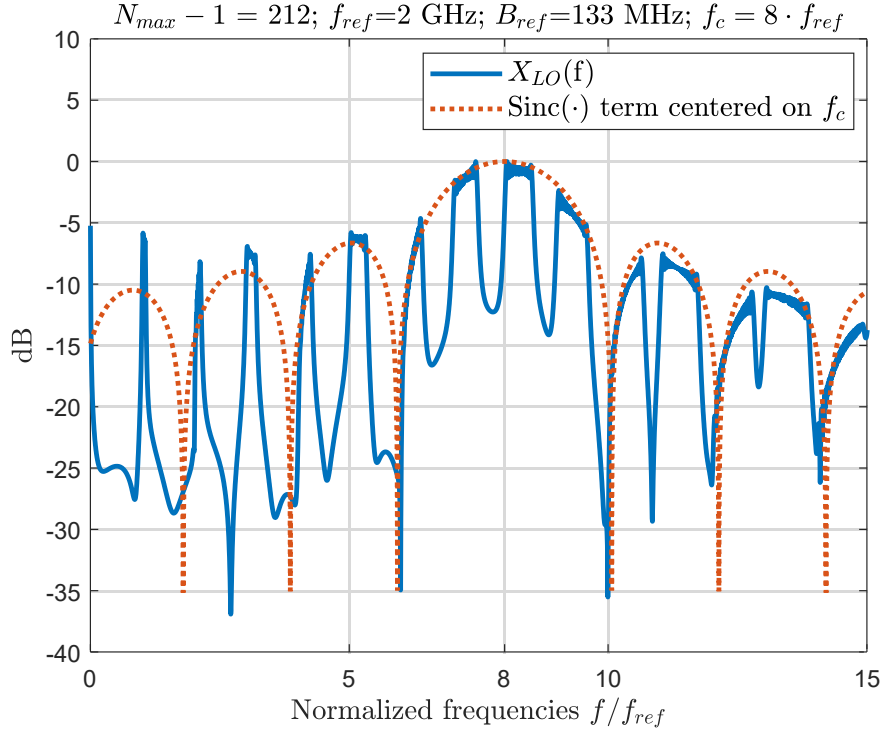


FIGURE 4.9 – Spectre normalisé de $X_{LO}(f)$: sortie de l'oscillateur commandé par le train d'impulsions $X_2(f)$ (exemple avec $f_c = 8 \cdot f_{ref}$). Seule l'enveloppe en sinus cardinal de la fonction X_2 a été traduite vers f_c .

des dates t_{start} de débuts d'impulsions :

$$S(f) = \sum_{n=1}^{N_{osc}} \left[\underbrace{\alpha \cdot T(n)}_{\substack{\text{largeur} \\ \text{n-ième impulsion}}} \cdot \underbrace{\text{sinc}[(f - f_c) \cdot \alpha \cdot T(n)]}_{\substack{\text{largeur} \\ \text{n-ième impulsion}}} \cdot e^{-2j\pi \cdot \underbrace{\left(t_{start}(n) + \frac{\alpha \cdot T(n)}{2} \right)}_{\substack{\text{centre} \\ \text{n-ième impulsion}}}} \cdot e^{2j\pi \cdot f_c \cdot \underbrace{\frac{\alpha \cdot T(n)}{2}}_{\substack{\text{demi largeur} \\ \text{n-ième impulsion}}}} \right] \quad (4.26)$$

On peut voir ici que les équations décrivant X_{LO} et S sont bien similaires, aux choix de notations près (la première impulsion est indexée avec $i = 0$ dans le cas de X_{LO} , contre $n = 1$ pour S). Les termes composant X_{LO} étudiés individuellement correspondent donc bien aux composantes de S .

Afin de valider l'expression analytique du signal S donnée dans le domaine temporel, on procède à plusieurs comparaisons de ses définitions, que l'on présente en Figures 4.10 et 4.11. Tout d'abord dans le domaine temporel, on trace le signal s correspondant au train d'impulsions modulé par l'oscillateur et décrit par l'équation (4.7) (en bleu). On compare ce signal à la transformée de Fourier inverse (IFFT) calculée via Matlab de son expression dans le domaine fréquentiel (4.8) (en orange). On vérifie alors la correspondance entre ces deux définitions. Les impulsions commencent bien toutes avec la même phase initiale. On vérifie également que changer la valeur du rapport-cyclique α influe sur la largeur des impulsions, mais pas sur le placement de leurs centres, ce qui est conforme à notre modèle représenté en Figure 4.3. Monter ou abaisser la tension de comparaison

V_{comp} permet seulement de changer les valeurs des débuts et de fin d'impulsion t_{start} .

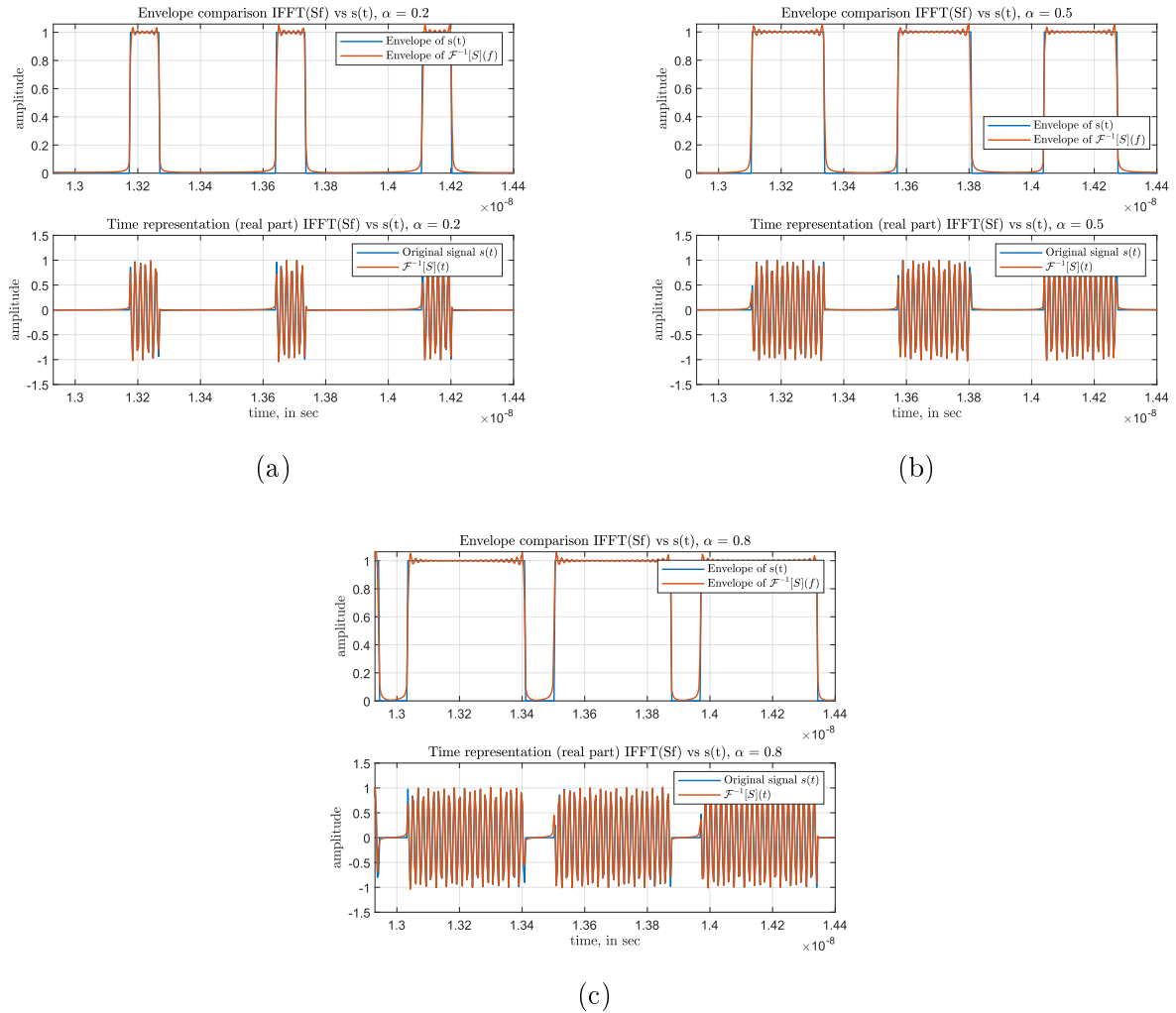


FIGURE 4.10 – Résultats de simulations : Comparaisons de la définition signal de sortie de l'oscillateur du TIMER dans le domaine temporel (en bleu) avec la transformée de Fourier inverse de son expression dans le domaine fréquentiel (en orange), voir équation (4.8) pour plusieurs valeurs de rapport cycliques (a) $\alpha = 0,2$; (b) $\alpha = 0,5$; (c) $\alpha = 0,8$

On compare maintenant nos deux définitions dans le domaine fréquentiel. En bleu sont tracées des transformées de Fourier des signaux temporels s précédents (FFT de l'équation (4.7) réalisée sous Matlab). En orange, on trace la version analytique (4.8) de cette transformée de Fourier. Afin de mettre en évidence l'aspect progressif de la montée linéaire de fréquence du chirp, on présente également des spectrogrammes, qui nous permettent de voir que les bandes du spectre sont effectivement balayées linéairement durant toute la durée du Chirp, soit ici $1 \mu s$. On observera comme la réduction du rapport cyclique induit un élargissement du lobe principal de l'enveloppe en sinus cardinal. Cela s'accompagne en outre d'une diminution de la puissance du spectre.

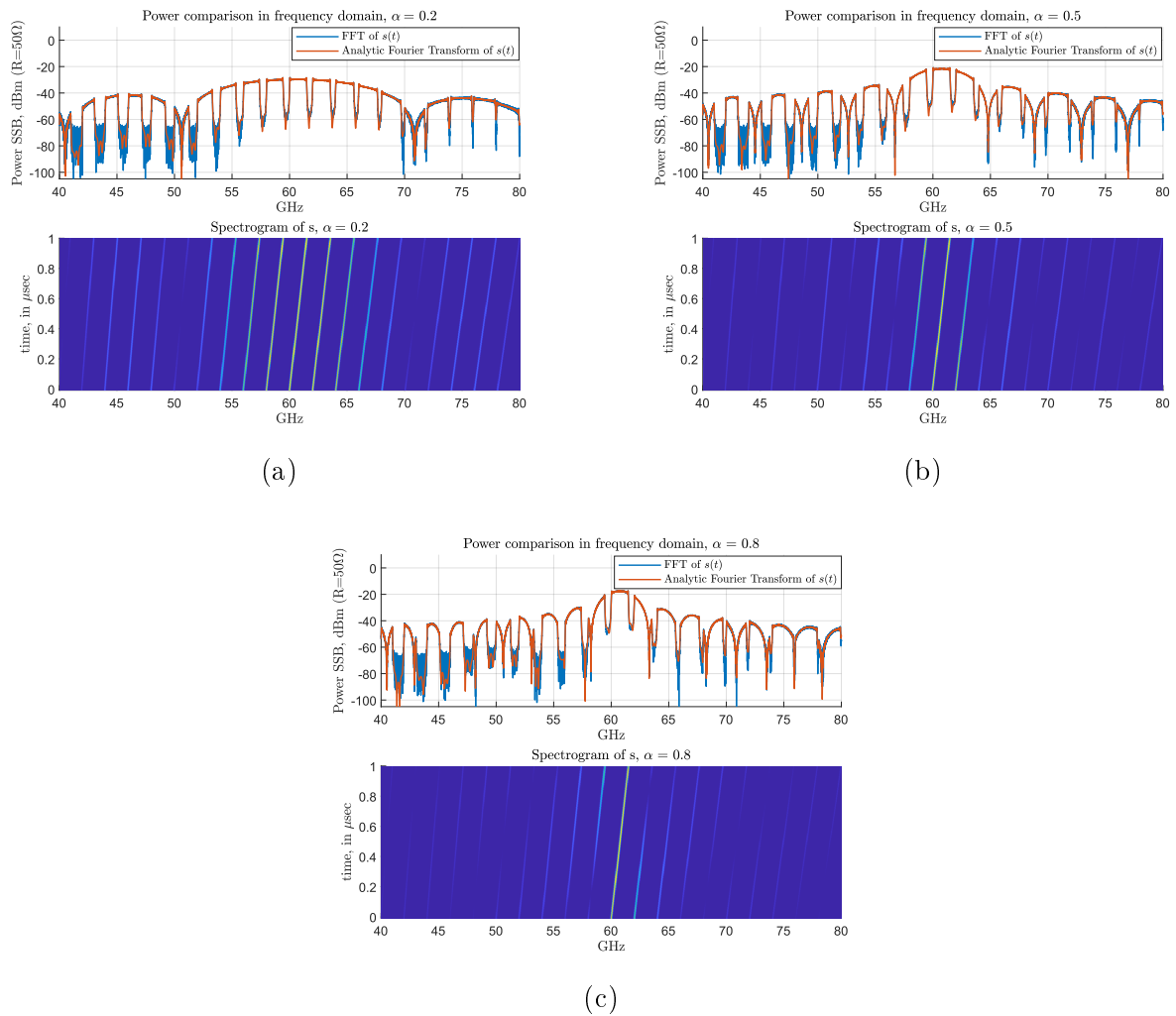


FIGURE 4.11 – Résultats de simulations : Comparaisons de la transformée de Fourier du signal s de sortie de l'oscillateur du TIMER (en bleu) et de son expression dans le domaine fréquentiel donnée par l'équation (4.8) pour plusieurs valeurs de rapport cycliques (a) $\alpha = 0,2$; (b) $\alpha = 0,5$; (c) $\alpha = 0,8$

Avant de clôturer cette section, on peut examiner l'influence des choix de paramètres f_{ref} et B_{ref} du chirp d'entrée du TIMER sur ce spectre de S . En Figure 4.12, on compare deux cas utilisés pour générer un chirp autour de la fréquence *centrale* $f_c = 60,5$ GHz lorsque le signal de référence est de fréquence initiale $f_{ref} = 2,16$ GHz $- B_{ref}/2$. Le chirp visé correspond alors à la $k = 28$ -ème harmonique du chirp de référence. Dans la Figure 4.12 (a), le chirp de référence balaye une bande $B_{ref} = 53,6$ MHz, ce qui permet d'obtenir autour de f_c un chirp balayant $B = 1,5$ GHz. Afin de produire un chirp de bande plus élevée, on considère Figure 4.12 (b) l'utilisation d'un signal de référence où $B_{ref} = 71,4$ MHz, résultant en un chirp de bande $B = 2$ GHz. Cependant, plus on plus la fréquence est élevée, et plus les bandes harmoniques s'étendent.

Si ces harmoniques sont clairement séparables pour les fréquences inférieures à 60 GHz, on note que les bandes voisines s'étendent progressivement jusqu'à se chevaucher comme on peut le voir au-delà de 70 GHz.

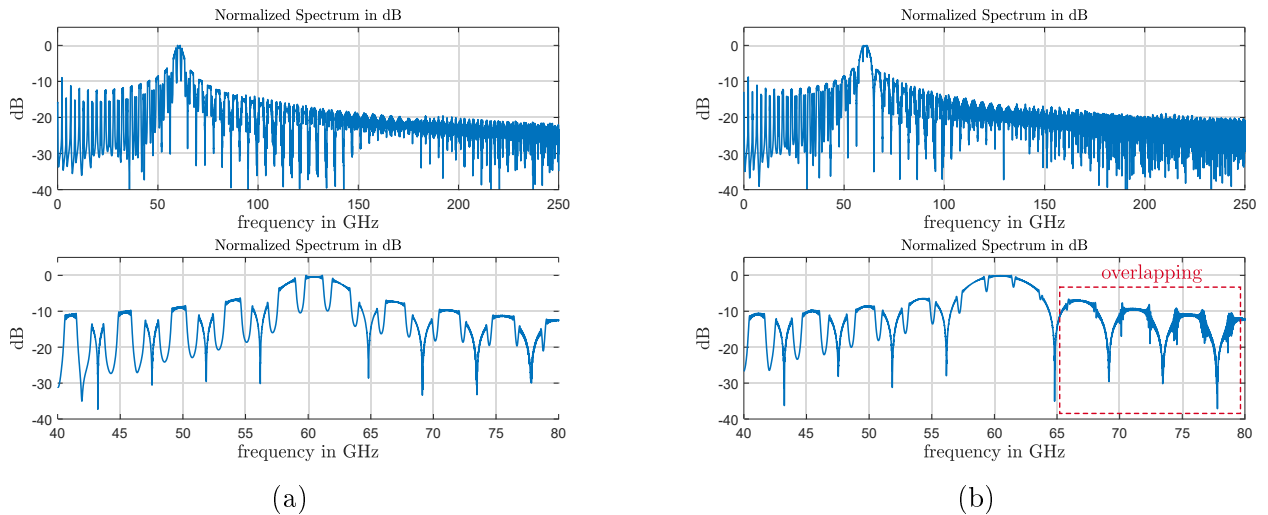


FIGURE 4.12 – Influence de la bande du chirp de référence : visualisation de la moitié positive du spectre de sortie du TIMER (en haut) et zoom près de $f_c = 60,5$ GHz $f_{ref} = 2,16$ GHz et $\alpha = 0,5$ (a) $B_{ref} = 53,6$ MHz; (b) $B_{ref} = 71,4$ MHz

En sachant que deux bandes consécutives sont espacées de f_{ref} , on peut alors calculer que des superpositions entre la k -ième et $(k + 1)$ -ième bande se produisent dès lors que k vérifie :

$$\frac{k \cdot B_{ref}}{2} + \frac{(k + 1) \cdot B_{ref}}{2} \geq f_{ref}$$

$$2 \cdot k + 1 \geq 2 \cdot \frac{f_{ref}}{B_{ref}} \quad (4.27)$$

$$k \geq \frac{f_{ref}}{B_{ref}} - \frac{1}{2}$$

Pour l'exemple de la Figure 4.12 (b), cette première superposition a lieu à partir de la 30-ième harmonique, ici centrée sur $30 \cdot f_{ref} = 64,8$ GHz. Dans le cas de la Figure 4.12 (a) en revanche,

cette superposition commence à partir de la 40-ème harmonique, soit à partir de $40 \cdot f_{ref} = 86$ GHz et n'est donc pas visible ici.

D'après la relation (4.27) afin de repousser le phénomène vers des fréquences plus élevées, on pourra compenser une augmentation de B_{ref} par une augmentation de la fréquence initiale f_{ref} . Cette dernière augmentation aura pour effet d'augmenter la distance entre deux harmoniques. C'est ce que l'on représente en Figure 4.13, où l'on utilise $f_{ref} = 4,32$ GHz et $B_{ref} = 143$ MHz. Le rapport entre ces deux valeurs est le même, et la valeur limite de k avant superposition n'a donc pas changée. Pour autant, puisque la fréquence f_{ref} est plus élevée, cette $k = 30$ -ème harmonique est située plus haut en fréquence que dans le cas précédent, soit à désormais $30 \cdot f_{ref} = 129$ GHz.

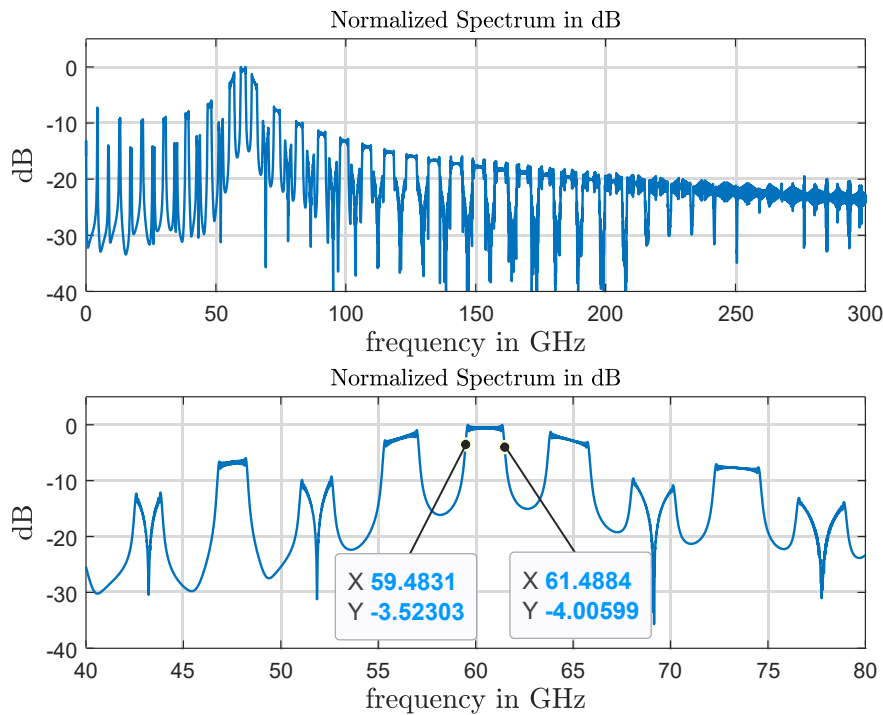


FIGURE 4.13 – *Spectre normalisé*, $\alpha = 0,5$, $f_{ref} = 4,32$ GHz et $B_{ref} = 143$ MHz

Finalement, on voit que le choix des paramètres sera soumis à un compromis entre la bande B visée, et l'ordre de multiplication k à considérer.

4.2 Le Stretch Processing : une solution aux problèmes de réception

4.2.1 Présentation du principe d'acquisition du Stretch Processing

Comme nous avons pu le voir dans le chapitre précédent, les limites actuelles dans la génération de chirps courts ne sont pas les seuls problèmes à résoudre pour permettre le développement d'une solution à très faible rapport cyclique. L'augmentation de la bande d'acquisition et avec elle de la

puissance du bruit thermique, ainsi que les effets de fenêtrage temporel accentués tous deux par l'utilisation de chirps courts doivent donc être étudiés. Ces contraintes étant intrinsèquement liées au processus d'acquisition FMCW, nous proposons donc de changer de paradigme en modifiant l'architecture radar à utiliser.

L'opération de mélange dans les approches radar qui utilisent des chirps LFM permet de produire des fréquences battements dont les valeurs sont images de leur retard par rapport à un chirp de référence. Cette technique est ce qu'on appelle le ***Stretch Processing*** [43]. On peut également la rencontrer parfois sous le nom de *de-ramping* ou *de-chirping* étant donné qu'elle vise à produire des signaux dépourvus de toute variation linéaire de fréquence.

L'approche FMCW est donc un exemple particulier d'implémentation de stretch processing, dans laquelle c'est le signal transmis (qui est donc de retard nul) qui est utilisé comme chirp de référence. Un écho reçu à $t = \tau_k$ sera alors comparé au signal généré à la date $t = 0$. De fait, plus son temps de vol τ_k est grand et plus la fréquence battement résultant de cette comparaison sera élevée. Nous avons d'autre part quantifié aux équations (3.43) et (3.44) du chapitre précédent les effets du fenêtrage temporel sur l'amplitude et la largeur des fréquences battement en fonction du temps de vol de l'écho reçu. On peut alors ajouter que plus un chirp est retardé par rapport à $t = 0$, et plus les effets de fenêtrage temporel seront forts.

Intéressons nous désormais au cas plus général de stretch processing où le chirp de référence est une copie du signal transmis, mais retardé d'une valeur que nous noterons $\tau_{mix} \geq 0$. Supposons que l'on transmette un chirp LFM noté s_{TX} dans une scène comprenant K réflecteurs

$$s_{TX}(t) = e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot t + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot t^2 \right)} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{Ramp}}{2} - \tau_k}{T_{Ramp}} \right) \quad (4.28)$$

On notera s_{RX} le signal composé de la somme des K échos du signal transmis, reçus après des temps de vol τ_k :

$$\begin{aligned} s_{RX}(t) &= \sum_{k=1}^K s_{TX}(t - \tau_k) \\ &= \sum_{k=1}^K \left[e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (t - \tau_k) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (t - \tau_k)^2 \right)} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{Ramp}}{2} - \tau_k}{T_{Ramp}} \right) \right] \end{aligned} \quad (4.29)$$

Le signal s_{mix} résultant de l'opération de mélange entre le signal reçu s_{RX} et un chirp de référence $s_{TX}(t - \tau_{mix})$ est :

$$s_{mix}(t) = s_{RX}(t) \cdot s_{TX}^*(t - \tau_{mix}) \quad (4.30)$$

On obtient alors en développant cette expression et d'après la description de l'intersection de deux fonctions rectangle disponible en Annexe B :

$$s_{mix}(t) = \sum_{k=1}^K \left[e^{2j\pi \left(-\left(f_c - \frac{B}{2}\right) \cdot (\tau_k - \tau_{mix}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau_k^2 - \tau_{mix}^2) - \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot (\tau_k - \tau_{mix}) \cdot t \right)} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{Ramp} + \tau_k + \tau_{mix}}{2}}{T_{Ramp} - \max(\tau_k, \tau_{mix}) + \min(\tau_k, \tau_{mix})} \right) \right] \quad (4.31)$$

où les termes $\min(\tau_k, \tau_{mix})$ et $\max(\tau_k, \tau_{mix})$ permettent de décrire le changement qui s'opère sur l'expression de ce support temporel selon que l'écho considéré est en avance ($\tau_k < \tau_{mix}$) ou en retard ($\tau_k > \tau_{mix}$) par rapport au chirp de référence. On préférera donc l'écriture suivante :

$$s_{mix}(t) = \sum_{k=1}^K \left[e^{2j\pi \left(-\left(f_c - \frac{B}{2}\right) \cdot (\tau_k - \tau_{mix}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau_k^2 - \tau_{mix}^2) - \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot (\tau_k - \tau_{mix}) \cdot t \right)} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{Ramp} + \tau_k + \tau_{mix}}{2}}{T_{Ramp} - |\tau_k - \tau_{mix}|} \right) \right] \quad (4.32)$$

Cette expression est similaire à celle du cas FMCW décrite par l'équation (2.69), dans laquelle on retrouve une somme de signaux sinusoïdaux dont les composantes fréquentielles dépendent des temps de vol de chaque écho reçu. La fréquence battement associée à chaque k-ième réflecteur vaut désormais :

$$f_{b,k} = -\frac{B}{T_{Ramp}} \cdot (\tau_k - \tau_{mix}) \quad (4.33)$$

Dans la mesure où la fréquence battement représente le décalage temporel entre deux chirps, si la valeur de τ_{mix} est proche de celle de τ_k il en résultera une fréquence battement de faible valeur, comme représenté en Figure 4.14. De même, on constate dans ce cas que le support temporel commun entre ces deux chirps sera plus large que dans le cas d'une comparaison avec le chirp transmis. On s'attend donc à des effets de fenêtrage moins prononcés qu'avec une acquisition FMCW.

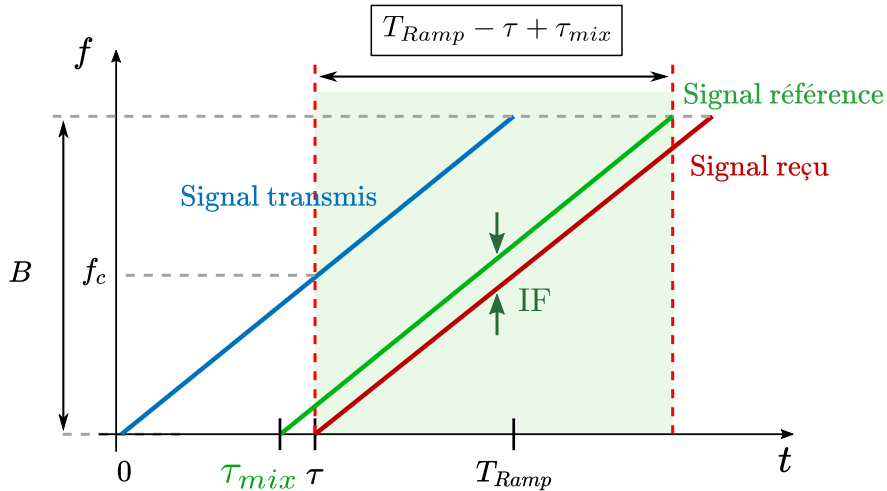


FIGURE 4.14 – Support temporel commun entre un chirp émis et un chirp de référence généré à $t = \tau_{mix}$ et IF réduite

Contrairement au cas FMCW décrit au chapitre 2, on peut remarquer que toutes les fréquences battements produites ne seront pas nécessairement négatives. En effet, comme décrit par l'équation (4.33) les signaux retournant au radar après un temps de vol $\tau_k < \tau_{mix}$, c'est-à-dire en avance par rapport au retard de référence τ_{mix} produiront des fréquences battement se situant dans la partie *positive* du spectre complexe. De même un signal retournant au radar après un temps de vol exactement égal à τ_{mix} produira un signal de fréquence "nulle" à l'issue du mélange. On associe ainsi le délai de référence τ_{mix} à un temps de vol de référence, et donc à une distance de référence $R_{mix} = c \cdot \tau_{mix}/2$ appelé *Centre de Référence* ou CRP (pour *Central Reference Point* [43]).

On peut alors définir une fenêtre de distances à observer (ou Range Window) autour de ce point de référence. Notons R_{window} la taille de cette fenêtre. D'après l'équation (4.33) la valeur absolue maximale de fréquence battement à mesurer pour observer les réflecteurs situés dans cette fenêtre de taille R_{window} , qui s'étend de $r_{min} = R_{mix} - \frac{R_{window}}{2}$ à $r_{max} = R_{mix} + \frac{R_{window}}{2}$ (on gardera les notations majuscules " R_{min} " et " R_{max} " pour les valeurs associées au cahier des charges applicatif) est :

$$\begin{aligned} |f_{b,max}| &= \left| \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2 \cdot r_{max}}{c} - \tau_{mix} \right) \right| \\ &= \left| \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \left(\frac{2 \cdot R_{mix}}{c} - \frac{R_{window}}{c} - \tau_{mix} \right) \right| \\ &= \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \frac{R_{window}}{c} \end{aligned} \quad (4.34)$$

Comme dit plus haut et schématisé en Figure 4.15, le signe d'une fréquence battement nous permettra de dire si l'écho qui lui est associé provient d'un réflecteur positionné plus proche du radar que le point de référence R_{mix} (fréquence battement positive et écho au temps de vol plus petit que τ_{mix}) ou plus loin (fréquence battement négative, temps de vol plus grand que τ_{mix}).

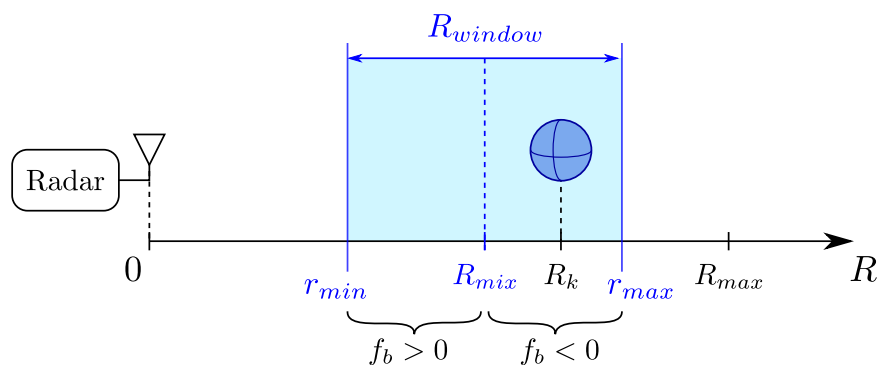


FIGURE 4.15 – Observation d'une scène par stretch processing. La mesure radar se concentre sur une fenêtre de range centrée autour d'un point de référence placé arbitrairement à une distance R_{mix} du radar. Dans cet exemple, le réflecteur est situé à une distance R_k du radar, alors localisée dans la fenêtre des ranges observées.

Cette fenêtre de distances observées permet donc de définir la gamme des fréquences battements à détecter et est ainsi reliée à une valeur de bande d'acquisition B_{acq} , comme nous l'avions défini pour le cas d'une réception FMCW classique à l'équation (2.76) :

$$B_{acq} = 2 \cdot |f_{b,max}| = 2 \cdot \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \frac{R_{window}}{c} \quad (4.35)$$

De même, on pourra donner l'équation nous permettant de calculer la taille de fenêtre R_{window} correspondant à une bande d'acquisition B_{acq} donnée :

$$R_{window} = \frac{c \cdot T_{Ramp}}{2 \cdot B} \cdot B_{acq} \quad (4.36)$$

Une fois le signal s_{mix} généré par mélange analogique entre le signal s_{RX} reçu et le signal de référence, celui-ci est filtré par un filtre passe-bas de fréquence de coupure B_{acq} afin d'atténuer les signatures de potentiels réflecteurs situés hors de la fenêtre d'observation (et qui produiraient donc des fréquences battements plus grandes que $|f_{b,max}|$). Le signal filtré est alors échantillonné pendant une durée d'observation $T_{acq} = T_{Ramp}$ à la fréquence $F_s \geq B_{acq}$.

On représente en Figure 4.16 un exemple qui correspond à la scène schématisée en Figure 4.15. Le spectre du signal S_{mix} est alors représenté dans le domaine fréquentiel (axe noir) ainsi que l'axe de distances (en bleu). Une seule fréquence battement de valeur négative compose le spectre dans ce cas où le réflecteur est situé plus loin que R_{mix} . On rappelle comme vu à l'équation (2.3.2.2) qu'une discrétisation de l'axe des fréquences d'une valeur $\Delta f = 1/T_{Ramp}$ correspond à une discrétisation de l'axe des distances d'une valeur $\Delta R = c/2B$. On notera $N_{bin} = F_s \cdot T_{Ramp}$ le nombre de range bins alors obtenus par ce procédé d'acquisition.

Avant de clore cette section, on peut utiliser l'expression du signal temporel s_{MIX} de l'équation (4.32) afin d'écrire sa transformée de Fourier S_{MIX} :

$$S_{MIX}(f) = \sum_{k=1}^K \left[(T_{Ramp} - |\tau_k - \tau_{mix}|) \cdot \text{sinc} \left((T_{Ramp} - |\tau_k - \tau_{mix}|) \cdot (f - f_{b,k}) \right) \cdot e^{2j\pi \left(-\left(f_c - \frac{B}{2}\right) \cdot (\tau_k - \tau_{mix}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau_k^2 - \tau_{mix}^2) \right)} \cdot e^{-j\pi f (T_{Ramp} + \tau_k + \tau_{mix})} \right] \quad (4.37)$$

Ce signal est donc une somme de K sinus cardinaux, comme pour le spectre d'un signal en sortie du radar FMCW. Comme pour l'équation (3.41) établie précédemment dans le cas FMCW, on peut normaliser leurs amplitudes par T_{Ramp} . Cela nous permet d'écrire la valeur d'un coefficient d'atténuation $A(\tau_k, \tau_{mix})$ qui s'applique sur toute fréquence battement $f_{b,k}$ en fonction du temps de vol τ_k de l'onde associée et du retard τ_{mix} choisi :

$$A_{att}(\tau_k, \tau_{mix}) = \frac{T_{Ramp} - |\tau_k - \tau_{mix}|}{T_{Ramp}} = 1 - \frac{|\tau_k - \tau_{mix}|}{T_{Ramp}} \quad (4.38)$$

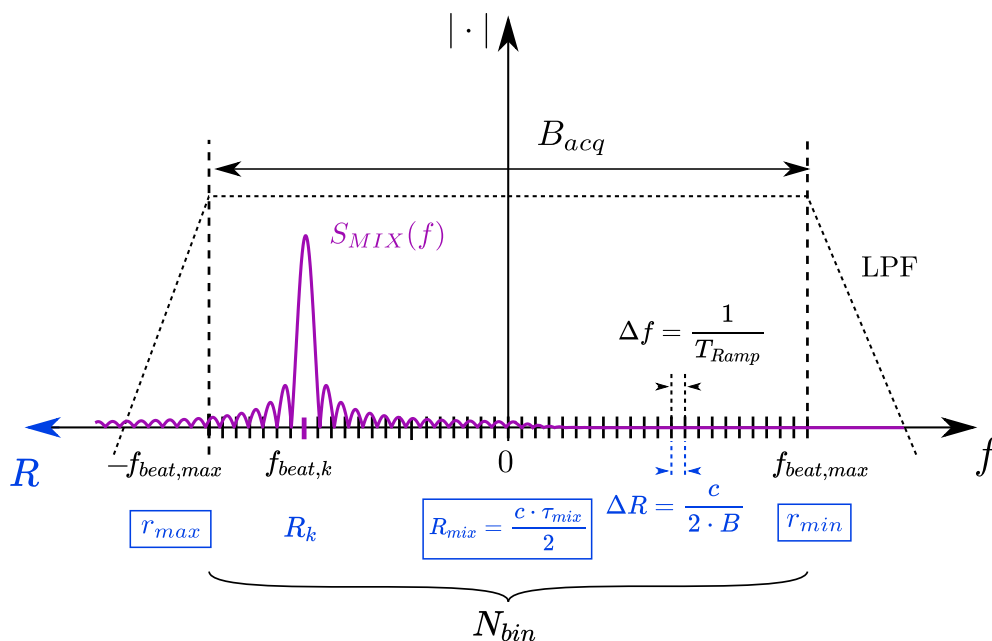


FIGURE 4.16 – Exemple de spectre complexe du signal de sortie d'un radar Stretch Processing

En s'intéressant à la largeur du lobe principal du sinus cardinal à cette fréquence battement, on peut proposer comme lors de l'écriture de l'équation (3.44) pour le cas FMCW un coefficient de dilatation de cette fréquence :

$$f_{dilat}(\tau_k, \tau_{mix}) = \frac{T_{Ramp}}{T_{Ramp} - |\tau_k - \tau_{mix}|} = \frac{1}{A_{att}(\tau_k, \tau_{mix})} \quad (4.39)$$

On remarquera alors qu'avec une approche de stretch processing, si $|\tau_k - \tau_{mix}| < \tau_k$ ces deux effets de fenêtrages temporels seront plus faibles qu'avec une acquisition FMCW classique (qui peut-être interprétée comme étant le cas particulier $\tau_{mix} = 0$ dans les équations ci-dessus). De fait, ces effets deviennent négligeables lorsque τ_{mix} tend vers la valeur τ_k , les deux coefficients (4.38) (4.39) tendant alors vers 1. Autrement dit, même si le chirp est de courte durée T_{ramp} , les effets de fenêtrages deviennent négligeables lorsque l'on observe des réflecteurs situés à des distances R_k proches du point de référence R_{mix} . Dans cette zone, et plus particulièrement près de son centre R_{mix} les fréquences battements bénéficieront d'une large fenêtre temporelle. De plus, en réduisant la taille de la fenêtre des ranges observées, on réduit la valeur de la bande d'acquisition et avec elle la puissance de bruit intégré, et on s'attend par conséquent à bénéficier d'un meilleur RSB.

