République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Dr YAHIA FARES de Médéa
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département du Génie électrique et de l'Informatique

Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme de Master en Génie électrique option :

Systèmes de Télécommunication

THÈME:

Faisabilité de la transmission-réception radar par compression d'impulsion

Présentés Par:

- *IRKI Mohamed*
- *TCHOKETCH KEBIR Billel Kenaane*

Promoteur :
- Dr. BATEL Noureddine

Promotion 2013

Remerciement

Nous tenons avant tout de remercier « ALLAH » qui nous a donné la volonté et le courage pour la réalisation de ce modeste travail.

A travers ce modeste travail, nous tenons à remercier vivement notre promoteur Dr. BATEL Noureddine pour l'intéressante documentation qu'il a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous a apportées durant notre étude et réalisation de ce projet.

Que les membres de jury trouvent ici l'expression de nos sincères remerciements pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire.
Sans omettre bien sûr de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

IRKI Mohamed
TCHOKETCH KEBIR Billel Kenaane

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mon cher père,

Et ma chère mère,

Pour l'éducation et le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma naissance. Et pour leurs patiences et leurs sacrifices.

A mes chers frères (Ibrahim, Abdessalem)

Mes adorables sœurs, (Nabila, Hakima)

Mon binôme (Billel)

A tous mes proches ;

A tous mes ami(e)s;

A tous ceux que j'aime.

A toute ma promotion 2ème années Master sans exception

Mohamed

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents (ma mère et mon père).

Mes sœurs (Amira et Rym).

Mes nièces (rayhane , Meriem) et mon neveu (Abdallah).

Mon binôme (Mohamed).

Toute ma famille.

Tous mes amis.

Et à tous ceux qui me sont chères.

Billel kenaane

ملخص:

تهدف تقنية ضغط النبض للرادار إلى ارسال نبض يمسح مجال الترددات من خلال علاقة دقيقة بين التردد والزمن. ويترابط النبض المنعكس والمستقبل مع التمثيل الرقمي للنبض المرسل، الذي يكون شكل الموجة الناتج عنها نبضا ضيقا ذا سعة كبيرة.

يهدف هذا المشروع إلى دراسة ومناقشة اثر دارات الاستقبال والإرسال للرادار باستعمال المحاكاة من خلال برنامج SystemVue ، لضمان عدم تشويش(خفض) النبض من طرف المكونات المتماثلة و إنقاص فوائد ضغط النبض.

الكلمات المفتاحية: رادار, LFM ,NLFM, ضغط النبض

Résumé :

La technique de compression d'impulsion du radar, consiste à transmettre une impulsion qui balaye un intervalle de fréquences avec une précise relation entre la fréquence et le temps. L'impulsion réfléchie et reçue, est inter corrélée avec la représentation digitale de l'impulsion transmise, dont la forme d'onde résultante est une étroite impulsion à grande amplitude.

Le présent projet consiste à étudier et discuter par simulation sur SystemVue, l'effet des circuits de transmission-réception radar afin d'assurer que les composants analogiques du système ne causent pas la distorsion de l'impulsion, et réduisent ainsi les avantages inhérents à sa compression.

Mots clés: radar, LFM, NLFM, compression d'impulsion

Abstract:

The technique of Pulse Compression in radar consists of transmitting a pulse which sweeps through a range of frequencies with a carefully designed relationship of frequency to time. The received reflected pulse is cross correlated with the digital representation of the transmitted pulse and the resulting waveform is a narrow pulse of large magnitude.

This project consists to study and discuss the use of a simulation by SystemVue tool, the effect circuits of transmission-reception radar to ensure that the analogue components do not unnecessarily distort the pulse, and reduce the benefits of pulse compression.

Key words: radar, LFM, NLFM, pulse compression.

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : Principes généraux

Figures	Intitulés	Pages
Figure I.1	principe du radar a impulsion	7
Figure I.2	émission découpée	8
Figure I.3	principe du principe angulaire	8
Figure I.4	principe de la vitesse radiale de la cible	9
Figure I.5	Schéma synoptique d'un radar	11
Figure I.6	le duplexeur	12

CHAPITRE II : La technique de compression d'impulsion

Figures	Intitulés	Pages
Figure II.1	Signaux finaux d'émetteur et de récepteur	18
Figure II.2	schéma bloc du principe d'un système de radar à compression d'impulsion	19
Figure II.3	Exemple de signal LFM (où$T = 10\mu s, B = 1Mhz, f_0 = 2\ Mhz$)	21
Figure II.4	Diagramme de fonction d'ambiguïté du chirp LFM	21
Figure II.5	Fonction d'autocorrélation de la forme d'onde LFM en fonction de 3 fréquences doppler f_d	22
Figure II.6	Fonction d'autocorrélation de forme d'onde de LFM en fonction de 3 fréquences doppler f_d	23
Figure II.7	comparaison de la forme d'impulsion comprimée pour trois fonctions de pondération du domaine fréquentiel.	24
Figure II.8	Formes d'onde non linéaires symétriques et asymétriques de la FM	26
Figure II.9	fonction d'ambiguïté de la forme d'onde LFM comparée avec à la forme d'onde symétrique NLFM	26
Figure II.10	fonction d'ambiguïté d'une forme d'onde symétrique de NLFM	27
Figura II.11	la Sortie du filtre adapté de la bande S, de durée d'impulsion 44 μs, de largeur de bande 5 MHz, d'une forme d'onde NLFM avec vitesse radiale de 500 m / s.	28
Figure II.12	Signal phase-codé binaire	29
Figure II.13	Schéma fonctionnel de génération de forme d'onde digital	31

Figure II .14	**(a)** processeur numérique de compression d'impulsion dans le domaine temporel, **(b)** processeur numérique de compression d'impulsion dans le domaine fréquentiel	33
Figure II.15	type de transducteur SAW	35
Figure II.16	ligne à retard d'une onde de surface.	36
Figure II.17	les limites de la forme d'onde pour un dispositif SAW	37

CHAPITRE III : l'implémentation de la compression d'impulsion

Figures	Intitulés	Pages
Figure III.1	Fenêtre de SystemVue 2006	