En n'observant qu'une fraction de la scène, le stretch processing permet alors en théorie de résoudre les deux problèmes que rencontre le schéma classique d'acquisition FMCW, que sont les effets de fenêtrages temporels et l'augmentation de la bande d'acquisition.

4.2.2 Vers une solution adaptative

D'après les résultats de la section précédente, une approche radar à stretch processing permet de répondre aux problèmes liés à l'augmentation de la bande d'acquisition et aux effets de fenêtrages temporels. Cependant ces propriétés ne se vérifient que pour les signaux dont les temps de vol sont proches d'un retard τ_{mix} arbitraire, c'est-à-dire pour les signatures des réflecteurs situés près d'une distance de référence $R_{mix} = c\tau_{mix}/2$ visée. La réduction de la bande d'acquisition en particulier, s'obtient en réduisant la fenêtre des ranges observées (comme représenté en Figure 4.15) et donc en limitant l'observation à une fraction de la scène.

En reprenant tous les résultats de la partie précédente et en les appliquant au cas FMCW où $\tau_{mix} = 0$, on retrouvera les résultats de la section 3.3.2 du chapitre précédent. Finalement, l'approche plus générale du Stretch Processing permet de choisir la position R_{mix} de référence, autour desquelles les réflecteurs seront vus avec le moins de dégradation, là où l'approche FMCW est contrainte par construction de fixer $R_{mix} = 0$.

En résumé, une mesure réalisée avec un stretch processing tel que nous le proposons n'est pas adaptée pour observer toute la scène, mais plutôt pour scanner avec un bon RSB une section de la scène autour d'une position de référence. Les choix du point de référence R_{mix} et donc du retard τ_{mix} constituent alors l'élément le plus déterminant de la solution. Ce point doit être choisi pour que les réflecteurs se trouvent dans la fenêtre d'observation. Ce choix ne peut être réalisé qu'à partir de connaissances a priori des positions des réflecteurs dans la scène permettant de sélectionner la ou les positions R_{mix} à viser. À cet instant, on parlera alors de cibles pour les réflecteurs qui seront désormais visés par le radar.

Nous ferons donc le choix de concevoir une solution radar **adaptative**, dans laquelle des premières mesures permettront de construire des a priori sur l'occupation de la scène. De ces mesures découleront alors la sélection des positions R_{mix} à choisir pour préparer une seconde série de mesures telles que nous les avons décrites dans la section précédente et qui seront quant à elle *focalisées* sur les réflecteurs. Ces dernières mesures pourront être réalisées avec des chirps de courtes durées afin de réduire la consommation moyenne du radar, le stretch processing nous permettant alors de contrer à la fois l'augmentation de la bande d'acquisition et les effets dus au fenêtrage temporel.

Le principal obstacle à la réalisation d'une telle solution réside dans la génération du signal de référence. Dans la précédente section, nous avons supposé que ce dernier était identique au signal transmis, mais retardé de τ_{mix} . Ce retard doit être du même ordre de grandeur que les temps de vol à détecter, c'est-à-dire comprises entre 0 et 100 ns, et il ne sera donc pas possible de considérer de retarder le signal transmis avec des lignes de retard. Il faudra donc nécessairement intégrer un deuxième générateur de chirp qui devra générer à la date τ_{mix} un chirp identique au signal transmis. En outre, comme nous l'avons souligné en section 2.3.2.1, le fait d'utiliser le même chirp comme signal transmis et comme référence permettait à la solution FMCW d'annuler l'influence de la phase initiale ϕ_0 de ce chirp dans l'expression des fréquences battements. Ce principe permettait d'assurer la cohérence de phase de ces fréquences sur laquelle repose les applications d'analyses de

4.3. L'architecture d'une Solution adaptative à Stretch Processing temporel 109

variations de phase. Afin de pouvoir aborder ce même type d'applications avec notre solution à "stretch processing", nous devons donc garantir que le signal transmis et le signal de référence sont bien générés avec la même phase initiale ϕ_0 .

4.3 L'architecture d'une Solution adaptative à Stretch Processing temporel

4.3.1 Architecture

Afin de pouvoir utiliser un schéma d'acquisition à stretch processing, on propose un radar dont l'architecture est celle présentée en Figure 4.17.

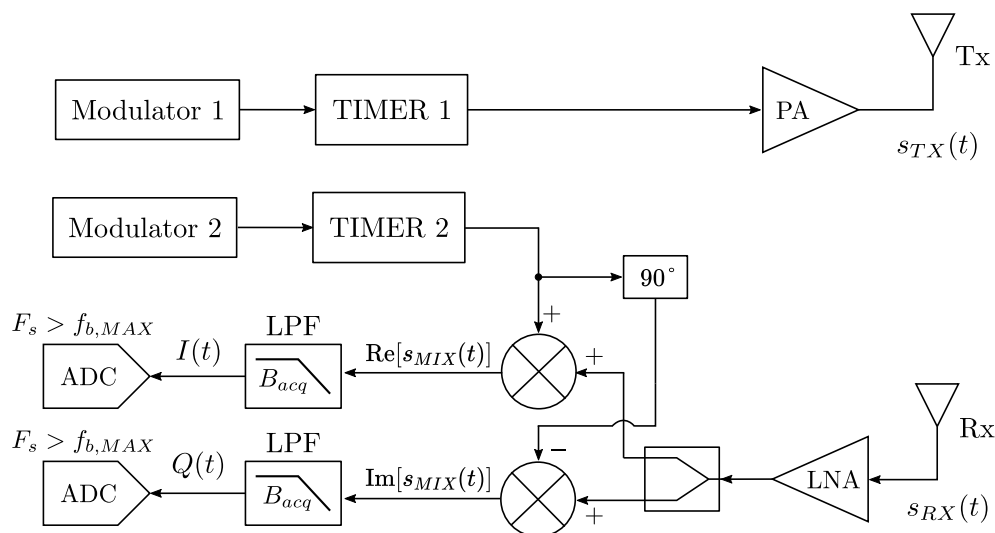


FIGURE 4.17 – Architecture du radar à Stretch Processing proposé

Contrairement à une architecture FMCW standard (voir Figure 2.17), le chirp transmis n'est pas généré par une PLL. Un premier modulateur polaire tel que proposé par [94] est ici envisagé pour permettre de moduler un signal oscillant à une fréquence f_{ref} par le contrôlant de sa phase. Ce modulateur permet alors de produire un signal balayant une plage de fréquence B_{ref} autour de la fréquence initiale f_{ref} , et dont on peut imposer la phase initiale. La multiplication fréquentielle est alors assurée par un TIMER, décrit dans la section précédente. Une deuxième association Modulateur/TIMER permet de produire le signal de référence utilisé à l'étape de mélange. Le modulateur est alors programmé pour opérer la même modulation que le modulateur du signal transmis, décalés d'un nombre donné de coups d'horloges. C'est ce nombre de période d'horloge qui correspond alors au retard τ_{mix} .

Si des éléments pris individuellement (modulateurs, TIMER) semblent en effet convenir à la composition d'une telle architecture, il reste pour autant à justifier que cette dernière pourrait en

effet convenir au problème posé. L'objet de la suite de ce chapitre est par conséquent d'évaluer en détail la pertinence de cette architecture dans notre contexte applicatif. Pour mettre en évidence les avantages de cette architecture à Stretch Processing par rapport à une approche FM-DC conventionnelle, nous allons nous pencher sur une étude du RSB.

4.3.2 Modèle de RSB

On se propose désormais de fournir une estimation complète du RSB des signaux de sortie du radar à stretch processing. On définit le Rapport Signal-sur-Bruit comme le rapport de la puissance du signal P_{signal} et de la somme des puissances des composantes de bruit P_{Noise} , évaluées à la sortie de l'ADC. Cette étude sera plus détaillée que celle déjà effectuée au chapitre 3 qui nous avait permis de mettre en avant les différences et limites des architectures de l'état de l'art. Ici, nous prendrons en compte les effets de fenêtrages temporels ainsi que le bruit de phase et confronterons nos modèles analytiques à des résultats de simulation. On considèrera qu'un unique réflecteur de SER $\sigma_{SER} = 1 m^2$ et situé à une distance notée R du radar occupe la scène. Nous évaluerons alors les variations du RSB du signal de sortie du "front-end" radar en fonction de R . Les valeurs numériques des différents paramètres du front end que nous utiliserons dans cette section sont répertoriées en Table 4.1.

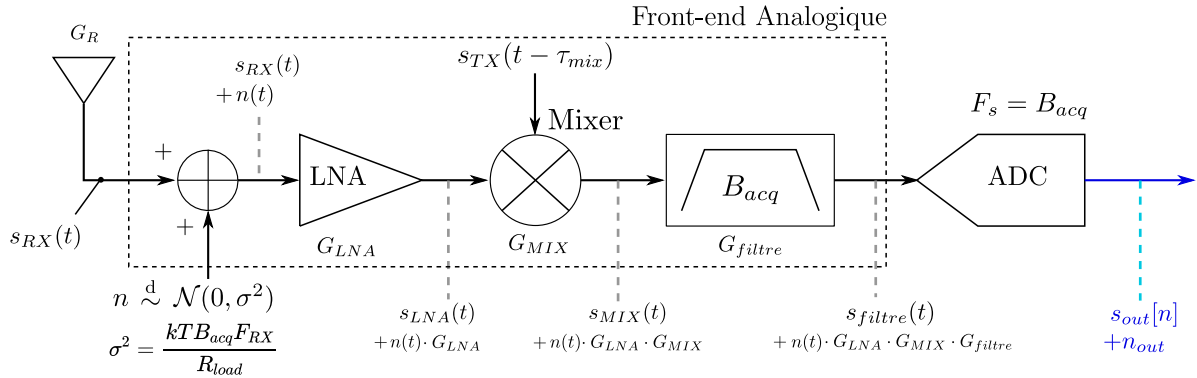


FIGURE 4.18 – *Modèle équivalent du Récepteur de l'architecture Stretch Processing, dans lequel le bruit thermique est ramené en entrée*

Paramètre	Unité	Valeur
$G_{RX,dB}$	dB	32
$G_{MIX,dB}$	dB	5,8
G	dBi	3
A	V	1,2
R_{load}	Ω	50

TABLE 4.1 – *Valeurs des paramètres du front-end utilisés dans cette section*

Comme pour le chapitre précédent, on considère un modèle où le bruit thermique est additif

4.3. L'architecture d'une Solution adaptative à Stretch Processing temporel 111

(voir Figure 4.18). Ce bruit en tension sera représenté à l'entrée du récepteur par la variable aléatoire $n \stackrel{d}{\sim} \mathcal{N}(0, \sigma^2)$.

4.3.2.1 Puissance de la partie déterministe du signal

Le signal transmis, qui est un chirp de bande B de durée T_{Ramp} , de fréquence centrale f_c et dont on note l'amplitude \sqrt{A} s'écrit :

$$s_{TX}(t) = \sqrt{A} \cdot e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot t + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot t^2 \right) + j \cdot \phi_{N1}(t)} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - T_{Ramp}/2}{T_{Ramp}} \right) \quad (4.40)$$

où le terme ϕ_{N1} est une variable aléatoire qui représente le bruit de phase que nous décrirons en détail en section 4.3.2.2.

Pour écrire le signal reçu, on réutilise le coefficient $a(R)$ de l'équation (3.2) qui décrit l'atténuation de l'amplitude du signal due à sa propagation dans l'espace :

$$\begin{aligned} s_{RX}(t) &= a(R) \cdot s_{TX}(t - \tau) \\ &= a(R) \cdot \sqrt{A} \cdot e^{2j\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (t - \tau) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (t^2 - \tau^2) \right) + j \cdot \phi_{N1}(t - \tau)} \\ &\quad \cdot \text{rect} \left(\frac{t - T_{Ramp}/2 - \tau}{T_{Ramp}} \right) \end{aligned} \quad (4.41)$$

Comme nous l'avons représenté dans notre modèle du récepteur en Figure 4.18, on considèrera en addition de ce signal le bruit thermique du récepteur. Le bruit en tension équivalent du récepteur ramené en entrée et considéré blanc dans la bande d'observation sera représenté par une variable aléatoire $n \stackrel{d}{\sim} \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ avec $\sigma^2 \cdot R_{load} = k \cdot T \cdot B_{acq} \cdot F_{RX}$.

Le signal est ensuite amplifié par le LNA dont le gain en dB est noté $G_{LNA,dB}$, et mélangé avec un signal de référence $s_{TX}(t - \tau_{mix})$ pour produire le signal s_{mix} suivant :

$$\begin{aligned} s_{mix}(t) &= 10^{\frac{G_{LNA,dB} + G_{MIX,dB}}{20}} \cdot a(R) \cdot A \cdot e^{2j\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (\tau - \tau_{mix}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau^2 - \tau_{mix}^2) - \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot (\tau - \tau_{mix}) \cdot t \right)} \\ &\quad \cdot e^{j \cdot \phi_{N1}(t - \tau) + j \cdot \phi_{N2}(t - \tau_{mix})} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{Ramp} + \tau + \tau_{mix}}{2}}{T_{Ramp} - |\tau - \tau_{mix}|} \right) \end{aligned} \quad (4.42)$$

Cette équation prend en compte le fait que le signal de référence utilisé pour le mélange analogique est lui-même doté de son propre bruit de phase, représenté ici par la variable aléatoire ϕ_{N2} . Ce signal étant généré par un autre bloc de l'architecture, on considèrera que son bruit de phase est indépendant du bruit de phase du signal transmis.

Mathématiquement, le signal à cette étape correspond au *produit* d'une partie déterministe avec un terme de bruit de phase. On ne peut donc pas a priori simplement séparer ces deux composantes du signal comme nous le permettait notre modèle *additif* du bruit thermique.

Négligeons néanmoins dans un premier temps les termes relatifs au bruit de phase pour ne s'intéresser qu'à la puissance de la partie déterministe du signal. En supposant que le signal est intégralement contenu dans la bande du filtre passe-bas (voir Figure 4.18), on peut aboutir comme pour l'étude réalisée en section 3.2.2.2 du chapitre précédent à :

$$s_{\text{filtre}}(t) = 10^{\frac{G_{RX,dB}}{20}} \cdot a(R) \cdot A \cdot e^{2j\pi\left(-\left(f_c - \frac{B}{2}\right) \cdot (\tau - \tau_{mix}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau^2 - \tau_{mix}^2) - \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot (\tau - \tau_{mix}) \cdot t\right)} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T_{Ramp} + \tau + \tau_{mix}}{2}}{T_{Ramp} - |\tau - \tau_{mix}|}\right) \quad (4.43)$$

en notant G_{RX} le gain équivalent du récepteur.

La puissance moyenne P_{signal} du signal reçu à la sortie du front-end sur une période d'acquisition $T_{acq} = T_{Ramp}$ est alors (si l'on néglige le bruit de phase) :

$$\begin{aligned} P_{\text{signal}}(R) &= \frac{1}{R_{\text{load}} \cdot T_{Ramp}} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |s_{\text{filtre}}(t)|^2 \cdot dt \\ &= \frac{1}{R_{\text{load}} \cdot T_{Ramp}} \cdot \int_{\max(\tau, \tau_{mix})}^{T_{Ramp} + \min(\tau, \tau_{mix})} \left(10^{\frac{G_{RX}}{20}} \cdot a(R) \cdot A\right)^2 \cdot dt \\ &= \frac{10^{\frac{G_{RX}}{10}} \cdot a(R)^2 \cdot A^2}{R_{\text{load}} \cdot T_{Ramp}} \cdot \int_{\max(\tau, \tau_{mix})}^{T_{Ramp} + \min(\tau, \tau_{mix})} dt \\ P_{\text{signal}}(R) &= \frac{10^{\frac{G_{RX}}{10}} \cdot a(R)^2 \cdot A^2}{R_{\text{load}} \cdot T_{Ramp}} \cdot (T_{Ramp} + \min(\tau, \tau_{mix}) - \max(\tau, \tau_{mix})) \\ &= \frac{10^{\frac{G_{RX}}{10}} \cdot a(R)^2 \cdot A^2}{R_{\text{load}}} \cdot \frac{T_{Ramp} - |\tau - \tau_{mix}|}{T_{Ramp}} \\ &= \frac{10^{\frac{G_{RX}}{10}} \cdot a(R)^2 \cdot A^2 \cdot A_{\text{att}}(\tau, \tau_{mix})}{R_{\text{load}}} \end{aligned} \quad (4.44)$$

$$(4.45)$$

On retrouve alors le coefficient A_{att} de l'équation (4.38) décrivant l'atténuation induite par les effets de fenêtrage temporel. Cette expression de la puissance du signal est d'ailleurs similaire à celle établie dans le chapitre précédent à l'équation (3.31) pour le cas FM-DC. Néanmoins, par homogénéité avec les autres termes de l'équation qui sont écrits en fonction de la distance parcourue R plutôt du temps de vol $\tau = 2R/c$, on écrira plutôt ce coefficient en utilisant les distances R et R_{mix} :

$$P_{\text{signal}}(R) = \frac{10^{\frac{G_{RX}}{10}} \cdot a(R)^2 \cdot A^2 \cdot A_{\text{att},R}(R, R_{mix})}{R_{\text{load}}} \quad (4.46)$$

avec

$$A_{\text{att},R}(R, R_{mix}) = 1 - \frac{2 \cdot |R - R_{mix}|}{c \cdot T_{Ramp}} = A_{\text{att}}(\tau, \tau_{mix}) \quad (4.47)$$

4.3. L'architecture d'une Solution adaptative à Stretch Processing temporel 113

On a désormais obtenu en équation (4.46) une formule plus générale décrivant la puissance de la partie déterministe d'un signal *sans bruit de phase* en sortie d'une architecture à stretch processing, qui englobe les cas FMCW et FM-DC si l'on pose $\tau_{mix} = 0$. L'équation (3.31) en est alors une bonne approximation sous réserve que l'hypothèse $T_{Ramp} \gg \tau$ soit vraie (car pour rappel, dans ce cas $A_{att} \approx 1$).

4.3.2.2 Bruit thermique et bruit de phase

On considère deux sources de bruit dans cette analyse. Le bruit thermique a déjà été considéré dans le chapitre 3, et on utilisera ici un modèle de récepteur similaire (voir Figure 3.2 pour le modèle du chapitre précédent, et 4.18 pour ce chapitre). La puissance du bruit thermique à la sortie du récepteur, considéré blanc dans la bande d'observation et que nous noterons $P_{noise,th}$ s'écrira donc comme à l'équation (3.6) précédente :

$$P_{noise,th} = 10^{\frac{G_{RX,dB}}{10}} \cdot k \cdot T \cdot F_{RX} \cdot B_{acq} \quad (4.48)$$

Ce bruit sera représenté dans nos simulations par une variable aléatoire $n \stackrel{d}{\sim} \mathcal{N}(0, \sigma_{simu}^2)$ qui suit une loi normale de variance $\sigma_{simu}^2 = P_{noise,th}/R_{load}$.

Intéressons-nous maintenant au bruit de phase. Le signal transmis décrit par l'équation (4.40) est écrit en fonction d'un terme ϕ_{N1} appelé *jitter*. Ce jitter est associé à une certaine valeur de *bruit de phase* et représente des variations aléatoires dans la phase du signal produit par l'oscillateur utilisé.

Supposons qu'un oscillateur produise un signal sinusoïdal à la fréquence f_c . Dans un cas idéal, la puissance P_{f_c} du spectre de ce signal serait uniquement localisée à la fréquence f_c , comme représenté en Figure 4.19 (a). Dans les faits en revanche, le signal généré par un oscillateur n'est pas parfaitement sinusoïdal et les variations aléatoires de sa phase feront que sa puissance couvrira une bande autour de la fréquence f_c , comme schématisé en Figure 4.19 (b).

Afin de quantifier le bruit de phase visible dans un tel spectre, on mesure la puissance autour de la fréquence de référence f_c . La puissance est alors intégrée dans une bande de 1 Hz centrée sur une fréquence $f_c + f_{offset}$, et normalisée par rapport à la puissance du signal à f_c . On obtient alors la valeur du bruit de phase P_N à la fréquence de décalage f_{offset} , donnée relativement à la puissance du signal à la fréquence porteuse f_c en dBc/Hz² [95]. C'est cette valeur mesurée à $f_{offset} = 1$ MHz que l'on retrouve typiquement dans les évaluations des PLL répertoriées en Table 3.4. On représente en Figure 4.20 une allure typique de l'évolution du bruit de phase d'un oscillateur en fonction de la fréquence de décalage.

Dans la mesure où l'on connaît la forme de la DSP d'un signal bruité en phase, qui est celle de la Figure 4.19 (b), on propose d'utiliser le modèle équivalent suivant pour étudier séparément la

2. Cette échelle permet d'exprimer la valeur d'une puissance intégrée dans une bande de 1 Hz relativement à la puissance du signal à la fréquence porteuse, ou "*carrier frequency*" en anglais, d'où le c dans dBc/Hz.

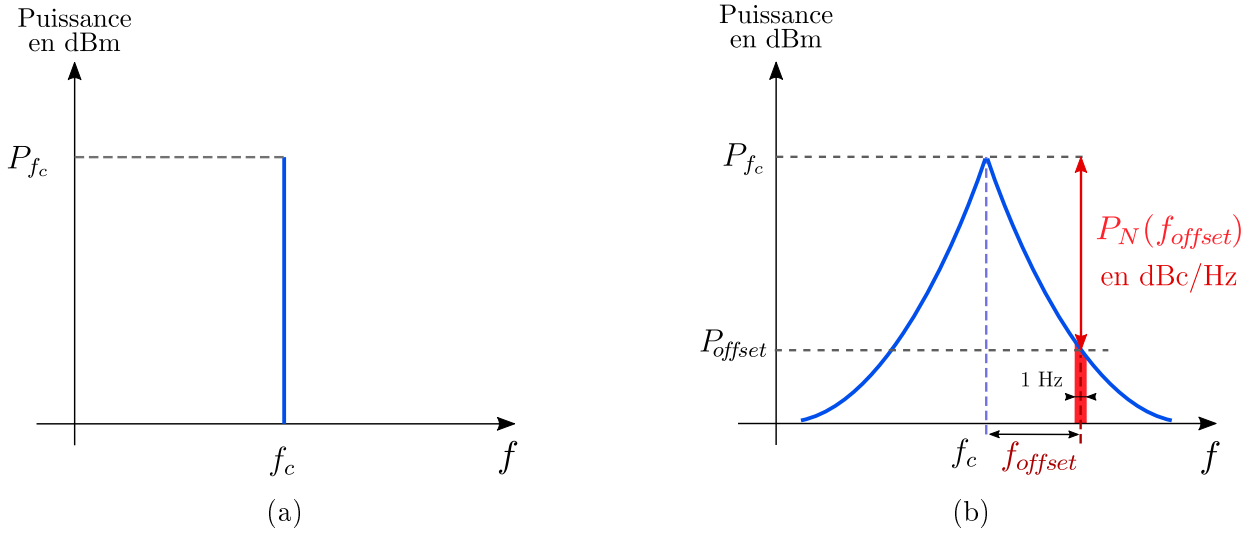


FIGURE 4.19 – Densité Spectrale de Puissance (DSP) du signal de sortie d'un oscillateur (a) sans bruit de phase (modèle idéal) (b) avec bruit de phase. Le "bruit de phase à la fréquence f_{offset} " correspond à la différence entre la puissance de fréquence porteuse f_c et la puissance intégrée dans une bande de 1 Hz autour de f_{offset} .

puissance du signal de celle du bruit de phase :

- On considère que la composante *déterministe* du signal correspond à la puissance située à la fréquence f_c de la DSP du signal bruité
- La DSP du signal bruité à toutes les autres fréquences que f_c correspond à la DSP du bruit de phase. Il s'agit donc de la DSP représentée en Figure 4.19 (b), mais nulle à f_c
- On peut additionner ces deux composantes pour retrouver la DSP du signal bruité. Il s'agit donc d'un *modèle additif* des composantes de signal et de bruit.

Avec ce modèle additif, dont la Figure 4.21 en illustre les principes, on peut alors étudier indépendamment la puissance du signal et la puissance du bruit de phase, comme nous l'avons fait précédemment pour le signal et le bruit thermique. Intéressons nous maintenant à l'évaluation de la puissance du bruit de phase.

Le jitter RMS en radians $\phi_{jitt,rad}$ observé dans un signal est défini à partir de la courbe de mesure du bruit intégré $P_N(f_{offset})$ (voir Figure 4.20), pour $f_1 = 1/T_{acq}$ et $f_2 = F_s/2$ [95, 96] :

$$\phi_{jitt,rad} = \sqrt{2 \cdot \int_{f_1}^{f_2} 10^{\frac{P_N(f_{offset})}{10}} \cdot df} \quad (4.49)$$

Le jitter RMS temporel $\phi_{jitt,s}$ exprimé en secondes est quant à lui :

$$\phi_{jitt,s} = \frac{1}{2\pi f_c} \cdot \phi_{jitt,rad} \quad (4.50)$$

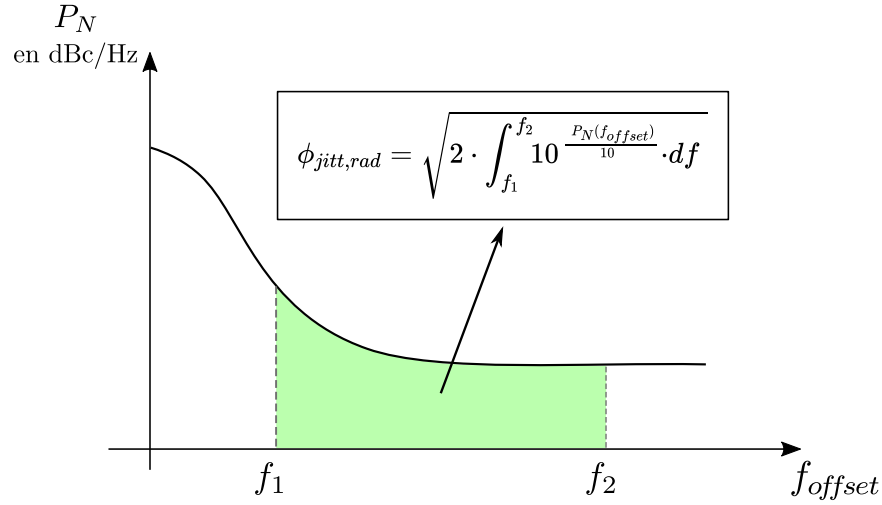


FIGURE 4.20 – Évolution du bruit de phase P_N en fonction de la fréquence de décalage

On représente en Figure 4.22 les résultats de mesure du bruit de phase d'un signal à $f_c = 60$ GHz disponible à la sortie du système TIMER. Le signal de référence à la fréquence de $f_{REF} = 2.16$ GHz et qui constitue l'entrée du TIMER est généré par un générateur de signal Rohde & Schwarz SMBV100A. Les mesures de bruit de phase présentées ici ont quant à elles été réalisées en utilisant un analyseur de spectre FSW67 de Rohde & Schwarz. Le bruit de phase à la fréquence de décalage de 1 MHz est alors mesuré à -105 dBc/Hz. Le jitter temporel RMS calculé à partir de ces mesures est alors de 184,35 fs (femtosecondes, soit 10^{-15} s). Aussi, dans nos calculs et simulations suivantes nous considérerons une valeur de jitter de $\phi_{jitt,s} = 180$ fs.

La courbe de tendance du bruit de phase tracée en rouge représente ici notre approximation du profil de bruit de phase. Pour simplifier notre étude, on choisit ainsi de considérer que le bruit de phase est blanc dans nos bandes typiques d'observation $[f_1, f_2] = [1 \text{ MHz}, 20 \text{ MHz}]$. Dans notre modèle, les termes ϕ_{N1} et ϕ_{N2} de l'équation (4.42) sont alors des variables aléatoires indépendantes suivant des lois normales $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ avec $\sigma = \phi_{jitter,rad}$.

Le jitter représente la puissance de la contribution du bruit de phase, considéré comme étant un bruit additif et blanc dans la bande d'observation, rapportée à la puissance du signal à la fréquence porteuse f_c . Ce rapport de puissance peut alors être interprété comme étant l'inverse du RSB du signal généré par l'oscillateur et dont le bruit de phase est la seule composante de bruit[95, 97, 96]. En notant ce rapport $RSB_{jitt,dB}$, on peut donc écrire :

$$\phi_{jitt,rad}^2 = \frac{1}{RSB} = \frac{P_{\phi noise}}{P_{signal}} \quad (4.51)$$

ce qui nous permet finalement d'estimer la puissance du bruit de phase $P_{\phi noise,0}$ à la sortie de l'oscillateur en fonction du jitter RMS et de la puissance $P_{signal,0}$ du signal à f_c :

$$P_{\phi noise,0} = P_{signal,0} \cdot \phi_{jitt,rad}^2 \quad (4.52)$$

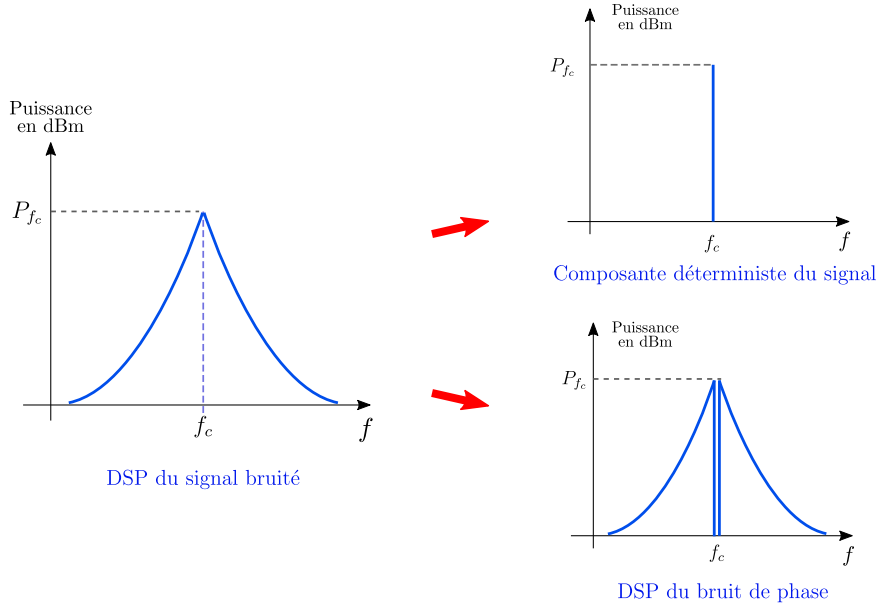


FIGURE 4.21 – modèle additif de séparation des contributions du bruit de phase et de la partie déterministe du signal dans la DSP du signal avec bruit de phase

Notons que pour établir ce modèle de bruit de phase, **nous avons considéré le cas d'un signal sinusoïdal** dont la fréquence ne varie pas a priori. Il reste donc à vérifier que ce même modèle convient à un contexte où le signal est un chirp, ce qui fera l'objet des simulations présentées en section 4.3.2.3.

Avant d'en déduire l'expression du bruit de phase dans le signal de sortie de l'architecture à stretch processing proposée, rappelons que ce signal est issu du mélange de deux chirps. On supposera alors que ces deux chirps sont générés indépendamment à l'aide de deux oscillateurs différents, mais de même variance. En particulier, on supposera ici que ϕ_{N1} et ϕ_{N2} de l'équation (4.42) sont des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées (i.i.d), suivant des lois normales $\mathcal{N}(0, \phi_{jitt,rad}^2)$ avec la même valeur de jitter RMS $\phi_{jitt,rad}$. Puisque le bruit de phase du signal s_{mix} décrit par l'équation (4.42) est la somme de deux variables aléatoires i.i.d, on écrira que le jitter équivalent du signal s_{mix} est lui-même une variable aléatoire qui suit une loi normale $\mathcal{N}(0, 2 \cdot (\phi_{jitt,rad})^2)$

En reprenant le modèle du récepteur, et en se basant sur notre modèle de bruit de phase additif, on peut appliquer les mêmes raisonnements que pour la partie déterministe du signal pour donner une estimation de la puissance de bruit de phase $P_{\phi noise}$ contenu dans le signal de sortie du front-end radar. Ce bruit de phase subira les mêmes étapes d'amplifications et d'atténuations que le signal $P_{signal}(R)$, ce qui nous permet alors d'écrire :

$$\begin{aligned}
 P_{\phi noise}(R) &= P_{signal}(R) \cdot 2 \cdot \phi_{jitt,rad}^2 \\
 &= \frac{10^{\frac{G_{RX}}{10}} \cdot a(R)^2 \cdot A^2 \cdot A_{att,R}(R, R_{mix})}{R_{load}} \cdot 2 \cdot \phi_{jitt,rad}^2
 \end{aligned} \tag{4.53}$$

4.3. L'architecture d'une Solution adaptative à Stretch Processing temporel 117

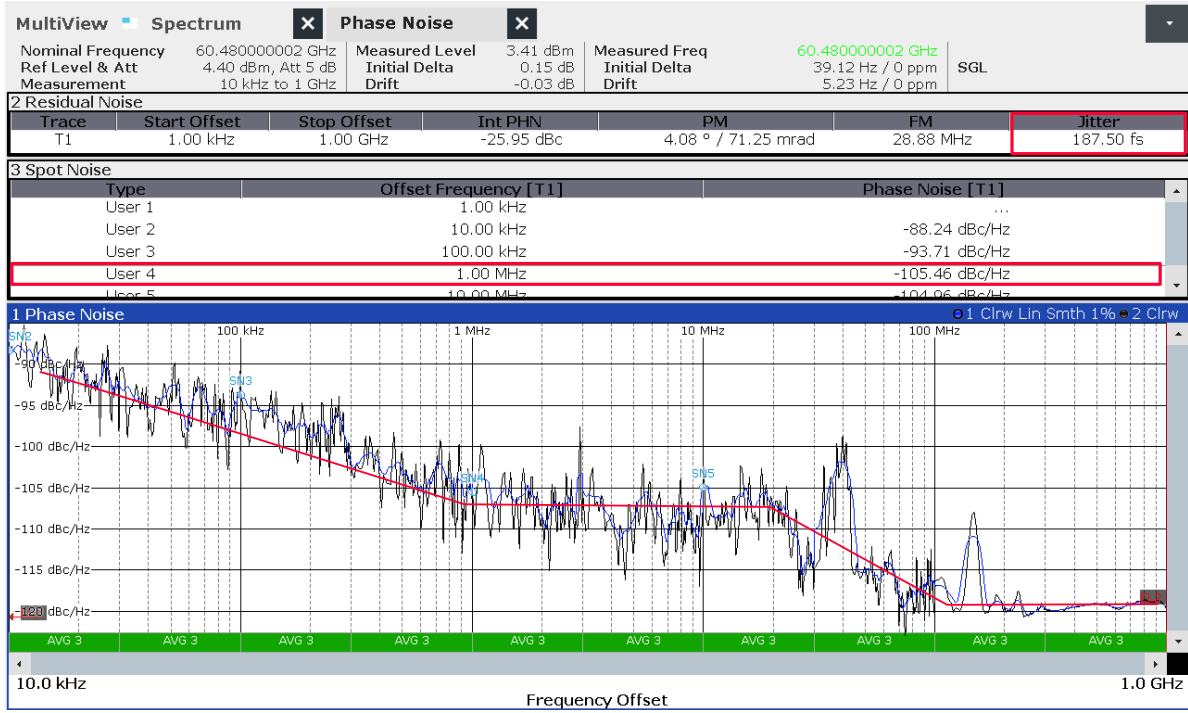


FIGURE 4.22 – Mesure de bruit de phase autour de $f_c = 60$ GHz, en sortie du TIMER

4.3.2.3 Rapport Signal-sur-Bruit

On peut désormais exprimer le RSB du signal à la sortie du front-end comme étant le rapport de la puissance du signal et de la somme des puissances de bruit :

$$\begin{aligned}
 RSB(R) &= \frac{P_{signal}(R)}{P_{noise,th} + P_{\phi noise}(R)} \\
 &= \frac{\frac{a(R)^2 \cdot A^2 \cdot A_{att}(R, R_{mix})}{R_{load}}}{k \cdot T \cdot F_{RX} \cdot B_{acq} + \frac{a(R)^2 \cdot A^2 \cdot A_{att}(R, R_{mix})}{R_{load}} \cdot 2 \cdot \phi_{jitt,rad}^2}
 \end{aligned} \tag{4.54}$$

On développe ensuite les coefficients $a(R)$ et $A_{att}(R, R_{mix})$ avec les équations (3.2) et (4.47) respectivement. On obtient alors notre modèle analytique du RSB d'un signal de sorti du front-end d'un radar à stretch processing, en provenance d'un réflecteur situé à une distance R du radar :

$$RSB(R) = \frac{\left(1 - \frac{2 \cdot |R - R_{mix}|}{c \cdot T_{Ramp}}\right) \cdot \frac{G^2 \cdot \sigma_{SER} \cdot c^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot f_c^2} \cdot \frac{A^2}{R_{load}}}{k \cdot T \cdot F_{RX} \cdot B_{acq} + \left(1 - \frac{2 \cdot |R - R_{mix}|}{c \cdot T_{Ramp}}\right) \cdot \frac{G^2 \cdot \sigma_{SER} \cdot c^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot f_c^2} \cdot \frac{A^2}{R_{load}} \cdot 2 \cdot \phi_{jitt,rad}^2} \tag{4.55}$$

Comme dit plus haut, ce modèle se base sur l'hypothèse que la description du bruit de phase pour un signal sinusoïdal reste valide pour un signal de fréquence variable. Dans la modulation que l'on considère, un chirp *balaye* une bande de fréquence. On suppose donc ici que le chirp peut être représenté avec le modèle additif schématisé en Figure 4.21, et que la partie déterministe du signal

et la DSP du bruit de phase se déplacent tous deux en fréquence au cours de la durée de chirp T_{Ramp} .

Afin de valider ce modèle, on procède à une série de simulations réalisées sous Matlab. L'architecture à stretch processing détaillée dans ce chapitre et les différentes opérations qu'elle réalise sur le signal (amplifications, filtrage, multiplications, etc...) ont été modélisées sur une plateforme de simulation réalisée dans le cadre de cette thèse. Cette plateforme nous permet alors de visualiser le signal de sortie du récepteur dans les domaines temporel et fréquentiel. On peut alors simuler des mesures de distance du radar à stretch processing en faisant varier les positions d'un ou plusieurs réflecteurs simulés dans la scène (i.e. le temps de vol des signaux reçus). Pour chaque valeur de range R , les composantes de bruits et déterministes composant le signal de sortie sont estimées en comparant les résultats de 500 simulations conformément à la méthode décrite dans [98]. Dans ces simulations, le signal transmis est un chirp, qui comporte un bruit de phase blanc dans la bande d'acquisition et de variance $\phi_{jitt,rad}$. Ce chirp est alors décrit par l'équation 4.40. Les résultats de simulations, fournis avec des intervalles de confiance, pourront enfin être comparés au modèle analytique de l'équation (4.55), établi pour un signal sinusoïdal de fréquence constante.

On compare en Figure 4.23 les résultats de simulations et du modèle analytique lorsque le signal transmis dans la scène est un chirp linéaire de durée $T_{Ramp} = 1 \mu s$ et balayant une bande de $B = 5$ GHz auour de $f_c = 60$ GHz.

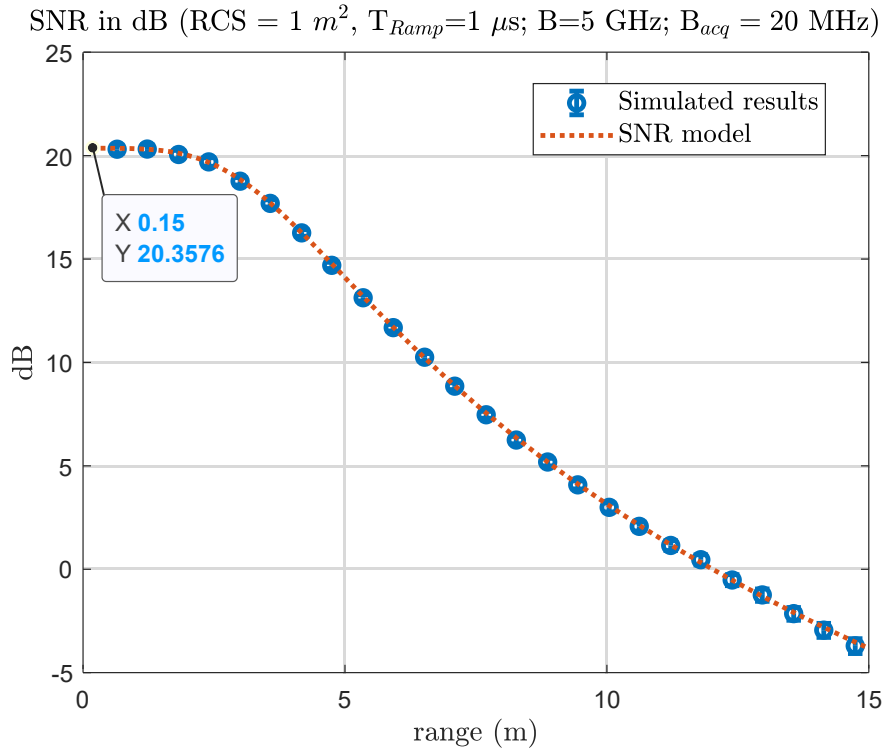


FIGURE 4.23 – Comparaison du modèle de variation de RSB avec la distance R pour une architecture à *Stretch Processing* avec des résultats de simulations.

4.3. L'architecture d'une Solution adaptative à Stretch Processing temporel 119

On observe alors que une décroissance en $1/R^4$ du RSB assez nettement marquée pour les distances $R > 5$ m, ainsi qu'un palier de RSB maximal pour les courtes distances. Étudions alors les cas limites de notre modèle de RSB. En particulier, lorsque R tend vers 0 on obtient :

$$\begin{aligned} \lim_{R \rightarrow 0} RSB(R) &= \frac{\left(1 - \frac{2 \cdot |R - R_{mix}|}{c \cdot T_{Ramp}}\right) \cdot \frac{G^2 \cdot \sigma_{SER} \cdot c^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot f_c^2} \cdot \frac{A^2}{R_{load}}}{\left(1 - \frac{2 \cdot |R - R_{mix}|}{c \cdot T_{Ramp}}\right) \cdot \frac{G^2 \cdot \sigma_{SER} \cdot c^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot f_c^2} \cdot \frac{A^2}{R_{load}} \cdot 2 \cdot \phi_{jitt,rad}^2} \\ &= \frac{1}{2 \cdot \phi_{jitt,rad}^2} \end{aligned} \quad (4.56)$$

Dans ce cas limite, le RSB ne varie donc plus avec R mais tend vers une valeur qui dépend du jitter. Ayant utilisé dans nos simulation un jitter RMS temporel de $\phi_{jitt,s} = 180$ fs, on peut calculer que la valeur limite du RSB en décibel est bien celle qui est observée en Figure 4.23 :

$$\begin{aligned} \lim_{R \rightarrow 0} RSB_{dB}(R) &= 10 \cdot \log \left(\frac{1}{2 \cdot \phi_{jitt,rad}^2} \right) \\ &= 10 \cdot \log \left(\frac{1}{2 \cdot (\phi_{jitt,s} \cdot 2\pi \cdot f_c)^2} \right) \\ &= 20.4 \text{ dB} \end{aligned} \quad (4.57)$$

De même, on peut calculer la limite du RSB pour les plus grandes valeurs de R et constater que c'est alors le terme de bruit thermique qui devient prédominant du fait de la décroissance de la puissance du bruit de phase en $1/R^4$:

$$\lim_{R \rightarrow +\infty} RSB(R) = \frac{\left(1 - \frac{2 \cdot |R - R_{mix}|}{c \cdot T_{Ramp}}\right) \cdot \frac{G^2 \cdot \sigma_{SER} \cdot c^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot f_c^2} \cdot \frac{A^2}{R_{load}}}{k \cdot T \cdot F_{RX} \cdot B_{acq}} = \frac{P_{signal}}{P_{noise,th}} \quad (4.58)$$

Cette dernière équation décrit bien la décroissance du RSB en $1/R^4$ observée pour les plus grandes valeurs de R . En plus de cette décroissance, on notera que la valeur de la bande d'acquisition B_{acq} est elle-aussi déterminante dans l'expression du RSB. D'après l'équation (4.58), réduire la valeur de B_{acq} permet alors d'augmenter la valeur du RSB pour un signal ayant parcouru un aller-retour sur une distance R donnée.

On compare en Figure 4.24 l'évolution du RSB lorsque l'on change la valeur de la bande d'acquisition B_{acq} . Pour chacune de ces simulations on a considéré le même signal transmis, à savoir un chirp linéaire de durée $T_{Ramp} = 1 \mu s$ balayant une bande $B = 5$ GHz. D'autre part, le jitter RMS a été fixé comme précédemment à $\phi_{jitt,s} = 180$ fs. La valeur de la bande d'acquisition est alors ajustée en limitant la taille de la fenêtre de ranges observées autour du réflecteur ciblé. Cette valeur déterminera la fréquence de coupure du filtre passe-bas présent dans le récepteur, et limitera par conséquent la quantité de bruit intégré. On compare ici trois résultats de simulations, pour des

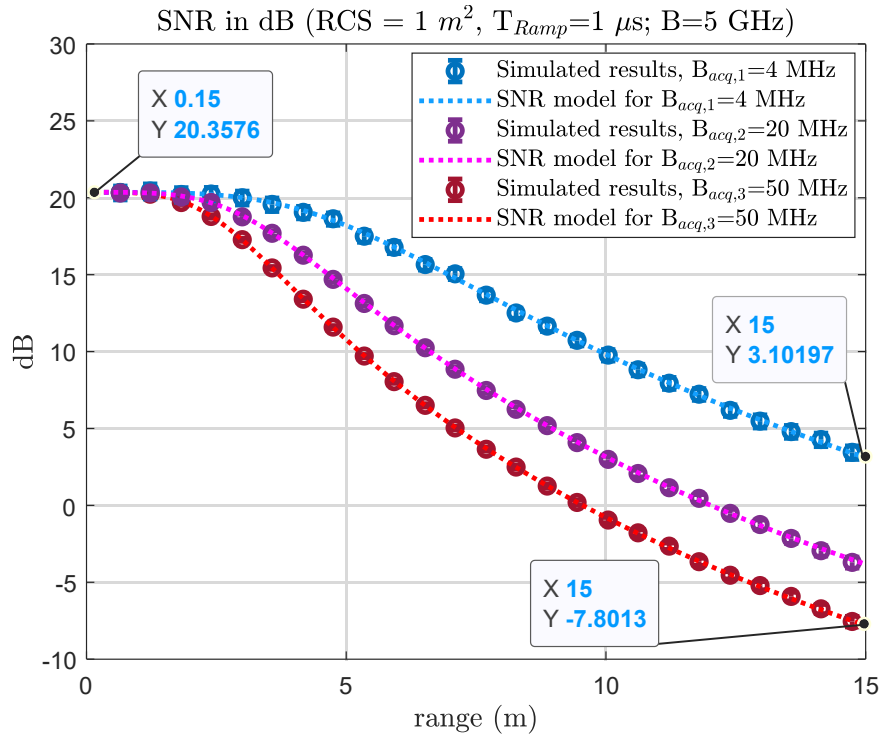


FIGURE 4.24 – Modèles de RSB et simulations pour différentes valeurs de Bande d'Acquisition B_{acq}

bandes d'acquisitions valant respectivement $B_{acq,1} = 4$ MHz, $B_{acq,2} = 20$ MHz et $B_{acq,3} = 50$ MHz. Ces résultats de simulations sont enfin comparés aux modèles analytiques.

Conformément à la description du modèle analytique, les résultats présentés en Figure 4.24 illustrent que réduire la valeur de la bande d'acquisition permet de contrôler le RSB du signal de sortie du radar. Ceci est d'autant plus vrai quand R augmente comme le suggérait notre étude du cas limite $R \rightarrow +\infty$. Pour les plus grandes valeurs de R , on peut en effet vérifier que la différence de RSB est entièrement décrite par la différence de bande d'acquisition, comme exprimé par l'équation (4.58). À $R = 15$ m, la différence de RSB entre la simulation réalisée avec $B_{acq,1} = 4$ MHz et celle où $B_{acq,3} = 50$ MHz est bien égale au rapport $10 \cdot \log\left(\frac{4}{50}\right) = -11$ dB. À l'inverse, on peut constater que pour les distances les plus proches du radar, les RSB de ces trois cas partagent la même valeur limite qui se trouve être la valeur de 20.4 dB précédemment calculée pour un jitter de $\phi_{jitt,s} = 180$ fs.

Intéressons-nous alors à l'effet du bruit de phase sur l'évolution du RSB. Cette fois encore, on considérera l'utilisation d'un chirp de durée $T_{Ramp} = 1$ μs et de $B = 5$ GHz de bande passante. En revanche, on fixe pour tous les cas la bande d'acquisition à $B_{acq} = 4$ MHz. On représente alors en Figure 4.25 les résultats de simulations pour plusieurs valeurs de jitter RMS.

Si comme le montraient les figures précédentes le jitter est déterminant dans la détermination du RSB maximal atteignable par une architecture à stretch processing, on peut également voir qu'un système met d'autant plus longtemps à converger vers le modèle en $1/R^4$ (ici en jaune) que son

4.3. L'architecture d'une Solution adaptative à Stretch Processing temporel 121

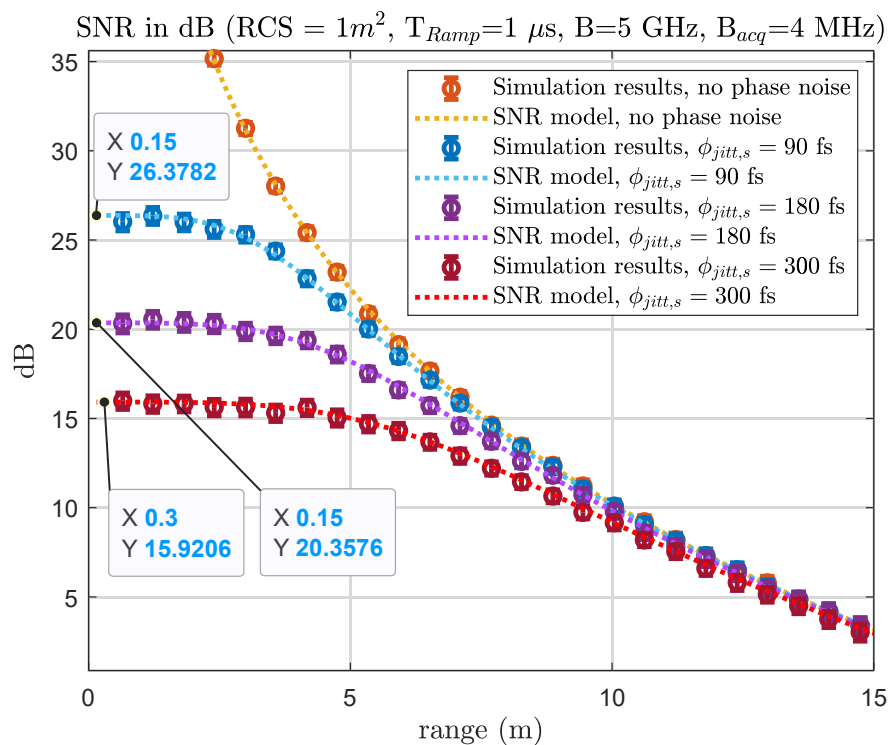


FIGURE 4.25 – Modèles de RSB et simulations pour différentes valeurs de jitter $RMS\phi_{jitter,s}$

bruit de phase est élevé.

En résumé, nos premiers résultats suggèrent que le bruit de phase est déterminant dans l'évaluation de RSB des mesures à courtes distances, tandis que la bande d'acquisition permet d'agir sur le RSB pour les mesures à relativement grandes distances.

Pour finir, on met en évidence en Figure 4.26 les différences entre une acquisition à stretch processing (courbes bleues) et un schéma FMCW standard, tel qu'utilisé dans la solution FM-DC (courbes rouges et courbe jaune). On considère que le signal transmis est le même pour les deux radar. Il s'agit ici d'un chirp court de $T_{Ramp} = 150$ ns et balayant une bande de $B = 500$ MHz et muni d'un jitter de $\phi_{jitter,s} = 180$ fs.

Dans le cas FM-DC, la bande d'acquisition requise pour observer un réflecteur jusqu'à $R_{max} = 15$ m est calculée à partir de l'équation (2.76) et vaut dans ce cas $B_{acq1} = 667$ MHz. Cette valeur est bien plus grande que les valeurs typiques de l'état de l'art, plutôt de l'ordre de la dizaine de Mégahertz. Ceci s'explique par la très courte durée de chirp utilisé comme prévu par notre analyse du chapitre précédent (voir section 3.3.2). Dans le cas de l'approche stretch processing, il est en revanche possible de réduire la bande d'acquisition en réduisant la gamme de range observées. Ici, on se limite alors à une fenêtre de taille $R_{window} = 1,2$ m, correspondant à une bande d'acquisition de $B_{acq2} = 27$ MHz. Cette réduction permet alors un gain de RSB de $10 \cdot \log\left(\frac{667}{27}\right) = 14$ dB.

La différence de bande d'acquisition ne permet pas à elle seule d'expliquer l'écart de RSB entre les deux approches radar considérées. En effet, dans un cas d'acquisition FM-DC (en rouge) les

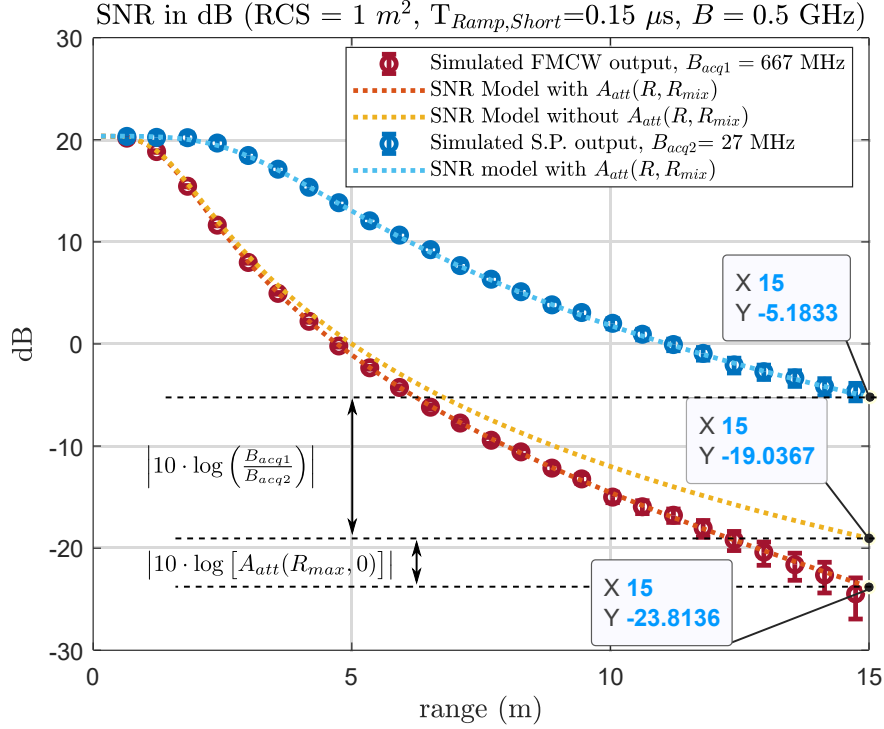


FIGURE 4.26 – Comparaison de RSB pour une architecture FM-DC et une architecture à Stretch Processing (S.P.) lors de la réception de chirps courts ($T_{Ramp} = 150$ ns)

atténuations provenant des effets de fenêtrage temporel ne sont pas compensés. Afin de mettre en évidence l'impact du terme d'atténuation A_{att} dans le modèle de RSB d'une acquisition FM-DC, on trace (en jaune) les résultats prévus par un modèle négligeant les effets de fenêtrage temporel (dans ce cas, A_{att} est alors constant et égal à 1 quelque soit R) et le résultat du modèle complet de l'équation (4.55) (en rouge). On notera qu'à la distance maximale de $R_{max} = 15$ m, ce seul coefficient est responsable d'une atténuation du RSB de :

$$10 \cdot \log [A_{att}(R_{max}, 0)] = 10 \cdot \log \left(1 - \frac{2 \cdot R_{max}}{c \cdot T_{Ramp}} \right) = -4,8 \text{ dB} \quad (4.59)$$

(rappelons que pour une acquisition FM-DC on a $R_{mix} = 0$). Avec l'approche stretch processing en revanche, on considère que R_{mix} est toujours choisie pour que le réflecteur soit localisé à l'intérieur de la fenêtre d'observation (ce qui suppose une connaissance a priori de sa position), soit $(R - R_{mix}) \leq R_{window}/2 = 0.6$ m. Il en résultera une atténuation de :

$$\begin{aligned} 10 \cdot \log [A_{att}(R, R_{mix})] &= 10 \cdot \log \left(1 - \frac{2 \cdot (R - R_{mix})}{c \cdot T_{Ramp}} \right) \\ &\leq 10 \cdot \log \left(1 - \frac{R_{window}}{c \cdot T_{Ramp}} \right) \\ &\leq 0,12 \text{ dB} \end{aligned} \quad (4.60)$$

Cette quantité correspond ici à une atténuation *maximale*, dans le cas où le réflecteur se situe à l'une ou l'autre des extrémité de la fenêtre d'observation. Dans cette section du chapitre, les simulations

4.3. L'architecture d'une Solution adaptative à Stretch Processing temporel 123

ont été réalisées dans des cas où le réflecteur était toujours localisé proche du centre de la fenêtre d'observation. La part d'atténuation décrite par A_{att} est alors négligeable pour ces simulations de radar à stretch processing.

Finalement, les résultats présentés en Figure 4.26 confirment que les différences de RSB entre ces deux schémas d'acquisition sont bien expliquées d'une part par leur différence de bande d'acquisition et, d'autre part, par les forts effets de fenêtrages temporels que subit l'approche FM-DC. Utiliser des chirps de plus grande durée que celle considérée dans ces dernières simulations aura pour effet de réduire la part d'atténuation décrite par le coefficient A_{att} . Toutefois, on peut montrer à partir des équations (2.76) et (4.35) que le rapport entre les bandes d'acquisition de l'approche FM-DC (" B_{acqFM} ") et celle de l'approche stretch processing (" B_{acqSP} ") ne dépend pas de la durée du chirp T_{Ramp} :

$$\frac{B_{acqFM}}{B_{acqSP}} = \frac{2 \cdot \frac{2 \cdot B \cdot R_{max}}{T_{Ramp} \cdot c}}{2 \cdot \frac{B \cdot R_{window}}{T_{Ramp} \cdot c}} = \frac{2 \cdot R_{max}}{R_{window}} \quad (4.61)$$

Par conséquent même en utilisant un chirp suffisamment long pour que les effets de fenêtrage deviennent négligeables, la part de l'avance de RSB de la solution à stretch processing qui s'explique par la différence des bandes d'acquisition continuera à être observée. Cette différence vient alors du fait que la solution à stretch processing n'observe qu'une fraction de la scène. Sa bande d'acquisition n'est alors dans ce cas qu'une fraction de celle requise par l'approche FM-DC.

Notons cependant que le modèle de bruit de phase que nous avons utilisé n'est pas tout à fait convenable pour décrire le cas FM-DC. Dans ce cas en effet, étant donné que le même signal est utilisé pour la transmission et la référence lors du mélange analogique, les bruits de phase des deux signaux ne seront pas nécessairement décorrélés si les échos sont faiblement retardés. Cet effet est appelé (Range Correlation effect), et devrait résulter en une augmentation du RSB pour les distances les plus proches du radar [99, 100].

En conclusion, le modèle de RSB que nous avons établi et confronté à des résultats de simulation semble attester de la pertinence d'une solution à stretch processing par rapport à une solution FM-DC. Les meilleurs RSB annoncés sont cependant garantis sous réserve que le réflecteur observé soit bel et bien situé à l'intérieur de la fenêtre d'observation de taille R_{window} . Dès lors, il vient qu'une solution radar à stretch processing **nécessite de connaître a priori une estimation des distances R_k séparant les réflecteurs du radar**. Plus les fenêtres d'observations seront de taille réduites, et meilleur sera le RSB, mais plus la connaissance a priori des positions des réflecteurs devra être précise. L'architecture proposée en début de section n'est donc pas suffisante : elle doit être accompagnée d'une stratégie de mesure permettant de construire et/ou d'utiliser ces a priori pour réduire et placer de manière du mieux possible les fenêtres d'observation.

4.4 Conception d'une solution de mesure adaptative

4.4.1 Description du procédé adaptatif

4.4.1.1 Paramètres de simulations

Comme nous le disions en conclusions de la précédente section, utiliser l'approche à stretch processing requiert que l'on connaisse a priori les distances R_k auxquelles sont situés chacun des K réflecteurs pour choisir les points $R_{mix,k}$ à cibler (c'est-à-dire choisir les retards $\tau_{mix,k} = 2R_{mix,k}/c$). D'autre part, c'est en réduisant les fenêtres de ranges à observées R_{window} autour de ces positions que l'on peut minimiser la bande d'acquisition B_{acq} à utiliser et ainsi obtenir de meilleurs RSB. Si les performances du radar proposé sont obtenues en ne mesurant que des fractions de la scène, alors il faut considérer une étape de mesure préalable permettant de nous forger des a priori sur les zones occupées de l'espace.

Dans cette section, nous décrirons un procédé d'acquisition adaptatif reposant sur une série de mesures radar à paramètres variables permettant d'observer l'ensemble de la scène. À toutes ces phases de mesures, on limitera la valeur de la bande d'acquisition et donc de la fréquence de coupure du filtre passe-bas à $B_{acq} = 4$ MHz, afin d'optimiser le RSB. On calculera alors pour chaque étape la valeur R_{window} correspondante à l'aide de l'équation (4.36).

Le but est ici de proposer une méthode d'acquisition permettant de construire et de renforcer les a priori sur les positions des réflecteurs, avant de procéder à des mesures à stretch processing particulièrement focalisées sur les réflecteurs de la scène. Nous allons donc détailler les étapes successives de mesures, et la méthode envisagée pour sélectionner les paramètres des signaux utilisés que l'on présente en Table 4.2. Les réflecteurs utilisés dans les simulations de cette sections sont ponctuels et de SER $\sigma_{SER} = 0,25$ m². Leurs positions sont répertoriées en Table 4.3.

Étape de mesure	Bande balayée B_i	Durée de chirp $T_{Ramp,i}$	Nombre de range bin $N_{bin,i}$	Fenêtre de range $R_{window,i}$
Premier scan de la scène $i = 1$	$B_1 = 400$ MHz	$T_{Ramp,1} = 10$ μ s	40	15 m
Renforts d'a priori $i = 2$	$B_2 = 4$ GHz	$T_{Ramp,2} = 10$ μ s	40	1,5 m
Mesures focalisées $i = 3$	$B_3 = 6$ GHz	$T_{Ramp,3} = 1$ μ s	4	0,10 m

TABLE 4.2 – Paramètres des mesures successives de l'approche adaptative proposée de bande d'acquisition constante $B_{acq} = 4$ MHz

Indice k du réflecteur	Range R_k	temps de vol τ_k
$k = 1$	$R_1 = 4,5$ m	$\tau_1 = 30$ ns
$k = 2$	$R_2 = 7,5$ m	$\tau_2 = 50$ ns
$k = 3$	$R_3 = 7,73$ m	$\tau_3 = 51,5$ ns

TABLE 4.3 – Positions des réflecteurs simulés

4.4.1.2 Construction d'A Priori

Initialement, l'occupation de la scène est inconnue. Cette première étape de mesure doit par conséquent servir à observer l'ensemble de la scène, ce qui impose d'utiliser $R_{window,1} = 15$ m. La position de référence R_{mix} sera alors située au centre de l'axe de range, d'où $R_{mix} = 7,5$ m et $\tau_{mix} = 50$ ns. Les seuls paramètres restant pour fixer la bande d'acquisition à $B_{acq} = 4$ MHz sont alors la bande passante du chirp B_1 et sa durée $T_{Ramp,1}$. Afin de ne pas subir d'effets de fenêtrages temporels trop important, on se tournera vers une relativement grande durée de chirp. En utilisant l'équation 4.38, on peut calculer la valeur minimale du coefficient d'atténuation :

$$A_{att}(\tau, \tau_{mix}) \geq 1 - \frac{|\tau_{max} - \tau_{mix}|}{T_{Ramp}} \quad (4.62)$$

$$\Leftrightarrow A_{att}(\tau, \tau_{mix}) \geq 1 - \frac{50 \cdot 10^{-9}}{T_{Ramp}}$$

On choisira alors une valeur de $T_{Ramp} = 10 \mu\text{s}$ pour obtenir que $A_{att}(\tau, \tau_{mix}) \approx 1 \forall \tau \in [0, 2 \cdot R_{max}/c]$. Afin de garantir que la bande d'acquisition soit bien de $B_{acq} = 4$ MHz, on devra alors choisir $B_1 = 400$ MHz. En choisissant une fréquence d'échantillonnage $F_s = B_{acq}$, il vient alors qu'à l'issue d'une acquisition les fréquences battements observées seront discrétisées sur une grille de $N_{bin,1} = 40$ range bin, comme représenté en plus haut en Figure 4.16.

On représente en Figure 4.27 les résultats de simulations de cette première mesure dans le domaine fréquentiel.

L'ensemble de la scène est ici observée et les signatures des réflecteurs apparaissent aux range bins les plus proches des valeurs de range effectivement simulées ("True Positions", en pointillés rouges). Cependant, la résolution spatiale de Rayleigh (ainsi que le pas de discrétisation de l'espace des distances) vaut ici $\Delta R_1 = c/2B_1$ soit approximativement 38 cm. Étant donné que $|R_3 - R_2| \leq \Delta R_1$, les fréquences battement associées aux deux réflecteurs les plus éloignés ne peuvent pas être dissociées par le radar et apparaissent par conséquent dans le même range bin. En détectant les range bins qui sont occupés sur cet espace discret, cette mesure permet alors de construire un a priori sur les portions de la scène occupées par un ou plusieurs réflecteurs. On utilise alors un algorithme CFAR pour déterminer les ranges bins occupés par un ou plusieurs réflecteurs. Les valeurs ainsi détectées seront utilisées comme centres de références $R_{mix,k}$ lors de la prochaine étape.

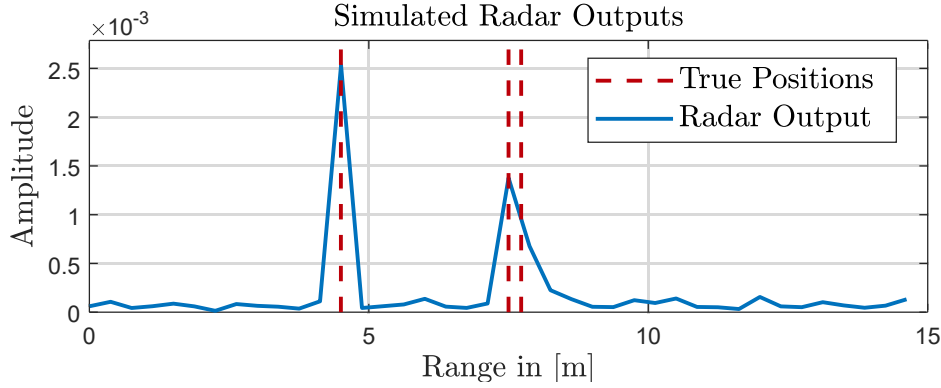


FIGURE 4.27 – *Résultat de simulation : signal de sortie du radar à l'issue du premier scan de la scène pour construction d'a priori*

4.4.1.3 Renfort d'a priori

Une fois cette mesure d'a priori obtenue, on procède à une deuxième série de mesures qui viendront cibler les réflecteurs détectés à l'issue de la première étape de détection. Ici, on augmentera la valeur de la bande B_2 balayée par le chirp transmis afin d'augmenter le pouvoir séparateur du radar. Dans cet exemple on choisit alors $B_2 = 4$ GHz, ce qui nous permet d'obtenir une discrétisation de l'espace en range bins de taille $\Delta R_2 = 3,8$ cm. Toutefois, puisque la bande d'acquisition doit rester à la même valeur de $B_{acq} = 4$ MHz, cela impose de restreindre la valeur de la fenêtre de range observées. On conservera ici la même durée de chirp que lors de la mesure précédente, soit $T_{Ramp,2} = T_{Ramp,1} = 10 \mu s$, ce qui permettra alors d'observer des fenêtres de $R_{window,2} = 1,5$ m avec notre bande d'acquisition, discrétisées en $N_{bin,2} = B_{acq} \cdot T_{Ramp,2} = 40$ range bins.

En utilisant les précédentes estimations de distance comme centres de références $R_{mix,k}$, on procède dans cet exemple à deux mesures avec les paramètres que nous venons de décrire. Les résultats de simulation sont alors présentés en Figure 4.28. Le résultat de la précédente mesure d'a priori (en haut) est utilisée pour définir les nouvelles fenêtres $R_{window,2}$ (ici appelées Focused Windows). Ayant augmenté la résolution spatiale du radar, on constate que les deux réflecteurs auparavant indissociables apparaissent désormais dans des range bins différents. Comme précédemment, on peut alors mettre à jour nos estimations de positions et sélectionner de nouvelles valeurs de centre de références $R_{mix,k}$ plus proches de la vraie occupation de la scène.

4.4.1.4 Troisième détection à la bande maximale

Ayant obtenu une représentation plus précise des positionnement des réflecteurs dans la scène, on réduit considérablement la taille $R_{window,3}$ des fenêtres de cette dernière série de mesures. Afin d'augmenter la résolution spatiale du radar, on augmentera la bande balayée par les chirps jusqu'à une valeur maximale de $B_3 = 6$ GHz. D'autre part, on utilisera des chirps de durée minimale de $T_{Ramp,3} = 1 \mu s$. Cela nous permet donc de considérer des fenêtres de taille $R_{window,3} = 10$ cm,

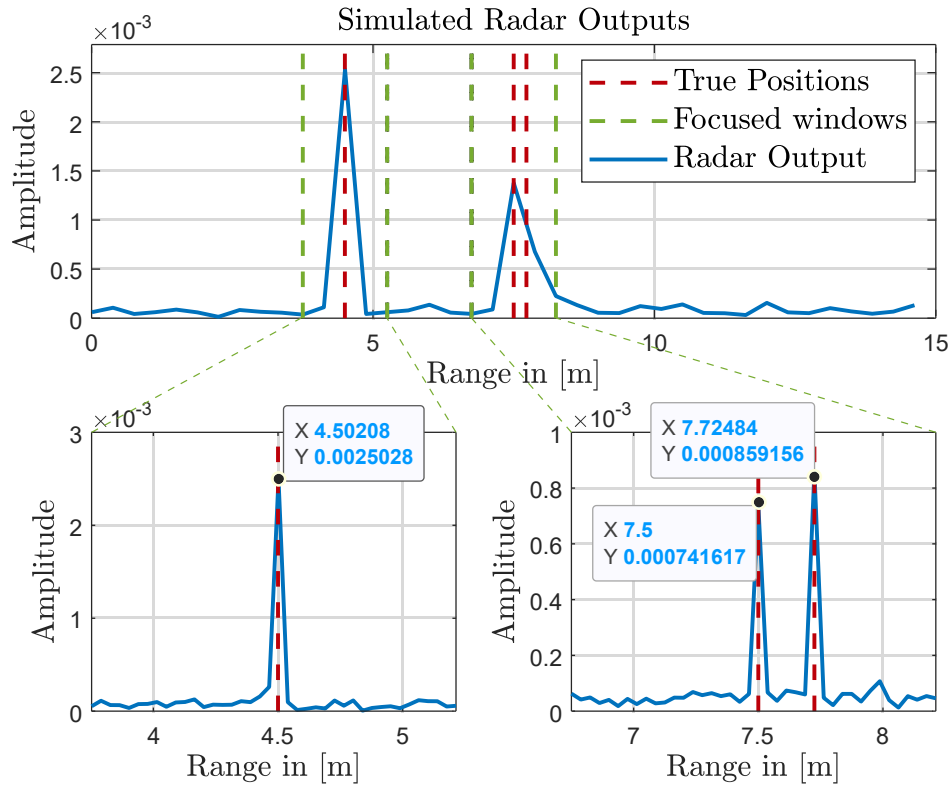


FIGURE 4.28 – *Résultat de simulation : signal de sortie du radar à l'issue du premier scan (en haut) et signaux de la deuxième étape de mesure pour renfort des a priori (en bas)*

discrétisées en seulement $N_{bin,3} = B_{acq} \cdot T_{Ramp,3} = 4$ range bins. Ces mesures sont donc focalisées à l'extrême sur les réflecteurs ciblés, ce qui a été rendu possible par les très forts a priori d'occupation de la scène que les séries de mesures précédentes nous ont permis d'établir. C'est cette dernière étape de mesure, qui est alors la plus adaptée possible à la configuration de la scène, et que l'on considèrera pour surveiller des cibles pendant plusieurs secondes à cadence $1/T_{slow}$. En réduisant la durée $T_{Ramp,3}$ de ces derniers chirps, on diminuera alors d'autant plus le rapport cyclique du système.

On présente alors en Figure 4.29 les résultats de simulation de ces mesures focalisées sur 4 range bins, obtenues à partir des résultats de détection des mesures précédentes.

Les trois réflecteurs simulés sont donc observés à l'aide de fenêtres séparées, sur un nombre réduit de range bin. De plus, les centres de référence $R_{mix,k}$ ont tous été choisis afin que ces fréquences apparaissent au centre de leurs fenêtres respectives. Dès lors, si au cours d'observations successives un réflecteur venait à se déplacer, sa position quitterait peu à peu le centre de sa fenêtre. Lorsqu'un réflecteur se déplace suffisamment pour changer de range bin, alors le centre de la fenêtre peut être mis à jour pour que son centre corresponde à la nouvelle position du réflecteur. Au fil du temps, on peut alors suivre les déplacements de chaque réflecteur en adaptant les valeurs $R_{mix,k}$.

Dans la prochaine section, nous allons nous pencher sur les performances de l'approche proposée

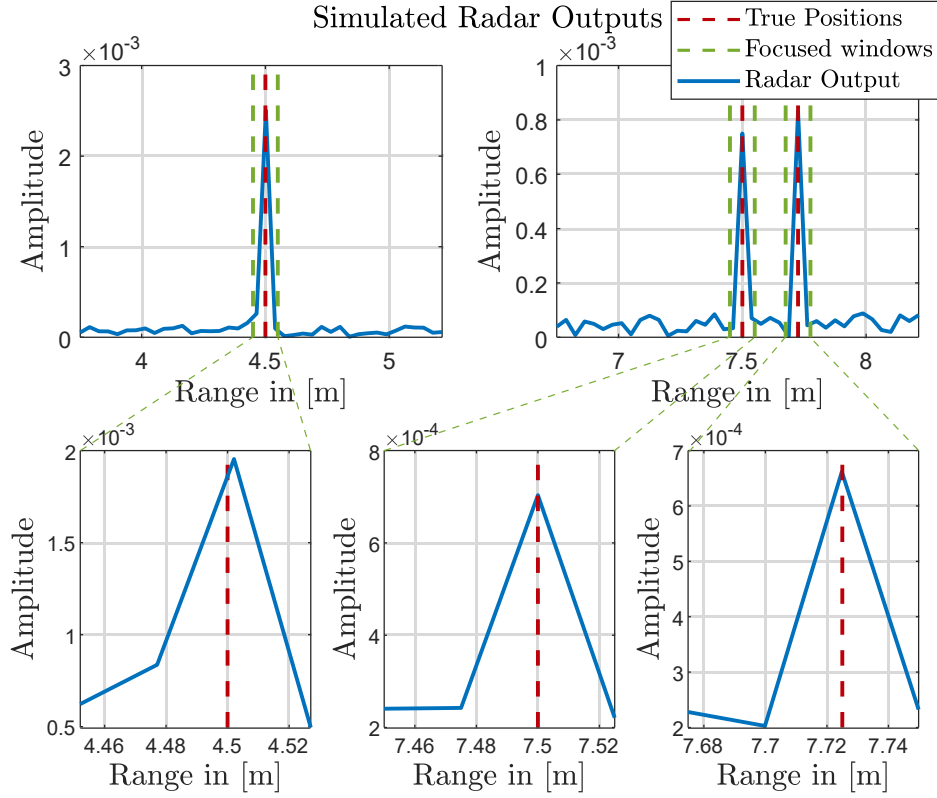


FIGURE 4.29 – Résultat de simulation : signal de sortie du radar à l'issue de la deuxième étape de mesure (en bas) et signaux de la dernière étape de mesure focalisée

dans un contexte de surveillance de cibles, et de mesures séquencées afin de nous rapprocher de l'application de surveillance de signes vitaux initialement considérée.

4.4.2 Analyse de phase

4.4.2.1 Modèle des variations de phase

À partir de l'expression (4.42) du signal s_{mix} , on peut écrire que la phase ϕ_k d'une fréquence battement $f_{b,k}$ produite par le radar à stretch processing et associée à un temps de vol τ_k est décrite par :

$$\phi_k = 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B_i}{2} \right) \cdot (\tau_k - \tau_{mix,k}) + \frac{B_i}{2 \cdot T_{Ramp,i}} \cdot (\tau_k^2 - \tau_{mix,k}^2) \right) + \phi_N \quad (4.63)$$

Comme dans la section précédente on considèrera dans ce modèle que le bruit de phase est blanc dans la bande d'observation de $B_{acq} = 4$ MHz. Il est ici représenté par la variable aléatoire ϕ_N qui suit une loi normale $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ avec $\sigma^2 = 2 \cdot \phi_{jitter,rad}^2$. On gardera la valeur de jitter RMS précédente $\phi_{jitter,s} = 180$ fs.

Supposons qu'à un instant t_1 on procède à une mesure de distance en utilisant comme signal un chirp LFM de bande B et de durée T_{Ramp} . Les échos de ce chirp seront comparés avec une copie de

ce signal généré à la date $t = \tau_{mix1}$. Un écho en provenance d'un réflecteur positionné à la distance $R_1 = c\tau_1/2$ du radar produira alors un signal de fréquence battement $f_{b,1}$ dont la phase ϕ_1 est alors :

$$\phi_1 = 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (\tau_1 - \tau_{mix1}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau_1^2 - \tau_{mix1}^2) \right) + \phi_{N1} \quad (4.64)$$

Puis, on suppose qu'on procède à une nouvelle mesure à la date $t_2 > t_1$, date à laquelle la position du réflecteur ciblé a varié légèrement, de sorte que le temps de vol de l'écho s'écrive désormais $\tau_2 = \tau_1 + d\tau$. On utilise le même signal transmis pour cette mesure, mais on considère néanmoins que l'on utilise un nouveau retard de référence τ_{mix2} . La phase ϕ_2 de la fréquence battement $f_{b,2}$ obtenue en sortie du radar est :

$$\begin{aligned} \phi_2 &= 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (\tau_2 - \tau_{mix2}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau_2^2 - \tau_{mix2}^2) \right) + \phi_{N2} \\ &= 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (\tau_1 + d\tau - \tau_{mix2}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau_1^2 + 2 \cdot \tau_1 \cdot d\tau + d\tau^2 - \tau_{mix2}^2) \right) + \phi_{N2} \end{aligned} \quad (4.65)$$

Il vient alors que la différence de phase entre ces deux mesures consécutives est :

$$\phi_2 - \phi_1 = 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (d\tau + \tau_{mix1} - \tau_{mix2}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (2 \cdot \tau_1 \cdot d\tau + d\tau^2 + \tau_{mix1}^2 - \tau_{mix2}^2) \right) + \phi_{N2} - \phi_{N1} \quad (4.66)$$

Ainsi, on remarque que le déphasage observé entre ces deux mesures dépend entre autres de la différence entre les retards de référence τ_{mix1} et τ_{mix2} utilisés. La variation de phase lue par ce procédé n'est donc pas uniquement due à la variation de position de la cible, mais également à un changement dans le procédé de mesure, contrairement au cas FMCW classique où ces changements n'existent pas puisque $\tau_{mix1} = \tau_{mix2} = 0$.

Nous allons désormais mettre en évidence à l'aide de résultats de simulations la part de variations de phase induite par un changement de référence $\tau_{mix,i}$ et tenter de valider nos modèles de descriptions de phase. Ce paramètre sera donc le seul à varier dans les deux cas de figure qui vont suivre. On simulera un réflecteur à la position $R = 3,15$ m du radar. On utilisera un chirp LFM de durée $T_{ramp} = 10 \mu s$ balayant une bande $B = 4$ GHz pour éclairer la scène, et on fixera la bande d'acquisition à $B_{acq} = 4$ MHz. Il s'agit du même chirp que celui décrit pour les renforts d'a priori dans la section précédente. La fenêtre de taille $R_{window} = 1,5$ m est donc discrétisée en $N_{bin} = 40$ et est centrée autour de la valeur R_{mix} . On considèrera alors deux valeurs de référence τ_{mix} différentes pour ces deux simulations de mesure. La première mesure est réalisée avec $\tau_{mix1} = 17,5$ ns, ce qui correspond à un centre de référence à $R_{mix1} = c\tau_{mix1}/2 = 2,63$ m. Le second retard est quant à lui fixé à $\tau_{mix2} = 20$ ns, ce qui correspond à $R_{mix2} = 3$ m. Les résultats de simulation normalisés en amplitude sont représentés dans le domaine fréquentiel en Figure 4.30.

On peut calculer qu'avec les paramètres choisis, et en sachant que $R = 3,15$ m et que les range bins sont de taille $\Delta R = c/2B = 3,8$ cm, on a :

$$R = \begin{cases} R_{mix1} + 14 \cdot \Delta R = \frac{c \cdot \tau_{mix,1}}{2} + 14 \cdot \frac{c}{2B} \\ R_{mix2} + 4 \cdot \Delta R = \frac{c \cdot \tau_{mix,2}}{2} + 4 \cdot \frac{c}{2B} \end{cases} \quad (4.67)$$

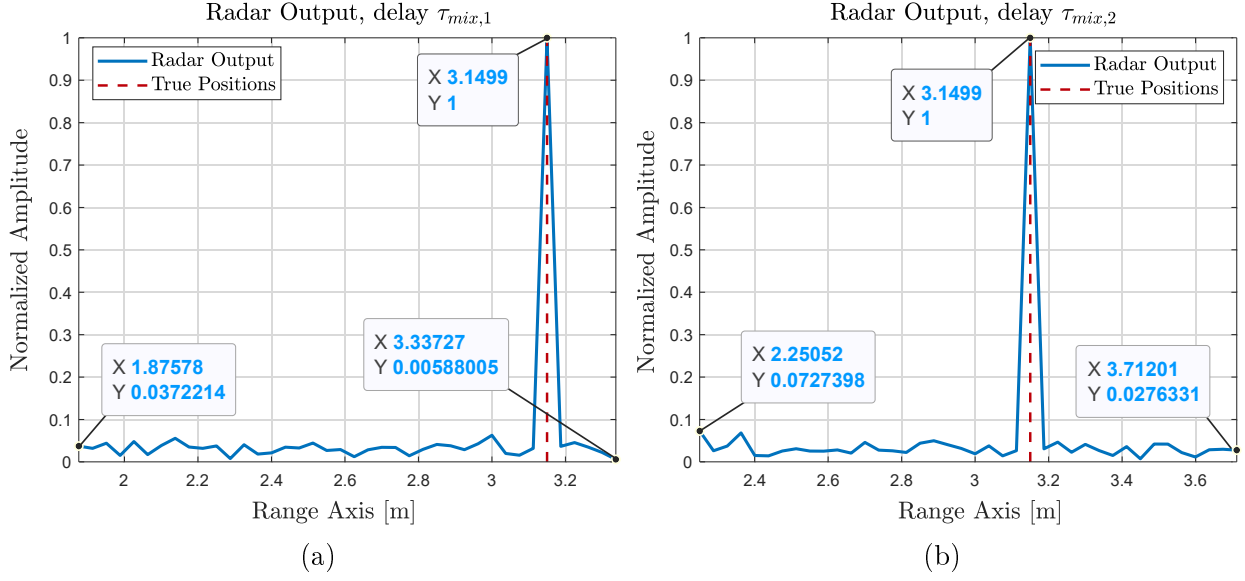


FIGURE 4.30 – Résultat de simulation : fenêtres de focalisation obtenues pour une même scène et différentes valeurs de τ_{mix} (a) cas $\tau_{mix1} = 17,5$ ns ; (b) cas $\tau_{mix2} = 20$ ns

Ceci explique alors que la fréquence battement visualisée en Figure 4.30 (a) soit située 14 range bins plus loin que le centre R_{mix1} de sa fenêtre (qui en occupe quant à lui le 21ème bin) contre 4 range bins dans le cas représenté en Figure 4.30 (b).

D'après les modèles de description du signal que l'on a utilisés, on peut écrire que les signaux $s_{mix,1}$ et $s_{mix,2}$ résultant du mélange de l'écho reçu avec l'un ou l'autre des signaux de référence sont (si l'on néglige les termes d'enveloppe et d'amplitude) :

$$\begin{cases} s_{mix,1} = e^{2j\pi \left(-\left(f_c - \frac{B}{2}\right) \cdot (\tau - \tau_{mix,1}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau^2 - \tau_{mix,1}^2) \right) + j\phi_{N1}} \cdot e^{2j\pi f_{beat,1}t} \\ s_{mix,2} = e^{2j\pi \left(-\left(f_c - \frac{B}{2}\right) \cdot (\tau - \tau_{mix,2}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau^2 - \tau_{mix,2}^2) \right) + j\phi_{N2}} \cdot e^{2j\pi f_{beat,2}t} \end{cases} \quad (4.68)$$

avec $f_{beat,i} = -B/T_{Ramp} \cdot (\tau - \tau_{mix,i})$. On peut alors calculer que l'on aura :

$$\begin{cases} f_{beat,1} = -\frac{B}{T_{Ramp}} \cdot (\tau - \tau_{mix,1}) = -\frac{4 \cdot 10^9}{10 \cdot 10^{-6}} \cdot \left(\frac{2 \cdot 3,15}{c} - 17,5 \cdot 10^{-9} \right) = 0,4 \text{ MHz} \\ f_{beat,2} = -\frac{B}{T_{Ramp}} \cdot (\tau - \tau_{mix,2}) = -\frac{4 \cdot 10^9}{10 \cdot 10^{-6}} \cdot \left(\frac{2 \cdot 3,15}{c} - 20 \cdot 10^{-9} \right) = 1,4 \text{ MHz} \end{cases} \quad (4.69)$$

Dans un cas optimal où le réflecteur est parfaitement bien ciblé (c'est-à-dire dans le cas où $\tau_{mix} = \tau$), sa fréquence battement devrait apparaître au milieu de la fenêtre d'observation à la fréquence nulle. Aussi, on s'attendra dans ce cas à ce que le filtre passe-bas n'ait pas d'effet de déphasage sur cette composante basse fréquence. Cependant, puisque nous avons choisi arbitrairement les valeurs

$\tau_{mix,i}$ pour ces simulations, les fréquences battement observées sont inégalement déphasées par le filtre. On représente en Figure 4.31 la fonction de transfert du filtre passe-bas considéré dans nos simulations, un filtre passe-bas de Butterworth du 2ème ordre dont la fréquence de coupure vaut 4 MHz.

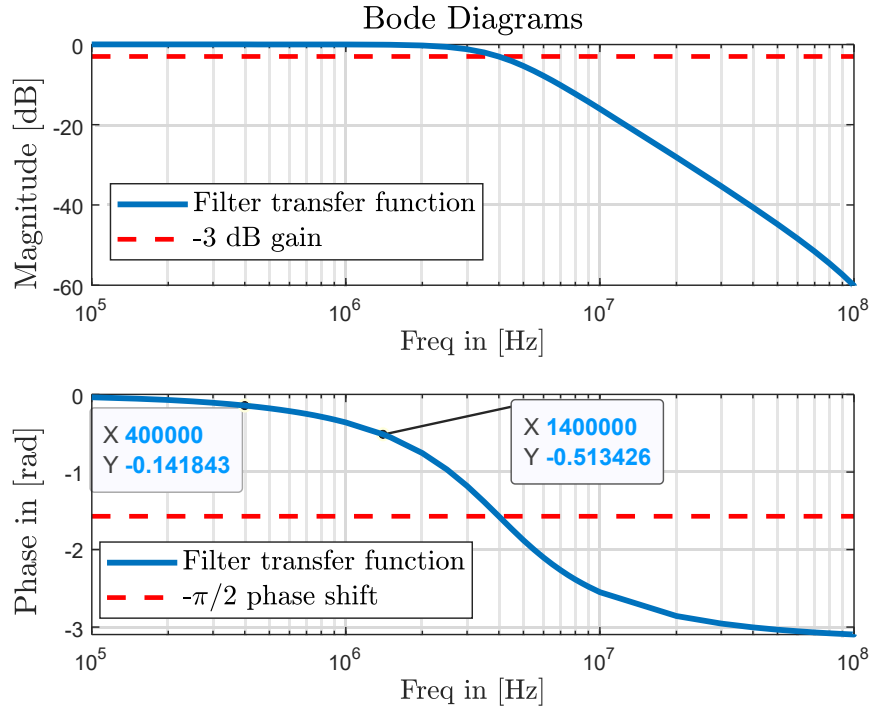


FIGURE 4.31 – Fonction de transfert du filtre passe-bas du 2ème ordre de Butterworth utilisé dans les simulations, de fréquence de coupure à 4 MHz

Bien que l'on ait choisi de négliger l'amplitude des signaux dans cette étude, il faut néanmoins prendre en compte ce déphasage dans l'écriture des modèles de nos signaux. Comme on peut le voir en Figure 4.31, les deux fréquences battement observées sont ainsi déphasées de $\phi_{filtre}(f_{beat,1}) = -0,14$ rad pour $f_{beat,1} = 0,4$ MHz et de $\phi_{filtre}(f_{beat,2}) = -0.51$ rad pour $f_{beat,2} = 1,4$ MHz. On modélisera alors les deux signaux $s_{filtres,1}$ et $s_{filtres,2}$ disponibles à la sortie du filtre passa-bas par :

$$\begin{cases} s_{filtre,1} = s_{mix,1} \cdot e^{j\phi_{filtre}(f_{beat,1})} \\ s_{filtre,2} = s_{mix,2} \cdot e^{j\phi_{filtre}(f_{beat,2})} \end{cases} \quad (4.70)$$

Ces signaux sont finalement échantillonnés à la cadence $F_s = 4$ MHz. On représente en Figure 4.32 les résultats de simulations des fréquences battements produites par le radar, ici tracés en bleu. Ces signaux sont les résultats des mêmes simulations que celles visualisées en Figure 4.30 qui étaient précédemment représentés dans le domaine fréquentiel, mais sont désormais représentés dans le domaine temporel. On compare alors les parties réelles et imaginaires de ces signaux de simulation à nos modèle analytiques en rouge. La bonne superposition des résultats de simulation

et de notre modèle nous permet alors de valider notre description de la phase des signaux obtenus en sortie du radar à stretch processing en fonction du paramètres τ_{mix} .

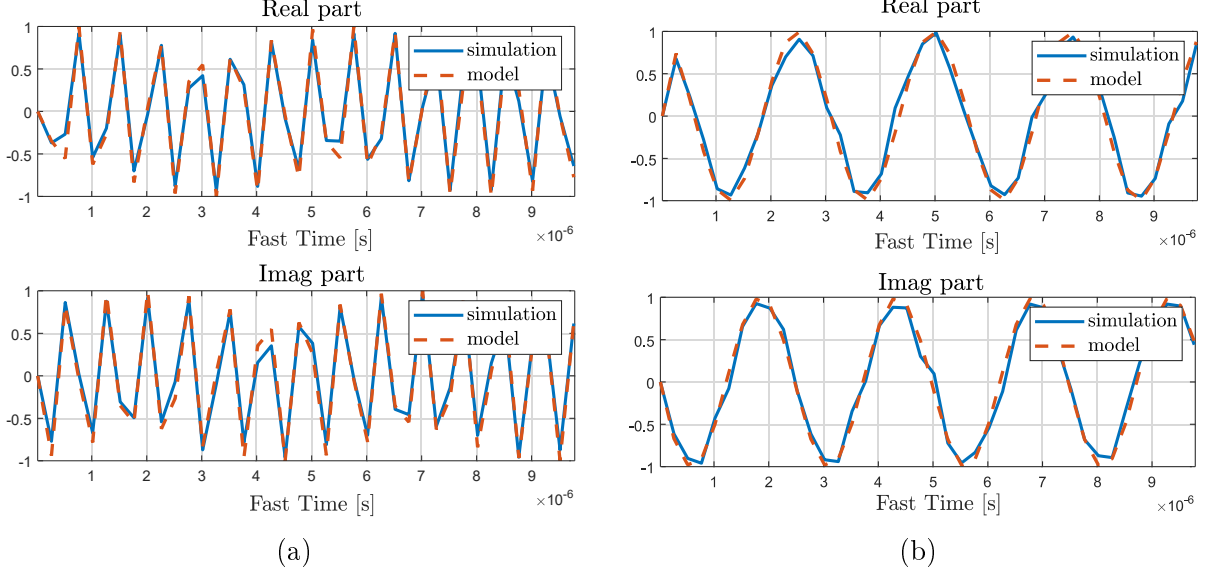


FIGURE 4.32 – Résultat de simulation confrontés à des modèles analytiques : (a) cas $\tau_{mix1} = 17,5$ ns ; (b) cas $\tau_{mix2} = 20$ ns

Comme expliqué plus haut, lorsque le réflecteur est bien ciblé ($\tau_{mix,i} = \tau$), on s’attendra plutôt à observer des fréquences battements nulles. On négligera donc l’effet du filtre pour la suite de l’étude.

4.4.2.2 Correction de phase

Comme nous l’avons vu dans la section précédente, le paramètre τ_{mix} a une influence directe sur la phase du signal observé. Or, nous avons envisagé en fin de section 4.4.1.4 de réadapter constamment la valeur de τ_{mix} afin de suivre la cible lorsque celle-ci se déplaçait suffisamment pour changer de range bin. Ce faisant, on sait désormais grâce à l’équation (4.66) que cette action aura pour effet d’introduire un déphasage **supplémentaire** au déphasage d’intérêt que l’on souhaite détecter et qui est induit par la variation de position de la cible. En partant de l’équation (4.66), on peut même quantifier modulo π ce déphasage supplémentaire $\Delta\phi(\tau_{mix1}, \tau_{mix2})$ induit par le changement de référence de τ_{mix1} à τ_{mix2} :

$$\Delta\phi(\tau_{mix1}, \tau_{mix2}) = 2\pi \left[-\left(f_c - \frac{B}{2}\right) \cdot (\tau_{mix1} - \tau_{mix2}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau_{mix1}^2 - \tau_{mix2}^2) \right] \mod \pi \quad (4.71)$$

Les valeurs de retard τ_{mix} sont choisies avec un pas de $1/B$, une rapide application numérique nous montre alors qu’en choisissant $B = 6$ GHz et $f_c = 60$ GHz, le premier terme de ce déphasage (en facteur de la fréquence initiale du chirp $f_c - \frac{B}{2}$) devient nul modulo π . Aussi, nous considérerons plutôt dans les exemples qui suivent le cas $B = 5,5$ GHz, pour lequel le terme $\Delta\phi(\tau_{mix1}, \tau_{mix2})$ est plus important afin de illustrer nos propos.

Afin de corriger le déphasage supplémentaire $\Delta\phi(\tau_{mix1}, \tau_{mix2})$ qui ne décrit pas une variation de position d'un réflecteur mais plutôt une variation de notre procédé d'acquisition, on propose d'introduire un *facteur de correction* $\phi_{corr,i}$ visant à compenser l'effet du retard $\tau_{mix,i}$ de l'opération de mélange pour chaque i-ème mesure :

$$\phi_{corr,i} = -2\pi \left(\left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \tau_{mix,i} - \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \tau_{mix,i}^2 \right) \quad (4.72)$$

En appliquant ce facteur correctif aux phases ϕ_1 de l'équation (4.64) et ϕ_2 de l'équation (4.65), on obtient :

$$\begin{aligned} \phi'_1 &= \phi_1 + \phi_{corr,1} \\ &= 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot \tau_1 + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot \tau_1^2 \right) + \phi_{N1} \end{aligned} \quad (4.73)$$

De même, on a :

$$\begin{aligned} \phi'_2 &= \phi_2 + \phi_{corr,2} \\ &= 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot (\tau_1 + d\tau) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau_1^2 + 2 \cdot \tau_1 \cdot d\tau + d\tau^2) \right) + \phi_{N2} \end{aligned} \quad (4.74)$$

Si l'on néglige les termes de bruit de phase, on trouve que la différence de phase $\Delta\phi_{corrige}$ entre ces deux termes de phase sera la même que celle obtenue avec une solution FMCW classique et idéale telle que nous l'avons présentée à l'équation (2.84) du chapitre 2 :

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{corrige} &= \phi'_2 - \phi'_1 \\ &= 2\pi \left(- \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot d\tau + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} (2 \cdot \tau_1 \cdot d\tau + d\tau^2) \right) \\ &\approx -2\pi \cdot \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot d\tau \\ &= \frac{-4\pi \cdot \left(f_c - \frac{B}{2} \right) \cdot dr}{c} \end{aligned} \quad (4.75)$$

Afin de mettre en évidence le besoin d'une correction de la phase, on réalise tout d'abord deux séries de simulations, respectivement avec et sans bruit. Un unique réflecteur est initialement simulé à une distance $R_0 = 3,15$ m du radar. Cette distance est mesurée en utilisant notre procédé adaptatif de mesure jusqu'à utiliser des chirps de bande $B = 5,5$ GHz et de durées $T_{Ramp} = 1 \mu s$. Le signal complexe issu du mélange de l'écho reçu et du chirp de référence est acquis sans subir de corrections. Puis la phase de ce signal est extraite modulo π en calculant l'arc tangente du rapport entre la valeur imaginaire et réelle de la fréquence battement qu'elle contient. L'opération est répétée 1500 fois, chaque mesure représentant une frame de Slow Time. À chaque frame, la position du réflecteur est légèrement modifiée selon une trajectoire donnée, de sorte que le réflecteur se déplace suffisamment

pour changer plusieurs fois de range bins au cours de la simulation. Lorsque le radar détecte que la cible a changé de range bin, la valeur de $\tau_{mix,i}$ est mise à jour pour recentrer la fréquence battement au milieu de la fenêtre d'observation.

Les valeurs de phases ainsi obtenues sont interprétées comme étant images de la trajectoire du réflecteur à l'aide de (4.75), et comparées avec la trajectoire effectivement simulée. Les résultats sont alors présentés dans les moitiés hautes des Figure 4.33 (a) et Figure 4.33(b). Les phases sont alors présentées relativement à la phase ϕ_0 de la première mesure. Les frames auxquelles les valeurs de τ_{mix} ont été modifiées sont alors mises en évidence (en rouge) dans le cas non-bruité. Lorsque le bruit est considéré, plus de changements ont lieu quand le réflecteur se trouve à la frontière entre deux range bins, le bruit affectant la précision de l'estimation. On représente dans les moitiés basses des Figure 4.33 (a) et (b) l'évolution de la différence de phase $\Delta\phi$ entre des frames consécutives, comme utilisé dans le modèle de l'équation (4.75) que l'on compare à l'évolution de phase attendue, calculée à partir de la trajectoire effectivement simulée.

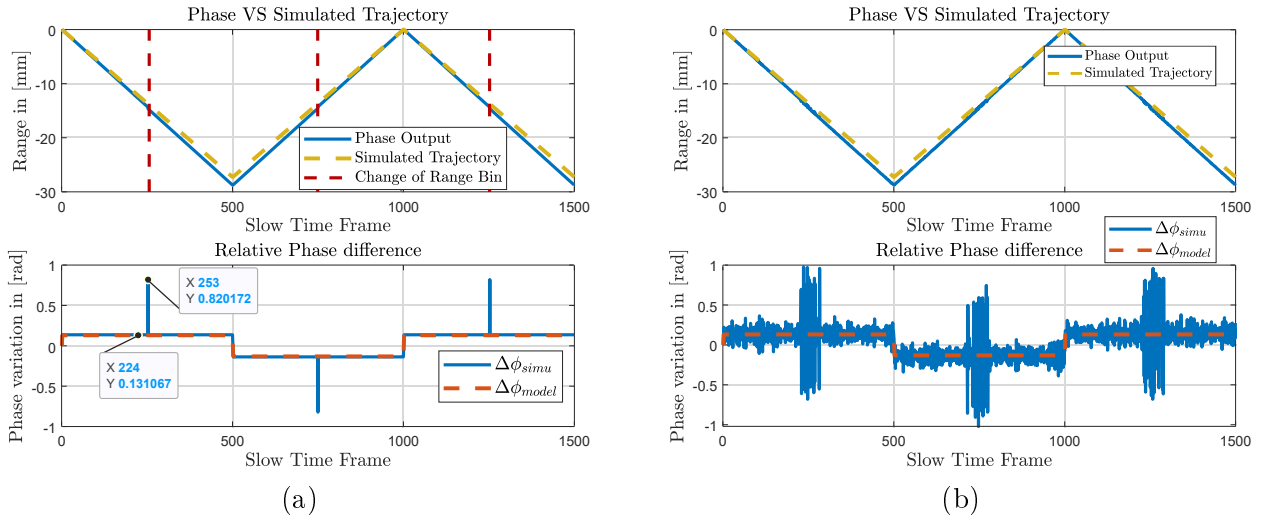


FIGURE 4.33 – Résultats de simulations d'extraction de phase des fréquences battements sans correction de phase, pour $T_{Ramp} = 1 \mu s$ et $B = 5,5 GHz$: (a) cas sans bruit ; (b) cas bruité

À partir de ces résultats de simulations, on calcule l'erreur RMS de déphasage $\varepsilon_{\Delta\phi,RMS}$ entre les résultats de simulations et le modèle analytique (4.75), calculée pour $N = 1500$ frames :

$$\varepsilon_{\Delta\phi,RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^N (\Delta\phi_{model}(i) - \Delta\phi_{simu}(i))^2}{N - 1}} \quad (4.76)$$

L'erreur de déphasage calculée dans le cas sans bruit est ainsi de $\varepsilon_{\Delta\phi,RMS} = 3,1 \cdot e^{-2}$ rad. On remarquera en particulier que, lors des changements de τ_{mix} , on obtient des sauts de phase d'approximativement 0,7 rad. Dans le cas bruité, l'erreur de déphasage est plus élevée et vaut $\varepsilon_{\Delta\phi,RMS} = 1,7 \cdot e^{-1}$ rad, pour atteindre près de 1,5 radians lors des zones de changement de τ_{mix} . Ces grands déphasages sont alors interprétés comme des variations de positions de l'ordre de 0,6

mm, soit de l'ordre de grandeur des déplacements qui seraient provoqués par des battements de cœur (voir Table 1.1 au chapitre 1). En l'état, la solution radar à stretch processing ne respecte donc pas le cahier des charges applicatifs, puisqu'elle introduit des déphasages artificiels qui sont du même ordre de grandeur que les paramètres à surveiller.

Nous allons donc appliquer la correction de phase suggérée en (4.72). Concentrons alors notre attention sur une zone de changement de τ_{mix} . On visualisera en particulier à la Figure 4.34 les valeurs de phase extraites au voisinage de la frame 253 à laquelle a lieu le premier changement de τ_{mix} dans le cas non-bruité. On associera dans la suite l'indice $i = 1$ à la frame 252 et l'indice $i = 2$ à la frame 253. Les données numériques de simulations correspondantes à ces deux frames sont présentées en Table 4.4.

Paramètre	valeur	Paramètre	valeur
τ_1	$2.092 \cdot e^{-8}$	$d\tau$	$-3,6 \cdot e^{-13} \text{ s}$
$\tau_{mix,1}$	$2.101 \cdot e^{-8} \text{ s}$	dR	$-55 \text{ } \mu\text{m}$
f_c	60 GHz	$\tau_{mix,2}$	$2.083 \cdot e^{-8} \text{ s}$
T_{Ramp}	1 μs	B	5,5 GHz

TABLE 4.4 – Paramètres utilisés pour les simulations de correction de phase $B_{acq} = 4 \text{ MHz}$

L'évolutions de la phase pour un cas non-bruité et sans correction de phase est présentée en Figure 4.34 (a). Ils seront comparés avec les résultats de simulations de la Figure 4.34 (b), pour lesquelles le signal complexe en sortie du radar est multiplié à chaque i -ème frame par un coefficient complexe $e^{j\phi_{corr,i}}$ avant l'étape l'extraction de phase.

Dans cet exemple, notre modèle de trajectoire nous indique qu'entre les frames 252 et 253 le réflecteur s'est avancé vers le radar de $55 \text{ } \mu\text{m}$. On a donc $dR = -55 \text{ } \mu\text{m}$, ce qui correspond à une différence de temps de vol de $d\tau = -3,6 \cdot e^{-13} \text{ s}$ entre les deux frames. Dans le cas où la différence de retard τ_{mix} est compensée par notre facteur $\phi_{corr,i}$ (cas de la Figure 4.34 (b)), on s'attend à ce que la différence de phase entre les deux frames soit donc la même que celle décrite par l'équation (4.75). On devrait alors obtenir d'après notre modèle une différence de phase de :

$$\Delta\phi_{corrige} = \frac{-4 \cdot \pi \cdot dr \cdot (f_c - \frac{B}{2})}{c} = 0,13 \text{ rad} \quad (4.77)$$

En revanche, si aucune correction de phase n'est appliquée (cas de la Figure 4.34 (a)), alors changer la valeur de τ_{mix} doit résulter en l'apparition d'un déphasage supplémentaire $\Delta\phi(\tau_{mix1}, \tau_{mix2})$ décrit par l'équation (4.71) et qui vaut ici :

$$\begin{aligned} \Delta\phi(\tau_{mix1}, \tau_{mix2}) &= 2\pi \left[-\left(f_c - \frac{B}{2}\right) \cdot (\tau_{mix1} - \tau_{mix2}) + \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot (\tau_{mix1}^2 - \tau_{mix2}^2) \right] \\ &\text{mod } \pi \\ &= 0,70 \text{ rad} \end{aligned} \quad (4.78)$$

On notera alors que cet écart correspond bien aux sauts de phase qui étaient visualisés en Figure 4.33 (a) lors des changements de retard τ_{mix} . On en déduit donc que sans correction, la différence de phase observée entre ces deux frames devrait être finalement égale à :

$$\Delta\phi_{non-corrige} = \Delta\phi_{corrige} + \Delta\phi(\tau_{mix1}, \tau_{mix2}) = 0,83 \text{ rad} \quad (4.79)$$

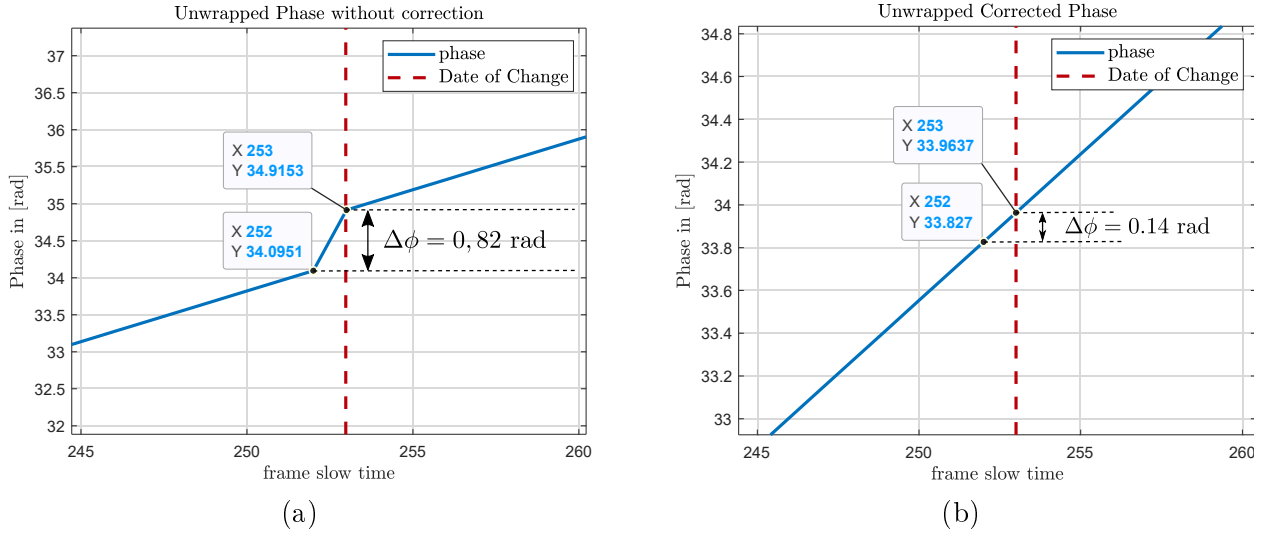


FIGURE 4.34 – Résultats de simulations avec $B = 5,5 \text{ GHz}$ et $T_{Ramp} = 1 \mu\text{s}$ (sans bruit de phase) : (a) Phase extraites sans correction ; (b) Phases extraites avec corrections $\phi_{corr,i}$

On constate alors que les résultats de simulations sont conformes avec les déphasages attendus par nos calculs, à $1 \cdot e^{-2}$ rad près. On applique donc ce facteur de correction, et l'on présente en Figure 4.35 les résultats de l'estimation de trajectoire obtenue à la suite d'une extraction de phase pour l'ensemble des 1500 frames. On comparera là encore les résultats obtenus pour des simulation sans bruits en (a) et les résultats de simulations munies de bruit en (b).

Les sauts de phase observés lors des changements de retards τ_{mix} sont toujours visibles dans le cas sans bruit, mais ont grandement été atténués comparé au cas initial non-corrige de la Figure 4.33 (a). Ceux-ci sont alors réduits à seulement $1 \cdot e^{-2}$ rad. Ces sauts ne sont d'ailleurs plus visibles quand on considère le bruit. En comparaison du cas sans correction de phase, les erreurs RMS de déphasage sont également réduites et valent désormais $\varepsilon_{\Delta\phi, RMS} = 6 \cdot e^{-3}$ rad dans le cas sans bruit, et $\varepsilon_{\Delta\phi, RMS} = 8 \cdot e^{-2}$ rad pour les simulations bruitées. Convertie en erreur distance, cette dernière erreur est alors de $3 \cdot e^{-2}$ mm, ce qui est bien inférieur aux déplacements de poitrine que l'on souhaite observer.

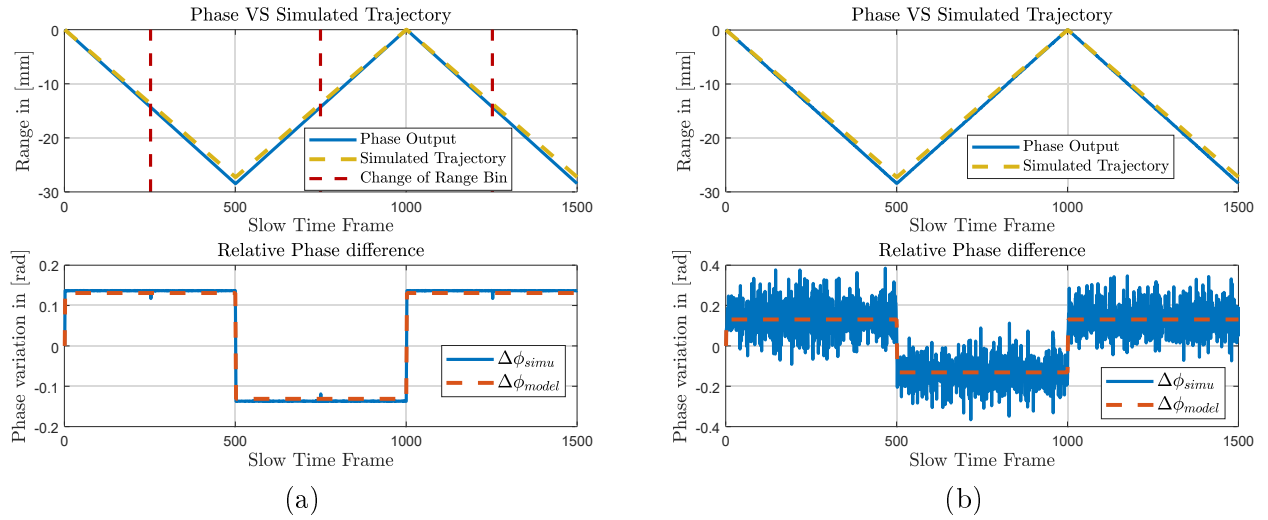


FIGURE 4.35 – Résultats de simulations avec correction de phase pour $T_{Ramp} = 1 \mu s$ et $B = 5,5$ GHz : (a) cas sans bruit (b) cas bruité ;

4.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre nos contributions originales pour répondre aux limitations des approches FM-DC. Tout d'abord nous avons introduit le système TIMER pour assurer la fonctionnalité de multiplication fréquentielle. Ce système initialement conçu pour générer des signaux de fréquence constante à bas niveau de bruit de phase a ici été considéré pour multiplier des chirps. Pour adapter l'architecture de réception des chirps de courtes durées, nous avons présenté une architecture à stretch processing, qui permet de limiter l'augmentation de la bande d'acquisition grâce à un retard programmable de l'opération de mélange entre les signaux reçus et un chirp de référence. Cette architecture requiert alors de générer un signal de référence identique au chirp transmis, en particulier avec la même phase initiale, mais retardé par un retard contrôlable τ_{mix} . Étant donné que le TIMER permet d'utiliser des grands facteurs de multiplication fréquentielle, il devient possible de considérer d'utiliser des systèmes de modulation numériques pour générer des chirps à plus basse fréquence de phase initiale contrôlable.

Les résultats de simulations nous ont permis de mettre en évidence que l'architecture proposée permet d'obtenir des signaux dont les rapports signal-sur-bruit sont supérieurs à ceux obtenus avec une architecture FM-DC, sans sacrifice de bande passante. Ces meilleurs RSB sont de plus obtenus en considérant des chirps de durée de l'ordre de $1 \mu s$, ce qui permet d'utiliser des faibles rapports cycliques et donc d'atteindre une faible consommation d'énergie.

Nous avons proposé un mode de fonctionnement adaptatif de ce radar, qui observe alors des fractions de la scène suivant des a priori qu'il aura lui-même construits. Enfin, nous avons validé que l'architecture proposée convient à des applications de suivi des variations de phase, moyennant un facteur de correction de phase dont nous avons donné l'expression.

Chapitre 5

Mesures

Sommaire

5.1	Présentation du dispositif de mesure	140
5.1.1	Le radar	140
5.1.2	Paillasse et appareils de mesures	141
5.2	Résultats de mesures	143
5.2.1	Objectifs de mesures et Remarques	143
5.2.2	Génération de chirps	144
5.2.2.1	Multiplication fréquentielle du chirp de référence	144
5.2.2.2	Filtrage des harmoniques	149
5.2.3	Production de fréquences battements	152
5.2.4	Rapport Cyclique	154
5.3	Conclusions	158

LE chapitre précédent était consacré à la présentation d’une architecture radar visant à dépasser les limites associées à une acquisition FMCW. Nous y avons présenté les avantages d’une approche à stretch processing concernant l’acquisition de signaux radar de courtes durées. Nous avons également proposé une nouvelle approche de générations des chirps linéaires, qui permettant de contourner les limites rencontrées par les PLL.

Une équipe de concepteurs du LETI a réalisé un radar FMCW intégré dont la génération de chirp linéaire repose justement sur l’utilisation du TIMER. Bien que ce radar ne possède pas l’architecture à stretch processing proposée dans le chapitre 4, il s’agit d’une première implémentation de la solution originale de génération de chirp linéaire autour de 60 GHz.

Dans ce chapitre :

- Nous validons notre modèle théorique décrivant les signaux produits par le TIMER en comparant les résultats de simulations numériques à des mesures de signaux équivalents produits par le radar.

- Nous analysons les oscillateurs verrouillés par injection (ILO) et leur capacité à filtrer les harmoniques de chirps non-désirées, présentes dans le signal à la sortie du TIMER. Sans contrôle dynamique de bande de verrouillage, nous montrons alors la capacité du radar générer des chirps linéaires pouvant balayer jusqu'à 2 GHz de bande en seulement 1 μ s dans la bande [57;64] GHz.
- Nous validons l'utilisation de ces signaux pour effectuer des mesures de distances suivant un procédé de mesure FMCW classique, les fréquences battements produites par ces chirps étant bien conformes aux attentes théoriques.
- Nous mesurons les gains en consommation que permet un mode de fonctionnement FM-DC, et validons par mesure le modèle d'une relation linéaire entre la puissance moyenne consommée par le radar et son rapport cyclique.

5.1 Présentation du dispositif de mesure

5.1.1 Le radar

Le radar présenté dans ce chapitre a été réalisé conjointement avec une équipe de concepteurs du LETI. L'architecture de ce radar est présentée en Figure 5.1. On retrouve ici une architecture FMCW, similaire à celle présentée Figure 2.17 dans le chapitre 2, munie d'une démodulation complexe (I/Q) différentielle. Le signal IF de sortie du radar est donc réparti sur 4 voies (notées I^- , I^+ , Q^- et Q^+) qui intègrent des filtres passe-bandes dans la bande de fréquence [4 ; 100] MHz. Cette bande d'acquisition volontairement très large (la littérature considère plutôt des bandes de l'ordre de quelques dizaines de MHz) permet alors au radar FMCW d'observer les fréquences battements produites par des chirps de très fortes pentes, comme nous l'avons détaillé dans le chapitre 3. Les basses fréquences IF, produites par des échos ayant parcouru de faibles distances et étant donc particulièrement peu atténuées, sont également filtrées afin de réduire leurs amplitudes par rapport aux fréquences battements des réflecteurs plus éloignés.

Le radar n'intègre pas de système de génération du chirp de référence, qui doit par conséquent lui être fourni par un système externe. C'est ce qu'on représente ici par l'entrée V_{ref} du radar. La multiplication fréquentielle du chirp de référence est assurée par l'association du système TIMER décrit dans le chapitre précédent et de deux oscillateurs verrouillés par injection (ILO) qui permettent de recopier le signal de sortie du TIMER sur une bande de fréquence donnée, comme nous le verrons plus bas (en section 5.2.2.2).

Cet ensemble constitue l'architecture du circuit intégré que l'on appelle *Radar In Chip* (IC). Ce radar est soudé sur une carte de mesure, dont une photo est fournie en Figure 5.2. On y retrouve les différentes entrées et sorties présentées en Figure 5.1, ainsi que des entrées servant à fournir au radar les différentes alimentations requises. Les différents sous-systèmes du radar sont paramétrables : il est en effet possible d'ajuster les différents courants de polarisation des ILO, les gains des ampli-

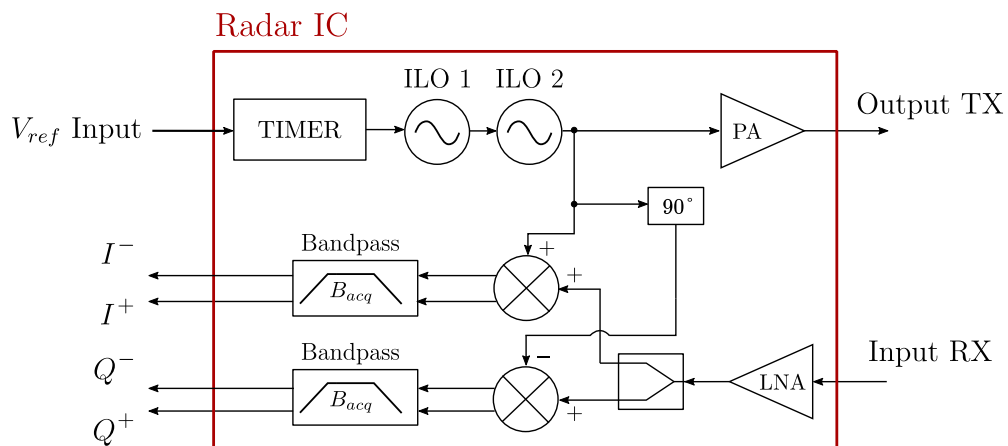


FIGURE 5.1 – Architecture du Radar FMCW utilisé dans ce chapitre

ificateurs, ou encore de modifier des valeurs de capacités pour changer les fréquences d'oscillations des oscillateurs du TIMER. Tous ces changements permettent finalement de paramétrer le signal TX transmis par le radar, ainsi que d'agir sur les différents niveaux d'amplification dans le circuit.

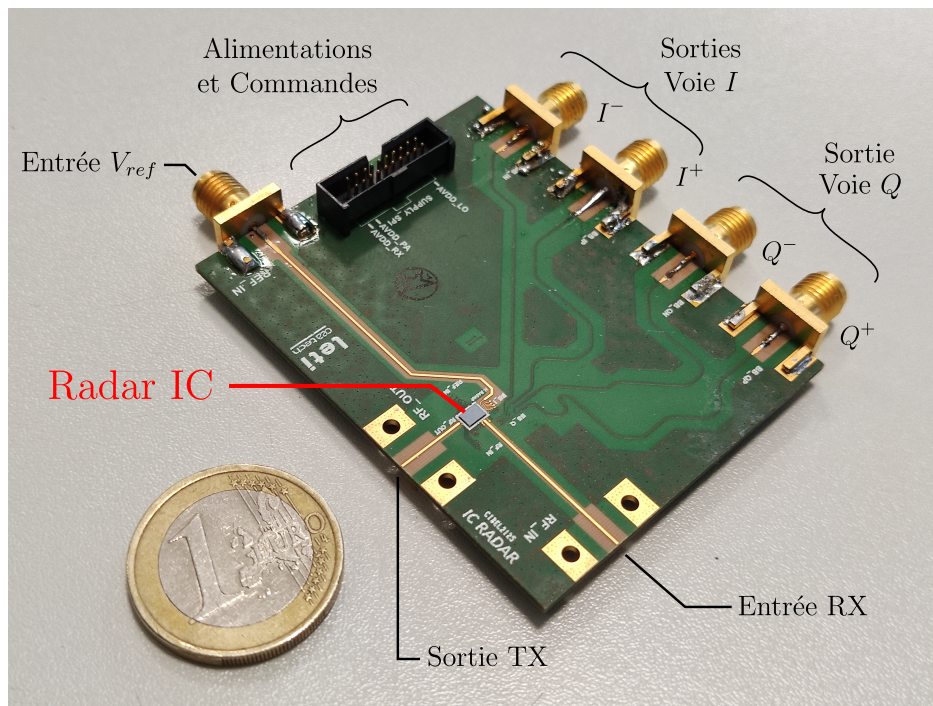


FIGURE 5.2 – Description de la Carte Radar FMCW 60 GHz

5.1.2 Paillasse et appareils de mesures

La paillasse sur laquelle ont été réalisées les mesures qui vont suivre est présentée en Figure 5.3. Au centre, on y retrouve la carte radar de la Figure 5.2. On dispose d'une *carte mère* sur laquelle

est placée un micro-contrôleur, que l'on contrôle à l'aide d'une interface utilisateur développée par une équipe du LETI. C'est par cette interface que l'opérateur peut ajuster les différents gains et courants de polarisation des éléments constitutifs du radar.

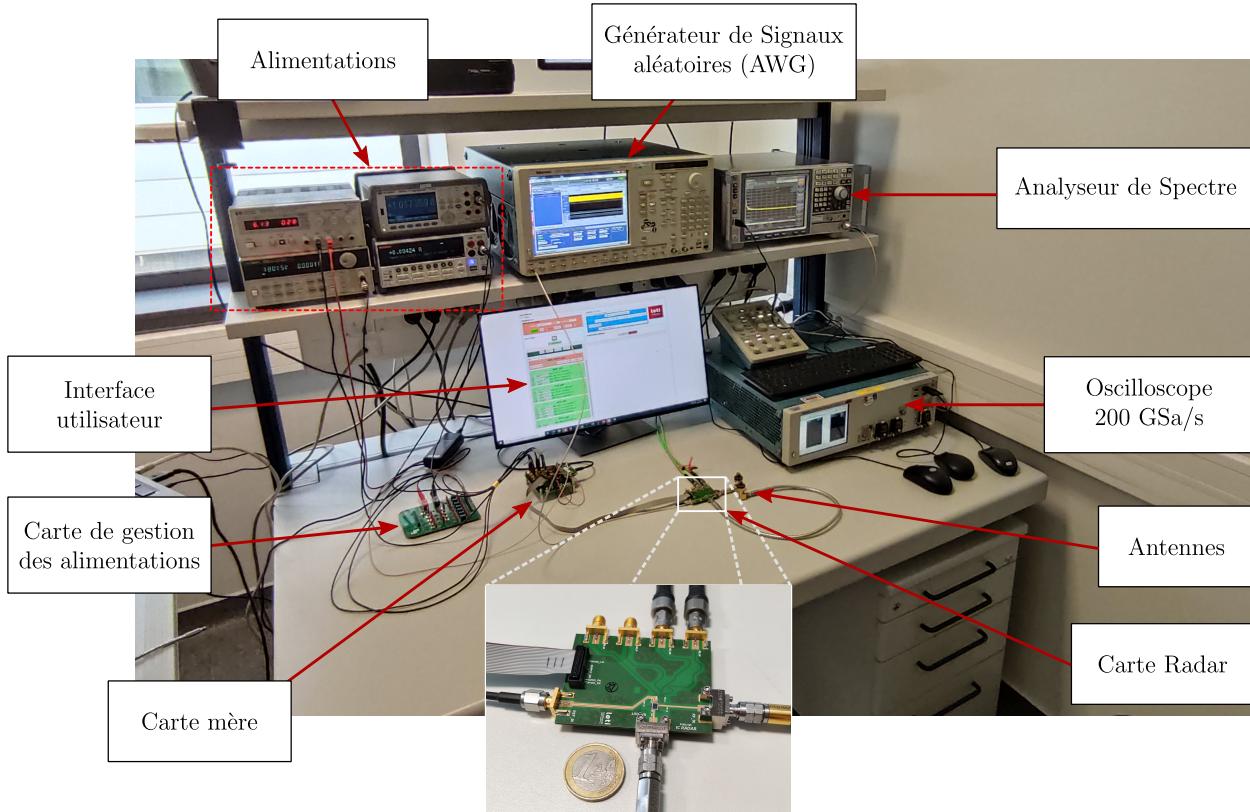


FIGURE 5.3 – Paillasse de mesure

L'interface utilisateur permet également de commander un générateur de signaux arbitraires (ou AWG pour Arbitrary Waveform Generator) AWG7122C de Tektronix. Ce dernier permet de générer le chirp linéaire basse fréquence, échantillonné à 24 Gigasamples par secondes, dont on peut changer la fréquence centrale et la bande passante. Ce chirp de référence est alors fourni à l'entrée V_{ref} de la carte radar, afin d'être ensuite multiplié par le TIMER. On pourra modifier indépendamment trois paramètres du chirp de référence : sa fréquence centrale f_{ref} , sa bande B_{ref} et sa durée T_{Ramp} . En Figure 5.4, on trace les spectres de plusieurs exemples de chirps produits par l'AWG, mesurés à l'analyseur de spectre (Rohde & Schwarz FSV7).

En Figure 5.3, on peut voir que la sortie TX du radar et son entrée RX sont toutes deux reliées à des câbles atténuateurs et des antennes cornets. Afin d'observer les signaux TX transmis par le radar aux alentours de $f_c = 60$ GHz, on reliera directement sa sortie TX à un oscilloscope (Tektronix DPO 77002SX) capable d'échantillonner jusqu'à 200 Gigasamples par secondes.

Les fréquences battement sont observées sur les sorties I/Q de la carte radar. Ces sorties étant différentielles, on utilisera un combineur nous permettant de sommer les voies positive et négative de l'un de ces canaux de sortie (en l'occurrence pour la Figure 5.3, ce sont les sorties Q^+ et Q^-

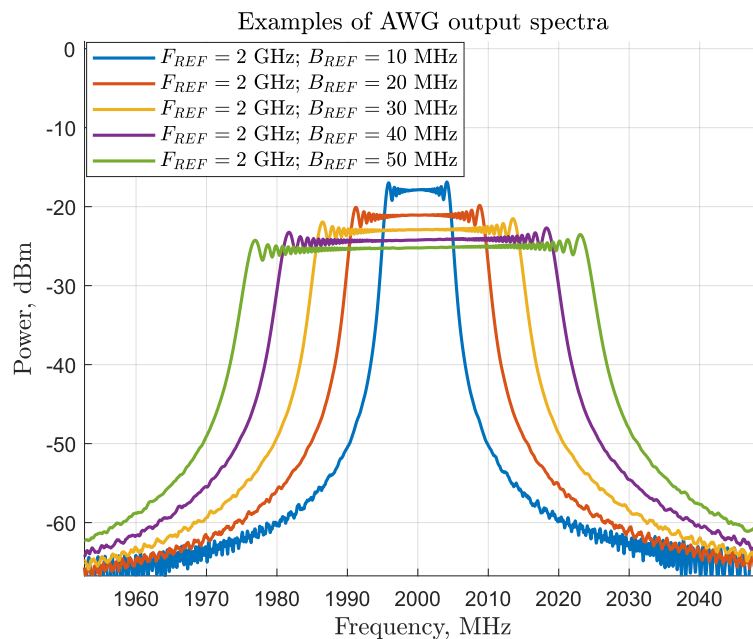


FIGURE 5.4 – Résultats de mesure : exemples de spectre des chirps produits par le générateur AWG. Ces chirps seront transmis à l’entrée du TIMER, qui réalisera une multiplication fréquentielle.

qui sont sommées). Le signal IF de la voie I ou Q observée est finalement mesuré à l’analyseur de spectre.

5.2 Résultats de mesures

5.2.1 Objectifs de mesures et Remarques

Si le radar dont nous disposons reprend une architecture FMCW classique, il intègre comme nous le proposons le système TIMER pour générer des chirps. Les résultats de mesures présentés dans ce chapitre se concentreront donc en premier lieu sur une étude des signaux générés à l’aide du TIMER, afin de valider le modèle analytique établi au chapitre précédent.

De manière plus générale, nous évaluerons la capacité du radar à générer des chirps linéaires qui soient rapides ($T_{Ramp} \leq 5 \mu\text{s}$), de large bande ($B \in [1;6] \text{ GHz}$) et qui soient exploitables par des procédés d’acquisition FMCW. Nous vérifierons donc que les signaux produits permettent en effet de réaliser des mesures radar de distance. Nous confirmerons pour cela que le mélange d’un chirp transmis par le radar avec l’un de ces échos produit bien une unique fréquence battement, dont la valeur correspond au produit du temps de vol de l’écho et de la pente du chirp.

Enfin, nous validerons qu’un mode de fonctionnement à rapport cyclique permet bien de réduire la consommation moyenne d’énergie du radar. En validant ce dernier point, on pourra alors conclure sur l’intérêt de notre solution à génération de signaux rapides pour un radar à faible consommation

d'énergie.

Toutefois, avant de présenter les résultats de mesures nous souhaitons attirer l'attention sur les points suivants :

- **Nous ne nous intéresserons pas aux amplitudes des signaux transmis par le radar dans ce chapitre.** Nous focaliserons notre étude sur des descriptions de comportement de spectres, et vérifierons que les signaux que l'on utilise évoluent bien linéairement dans le plan temps-fréquence. Les amplitudes des signaux dépendent de nombreux paramètres que nous n'avons pas mesurés, tels que les gains des différents amplificateurs ou des antennes. Ceux-ci feront l'objet de futurs travaux, en particulier pour valider nos modèles de description du RSB de sortie du radar FMCW.
- Dans cette section, on proposera à plusieurs reprises de modifier des paramètres du radar, tels que le rapport cyclique α du TIMER, la fréquence f_c de son oscillateur (voir section 5.2.2.1), ou encore les bandes de verrouillage des ILO (en section 5.2.2.2). Pour l'opérateur, le contrôle de ces paramètres se fait via une interface utilisateur permettant la commande d'une carte, qui contrôlera à son tour des valeurs de tension ou de courant de polarisation des différents éléments constitutifs du radar. L'opérateur peut alors augmenter ou diminuer ces valeurs, ce qui aura pour effet de changer les paramètres d'intérêt. Cependant, **nous ne disposons pas de moyens de fixer des valeurs prédéterminées et arbitrairement précises de ces paramètres.** Nous pouvons seulement constater visuellement, à l'aide des différents appareils de mesure dont nous disposons, l'influence directe que les modifications de courants ou tensions ont sur les signaux générés par le radar, et en déduire les valeurs actuelles de paramètres à l'aide des modèles établis au chapitre précédent. Une caractérisation plus détaillée du système permettant de lier les valeurs de courants et de tensions aux paramètres visés nécessiterait une description plus bas-niveau du circuit radar, et ne fait pas l'objet de nos travaux.
- **Dans ce chapitre, f_{ref} représentera toujours la fréquence *centrale* du chirp de référence.** Concernant les signaux du TIMER, on admettra sans perte de généralité que les résultats démontrés dans le chapitre précédent où l'on définissait f_{ref} comme étant la fréquence *initiale* du chirp de référence restent vrais si l'on s'intéresse plutôt à sa fréquence *centrale*.

5.2.2 Génération de chirps

5.2.2.1 Multiplication fréquentielle du chirp de référence

Dans cette section, nous étudions les signaux générés par le radar et destinés à être transmis dans la scène. L'analyse présentée au chapitre 4 nous a permis de proposer un modèle analytique décrivant le spectre du signal à la sortie du TIMER (équation (4.8)). Il ne s'agit toutefois pas exactement du signal transmis par le radar, qui (en plus d'intégrer un amplificateur de puissance)

dispose de deux ILO. Pour autant, ces derniers peuvent être désactivés. Dans ce cas, le signal à la sortie de l'émetteur du radar devient le signal de sortie du TIMER et est donc décrit par l'équation (4.8). Afin de comparer notre modèle analytique avec les mesures, nous allons donc dans un premier temps nous placer dans cette configuration et désactiver les ILO du radar.

Commençons avec la génération d'un chirp linéaire balayant une bande $B = 1,5$ GHz centrée autour de $f_c = 60$ GHz en $T_{Ramp} = 2$ μ s. Avec le TIMER, on peut réaliser ce signal à partir d'un chirp de référence de bande $B_{ref} = 50$ MHz et de fréquence centrale $f_{ref} = 2$ GHz. Fixons ensuite le rapport cyclique du TIMER à $\alpha = 0,65$. Dans cet exemple, le chirp visé correspond donc à la $k = 30$ -ième harmonique du chirp de référence. Notre modèle de l'équation (4.8) nous permet de d'obtenir la forme théorique du spectre du signal produit par le radar, que l'on trace et présente en Figure 5.5.

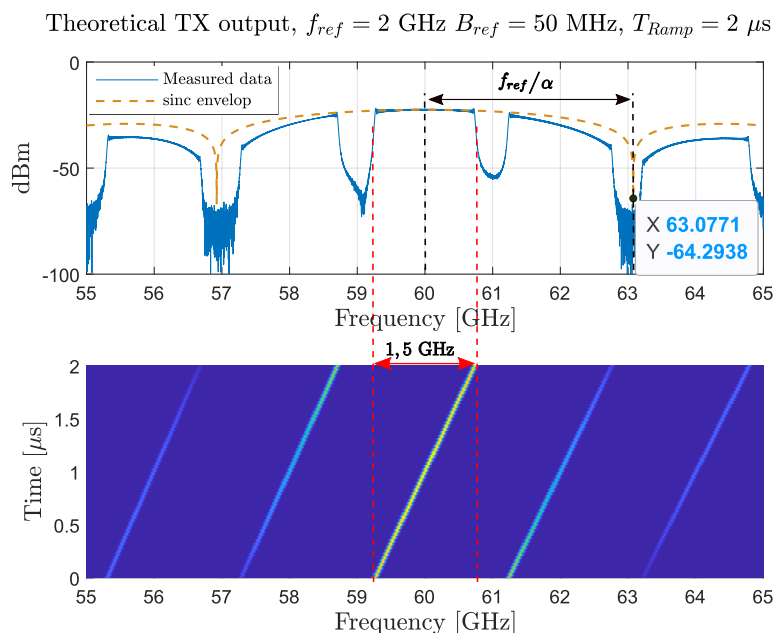


FIGURE 5.5 – Résultats attendus du signal généré par le radar (ILO désactivés). Le spectrogramme permet de vérifier l'évolution linéaire de fréquence durant la durée du chirp

On retrouve ici l'ensemble des résultats de la section 4.1.1.3 du Chapitre 4 (voir Figure 4.9). Les harmoniques du chirp de référence sont séparées par la fréquence $f_{ref} = 2$ GHz, et le spectre est muni d'une enveloppe caractéristique en sinus cardinal dont le lobe principal, centré sur $f_c = 60$ GHz, est de demi-largeur $f_{ref}/\alpha = 3,08$ GHz. Enfin, le chirp centré autour de la $k = 30$ -ième harmonique de f_{ref} balaye une bande $B = k \cdot B_{ref} = 1,5$ GHz.

Comparons maintenant ce résultat théorique au signal effectivement généré par le radar. On paramètre alors le générateur AWG pour qu'il fournisse en entrée du radar le même chirp de référence avec $B_{ref} = 50$ MHz, $f_{ref} = 2$ GHz et $T_{Ramp} = 2$ μ s. On fixe le rapport cyclique α du TIMER intégré au radar aux alentours de $\alpha = 0,65$ et la fréquence de son oscillateur à $f_c = 60$ GHz.

On mesure à l'oscilloscope le signal de la sortie TX du radar dans le domaine temporel. Les données échantillonnées sont ensuite extraites sur Matlab, qui est utilisé pour visualiser ce signal dans le domaine fréquentiel (après FFT) et dans le plan temps-fréquence (spectrogramme). Ces résultats sont présentés en Figure 5.6. On superpose au spectre l'enveloppe en sinus cardinal attendue, déjà utilisée en Figure 5.5 mais réajustée à l'amplitude du signal.

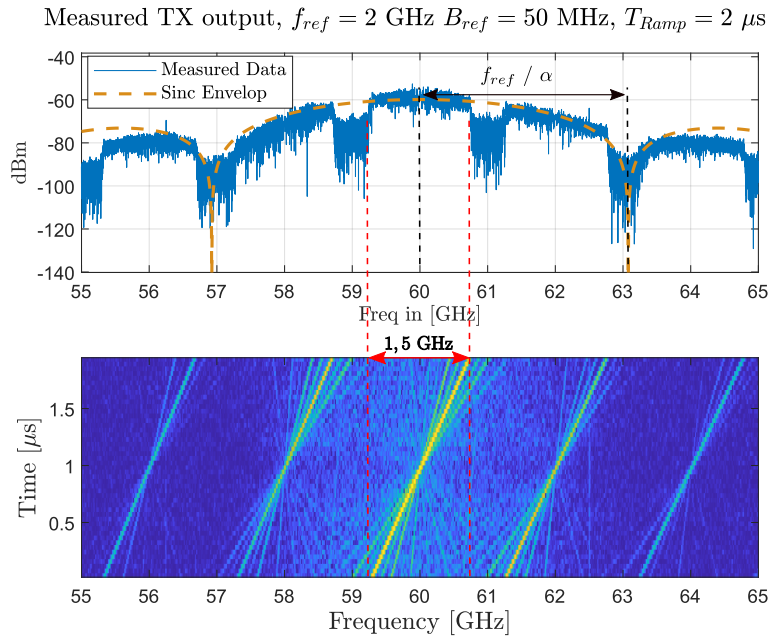


FIGURE 5.6 – Résultats de mesure : spectre et spectrogramme du signal généré par le radar à la sortie TX (ILO désactivés)

Cette forme en sinus cardinal vient du fait que le signal ici observé est composé d'une suite d'impulsions, toutes modulées par la fréquence de l'oscillateur du TIMER. C'est en effet ce que l'on peut vérifier quand lorsque l'on observe ce signal dans le domaine temporel, ainsi que montré en Figure 5.7. On y présente la partie réelle du signal analytique (complexe) de ce signal (en haut) ainsi que le signal mesuré par l'oscillateur (en bas), que l'on a précédemment utilisé pour tracer les représentations fréquentielles de la Figure 5.6).

En réalité, l'oscillateur ne présente pas de démarrages et d'arrêts aussi nets que notre modèle idéalisé. Comme expliqué par [86], les oscillations vont démarrer avec une phase initiale imposée par des conditions initiales qui dépendent de l'état du circuit (mais que l'on peut contrôler, pour imposer que toutes les impulsions aient la même phase de démarrage). Leur amplitude augmente ensuite progressivement jusqu'à atteindre une valeur maximum. À la fin de l'impulsion de commande (voir Figure 4.1 en début du Chapitre 4), cette amplitude décroît exponentiellement jusqu'au prochain allumage de l'oscillateur.

Dans l'exemple suivant, on modifie les paramètres du TIMER et du signal de référence. Tout d'abord, on change la fréquence de l'oscillateur, en choisissant désormais $f_c = 61 \text{ GHz}$. On choisit de

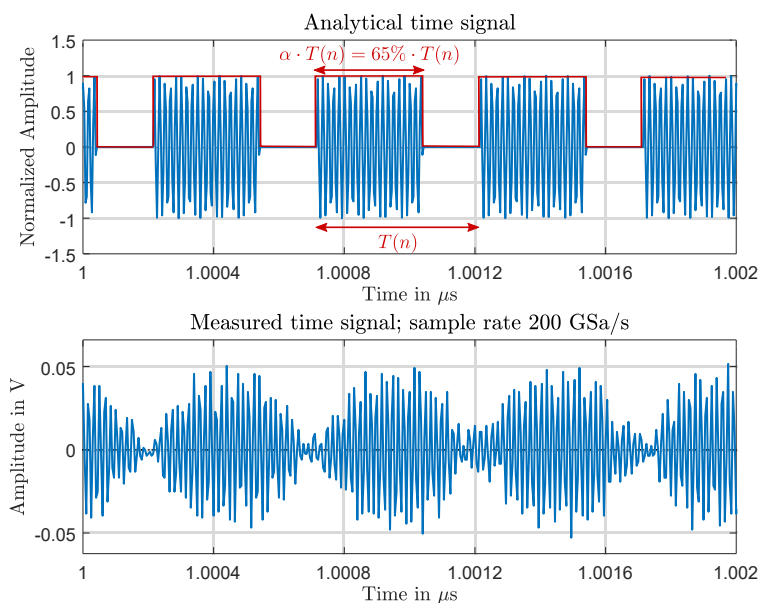


FIGURE 5.7 – *Signal de sortie du TIMER visualisé dans le domaine temporel : Modèle analytique (en haut) et signal mesuré à la sortie de l'émetteur du radar lorsque les ILO sont désactivés (en bas).*

plus comme nouveau signal de référence un chirp de bande $B_{ref} = 40$ MHz et de durée $T_{Ramp} = 1$ μ s. D'après nos analyses du TIMER, changer la fréquence f_c doit avoir pour effet de translater l'enveloppe en sinus cardinal vers 61 GHz, sans déplacer les positions des bandes harmoniques, comme illustré en Figure 5.8 (a). N'ayant pas changé le rapport cyclique α , les largeurs de lobes de cette enveloppe sont les mêmes que pour l'exemple précédent. Enfin, dans cet exemple où l'on a réduit la bande B_{ref} , la bande du chirp qui est centré sur $30 \cdot f_{ref} = 60$ GHz vaut désormais $B = 1,2$ GHz. Les résultats de mesures correspondant sont présentés en Figure 5.8 (b), et valident les attentes analytiques.

Ces résultats montrent que le TIMER est bien configurable et qu'il permet de générer un chirp dont la bande et la fréquence centrale peuvent être modifiées. Il est possible de choisir la position du chirp dans la bande [55 ; 65] GHz, et la fréquence de l'oscillateur du TIMER peut être réglée en conséquence pour centrer l'enveloppe en sinus cardinal sur le chirp voulu.

Dans une dernière configuration enfin, on choisit de se placer dans le cas extrême de superpositions des bandes de chirps. Prenons $f_{ref} = 1$ GHz, $B_{ref} = 100$ MHz et $T_{Ramp} = 5$ μ s. Le spectre du signal mesuré à la sortie TX du radar est présentée en Figure 5.9 (b). La valeur de l'oscillateur du TIMER est ajustée pour être aux alentours de 60 GHz. Il semble ici que le spectre n'est pas centré sur 60 GHz, mais plutôt sur 60,2 GHz. C'est donc cette valeur que l'on choisit pour tracer le spectre théorique de la Figure 5.9 (a).

Ce jeu de paramètres fait qu'autour de la 60ème harmonique de f_{ref} les différents chirps balayent des bandes dont les largeurs sont bien supérieures à la distance f_{ref} qui les sépare. De fait, dans cette zone le phénomène de superpositions des chirps (voir Figure 4.12 (b), à la fin de la section 4.1.1.2)

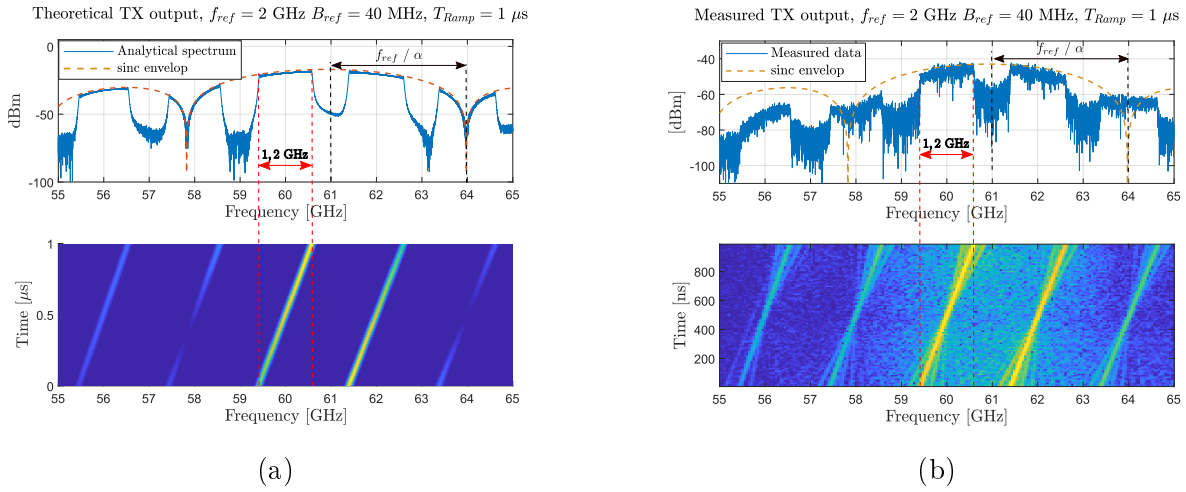


FIGURE 5.8 – Résultats pour un Chirp de référence de bande $B_{ref} = 40$ MHz, de rapport cyclique $\alpha = 0,65$: (a) Résultat du modèle théorique, (b) Résultats de mesure. La fréquence de l'oscillateur est décalée pour être centrée sur $f_c = 61$ GHz, ce qui résulte en une translation de l'enveloppe en sinc par rapport au cas précédent.

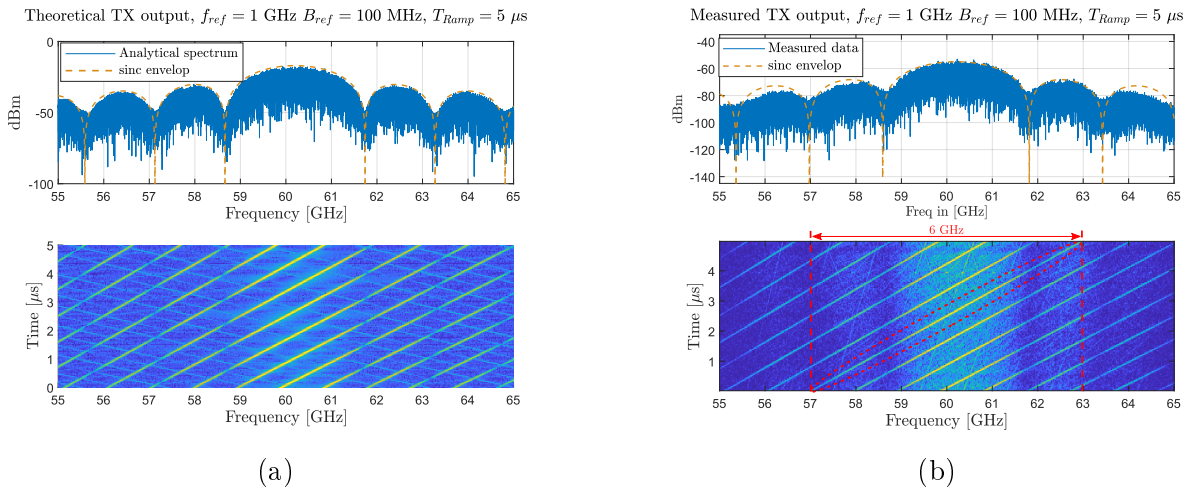


FIGURE 5.9 – (a) Résultats analytiques (sans bruit), (b) Résultats de mesure (avec du bruit). Le chirp entouré, centré sur 60 GHz couvre bien une bande de 6 GHz. Toutefois, la bande qu'il balaye est parcourue par plusieurs autres harmoniques du chirp de référence, dont les pentes sont différentes de celle du chirp visé.

est particulièrement accentué. Cette forme de spectre vient est due au fait que contrairement aux exemples précédents (Figures 5.6 et 5.8) la superpositions des chirps fait que désormais il n'existe plus d'espace inoccupé entre deux chirps harmoniques consécutifs. Le spectre occupe désormais toute la bande couverte par l'enveloppe en sinus cardinal. Le phénomène de superposition des bandes est si prononcé que l'on ne distingue plus les chirps dans le spectre du signal. Toutefois, le spectrogramme montre que les évolutions linéaires de fréquence sont bien présentes dans le signal. Ce cas limite

d'utilisation du TIMER est néanmoins conforme aux prévisions théoriques.

Si les signaux générés par le TIMER coïncident avec nos modèles théoriques, il ne s'agit pas encore à cette étape des chirps linéaires que l'on souhaite transmettre dans la scène. Le signal est encore impulsionnel (voir Figure 5.7) et plusieurs des harmoniques du chirp de référence ont des amplitudes similaires. Il nous faut donc un moyen d'isoler l'harmonique désirée du chirp de référence, afin d'émettre un signal qui soit conforme aux attentes d'une acquisition FMCW. C'est dans ce but qu'interviennent les oscillateurs verrouillés par injection (ILO).

5.2.2.2 Filtrage des harmoniques

Le TIMER génère simultanément toutes les harmoniques du chirp de référence, et les chirps adjacents à l'harmonique visée ont une amplitude comparable à cette dernière (voir Figures 5.6 et 5.8). C'est pourquoi le radar intègre des ILO, dont le rôle est de recopier le signal qui lui est fourni en entrée sur une bande de fréquence réduite, appelée *bande de verrouillage*.

Une analyse théorique du fonctionnement des ILO et de leur utilisation pour réaliser un *filtrage harmonique* a fait l'objet des travaux de thèse de [86]. Le multiplieur de fréquence que nous utilisons y est étudié dans un contexte de génération d'un signal sinusoïdal pur à 60 GHz à bas bruit de phase. Deux ILO sont alors utilisés pour rejeter les harmoniques non-désirées du signal de référence. Ce sont ces ILO qui permettent finalement de passer d'un signal impulsionnel et riche en harmoniques à un signal continu dont les harmoniques sont filtrées. L'objet des mesures présentées dans cette section est de mettre en évidence la capacité des ILO à filtrer les harmoniques adjacentes au chirp utile. On alimentera donc les ILO pour les prochaines mesures, et l'on visualisera le signal "filtré" prêt à être transmis par le radar. Les ILO sont eux-même paramétrables : il est possible de modifier la largeur de leur bande de verrouillage afin qu'elle contienne toute la bande de l'harmonique de chirp visée. La position de cette bande de verrouillage est également ajustable, de sorte que l'on peut déplacer cette bande et cibler l'une ou l'autre des harmoniques.

La première mesure que l'on réalise considère la génération d'un chirp de bande $B = 1,5$ GHz autour de $f_c = 60$ GHz, à partir d'un signal de référence balayant $B_{ref} = 75$ MHz autour de $f_{ref} = 3$ GHz (on s'intéressera donc à la 20-ième harmonique du signal de référence). Les résultats de mesure sont présentés en Figure 5.10.

Le signal mesuré est désormais continu, et non plus composé d'une suite d'impulsions. D'autre part, le spectrogramme montre que l'on a toujours une évolution linéaire de la fréquence au cours de la durée du signal. On peut voir que les harmoniques 19 et 21 (centrés respectivement autour de $19 \cdot f_{ref} = 57$ GHz et $21 \cdot f_{ref} = 63$ GHz) ont effectivement été atténuées, leur amplitude étant désormais plus de 20 dB plus bas que le chirp utile. Le signal mesuré à la sortie des ILO et transmis par le radar est bien un chirp linéaire, balayant 1,5 GHz de bande en seulement $T_{Ramp} = 2 \mu s$.

Des mesures similaires ont ensuite été réalisées, avec d'autres paramètres du signal de référence

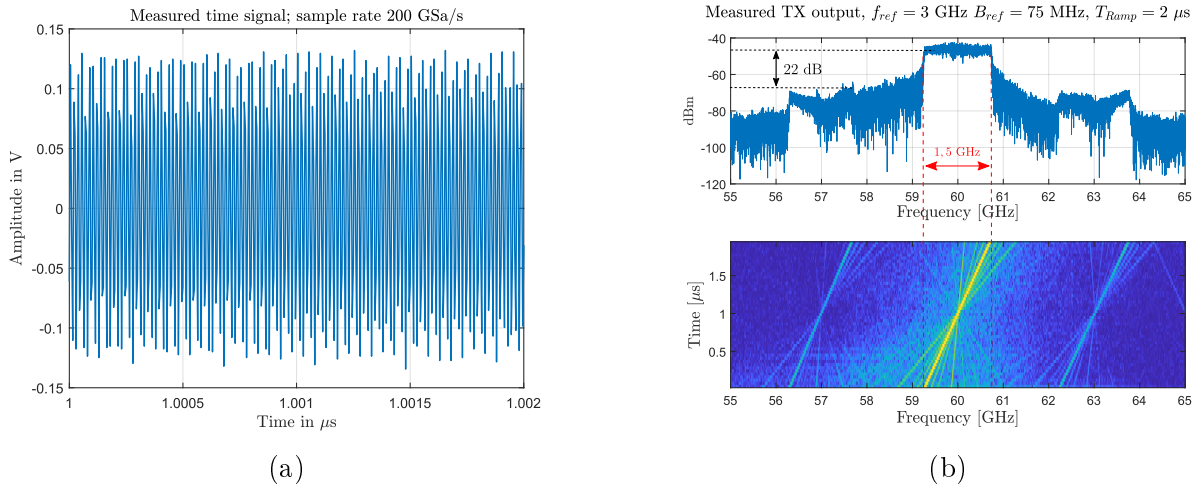


FIGURE 5.10 – *Signal transmis par le RADAR, lorsque les ILO sont actifs (a) Signal mesuré dans le domaine tempore; (b) Représentation le domaine fréquentiel et dans le plan temps-fréquence. Le signal transmis par le radar est bien continu, et les harmoniques adjacentes au chirp central ont été atténuées. Ensemble, ces trois graphes montrent bien qu'il s'agit d'un chirp linéaire balayant une bande $B = 1,5$ GHz.*

(Figure 5.11). Nous avons observé que l'atténuation des harmoniques par rapport au chirp à transmettre était comprise entre 15 et 20 dB. Les résultats de la Figure 5.11 (b), montrent ainsi que le radar est capable de produire un chirp avec pente de fréquence de $1,2$ GHz/ μ s.

Le résultat de la Figure 5.11 (c) est obtenu en augmentant la bande de référence à multiplier jusqu'à $B_{ref} = 233$ MHz afin que l'harmonique centrée autour de $f_c = 60$ GHz balaye une bande $B = 7$ GHz. Cette configuration produit un recouvrement des harmoniques pendant la durée du chirp, comme nous le faisons précédemment en Figure 5.9. Dans cette situation, les ILO ne permettent pas de conserver *uniquement* le chirp centré sur f_c . Cette fois encore, les ILO tentent de reproduire le signal sur leur bande de verrouillage, mais celle-ci n'est pas suffisamment large pour couvrir l'ensemble des 7 GHz. En outre, le recouvrement des bandes fait que durant toute la durée du chirp, plusieurs harmoniques traversent la bande de verrouillage. Ce que l'on transmet dans la scène pourrait alors être interprété comme une somme de chirps de différentes valeurs de pente fréquentielles. Dans le contexte d'une acquisition FMCW, chacun de ces chirps produirait une fréquence battement avec les chirps reçus en écho. La réponse du signal IF du radar serait donc difficile à interpréter car potentiellement ambiguë (car elle comporterait plus de fréquences battement que de réflecteurs).

Nous avons montré par mesure l'aspect paramétrable du TIMER pour la production d'harmoniques de chirps, celui-ci étant effectivement capable de générer signaux balayant 6 GHz en 1μ s. Toutefois, les ILOs ne permettent pas d'isoler un chirp d'une bande aussi large des autres harmoniques. Finalement, le radar dont nous disposons ici est limité en bande passante, et permet difficilement (au prix d'une calibration des ILOs, pour le moment manuelle) de dépasser la valeur de $B = 2$ GHz autour de 60 GHz. En revanche, si cette condition est respectée il est tout à fait

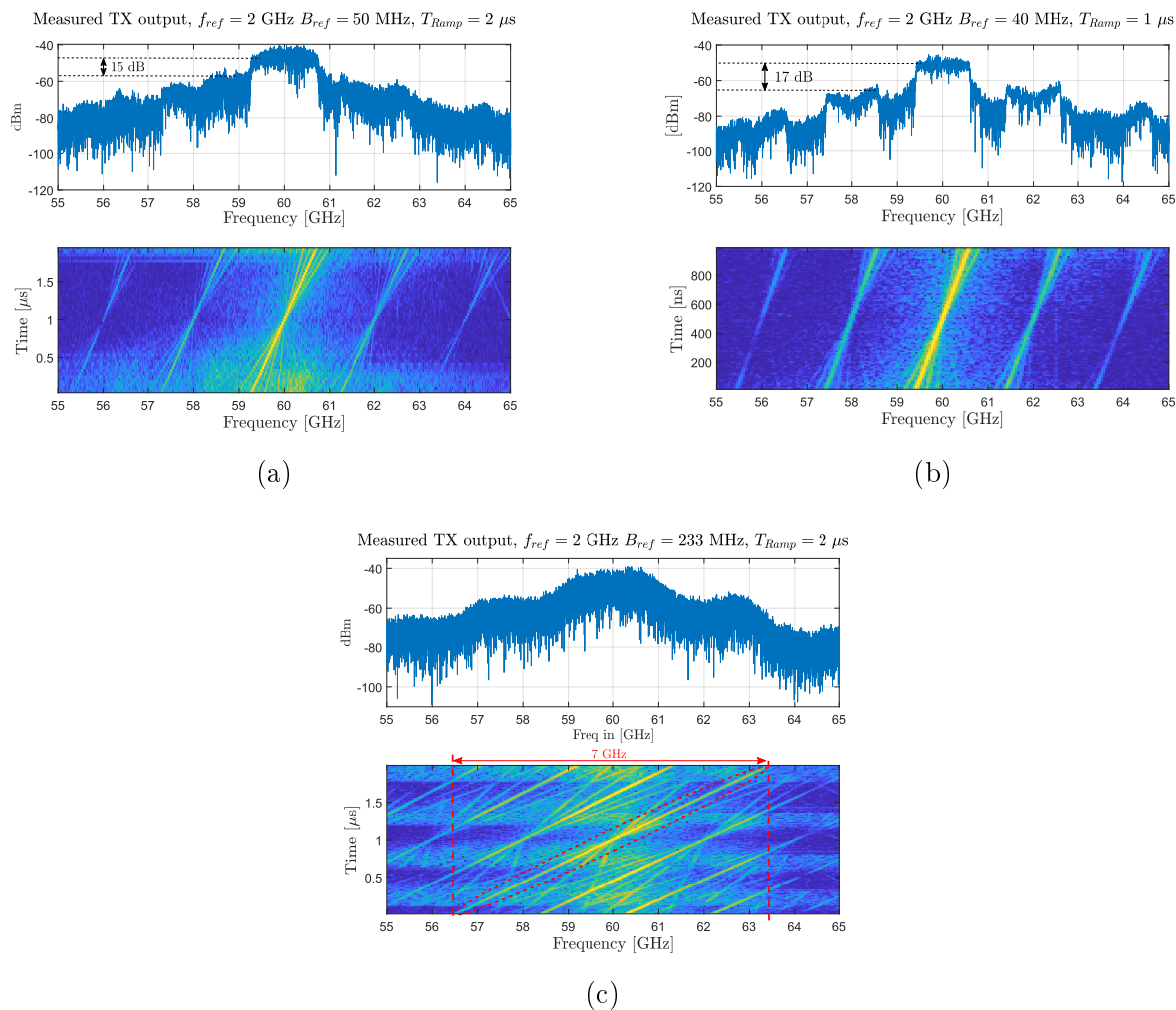


FIGURE 5.11 – Résultats de mesure du signal transmis par le radar lorsque les ILO sont activés, avec $f_{ref} = 2$ GHz : (a) $B_{ref} = 50$ MHz ; (b) $B_{ref} = 40$ MHz. Les harmoniques adjacentes au chirp central sont atténuées d'au moins 15 dB. La durée du chirp généré reste égale à la durée T_{Ramp} du chirp de référence, qui peut être aussi basse que 1 μs. (c) $B_{ref} = 233$ MHz. Dans ce cas extrême, on peut observer que la bande $B = 7$ GHz est en effet présente dans le signal, mais les ILO ne permettent pas d'isoler cette bande des autres harmoniques.

possible de positionner le chirp dans la bande [57 ; 67] GHz. On représente en Figure 5.12 les résultats de mesure de deux chirps générés à partir du même chirp de référence (à la durée T_{ramp} près). Cependant, dans le cas de la Figure (a) les ILO sont paramétrés pour sélectionner la 29-ième harmonique du chirp de référence (centrée sur $f_c = 58$ GHz), tandis qu'en Figure (b) ils en sélectionnent la 31-ième harmonique (avec $f_c = 62$ GHz). Contrairement aux exemples de la section précédente, ce n'est donc pas en agissant sur le chirp de référence mais plutôt sur les ILO que l'on modifie les paramètres de bande et fréquence centrale du chirp à transmettre.

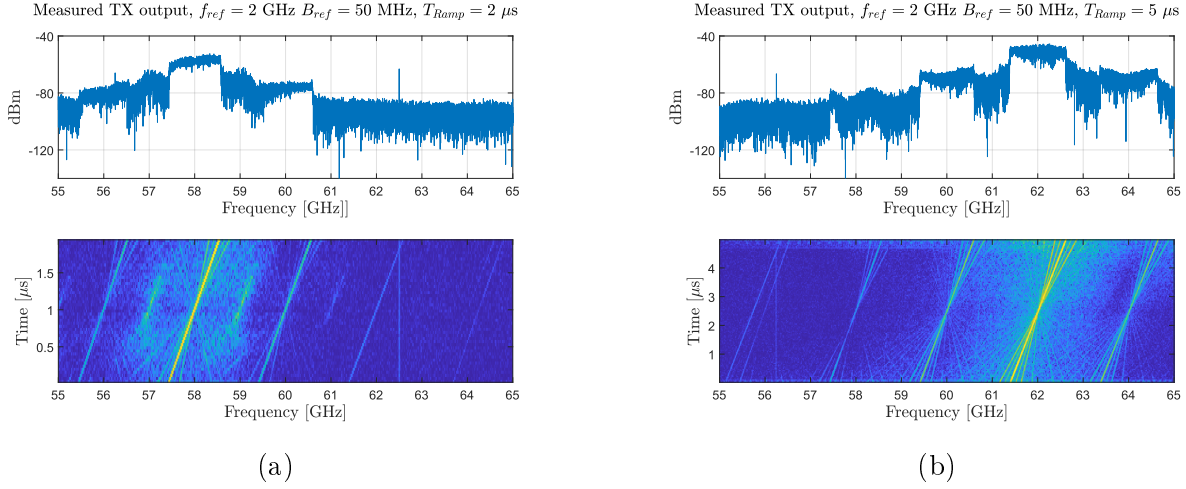


FIGURE 5.12 – (a) Chirp centré sur la 29-ième harmonique ($f_c = 58$ GHz), (b) Chirp centré sur la 31-ième harmonique ($f_c = 62$ GHz). Les paramétrages des ILO permettent de sélectionner l'harmonique à conserver dans la bande $[57, 64]$ GHz.

5.2.3 Production de fréquences battements

Après avoir réalisé une série de mesures sur les signaux générés par le radar, vérifions que ces chirps permettent effectivement de réaliser des mesures de distance. On vérifie donc que ce radar FMCW permet bien de produire des fréquences battements décrites par les modèles théoriques classiques. Nous disposons pour cela de lignes de transmissions, nous permettant de relier directement la sortie de l'émetteur du radar à l'entrée de son récepteur. Dans cette configuration, on s'attend à ce que le mélange du signal transmis avec le signal reçu après un temps de vol τ produise une fréquence battement f_b dont la valeur est :

$$\begin{aligned}
 f_b &= \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \tau \\
 &= \frac{B}{T_{Ramp}} \cdot \frac{D}{v_p}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

où D est la distance totale parcourue par l'écho (qui correspond alors à la longueur de la ligne de transmission utilisée) et v_p la vitesse de propagation de l'onde dans la ligne. Cette vitesse est quant à elle déterminée par la relation [101] :

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \tag{5.2}$$

où C et L représentent respectivement la capacité et l'inductance linéiques (i.e. par unité de distance) caractéristiques de la ligne de transmission.

En utilisant les données constructeurs, on note que les lignes ont une impédance caractéristique de $Z_0 = \sqrt{L/C} = 50 \Omega$ et une capacité linéique de $C = 85$ pF/m. On en déduit alors que la vitesse de propagation de l'onde dans la ligne de transmission est de $v_p = 2,3 \cdot 10^8$ m/s.

On commence par utiliser un chirp de bande $B = 1,2$ GHz centré sur $f_c = 60$ GHz et de durée $T_{Ramp} = 1 \mu s$, déjà représenté en Figure 5.11 (b). D'après l'équation (5.1), on peut calculer que la fréquence battement attendue à la sortie du radar FMCW est $f_b = 10$ MHz. Afin de visualiser les signaux IF produit par le radar, on dispose d'un combineur que l'on utilisera pour additionner les sorties des voies différentielles I^+ et I^- du radar (voir Figure 5.1). Le spectre de ce signal est ensuite mesuré à l'analyseur de spectre, et présenté en Figure 5.13 (courbe rouge). Conformément à nos attentes, on observe bien une fréquence battement de 10 MHz.

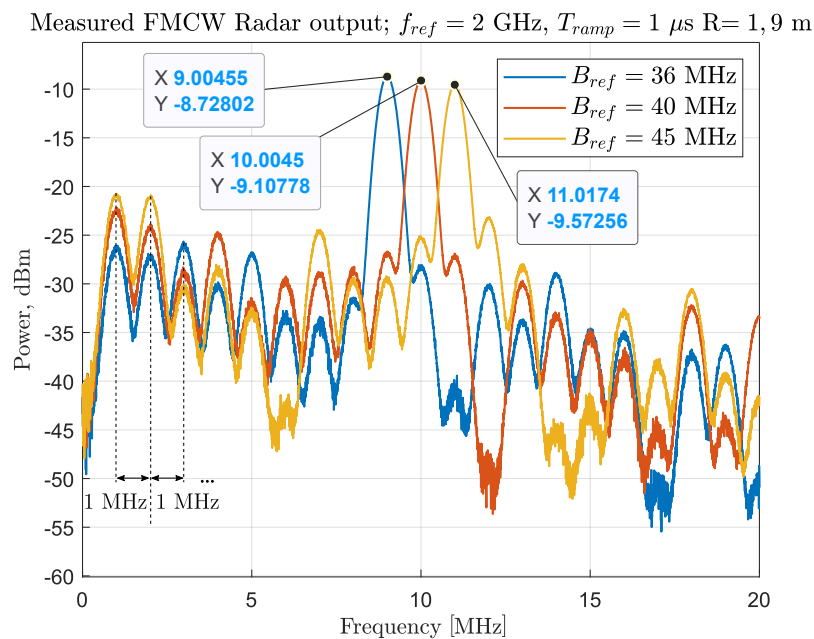


FIGURE 5.13 – Mesures des fréquences battements. La valeur de la fréquence observée est proportionnelle à la bande balayée par le chirp, elle-même multiple de la bande B_{ref} du signal de référence

Cette expérience est ensuite répétée pour différentes valeurs de B . L'émetteur du radar est ici paramétré pour ne conserver que la $k = 30$ -ième harmonique du chirp de référence. En modifiant la bande B_{ref} que balaye ce dernier sans changer sa fréquence centrale $f_{ref} = 2$ GHz, on peut faire varier la bande $B = 30 \cdot B_{ref}$ du chirp transmis par le radar, qui restera centrée sur $f_c = 30 \cdot f_{ref} = 60$ GHz.

D'après l'équation (5.1), on s'attend à ce que la valeur de la fréquence battement soit elle-aussi proportionnelle à la bande passante B du chirp. En mesure, on observe en effet qu'une diminution de la bande de 10 % (courbe bleue, où $B = 36$ MHz ce qui correspond à $B = 1,08$ GHz) se retrouve sur la fréquence battement, qui vaut désormais 9 MHz. À l'inverse, pour bande plus large que de 10 % (courbe jaune, $B_{ref} = 45$ MHz et $B = 1,35$ GHz) la fréquence battement augmente bien de 10 % pour atteindre 11 MHz.

On peut remarquer que les spectres que l'on observe ici sont discrétisés avec un pas de 1 MHz. Cela est dû au fait que le signal transmis par le radar, représenté en Figure 5.14, est en réalité

un train de chirps. Les chirps sont répétés avec une période égale à la durée d'un chirp, soit ici $T_{ramp} = 1 \mu s$. Par conséquent, les fréquences battements produites par ce signal vont-elles aussi subir cette périodicité, d'où la discrétisation en $1/T_{ramp}$ observée en Figure 5.13.

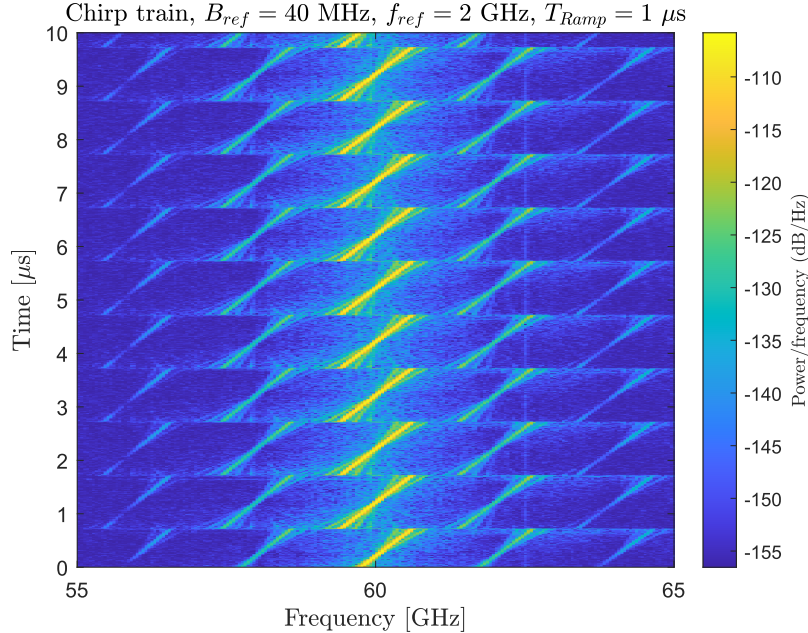


FIGURE 5.14 – Train de chirps transmis par le radar FMCW. Les chirps sont répétés à une cadence de 1 MHz. Cette fréquence de répétition se retrouve par conséquent dans les fréquences battements produites par train de chirp, ce qui explique la forme du spectre de la Figure 5.13

Dans nos modèles du chapitre 2, le temps d'acquisition pendant lequel est normalement observée une fréquence battement est supposé égal à T_{Ramp} . Chaque chirp du train qui constitue le signal FMCW est donc sensé être utilisé pour réaliser une mesure de distance. L'ensemble de ces mesures permet alors d'étudier les variations de position des réflecteurs avec un pas d'échantillonnage $T_{slow} = T_{Ramp}$. Toutefois, dans le contexte des mesures présentées dans cette section, les fréquences battements sont visualisées par un appareil indépendant du radar, qui n'est pas synchronisé avec la cadence de répétition des chirps. La durée totale d'acquisition est réglée par nécessité plus grande que la durée d'un chirp, et la cadence de répétition des chirps de 1 MHz est finalement visible sur ce spectre.

5.2.4 Rapport Cyclique

Les derniers résultats de mesure que nous allons présenter concernent la consommation d'énergie du radar. Comme nous l'avons conclu dans les chapitres précédents de ce manuscrit, nous avons envisagé d'utiliser des faibles durées de chirps (i.e. de fortes valeurs de pente de fréquence) afin de pouvoir considérer une approche radar à très faibles rapports cycliques, et ainsi atteindre une faible consommation moyenne d'énergie. Vérifions désormais le potentiel du radar dont nous disposons

pour un usage en mode FM-DC.

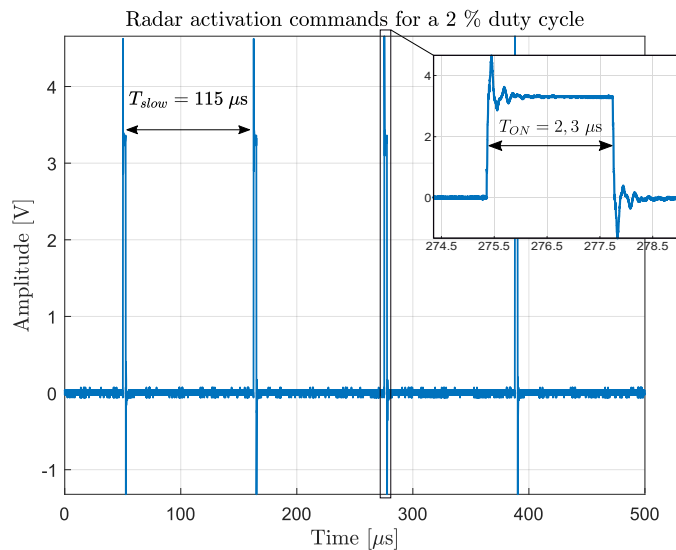


FIGURE 5.15 – Commande de la carte radar et de l’AWG permettant d’assurer un rapport cyclique de $\alpha_{DC} = 2\%$, mesurée à l’oscilloscope (10 GS/s)

On dispose d’un dispositif de contrôle nous permettant de synchroniser le radar et le générateur de signaux AWG. En Figure 5.15, on représente la mesure du signal en sortie de la carte mère permettant l’activation de l’AWG (et donc la génération d’un chirp basse-fréquence). Cette commande générée par la carte mère correspond à l’un des signaux d’alimentation du radar. Le radar est par conséquent activé périodiquement à la fréquence $1/T_{slow}$ pendant une durée T_{ON} . Le radar alterne donc entre des cycles d’activation de durées T_{ON} , et de désactivation de durées T_{OFF} . On utilise les fronts montants de ce signal pour déclencher l’AWG, qui générera des chirps de bande et fréquence centrale prédéterminées. On choisira des durées de chirps T_{Ramp} supérieures ou égales à T_{ON} , pour générer au choix respectivement un train de chirps, ou un signal composé d’un unique chirp.

On représente en Figure 5.16 le signal transmis par le radar dans un mode d’utilisation FM-DC pour un rapport cyclique est fixé à 2%. Ici, le radar est activé pendant une période de 2,3 μs , conformément à la commande représentée en Figure 5.15. On voit que le signal est constitué d’un premier chirp linéaire d’une durée de 2 μs . Une fois ce chirp achevé, l’AWG procède à la génération d’un nouveau chirp pendant la durée restante d’activation du radar, soit 0,3 μs . Puis le radar est désactivé et ne produit plus de signal pendant le reste de l’acquisition. On notera le court temps de mise en route du système, d’environ 0,15 μs .

Mesurons désormais la puissance moyenne consommée par le radar pour différentes valeurs de rapports cycliques $\alpha_{DC} = T_{ON}/T_{slow}$. La valeur de puissance consommée est donnée par le générateur de tension servant à alimenter le radar. En fonction de l’intensité du courant qu’il délivre, ce dernier évalue la puissance moyenne P_{DC} en Watts consommée par le circuit qu’il alimente. L’évolution de la puissance P_{DC} en fonction du rapport cyclique est tracée en dBm en Figure 5.17

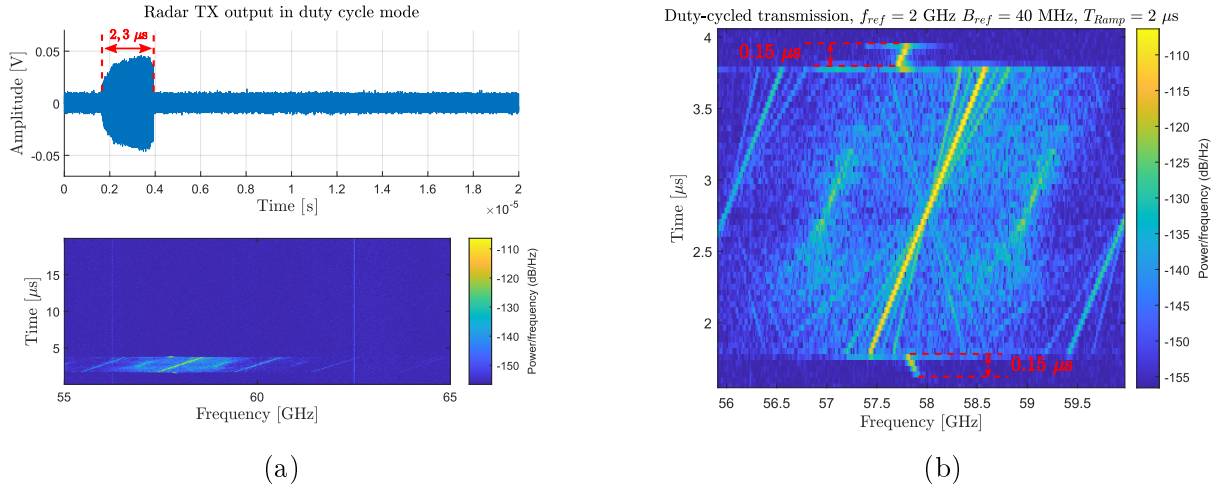


FIGURE 5.16 – *Signal transmis par le radar dans une configuration à rapport cyclique de $\alpha_{DC} = 2$ % (résultat de mesure) : (a) Signal observé pendant 20 μs ; (b) Zoom du spectrogramme autour de la zone d'activation du radar*

(en bleu). Pour chaque valeur de rapport cyclique, on mesure également la puissance moyenne du signal à la sortie TX du radar, notée P_{out} . Cette dernière (tracée en orange) est mesurée en dBm¹ à l'aide d'une sonde thermique (sonde Rohde & Schwarz NRP-Z57) reliée au connecteur de sortie TX de la carte radar. Il s'agit par conséquent d'une puissance du signal à la sortie du connecteur, et non pas d'une puissance transmise par une antenne. Les valeurs de mesures utilisées pour tracer les courbes de la Figure 5.17 sont répertoriées en Table 5.1.

La puissance moyenne transmise par le radar évolue linéairement avec le rapport cyclique, comme le montre son évolution en +10 dB par décade. On note de même une première diminution en 10 dB par décade de la puissance P_{DC} , qui montre bien que la puissance consommée par le radar évolue linéairement avec le rapport cyclique. On observe également que cette consommation tend asymptotiquement vers une valeur minimale d'environ 11 mW (soit 10,4 dBm), atteinte pour des rapports cycliques inférieurs ou égaux à $\alpha_{DC} = 1$ %. À partir de cette valeur, réduire le rapport cyclique ne réduit donc plus la consommation du radar.

La consommation d'énergie est due aux différents éléments actifs composant le radar. En plus des amplificateurs, une partie de la puissance d'alimentation va servir à polariser l'oscillateur local du TIMER, et à alimenter des Convertisseurs Numérique-Analogique (CNA, ou DAC en anglais pour Digital-to-Analog Converters). Ces convertisseurs permettent de convertir les commandes numériques en provenance de la carte mère en des valeurs précises de tensions ou courants de polarisation pour paramétrer le radar. Dans la version actuelle du radar IC lorsque le radar est désactivé tous les registres envoyés aux DACs sont mis à zéro, éteignant de fait le radar. Les DACs eux-même en revanche ne sont pas désactivés, et leur alimentation est maintenue même dans les phases de

1. Cette échelle permet d'exprimer la valeur d'une puissance relativement à 1 mW. Une puissance de 1 mW correspond donc à 0 dBm, et une puissance de 1 W correspond à 30 dBm.

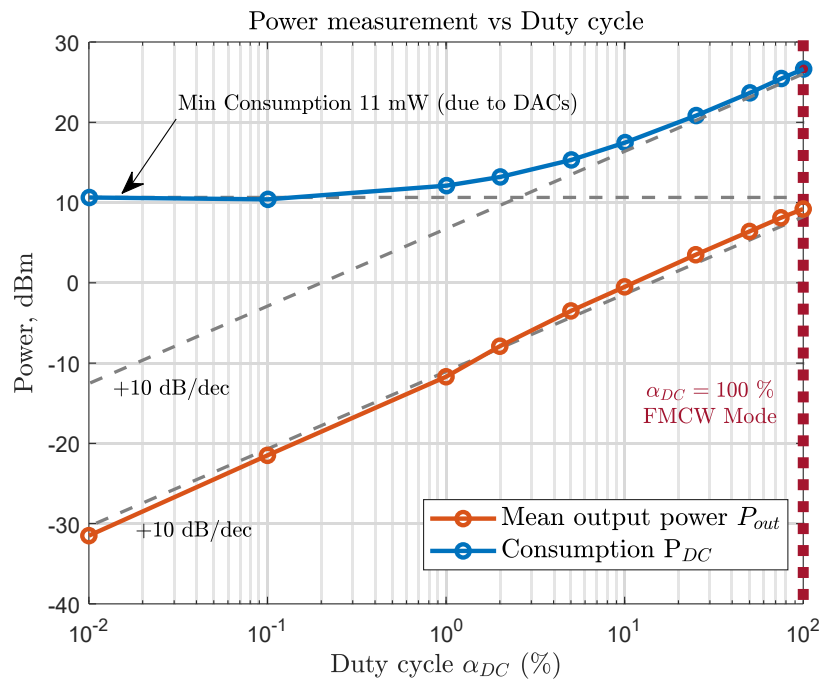


FIGURE 5.17 – Résultats de mesures : Puissance consommée (en bleu) et transmise (en orange) exprimées en dBm en fonction du rapport cyclique

Rapport Cyclique (en %)	100	75	50	25	10	5	2	1	0,1	0,01	0
P_{DC} en mW	463	352	233	122	56	34	21	16	11	11,7	11,4
P_{DC} en dBm	26,7	25,5	23,7	20,9	17,5	15,3	13,2	12	10,4	10,7	10,6
P_{out} en dBm	9,2	8,1	6,4	3,5	-0,5	-3,5	-7,9	-11,7	-21,5	-31,5	N/A

TABLE 5.1 – Valeurs de mesures de puissance en fonction du rapport cyclique. Lorsque le rapport cyclique est à 0%, le radar est constamment éteint. Dans ce cas, le radar continue toutefois à consommer près de 11 mW

désactivations du radar. Le radar n'est donc pas intégralement éteint, et c'est pourquoi même pour un rapport cyclique nul le radar continue de consommer plus de 11 mW (cas non représenté dans la Figure 5.17 mais visible en Table 5.1). Une nouvelle version de conception de la puce radar est prévue, qui permettra de changer le mode d'alimentation des DAC afin de réduire d'avantage sa consommation minimale.

Rappelons enfin que nous nous intéressons à des applications pour lesquelles la cadence T_{slow} à laquelle doivent se répéter les mesures radar (et donc à laquelle on souhaite observer les signes vitaux) est de l'ordre de la milliseconde. Cette grandeur T_{slow} est finalement imposée par un besoin applicatif. Le seul degré de liberté dont nous disposons pour agir sur le rapport cyclique est par conséquent la durée de chirp T_{ramp} . On peut donc mettre en perspective cette donnée avec nos résultats de mesures précédents dans lesquels nous avons montré qu'il était possible de considérer la génération d'un chirp d'une durée de 1 μ s (Figure 5.14 par exemple). Dès lors, on pourrait s'intéresser

à des systèmes aux rapports cycliques de l'ordre de 1%, voire même de 0,1 % (pour $\alpha_{DC} = 1\mu\text{s}/1\text{ms}$). Néanmoins, les résultats de mesures nous montrent que l'utilisation de chirps aussi rapides ne permet pas d'atteindre les performances de consommation espérées, la consommation P_{DC} étant ici toujours supérieure à 11 mW. En deçà d'un rapport cyclique de 1 % (c'est-à-dire si l'on fixe $T_{slow} = 1$ ms pour des chirps plus courts que $10 \mu\text{s}$), il n'y a plus de réduction de la consommation avec le rapport cyclique. Pour autant, les inconvénients liés à l'utilisation de chirps courts (effets de fenêtrages temporels et augmentation de la bande d'acquisition) subsisteront. Pour qu'il soit avantageux de réduire autant les durées de chirps, il faut donc envisager un système radar dans lequel les DAC seraient eux aussi éteints en même temps que le radar. Cela permettrait d'abaisser d'avantage les consommations d'énergie du radar pour les rapports-cycliques inférieurs à 1%.

5.3 Conclusions

Les mesures présentées dans ce chapitre permettent de valider expérimentalement l'étude analytique menée dans le chapitre 4 sur les signaux générés par le TIMER. Des chirps linéaires dont les rampes peuvent aller jusqu'à $1,2 \text{ GHz}/\mu\text{s}$ ont pu être mesurés. Le mode de fonctionnement FM-DC de la solution a lui-aussi été validé dans des ordres de grandeurs bien plus bas que ceux de l'état de l'art. Dans ce mode de fonctionnement, le radar présente bien les réductions de consommation moyenne d'énergie annoncées.

À l'issue de cette série de mesures, on peut noter que plusieurs points restent à être évalués ou résolus :

- **la linéarité des chirps.** Nous n'avons pas ici fait de mesures d'erreur RMS de la pente des chirps, qui permettrait de comparer notre système de génération aux PLL de l'état de l'art (voir Table 3.4), sur des figures de mérite communes.
- **la génération du signal de référence** était ici assurée par un appareil AWG externe. Seules les fonctions de multiplication fréquentielles sont actuellement implémentées. Afin de comparer la consommation énergétique du radar, mais aussi la linéarité des rampes de fréquences et le bruit de phase du signal de sortie avec des solutions de l'état de l'art, il faudra prendre en compte un système de génération de chirps à basse fréquence.
- **la bande maximale de chirp** atteignable avec ce système. En effet, comme illustré par la figure 5.11 (c), des problèmes interviennent lorsque les harmoniques de chirps se superposent, ce qui intervient irrémédiablement si l'on tente de balayer une bande de 7 GHz. Les ILO permettent seulement de recopier le signal du TIMER dans une bande de fréquence donnée, la bande de verrouillage, dont la largeur est limitée. Si cette bande est *fixe* dans le plan temps-fréquence pendant la durée du chirp, alors nous avons constaté que le chirp de 7 GHz ne pouvait pas simplement être isolé. Il faudrait donc que cette bande, dont la position fréquentielle est contrôlée par les courant de polarisation des ILO, puisse *suivre* l'évolution du chirp, ce que le système actuel ne permet pas. Un contrôle dynamique des ILO synchronisé avec le démarrage du chirp serait alors requis pour permettre l'isolation du chirp de 7 GHz.

Ces mesures concernent uniquement la partie génération de signaux et le rapport-cyclique, dans un contexte FM-DC. Nous n'avons pas à ce jour de mesures de l'architecture à stretch processing, qui permettrait de valider son étude théorique. Or, c'est avant tout avec cette dernière architecture que des signaux de courtes durée seront les plus pertinents. Il était néanmoins important de valider la production de signaux larges bandes en des temps record avec un système à rapport cyclique. Ces mesures rendent pertinents les ordres de grandeurs considérés dans le chapitre 4 où l'on supposait possible la génération de chirps de seulement $1 \mu s$, ce qu'aucun radar de l'état de l'art ne permet (voir Table 3.4). D'autre part, si la génération de chirps de 7 GHz de bande n'a pas encore été validée, les résultats préliminaires sont encourageants.

Conclusions et Perspectives

5.4 Conclusions

LA détection de signes vitaux représente une application phare pour les radars millimétrique qui suscite l'intérêt de la recherche. Néanmoins, la plupart de ces applications nécessitent un capteur à basse consommation d'énergie qui puisse être intégré sur une solution alimentée par batterie. C'est donc dans ce contexte que nous nous sommes proposé d'étudier la réalisation d'une architecture de radar qui soit adapté à la détection des mouvements de respirations et des battements de cœur avec la plus basse consommation d'énergie possible.

Dans cette thèse, nous avons présenté une analyse système des architectures radars millimétriques. La première partie de ce manuscrit a été consacrée à une étude des solutions radar de l'état de l'art pour la mesure de signes vitaux. Dans le premier chapitre, nous avons défini les besoins correspondant à l'application considérée et établi un cahier des charges. Puis nous avons présenté au deuxième chapitre les différentes architectures radar de l'état de l'art utilisées pour l'extraction de signes vitaux. Les principes de fonctionnement de chaque solution permettant l'extraction des signatures des rythmes cardiaques et respiratoires ont alors été détaillés. La première partie de ce manuscrit se clôture avec le troisième chapitre, dans lequel nous avons projeté les différentes architectures sur notre cahier des charges applicatif. Il en ressort qu'une solution à modulation de fréquence utilisée dans un mode de fonctionnement à faible rapport cyclique (solution FM-DC) est la plus pertinente pour notre application. Comme la consommation d'énergie de cette solution évolue linéairement avec le rapport cyclique, il vient que le radar sera d'autant plus économe en énergie que les chirps qu'il utilise seront de courtes durées. Nous avons premièrement identifiés les limites liées à la *générations* des chirps. Nous avons pour cela comparé les boucles à verrouillage de phase (PLL) utilisées pour la modulation de chirps rapide. Puis en reprenant les principes de fonctionnement de l'approche FM-DC présentés dans le chapitre 2, nous avons identifié les limitations liées à l'*acquisition* de chirps courts. Nous avons alors montré que l'augmentation de la bande d'acquisition et l'apparition d'effet de fenêtrages temporels vont contribuer à une dégradation du rapport signal-sur-bruit du signal de sortie du radar. Afin de proposer un radar à basse consommation d'énergie répondant à notre cahier des charges, nous proposons par conséquent de traiter ces deux limitations.

La seconde partie du manuscrit contient les contributions de cette thèse pour répondre aux limites technologiques mises en évidence dans le chapitre 3. Le chapitre 4 s'ouvre avec la présentation d'un nouveau système de multiplication harmonique appelé TIMER, proposé pour répondre aux limites de génération de chirps centrés sur 60 GHz. Avec son accès à de grands facteurs multiplicatifs, le TIMER permet de déplacer les contraintes initialement posées sur les PLL qui assurent la modulation de fréquence vers l'étape de multiplication fréquentielle. Des chirps en bande millimétrique à faible niveau de bruit de phase peuvent ainsi être réalisés en multipliant des chirps centrés sur des fréquences de 1 à 3 GHz, eux-même réalisables avec des solutions de modulation numériques. Puis, afin de répondre aux problèmes de réception de chirps courts nous avons considéré l'utilisation d'une acquisition à stretch processing. Nous avons alors proposé une architecture adaptative intégrant le système TIMER, qui convienne à la génération et à la réception de chirps courts. Les avantages de cette approche par rapport aux solutions de la littérature ont été mises en avant à l'aide d'une étude système et de résultats de simulation. Nous y concluons que la solution proposée permet effectivement de respecter le cahier des charges applicatif, en assurant *conjointement* un haut niveau de rapport signal-sur-bruit, une haute résolution spatiale et une basse consommation d'énergie. Le dernier chapitre présente enfin des résultats de mesures, réalisées sur un radar de type FM-DC développé par le LETI et qui intègre le TIMER. Les mesures réalisées dans ce chapitre permettent d'une part de valider l'étude théorique du TIMER du chapitre 4, et d'autre part de confirmer que la puissance consommée par le radar évolue linéairement avec son rapport cyclique, motivant l'utilisation de chirps courts.

Finalement, en posant des besoins applicatifs précis nous sommes parvenus à proposer une solution au problème initial. La nouvelle architecture radar proposée ici permet bien d'extraire les faibles signatures des battements de cœur et des mouvements de respiration contenus dans les signaux radar avec une consommation d'énergie limitée.

5.5 Perspectives

Les résultats de mesure présentés dans cette thèse permettent de valider le fonctionnement d'une partie de l'architecture adaptative proposée. Une continuation de ces travaux devra concerner la conception de l'ensemble de l'architecture. Pour valider la globalité de l'émetteur de l'architecture proposée, il reste encore à associer le TIMER d'un générateur de chirps basses fréquences qui permette le contrôle de leurs phases de démarrage. De plus, comme expliqué en conclusion du chapitre 5 il reste à proposer une solution de réglage dynamique des bandes de verrouillage des ILO. Valider ces étapes de conception est essentiel pour proposer un radar qui soit capable de générer des chirps de bandes passantes allant jusqu'à 7 GHz, afin de bénéficier de toute l'étendue de la bande [57;64] GHz. Enfin, il faudra démontrer par la mesure la faisabilité d'un chirp balayant une bande de 7 GHz en 1 μ s. On sera alors en mesure de comparer notre système de génération de chirp avec les solutions de l'état de l'art qui intègrent des PLL présentées en Table 3.4 au chapitre 3. Il faudra alors mesurer tous les paramètres de comparaisons usuels (valeur de la rampe de fréquence, bruit

de phase, erreur RMS de linéarité) pour conclure sur le positionnement de notre architecture par rapport aux solutions de la littérature.

L'évolution du RSB des signaux de sortie du radar ainsi que l'évolution de sa consommation d'énergie en fonction du rapport cyclique dépendent de la puissance du signal transmis. Des études complémentaires, permettant de relier une probabilité d'extraction des signes vitaux à une valeur minimale de RSB devront être réalisées. D'après nos modèles analytiques connaître cette valeur référence de RSB nous permettra de déterminer la puissance des signaux à émettre et la portée maximale de fonctionnement du radar. Une telle analyse devra être menée avant de conclure sur la consommation de notre radar et de pouvoir comparer notre architecture adaptative aux solutions complètes disponibles sur le marché.

Du fait des hautes résolutions spatiales que nous avons envisagées, il serait intéressant de considérer d'utiliser notre architecture pour l'observation de la tension artérielle, ce qui permettrait de surveiller un paramètre vital supplémentaire.

Si nous avons fait le choix de nous focaliser sur le problème de l'extraction de signes vitaux, il reste néanmoins que l'architecture adaptative proposée dans cette thèse offre un radar à courte portée, à basse consommation et haute résolution spatiale, adaptée à des opérations d'analyses micro-Doppler. Cette architecture radar pourrait donc être adaptée à d'autres applications et dépasser le cadre prévu dans notre analyse. Avec les très courtes durées de chirps observées en mesures, notre système de génération de chirp peut répéter des mesures de distances à des fréquences comprises entre 10 et 100 kHz. De telles fréquences de répétitions sont requises dans des applications qui nécessitent des mesures de vitesses, comme c'est le cas par exemple pour des radars embarqués sur drones.

5.6 Liste des publications

- **Conférences**

- [102] E. Antide, M. Zarudniev, O. Michel and M. Pelissier, "Comparative Study of Radar Architectures for Human Vital Signs Measurement", in *2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20)*, pp.1-6, 2020.

- **Brevets**

- [103] M. Zarudniev, C. Dehos, J. L. Gonzalez Jimenez, A. Siligaris, C. Jany, and E. Antide, *Générateur de signal radar modulé en fréquence.*, Commissariat à l'Energie Atomique et aux Energies Alternatives. Brevet, FR 2008588, 2020. (Brevet déposé le 20/08/2020)
- [104] E. Antide, M. Zarudniev, and D. Lachartre, *Dispositif et procédé de mesure radar à double génération de signal radar.* Commissariat à l'Energie Atomique et aux Energies Alternatives. Brevet, FR 2008588, 2021. (Brevet déposé le 29/07/2021)

Annexe A

Effet Doppler

La démonstration suivante est issue de [23, 27], mais intègre quelques changements de notation par cohérence avec les notations de ce manuscrit.

Supposons que, comme représenté en Figure 2.1, un réflecteur se déplace avec une vitesse supposée constante dont la composante radiale est v_{rad} . Un point A de l'onde transmise par le radar et générée à l'instant t_0 atteindra le réflecteur après un temps de vol Δt_A . Posons que le réflecteur est à une distance R_0 du radar à la date t_0 . Lorsque le point A atteint le réflecteur celui-ci est alors situé à une distance $R_A = R_0 - v_{rad} \cdot \Delta t_A$ du radar. On en déduit donc que le temps Δt_A qu'il a fallu au point A de l'onde transmise pour parcourir une fois la distance radar-réflecteur est :

$$\Delta t_A = \frac{R_A}{c} = \frac{R_0 - v_{rad} \cdot \Delta t_A}{c} \quad (\text{A.1})$$

$$\Leftrightarrow \Delta t_A = \frac{R_0}{c + v_{rad}} \quad (\text{A.2})$$

avec c la vitesse de la lumière dans le vide. Ce point A de l'onde réfléchie mettra le même temps pour retourner au radar et arrivera à l'instant t_1 , réalisant ainsi un aller-retour radar-réflecteur de durée $2 \cdot \Delta t_A$:

$$\begin{aligned} t_1 &= t_0 + 2 \cdot \Delta t_A \\ &= t_0 + \frac{2 \cdot R_0}{c + v_{rad}} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Intéressons-nous désormais à un deuxième point B de l'onde transmise, situé exactement une période $T_c = \frac{1}{f_c}$ après le point A , et donc émis à la date $t = t_0 + T_c$. À cette date où le point B est généré, le réflecteur est placé au point $R_1 = R_0 - v_{rad} \cdot T_c$. Avec le même raisonnement que pour le point A , on peut dire que le point B arrivera au réflecteur après un temps de vol Δt_B . Le réflecteur sera alors situé à une distance $R_B = R_1 - v_{rad} \cdot \Delta t_B$ du radar. D'où :

$$\Delta t_B = \frac{R_B}{c} = \frac{R_1}{c + v_{rad}} \quad (\text{A.4})$$

Ce point B de l'onde réfléchi mettra le même temps Δt_B pour effectuer le retour au radar, et arrivera à l'instant t_2 :

$$\begin{aligned} t_2 &= t_0 + T_c + 2 \cdot \Delta t_B \\ &= t_0 + T_c + \frac{2 \cdot R_1}{c + v_{rad}} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

On remarque alors que tandis que les points A et B ont été émis avec exactement une période T_c d'écart, ils seront reçus avec une différence de temps :

$$t_2 - t_1 = T_c - \frac{2 \cdot (R_0 - R_1)}{c + v_{rad}} \quad (\text{A.6})$$

Cet intervalle de temps est plus petit la période T_c si $R_1 < R_0$, c'est-à-dire si le réflecteur s'est rapproché du radar et est donc muni d'une vitesse radiale positive. Il est en revanche plus grand que T_c dans le cas où $R_1 > R_0$, c'est-à-dire si le réflecteur s'est éloigné du radar et est donc associé à une vitesse radiale négative. C'est ce que l'on nomme l'effet Doppler. Pour quantifier la variation de fréquence qui lui est associée, notons cet intervalle de temps correspondant à la période du signal reçu $T'_c = t_2 - t_1$. En remarquant que $R_1 = R_0 - v_{rad} \cdot T_c$, on a :

$$\begin{aligned} T'_c &= T_c - \frac{2 \cdot (R_0 - R_0 - v_{rad} \cdot T_c)}{c + v_{rad}} \\ &= T_c \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot v_{rad}}{c + v_{rad}} \right) \\ &= T_c \cdot \left(\frac{c - v_{rad}}{c + v_{rad}} \right) \\ &= T_c \cdot \left(\frac{1 - v_{rad}/c}{1 + v_{rad}/c} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Cette période nous permet de définir la fréquence $f'_c = 1/T'_c$ du signal reçu :

$$f'_c = f_c \cdot \left(\frac{1 + v_{rad}/c}{1 - v_{rad}/c} \right) \quad (\text{A.8})$$

Dans le cas pratique où les vitesses $v_{rad}/c \ll 1$, un développement limité de la fonction $1/(1 - x)$ nous permet d'écrire

$$\begin{aligned} f'_c &= f_c \cdot \left(1 + \frac{v_{rad}}{c} \right) \cdot \left(1 + \frac{v_{rad}}{c} + \left(\frac{v_{rad}}{c} \right)^2 + \left(\frac{v_{rad}}{c} \right)^3 + \dots \right) \\ &= f_c \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot v_{rad}}{c} + \left(\frac{2 \cdot v_{rad}}{c} \right)^2 + \left(\frac{2 \cdot v_{rad}}{c} \right)^3 + \dots \right) \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

On approximera ce développement à l'ordre 1 pour obtenir

$$f'_c \approx f_c \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot v_{rad}}{c} \right) \quad (\text{A.10})$$

La fréquence reçue correspond donc à la fréquence émise, décalée d'une valeur f_D (positive ou négative suivant le signe de v_{rad}) appelée fréquence Doppler :

$$f_D = f_c \cdot \frac{2 \cdot v_{rad}}{c} = \frac{2 \cdot v_{rad}}{\lambda_c} \quad (\text{A.11})$$

Annexe B

Fonction Rectangle

B.1 Définition

La fonction rectangle $x \mapsto \text{rect}\left(\frac{x}{T}\right)$ à laquelle nous nous référons dans ce manuscrit est définie $\forall [x, T] \in \mathbb{R}^2$ par :

$$\text{rect}\left(\frac{x}{T}\right) = \begin{cases} 1 & \forall |x| \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \forall |x| > \frac{T}{2} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Ainsi écrite, cette fonction définit un rectangle (ou une "porte") centrée en 0 et de largeur T .

B.2 Impulsion rectangulaire retardée

En partant de cette définition de la fonction rectangle, on écrira un rectangle $s(t)$ de largeur T et d'amplitude A , mais démarrant en $t = 0$ plutôt qu'en $t = -T/2$:

$$s(t) = A \cdot \text{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) = \begin{cases} A & \text{si } 0 < t \leq T \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

En admettant que cette impulsion $s(t)$ décrive un signal transmis par un radar et en négligeant tout effet d'atténuation d'amplitude, alors un écho $r(t)$ de ce signal retournant au récepteur après un temps de vol τ pourra être écrit :

$$r(t) = s(t - \tau) = A \cdot \text{rect}\left(\frac{t - T/2 - \tau}{T}\right) = \begin{cases} A & \text{si } \tau < t \leq T + \tau \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

Par propriété de la transformée de Fourier, la transformée $S(f) = \mathcal{F}\{s\}$ du signal s , version retardée du signal $u(t)$ précédent est :

$$\begin{aligned} s(t) &= u(t - T/2) \\ \Leftrightarrow S(f) &= \mathcal{F}\{s\}(f) = \mathcal{F}\{u\}(f) \cdot e^{-2i\pi\frac{T}{2}} \\ \Leftrightarrow S(f) &= A \cdot T \cdot \text{sinc}(fT) \cdot e^{-2i\pi\frac{T}{2}} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

De même, on pourra écrire que la transformée de Fourier $R(f)$ du signal reçu $r(t)$ est :

$$R(f) = A \cdot T \cdot \text{sinc}(fT) \cdot e^{-2i\pi(\frac{T}{2} + \tau)} \quad (\text{B.5})$$

B.3 Produit d'impulsions rectangulaires de retards différents

Soient deux fenêtres rectangulaires u_1 et u_2 retardées de τ_1 et τ_2 respectivement, avec $\tau_1 < \tau_2$, comme représenté en Figure B.1

$$\begin{cases} u_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T/2 - \tau_1}{T}\right) \\ u_2(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T/2 - \tau_2}{T}\right) \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Il vient que le produit u_3 de ces deux fenêtres est une nouvelle fenêtre rectangulaire, dont le support temporel correspond à l'intersection de u_1 et u_2 . Cette nouvelle fenêtre est alors de largeur $T + \tau_1 - \tau_2$, et est centrée sur $\frac{T + \tau_1 - \tau_2}{2}$. On pourra donc la décrire avec une fonction $\text{rect}(\cdot)$ de la manière suivante :

$$u_3(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T + \tau_1 + \tau_2}{2}}{T + \tau_1 - \tau_2}\right) \quad (\text{B.7})$$

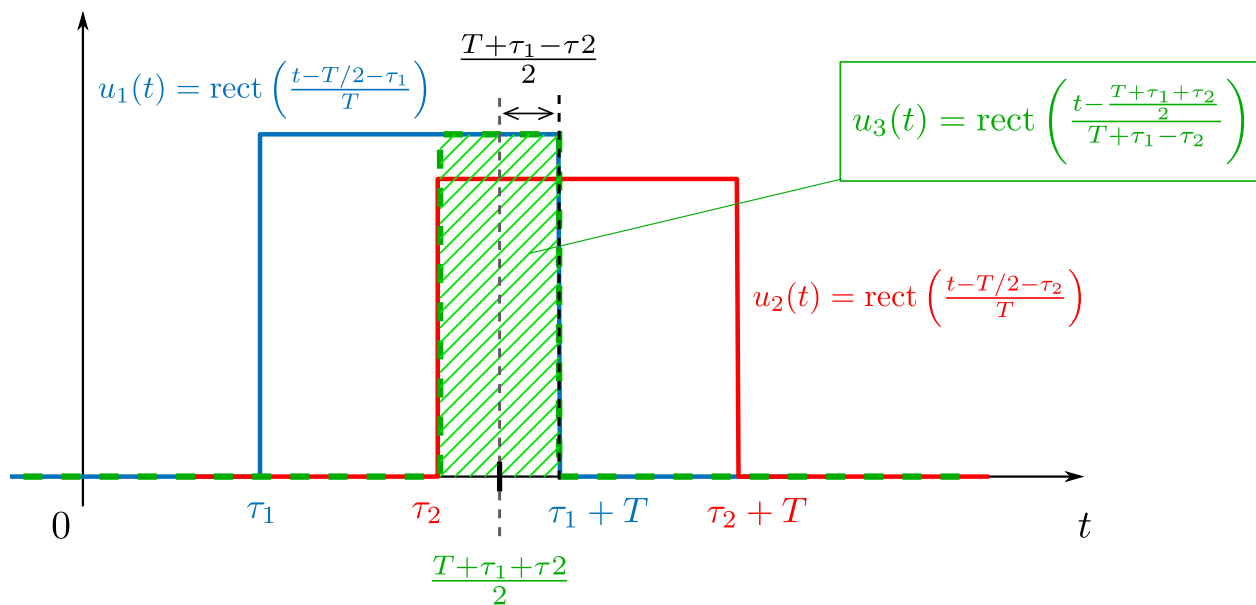


FIGURE B.1 – *Produit de fenêtres rectangulaires (amplitudes non représentatives). En bleu $u_1(t)$, en rouge $u_2(t)$ et en vert le résultat du produit $u_3(t) = u_1(t) \cdot u_2(t)$*

Annexe C

Fonction d'autocorrélation du chirp linéaire

Soit un signal complexe u correspondant à un chirp linéaire de bande B , de durée T_{Ramp} et de fréquence initiale f_0 . On notera α la pente de la rampe de fréquence de ce signal, avec $\alpha = \frac{B}{2 \cdot T_{Ramp}}$. On écrit mathématiquement ce chirp linéaire :

$$u(t) = \sqrt{A} \cdot \exp [2i\pi \cdot (f_0 \cdot t + \alpha \cdot t^2)] \cdot \text{rect} \left(\frac{t}{T_{ramp}} \right) \quad (\text{C.1})$$

On s'intéresse ici à la fonction d'ambiguïté χ de ce chirp, dans laquelle on suppose dans un premier temps que $\tau > 0$:

$$\chi(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot u^*(t + \tau) e^{2i\pi\nu t} dt \quad (\text{C.2})$$

Du fait du support temporel de la fonction rectangle, l'intégrale de ce produit devient $\forall \tau \in [0, T_{Ramp}]$:

$$\chi(\tau, \nu) = A \cdot \int_{-T_{Ramp}/2}^{T_{Ramp}/2-\tau} e^{2i\pi(f_0 \cdot t + \alpha \cdot t^2 - f_0(t+\tau) - \alpha(t+\tau)^2)} \cdot e^{2i\pi\nu t} dt \quad (\text{C.3})$$

et est nul $\forall \tau > T_{Ramp}$. En nous intéressant à la valeur absolue de la fonction d'ambiguïté, on a alors :

$$\begin{aligned} |\chi(\tau, \nu)| &= |A| \cdot \left| \int_{-T_{Ramp}/2}^{T_{Ramp}/2-\tau} e^{2i\pi(\nu-2\alpha\tau)t} dt \right| \\ &= |A| \cdot \left| \frac{1}{2i\pi(\nu-2\alpha\tau)} \left[e^{2i\pi(\nu-2\alpha\tau)t} \right]_{-T_{Ramp}/2}^{T_{Ramp}/2-\tau} \right| \\ &= |A| \cdot \left| \frac{1}{2i\pi(\nu-2\alpha\tau)} \left(e^{2i\pi(\nu-2\alpha\tau) \cdot \left(\frac{T_{ramp}}{2}-\tau\right)} - e^{-2i\pi(\nu-2\alpha\tau) \cdot \left(\frac{T_{ramp}}{2}\right)} \right) \right| \\ &= |A| \cdot \left| \frac{1}{2i\pi(\nu-2\alpha\tau)} \left(e^{i\pi(\nu-2\alpha\tau) \cdot (T_{ramp}-2\tau)} - e^{-i\pi(\nu-2\alpha\tau) \cdot (T_{ramp})} \right) \right| \end{aligned} \quad (\text{C.4})$$

Puis par factorisation des exponentielles :

$$|\chi(\tau, \nu)| = |A| \cdot \left| \frac{e^{-i\pi(\nu-2\alpha\tau)\tau}}{2i\pi(\nu-2\alpha\tau)} \left(e^{i\pi(\nu-2\alpha\tau)\cdot(T_{Ramp}-\tau)} - e^{-i\pi(\nu-2\alpha\tau)\cdot(T_{Ramp}-\tau)} \right) \right| \quad (C.5)$$

En appliquant la formule d'Euler $\frac{e^{i\theta} - e^{-i\theta}}{2i} = \sin(\theta)$, et en remarquant que $|e^{-i\pi(\nu-2\alpha\tau)\tau}| = 1$ on obtient :

$$\begin{aligned} |\chi(\tau, \nu)| &= \left| \frac{A}{\pi(\nu-2\alpha\tau)} \cdot \sin \left[\pi(\nu-2\alpha\tau)(T_{Ramp}-\tau) \right] \right| \\ &= \left| A \cdot (T_{Ramp}-\tau) \cdot \frac{\sin \left[\pi(\nu-2\alpha\tau)(T_{Ramp}-\tau) \right]}{\pi(\nu-2\alpha\tau)(T_{Ramp}-\tau)} \right| \\ &= \left| A \cdot (T_{Ramp}-\tau) \cdot \text{sinc} \left[(\nu-2\alpha\tau)(T_{Ramp}-\tau) \right] \right| \\ &= \left| A \cdot T_{Ramp} \cdot \left(1 - \frac{\tau}{T_{Ramp}} \right) \cdot \text{sinc} \left[(\nu-2\alpha\tau) \cdot T_{Ramp} \cdot \left(1 - \frac{\tau}{T_{Ramp}} \right) \right] \right| \end{aligned} \quad (C.6)$$

Avec $\text{sinc}(x)$ la fonction $x \mapsto \text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$.

Avec le même type de raisonnement pour les retards $\tau < 0$ (c'est-à-dire pour les signaux reçus en avance par rapport au signal de référence), on peut généraliser les deux cas en donnant la formulation suivante pour la fonction d'ambiguïté :

$$|\chi(\tau, \nu)| = \begin{cases} \left| A \cdot T_{Ramp} \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_{Ramp}} \right) \cdot \text{sinc} \left[\left(\nu - \frac{B}{T_{Ramp}} \tau \right) \cdot T_{Ramp} \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_{Ramp}} \right) \right] \right|, & \forall |\tau| \leq T_{Ramp} \\ 0 & \forall |\tau| > T_{Ramp} \end{cases} \quad (C.7)$$

Ce qui devient en absence d'effet Doppler ($\nu = 0$)

$$|\chi(\tau, 0)| = \begin{cases} \left| A \cdot T_{Ramp} \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_{Ramp}} \right) \cdot \text{sinc} \left[-B\tau \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_{Ramp}} \right) \right] \right|, & \forall |\tau| \leq T_{Ramp} \\ 0 & \forall |\tau| > T_{Ramp} \end{cases} \quad (C.8)$$

En remarquant que la fonction sinc est symétrique ($\text{sinc}(-x) = \text{sinc}(x)$), on a finalement :

$$|\chi(\tau, 0)| = \begin{cases} \left| A \cdot T_{Ramp} \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_{Ramp}} \right) \cdot \text{sinc} \left[B\tau \cdot \left(1 - \frac{|\tau|}{T_{Ramp}} \right) \right] \right|, & \forall |\tau| \leq T_{Ramp} \\ 0 & \forall |\tau| > T_{Ramp} \end{cases} \quad (C.9)$$

Annexe D

Résultats supplémentaire de l'étude du système TIMER

D.1 Nombre d'oscillation d'un chirp

Soit s_{ref} un chirp dont la fréquence initiale f_{ref} balaye linéairement une excursion de fréquence B_{ref} en une durée T_{Ramp} , décrit par l'équation :

$$s_{ref}(t) = \sin \left[2\pi \left(f_{ref} \cdot t + \frac{B_{ref}}{2 \cdot T_{Ramp}} \cdot t^2 \right) \right] \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{Ramp}}{2}}{T_{Ramp}} \right) \quad (\text{D.1})$$

où la fonction rectangle notée $\text{rect}(\cdot)$ est celle définie en Annexe B.

En reprenant l'équation (4.4), On sait que les instants t_0 marquant les *débuts d'oscillations* de ce chirp, sont définis à partir des annulations de la fonction (D.1). Nous avons alors démontré (voir 4, section 4.1.1.2) que ces instants sont solutions de l'équation suivante, $\forall n \in \mathbb{N}$:

$$t_0(n) = \frac{f_{ref} \cdot T_{Ramp}}{B_{ref}} \cdot \left(-1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot B_{ref} \cdot (n-1)}{T_{Ramp} \cdot f_{ref}^2}} \right) \quad (\text{D.2})$$

Appelons N_{max} l'indice du dernier élément de la suite $(t_0)_{n \in \mathbb{N}}$, que l'on souhaite quantifier. Comme les instants t_0 correspondent aux dates de début d'oscillations du chirp s_{ref} , cet indice N_{max} est alors l'indice de la *dernière oscillation* du chirp, qui peut a priori être incomplète. La date $t_0(N_{max})$ de démarrage de cette oscillation est nécessairement inférieure ou égale à la durée du chirp T_{Ramp} , soit :

$$N_{max} = \arg \max_{n \in \mathbb{N}} [t_0(n) \leq T_{Ramp}] \quad (\text{D.3})$$

En développant cette expression, on obtient la condition :

$$\begin{aligned} & \frac{f_{ref} \cdot T_{Ramp}}{B_{ref}} \cdot \left(-1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot B_{ref} \cdot (n-1)}{T_{Ramp} \cdot f_{ref}^2}} \right) \leq T_{Ramp} \\ \Leftrightarrow & \frac{f_{ref}}{B_{ref}} \cdot \sqrt{1 + \frac{2 \cdot B_{ref} \cdot (n-1)}{T_{Ramp} \cdot f_{ref}^2}} \leq 1 + \frac{f_{ref}}{B_{ref}} \end{aligned} \quad (D.4)$$

que l'on peut ensuite élever au carré pour obtenir :

$$\begin{aligned} & \left(\frac{f_{ref}}{B_{ref}} \right)^2 \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot B_{ref} \cdot (n-1)}{T_{Ramp} \cdot f_{ref}^2} \right) \leq 1 + 2 \cdot \frac{f_{ref}}{B_{ref}} + \left(\frac{f_{ref}}{B_{ref}} \right)^2 \\ \Leftrightarrow & \left(\frac{f_{ref}}{B_{ref}} \right)^2 \cdot \frac{2 \cdot B_{ref} \cdot (n-1)}{T_{Ramp} \cdot f_{ref}^2} \leq 1 + 2 \cdot \frac{f_{ref}}{B_{ref}} \\ \Leftrightarrow & \frac{2 \cdot (n-1)}{B_{ref} \cdot T_{Ramp}} \leq 1 + 2 \cdot \frac{f_{ref}}{B_{ref}} \\ \Leftrightarrow & n-1 \leq \left(1 + 2 \cdot \frac{f_{ref}}{B_{ref}} \right) \cdot \frac{B_{ref} \cdot T_{Ramp}}{2} \end{aligned} \quad (D.5)$$

Ainsi, on trouve que :

$$n \leq \left(\frac{B_{ref}}{2} + f_{ref} \right) \cdot T_{Ramp} + 1 \quad (D.6)$$

où le terme $\left(\frac{B_{ref}}{2} + f_{ref} \right)$ correspond à la *fréquence centrale* du chirp s_{ref} (f_{ref} étant sa fréquence initiale). Le nombre entier N_{max} vaut par conséquent :

$$N_{max} = \arg \max_{n \in \mathbb{N}} \left[n \leq \left(\frac{B_{ref}}{2} + f_{ref} \right) \cdot T_{Ramp} + 1 \right] \quad (D.7)$$

Écrivons le produit de la fréquence centrale de s_{ref} et de sa durée T_{Ramp} comme étant la somme d'une partie entière (on utilisera la notation $\lfloor \cdot \rfloor$ pour la représenter) et d'une partie décimale notée n_{dec} :

$$\left(\frac{B_{ref}}{2} + f_{ref} \right) \cdot T_{Ramp} = \left\lfloor \left(\frac{B_{ref}}{2} + f_{ref} \right) \cdot T_{Ramp} \right\rfloor + n_{dec} \quad (D.8)$$

Ainsi, on peut réécrire N_{max} :

$$\begin{aligned} N_{max} &= \arg \max_{n \in \mathbb{N}} \left[n \leq \left\lfloor \left(\frac{B_{ref}}{2} + f_{ref} \right) \cdot T_{Ramp} \right\rfloor + n_{dec} + 1 \right] \\ &= \left\lfloor \left(\frac{B_{ref}}{2} + f_{ref} \right) \cdot T_{Ramp} \right\rfloor + 1 \end{aligned} \quad (D.9)$$

Entre les instant $t_0(1)$ et $t_0(N_{max})$, le signal s_{ref} réalise $N_{osc} = N_{max} - 1$ oscillations complètes.

On trouve donc :

$$\begin{aligned} N_{osc} &= N_{max} - 1 \\ &= \left\lfloor \left(\frac{B_{ref}}{2} + f_{ref} \right) \cdot T_{Ramp} \right\rfloor \end{aligned} \quad (D.10)$$

Dès lors, une bonne approximation du nombre d'oscillations que réalise un chirp sera donné par le **produit de sa durée et de sa fréquence centrale**.

D.2 Variation de fréquence au sein d'une oscillation

Au cours des démonstrations du chapitre 4, on vient à considérer que la fréquence du chirp de référence (qui constitue le signal d'entrée du TIMER) est "*constante à l'échelle d'une oscillation*". Cette hypothèse nous permet ensuite de proposer une description mathématique du signal impulsionnel en sortie du comparateur (voir Figure 4.3, en section 4.1.1.2). Le but de cette nouvelle section d'Annexe est justifier cette approximation au vu des ordres de grandeurs des signaux étudiés.

Reprenons les notations et résultats de la section précédente. On sait que $\forall n \in [1, N_{max} - 1]$, la n -ième oscillation se produit entre les instants $t_0(n)$ et $t_0(n+1)$. Appelons f_1 la fréquence instantanée du chirp à l'instant $t_0(n)$, et f_2 sa fréquence à l'instant $t_0(n+1)$. Ces notations sont illustrées en Figure D.1.

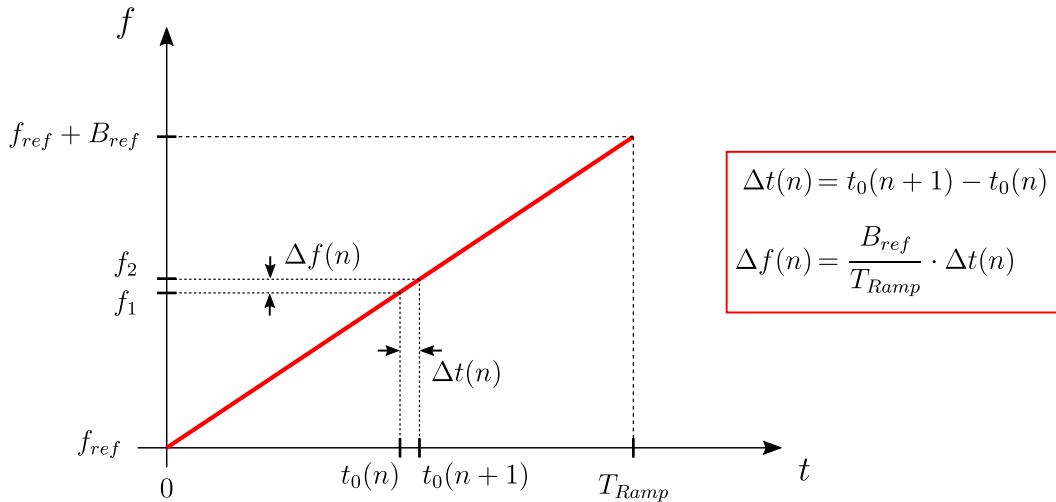


FIGURE D.1 – Variation de fréquence $\Delta f(n)$ du chirp pendant une oscillation $\Delta t(n)$

L'évolution *linéaire* de la fréquence au cours de la durée du chirp T_{Ramp} fait que l'on peut exprimer la variation de fréquence $\Delta f(n) = f_2 - f_1$ réalisée par le chirp pendant toute durée $\Delta t(n)$ comme étant :

$$\Delta f(n) = \frac{B_{ref}}{T_{Ramp}} \cdot \Delta t(n) \quad (D.11)$$

Si la pente du chirp est constante sur toute sa durée, les durées $\Delta t(n)$ en revanche dépendent de n (voir l'équation (D.2) définissant les instants $t_0(n)$). Puisque la fréquence instantanée du chirp augmente au cours du temps, alors à l'inverse les durées de ses oscillations diminuent progressivement. Plus l'indice n de l'oscillation est élevé, et plus sa durée $\Delta t(n)$ sera courte. Il vient alors que la première oscillation du chirp est aussi sa plus longue. Or cette première oscillation est d'une durée forcément plus courte que la période $1/f_{ref}$ d'un signal dont la fréquence n'augmenterait pas. On en déduit donc que $\forall n \in [1, N_{max} - 1]$:

$$\Delta t(n) \leq \frac{1}{f_{ref}} \quad (\text{D.12})$$

Dans ce manuscrit, on considère des chirps situés dans la bande de fréquence [57 ; 64] GHz. L'excursion de fréquence maximale autorisée dans cette bande est de 7 GHz (voir section 3.1.1 du chapitre 3). Dans ce cas, cela représente près de 12,4 % de la fréquence initiale f_0 du chirp (qui est alors 57 GHz). De fait, nous considérons uniquement des cas où $B \leq 0,124 \cdot f_c$.

On compte réaliser ce chirp au moyen d'une multiplication fréquentielle d'un chirp de référence dont la fréquence initiale est $f_{ref} = f_0/K$ et la bande est $B_{ref} = B/K$, où $K \in \mathbb{N}$ représente l'ordre de la multiplication fréquentielle à employer. Par proportionnalité, on peut dire que la bande B_{ref} vérifie donc toujours :

$$B_{ref} \leq 0,124 \cdot f_{ref} \quad (\text{D.13})$$

Le rôle du TIMER est de permettre l'utilisation de grand facteur de multiplication K . Typiquement, nous envisageons dans les chapitres 4 et 5 d'utiliser un signal de fréquence de référence aussi basse que $f_{ref} = 1$ GHz, soit $N = 60$. Les durées de rampes minimales envisagées sont de l'ordre de la centaine de nanosecondes. Prenons donc $T_{Ramp} \leq 100$ ns comme valeur minimale de T_{Ramp}

Comme les valeurs extrêmes des paramètres de chirp ont été estimées, on peut reprendre l'équation (D.11) et borner la valeur de la variation de fréquence durant une oscillation, qui vérifiera toujours :

$$\begin{aligned} \Delta f(n) &\leq \frac{0,124 \cdot f_{ref}}{1e^{-7}} \cdot \frac{1}{f_{ref}} \\ &\leq 1,24 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (\text{D.14})$$

La première oscillation du chirp est aussi la plus longue. D'après l'équation (D.11), c'est donc celle qui subit le plus grand écart fréquentiel entre sa fréquence initiale $f_1 = f_{ref}$ et sa fréquence finale $f_2 = f_{ref} + \Delta f(1)$. Or d'après l'inégalité (D.14), on sait que cet écart fréquentiel est inférieur à 1,24 MHz. Par conséquent, si $f_{ref} = 1$ GHz **la fréquence du chirp varie de moins de 0.124 % pendant une oscillation.**

En conclusion, même lorsque l'on utilise les paramètres de chirp les plus extrêmes envisagées par notre application, il semble en effet raisonnable de considérer qu'à l'échelle d'une oscillation la fréquence du chirp est constante.

Bibliographie

- [1] M. Zhao, F. Adib, and D. Katabi, “Emotion recognition using wireless signals,” pp. 95–108, 10 2016.
- [2] J. Bousquet and Weltgesundheitsorganisation, eds., *Global surveillance, prevention and control of chronic respiratory diseases : a comprehensive approach*. World Health Organization, 2007.
- [3] M. Villarroel, S. Chaichulee, J. Jorge, S. Davis, G. Green, C. Arteta, A. Zisserman, K. McCormick, P. Watkinson, and L. Tarassenko, “Non-contact physiological monitoring of preterm infants in the Neonatal Intensive Care Unit,” *npj Digital Medicine*, vol. 2, no. 1, p. 128, 2019.
- [4] A. C. Smith, E. Thomas, C. L. Snoswell, H. Haydon, A. Mehrotra, J. Clemensen, and L. J. Caffery, “Telehealth for global emergencies : Implications for coronavirus disease 2019 (COVID-19),” vol. 26, no. 5, pp. 309–313, 2020.
- [5] World Health Organization, *Global diffusion of eHealth : making universal health coverage achievable : report of the third global survey on eHealth*. World Health Organization, 2016.
- [6] I. Nasr, R. Jungmaier, A. Baheti, D. Noppeney, J. S. Bal, M. Wojnowski, E. Karagozler, H. Raja, J. Lien, I. Poupyrev, and S. Trotta, “A Highly Integrated 60 GHz 6-Channel Transceiver With Antenna in Package for Smart Sensing and Short-Range Communications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 9, pp. 2066–2076, 2016.
- [7] J. Lin, “Noninvasive microwave measurement of respiration,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 10, pp. 1530–1530, 1975.
- [8] M. Kebe, R. Gadhaifi, B. Mohammad, M. Sanduleanu, H. Saleh, and M. Al-Qutayri, “Human Vital Signs Detection Methods and Potential Using Radars : A Review,” *Sensors*, vol. 20, no. 5, 2020.
- [9] A. Bin Obadi, P. J. Soh, O. Aldayel, M. H. Al-Doori, M. Mercuri, and D. Schreurs, “A Survey on Vital Signs Detection Using Radar Techniques and Processing With FPGA Implementation,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 21, no. 1, pp. 41–74, 2021.
- [10] S. Samad, *Contactless detection of cardiopulmonary activity for a person in different scenarios*. PhD thesis, Université Bretagne Loire, 2017.
- [11] F. Michler, K. Shi, S. Schellenberger, T. Steigleder, A. Malessa, L. Hameyer, N. Neumann, F. Lurz, C. Ostgathe, R. Weigel, and A. Koelpin, “A clinically evaluated interferometric continuous-wave radar system for the contactless measurement of human vital parameters,” *Sensors*, vol. 19, no. 11, 2019.

- [12] A. Singh, S. U. Rehman, S. Yongchareon, and P. H. J. Chong, "Modelling of chest wall motion for cardiorespiratory activity for radar-based ncvs systems," *Sensors*, vol. 20, no. 18, 2020.
- [13] F. Shaffer, R. McCraty, and C. L. Zerr, "A healthy heart is not a metronome : an integrative review of the heart's anatomy and heart rate variability," *Frontiers in Psychology*, vol. 5, p. 1040, 2014.
- [14] K. Shi, T. Steigleder, S. Schellenberger, F. Michler, A. Malessa, F. Lurz, N. Rohleder, C. Ostgathe, R. Weigel, and A. Koelpin, "Contactless analysis of heart rate variability during cold pressor test using radar interferometry and bidirectional LSTM networks," *Scientific Reports*, vol. 11, no. 1, p. 3025, 2021.
- [15] F. Shaffer and J. P. Ginsberg, "An overview of heart rate variability metrics and norms," *Frontiers in Public Health*, vol. 5, p. 258, 2017.
- [16] M. Ali, A. Elsayed, A. Mendez, Y. Savaria, and M. Sawan, "Contact and Remote Breathing Rate Monitoring Techniques : A Review," *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 13, pp. 14569–14586, 2021.
- [17] C. P. Subbe and S. Kinsella, "Continuous monitoring of respiratory rate in emergency admissions : Evaluation of the respirasense™ sensor in acute care compared to the industry standard and gold standard," *Sensors*, vol. 18, no. 8, 2018.
- [18] S. Kang, D.-K. Kim, Y. Lee, Y.-H. Lim, H.-K. Park, S. H. Cho, and S. H. Cho, "Non-contact diagnosis of obstructive sleep apnea using impulse-radio ultra-wideband radar," vol. 10, no. 1, p. 5261, 2020.
- [19] H. Abuella and S. Ekin, "Non-contact vital signs monitoring through visible light sensing," *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, no. 7, pp. 3859–3870, 2020.
- [20] C. Massaroni, A. Nicolò, M. Sacchetti, and E. Schena, "Contactless methods for measuring respiratory rate : A review," *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 11, pp. 12821–12839, 2021.
- [21] X. Liu, Z. Jiang, J. Fromm, X. Xu, S. Patel, and D. McDuff, "MetaPhys : Few-Shot Adaptation for Non-Contact Physiological Measurement," CHIL '21, (New York, NY, USA), p. 154–163, Association for Computing Machinery, 2021.
- [22] M. I. Skolnik, *Radar Handbook, Third Edition*. McGraw-Hill Education, 2008.
- [23] J. L. Eaves and E. K. Reedy, *Principles of Modern Radar*. Springer US, 1987.
- [24] N. Yamada, Y. Tanaka, and K. Nishikawa, "Radar cross section for pedestrian in 76 GHz band," in *2005 European Microwave Conference*, vol. 2, pp. 4 pp.–1018, 2005.
- [25] E. Piuizzi, P. D'Atanasio, S. Pisa, E. Pittella, and A. Zambotti, "Complex radar cross section measurements of the human body for breath-activity monitoring applications," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 8, pp. 2247–2258, 2015.
- [26] R. Bohannon and A. Andrews, "Normal walking speed : A descriptive meta-analysis," *Physiotherapy*, vol. 97, pp. 182–9, 09 2011.
- [27] N. Levanon and E. Mozeson, *Radar Signals*. John Wiley & Sons, Inc., 2004.

- [28] V. Chen, F. Li, S.-S. Ho, and H. Wechsler, "Micro-Doppler effect in radar : phenomenon, model, and simulation study," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 42, no. 1, pp. 2–21, 2006.
- [29] X. Liang, J. Deng, H. Zhang, and T. A. Gulliver, "Ultra-Wideband Impulse Radar Through-Wall Detection of Vital Signs," *Scientific Reports*, vol. 8, 09 2018.
- [30] F. Khan, A. Ghaffar, N. Khan, and S. H. Cho, "An Overview of Signal Processing Techniques for Remote Health Monitoring Using Impulse Radio UWB Transceiver," *Sensors*, vol. 20, no. 9, 2020.
- [31] D. R. Morgan and M. G. Zierdt, "Novel signal processing techniques for doppler radar cardio-pulmonary sensing," *Signal Processing*, vol. 89, no. 1, pp. 45–66, 2009.
- [32] M. He, Y. Nian, and Y. Gong, "Novel signal processing method for vital sign monitoring using fmcw radar," *Biomedical Signal Processing and Control*, vol. 33, pp. 335–345, 2017.
- [33] C. Li and J. Lin, "Random Body Movement Cancellation in Doppler Radar Vital Sign Detection," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 12, pp. 3143–3152, 2008.
- [34] Z.-K. Yang, H. Shi, S. Zhao, and X.-D. Huang, "Vital Sign Detection during Large-Scale and Fast Body Movements Based on an Adaptive Noise Cancellation Algorithm Using a Single Doppler Radar Sensor," *Sensors*, vol. 20, no. 15, 2020.
- [35] H.-C. Kuo, C.-C. Lin, C.-H. Yu, P.-H. Lo, J.-Y. Lyu, C.-C. Chou, and H.-R. Chuang, "A Fully Integrated 60-GHz CMOS Direct-Conversion Doppler Radar RF Sensor With Clutter Canceller for Single-Antenna Noncontact Human Vital-Signs Detection," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, pp. 1–11, 04 2016.
- [36] N. Malešević, V. Petrović, M. Belić, C. Antfolk, V. Mihajlović, and M. Janković, "Contactless Real-Time Heartbeat Detection via 24 GHz Continuous-Wave Doppler Radar Using Artificial Neural Networks," *Sensors*, vol. 20, no. 8, 2020.
- [37] V. L. Petrović, M. M. Janković, A. V. Lupšić, V. R. Mihajlović, and J. S. Popović-Božović, "High-Accuracy Real-Time Monitoring of Heart Rate Variability Using 24 GHz Continuous-Wave Doppler Radar," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 74721–74733, 2019.
- [38] A. Singh, S. U. Rehman, S. Yongchareon, and P. H. J. Chong, "Multi-Resident Non-Contact Vital Sign Monitoring Using Radar : A Review," *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 4, pp. 4061–4084, 2021.
- [39] D. E. Vakman, *Sophisticated signals and the uncertainty principle in radar*. Springer, 1968.
- [40] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing : Estimation Theory*. USA : Prentice-Hall, Inc., 1993.
- [41] C. W. Helstrom, *Elements of Signal Detection and Estimation*. USA : Prentice-Hall, Inc., 1994.
- [42] C. Musso and J.-P. Ovarlez, "Improvement of The Ziv-Zakai lower bound for time delay estimation," in *2007 15th European Signal Processing Conference*, pp. 960–964, 2007.

- [43] M. A. Richards, *Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition*. McGraw-Hill Education, 2014.
- [44] A. Visweswaran, K. Vaesen, M. Glasse, A. Kankuppe, S. Sinha, C. Desset, T. Gielen, A. Bourdoux, and P. Wambacq, "A 28-nm-CMOS Based 145-GHz FMCW Radar : System, Circuits, and Characterization," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, pp. 1–1, 2021.
- [45] A. Kankuppe, S. Park, P. T. Renukaswamy, P. Wambacq, and J. Craninckx, "A Wideband 62-mW 60-GHz FMCW Radar in 28-nm CMOS," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 6, pp. 2921–2935, 2021.
- [46] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), *ETSI TR 103 181-1 : Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band (UWB); Technical Report Part 1 : UWB signal characteristics and overview CEPT/ECC and EC regulation*, 2015. Technical Report.
- [47] US Federal Communications Commission (FCC), *Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, first report and order*, 2002.
- [48] C. Yang, M. Miller, T. Nguyen, and E. Blasch, "Comparative Study of Coherent, Non-Coherent, and Semi-Coherent Integration Schemes for GNSS Receivers (Preprint)," *Proceedings of the Annual Meeting - Institute of Navigation*, p. 20, 04 2007.
- [49] L. Ren, H. Wang, K. Naishadham, O. Kilic, and A. E. Fathy, "Phase-Based Methods for Heart Rate Detection Using UWB Impulse Doppler Radar," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 10, pp. 3319–3331, 2016.
- [50] Y. Wang, Q. Liu, and A. E. Fathy, "CW and Pulse–Doppler Radar Processing Based on FPGA for Human Sensing Applications," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 51, no. 5, pp. 3097–3107, 2013.
- [51] D. T. Wisland, K. Granhaug, J. R. Pley, N. Andersen, S. Støa, and H. A. Hjortland, "Remote monitoring of vital signs using a CMOS UWB radar transceiver," in *2016 14th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, pp. 1–4, 2016.
- [52] L. Lampe and K. Witrisal, "Challenges and recent advances in IR-UWB system design," in *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 3288–3291, 2010.
- [53] N. Andersen, K. Granhaug, J. A. Michaelsen, S. Bagga, H. A. Hjortland, M. R. Knutsen, T. S. Lande, and D. T. Wisland, "A 118-mW Pulse-Based Radar SoC in 55-nm CMOS for Non-Contact Human Vital Signs Detection," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 12, pp. 3421–3433, 2017.
- [54] E. Chassande-Mottin and P. Flandrin, "On the stationary phase approximation of chirp spectra," in *Proceedings of the IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis (Cat. No.98TH8380)*, pp. 117–120, 1998.
- [55] M. I. Skolnik, *Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition*. McGraw Hill Book Co., 1980.
- [56] I. Nasr, E. Karagozler, I. Poupyrev, and S. Trotta, "A Highly Integrated 60-GHz 6-Channel Transceiver Chip in 0.35 μm SiGe Technology for Smart Sensing and Short-Range Commu-

- nications,” in *2015 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, pp. 1–4, 2015.
- [57] Y.-H. Liu, S. Sheelavant, M. Mercuri, P. Mateman, J. Dijkhuis, W. Zomagboguelou, A. Breeschoten, S. Traferro, Y. Zhan, T. Torf, C. Bachmann, P. Harpe, and M. Babaie, “9.3 A 680 μ W Burst-Chirp UWB Radar Transceiver for Vital Signs and Occupancy Sensing up to 15m Distance,” in *2019 IEEE International Solid-State Circuits Conference - (ISSCC)*, pp. 166–168, 2019.
- [58] Z. Peng, J. M. Muñoz-Ferreras, Y. Tang, C. Liu, R. Gómez-García, L. Ran, and C. Li, “A portable fmcw interferometry radar with programmable low-if architecture for localization, isar imaging, and vital sign tracking,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 4, pp. 1334–1344, 2017.
- [59] E. Antolinos, F. García-Rial, C. Hernández, D. Montesano, J. I. Godino-Llorente, and J. Grajal, “Cardiopulmonary activity monitoring using millimeter wave radars,” *Remote Sensing*, vol. 12, no. 14, 2020.
- [60] Y. Wang, W. Wang, M. Zhou, A. Ren, and Z. Tian, “Remote Monitoring of Human Vital Signs Based on 77-GHz mm-Wave FMCW Radar,” *Sensors*, vol. 20, no. 10, 2020.
- [61] A. Ahmad, J. C. Roh, D. Wang, and A. Dubey, “Vital signs monitoring of multiple people using a FMCW millimeter-wave sensor,” in *2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)*, pp. 1450–1455, 2018.
- [62] Texas Instruments, *IWR1443 Single-Chip 76- to 81-GHz mmWave Sensor*, 2017. REVISED October 2018, <https://www.ti.com/sensors/mmwave-radar/overview.html>.
- [63] Y.-H. Liu, S. Sheelavant, M. Mercuri, P. Mateman, and M. Babaie, “An Ultralow Power Burst-Chirp UWB Radar Transceiver for Indoor Vital Signs and Occupancy Sensing in 40-nm CMOS,” *IEEE Solid-State Circuits Letters*, vol. 2, no. 11, pp. 256–259, 2019.
- [64] G. Xu, P. Sharma, X. Hui, and E. C. Kan, “3-d indoor device-free object detection by passive radio frequency identification,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 70, pp. 1–13, 2021.
- [65] T.-Y. J. Kao, Y. Yan, T.-M. Shen, A. Y.-K. Chen, and J. Lin, “Design and Analysis of a 60-GHz CMOS Doppler Micro-Radar System-in-Package for Vital-Sign and Vibration Detection,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 4, pp. 1649–1659, 2013.
- [66] X. Ma, Y. Wang, L. Lu, X. Zhang, Q. Chen, X. You, J. Lin, and L. Li, “Design of a 100-GHz Double-Sideband Low-IF CW Doppler Radar Transceiver for Micrometer Mechanical Vibration and Vital Sign Detection,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 7, pp. 2876–2890, 2020.
- [67] T.-Y. Huang, J. Lin, and L. Hayward, “Non-invasive measurement of laboratory rat’s cardiorespiratory movement using a 60-GHz radar and nonlinear Doppler phase modulation,” in *2015 IEEE MTT-S 2015 International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)*, pp. 83–84, 2015.

- [68] E. Schires, P. Georgiou, and T. S. Lande, "Vital Sign Monitoring Through the Back Using an UWB Impulse Radar With Body Coupled Antennas," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 12, no. 2, pp. 292–302, 2018.
- [69] F. M. Shikhsarmast, T. Lyu, X. Liang, H. Zhang, and T. A. Gulliver, "Random-Noise Denoising and Clutter Elimination of Human Respiration Movements Based on an Improved Time Window Selection Algorithm Using Wavelet Transform," *Sensors (Basel, Switzerland)*, vol. 19, 2019.
- [70] J. Li, L. Liu, Z. Zeng, and F. Liu, "Advanced Signal Processing for Vital Sign Extraction With Applications in UWB Radar Detection of Trapped Victims in Complex Environments," *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, vol. 7, no. 3, pp. 783–791, 2014.
- [71] B. Schleicher, I. Nasr, A. Trasser, and H. Schumacher, "IR-UWB Radar Demonstrator for Ultra-Fine Movement Detection and Vital-Sign Monitoring," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 5, pp. 2076–2085, 2013.
- [72] L. Ren, Y. S. Koo, H. Wang, Y. Wang, Q. Liu, and A. E. Fathy, "Noncontact multiple heartbeats detection and subject localization using uwb impulse doppler radar," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 10, pp. 690–692, 2015.
- [73] S. Wang, A. Pohl, T. Jaeschke, M. Czaplik, M. Köny, S. Leonhardt, and N. Pohl, "A novel ultra-wideband 80 GHz FMCW radar system for contactless monitoring of vital signs," in *2015 37th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, pp. 4978–4981, 2015.
- [74] A. Prat, S. Blanch, A. Aguasca, J. Romeu, and A. Broquetas, "Collimated Beam FMCW Radar for Vital Sign Patient Monitoring," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 8, pp. 5073–5080, 2019.
- [75] M. Alizadeh, G. Shaker, J. C. M. D. Almeida, P. P. Morita, and S. Safavi-Naeini, "Remote monitoring of human vital signs using mm-wave fmcw radar," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 54958–54968, 2019.
- [76] W. Lv, W. He, X. Lin, and J. Miao, "Non-contact monitoring of human vital signs using fmcw millimeter wave radar in the 120 ghz band," *Sensors*, vol. 21, no. 8, 2021.
- [77] Agence Antionale des Fréquences (ANFR), "Bandes Libres." <https://planstrategique.anfr.fr/?p=1299>.
- [78] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), *ETSI TR 103 498 : System Reference document (SRdoc) ; Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band (UWB) ; Transmission characteristics ; Technical characteristics for SRD equipment using Ultra Wide Band technology (UWB) ; Radiodetermination application within the frequency range 120 GHz to 260 GHz*, 2019.
- [79] US Federal Communications Commission (FCC), *FCC FACT SHEET : Allowing Expanded Flexibility and Opportunities for Radar Operation in the 57-64 GHz band*, 2021. Notice of Proposed Rulemaking – ET Docket No. 21-264.

- [80] Electronic Communications Committee (ECC) within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), *THE EUROPEAN TABLE OF FREQUENCY ALLOCATIONS AND APPLICATIONS IN THE FREQUENCY RANGE 8.3 kHz to 3000 GHz (ECA TABLE)*, 2020. <https://efis.cept.org/sitecontent.jsp?sitecontent=ecatatable>.
- [81] S. Park, A. Kankuppe, P. Renukaswamy, D. Guermandi, A. Visweswaran, J. C. Garcia, S. Sinha, P. Wambacq, and J. Craninckx, "A 62mw 60ghz fmcw radar in 28nm cmos," in *2020 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, pp. 31–34, 2020.
- [82] H. Friis, "Noise figures of radio receivers," *Proceedings of the IRE*, vol. 32, no. 7, pp. 419–422, 1944.
- [83] D. Weyer, *Design of Digital FMCW Chirp Synthesizer PLLs Using Continuous-Time Delta-Sigma Time-to-Digital Converters*. PhD thesis, University of Michigan, 2018.
- [84] D. Cherniak, L. Grimaldi, L. Bertulesi, R. Nonis, C. Samori, and S. Levantino, "A 23-GHz Low-Phase-Noise Digital Bang–Bang PLL for Fast Triangular and Sawtooth Chirp Modulation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 53, no. 12, pp. 3565–3575, 2018.
- [85] L. Bertulesi, S. Karman, D. Cherniak, A. Garghetti, C. Samori, A. L. Lacaita, and S. Levantino, "A 30-GHz Digital Sub-Sampling Fractional- N PLL With -238.6-dB Jitter-Power Figure of Merit in 65-nm LP CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 54, no. 12, pp. 3493–3502, 2019.
- [86] A. Boulmirat, *Conception et modélisation d'un générateur de fréquences millimétriques par multiplication à grand facteur- N intégrant un circuit de détection de verrouillage pour la calibration automatique de fonctionnalité et performances*. PhD thesis, Université Grenoble Alpes, 2021.
- [87] P. T. Renukaswamy, N. Markulic, P. Wambacq, and J. Craninckx, "A 12-mW 10-GHz FMCW PLL Based on an Integrating DAC With 28-kHz RMS-Frequency-Error for 23-MHz/ μ s Slope and 1.2-GHz Chirp-Bandwidth," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 55, no. 12, pp. 3294–3307, 2020.
- [88] Q. Shi, K. Bunsen, N. Markulic, and J. Craninckx, "A Self-Calibrated 16-GHz Subsampling-PLL-Based Fast-Chirp FMCW Modulator With 1.5-GHz Bandwidth," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 54, no. 12, pp. 3503–3512, 2019.
- [89] Z. Shen, H. Jiang, F. Yang, Y. Wang, Z. Zhang, J. Liu, and H. Liao, "32.5 A 24GHz Self-Calibrated ADPLL-Based FMCW Synthesizer with 0.01% rms Frequency Error Under 3.2GHz Chirp Bandwidth and 320MHz/ μ s Slope," in *2021 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, vol. 64, pp. 450–452, 2021.
- [90] D. Chetniak, C. Samori, and S. Levantino, "Digitally-Intensive Fast Frequency Modulators for FMCW Radars in CMOS : (Invited Paper)," in *2019 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, pp. 1–8, 2019.
- [91] S. Ayhan, S. Scherr, A. Bhutani, B. Fischbach, M. Pauli, and T. Zwick, "Impact of frequency ramp nonlinearity, phase noise, and snr on fmcw radar accuracy," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 10, pp. 3290–3301, 2016.

- [92] C. Jany, A. Siligaris, J. L. Gonzalez-Jimenez, P. Vincent, and P. Ferrari, "A programmable frequency multiplier-by-29 architecture for millimeter wave applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 7, pp. 1669–1679, 2015.
- [93] A. Siligaris, J. L. Gonzalez-Jimenez, C. Jany, B. Blampey, A. Boulmirat, A. Hamani, and C. Dehos, "A multichannel programmable high order frequency multiplier for channel bonding and full duplex transceivers at 60 ghz band," in *2020 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, pp. 259–262, 2020.
- [94] D. Lachartre, *Circuit et procédé de modulation polaire de phase ou de fréquence*. Commissariat à l’Energie Atomique et aux Energies Alternatives, Brevet, FR 1909690, 2019.
- [95] W. Kester, *Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter*. Analog Devices, 2004. Tutorial MT-008.
- [96] K. Siddiq, M. K. Hobden, S. R. Pennock, and R. J. Watson, "Phase noise in fmcw radar systems," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 55, no. 1, pp. 70–81, 2019.
- [97] P. Smith, *Little Known Characteristics of Phase Noise*. Analog Devices, 2015. Application Note AN-741.
- [98] J. Raz, B. Turetsky, and G. Fein, "Confidence intervals for the signal-to-noise ratio when a signal embedded in noise is observed over repeated trials," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 35, no. 8, pp. 646–649, 1988.
- [99] F. Herzel and D. Kissinger, "Phase noise analysis of a homodyne radar system driven by a phase-locked loop," in *2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 1–4, 2017.
- [100] M. Budge and M. Burt, "Range correlation effects in radars," in *The Record of the 1993 IEEE National Radar Conference*, pp. 212–216, 1993.
- [101] N. Ida, *Engineering Electromagnetics*. Springer International Publishing.
- [102] E. Antide, M. Zarudniev, O. Michel, and M. Pelissier, "Comparative Study of Radar Architectures for Human Vital Signs Measurement," in *2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20)*, pp. 1–6, 2020.
- [103] M. Zarudniev, C. Dehos, J. L. Gonzalez Jimenez, A. Siligaris, C. Jany, and E. Antide, *Générateur de signal radar modulé en fréquence*. Commissariat à l’Energie Atomique et aux Energies Alternatives, Brevet, FR 2008588, 2020.
- [104] E. Antide, M. Zarudniev, and D. Lachartre, *Dispositif et procédé de mesure radar à double génération de signal radar*. Commissariat à l’Energie Atomique et aux Energies Alternatives, Brevet, FR 2108255, 2021.

Résumé — En mesurant avec un radar les déplacements de poitrine provoqués par la respiration et les battements de cœur d'un sujet, il est possible d'extraire ses rythmes cardiaques et respiratoires et ainsi d'établir des premiers diagnostics. Une telle méthode a alors l'avantage de rendre possible la mesure de signes vitaux sans nécessiter de contact physique avec le sujet. Afin de pouvoir proposer une solution intégrée et autonome, la consommation d'énergie du capteur doit néanmoins être minimisée. Cette thèse présente l'analyse système d'une architecture radar à Stretch Processing, visant à dépasser les performances des radars de l'état de l'art. Elle s'ouvre par une présentation des différentes approches de la littérature, suivie d'une comparaison des architectures de radars millimétriques à ultra-large bandes utilisées pour l'extraction de signes vitaux projetées sur un cahier des charges commun. Une nouvelle architecture permettant de lever les limitations des approches FMCW à fort rapport-cycliques est alors présentée. Cette nouvelle approche propose l'association d'une nouvelle méthode de génération de chirps large bande, basée sur une multiplication harmonique à grand facteur multiplicatif, et d'une méthode de réception adaptative des signaux radar. Un tel système permet alors de concevoir un radar offrant conjointement une grande résolution spatiale, un grand rapport signal-sur-bruit et une faible consommation d'énergie. Une étude analytique des signaux générés par cette approche est suivie d'une description détaillée du mode de fonctionnement de la solution. Des premiers résultats de mesures sont finalement présentés afin de valider la méthode originale de génération des chirps.

Mots clés : Radar, Signes vitaux, adaptatif, FMCW, UWB, Stretch Processing

Abstract — By measuring with a radar the chest displacements caused by the breathing and the heartbeat of a subject, it is possible to extract his cardiac and respiratory rhythms and thus to establish first diagnoses. Such a method offers the advantage of making it possible to measure vital signs without requiring physical contact with the subject. However, in order to offer an integrated and autonomous solution, the energy consumption of the sensor must be minimized. This thesis presents the system analysis of a Stretch Processing radar architecture, that aims to exceed the performance of state-of-the-art radars. It opens with a presentation of different approaches in the literature, followed by a comparison of millimeter-wave radar architectures used for vital signs extraction, all compared under common specifications. A new architecture conceived to overcome the limitations of a heavily duty-cycled FMCW approach is then presented. The first innovation of this new approach is a ultra-wide band chirp generation method based on harmonic multiplication with a large multiplication factor. Then, a new reception scheme is presented that is based on an adaptive acquisition of the radar signals. Through a series of consecutive measurements, the radar focuses on the pre-detected scatterers on the scene and manages to lower its acquisition bandwidth. This system makes it possible to design a radar that simultaneously offers high spatial resolution, a high signal-to-noise ratio and low power consumption. An analytical study of the signals generated by this approach is followed by a detailed description of the operating mode of the solution. First measurement results are finally presented to validate the original chirp generation method.

Keywords : Radar, vital signs, adaptative, FMCW, UWB, Stretch Processing
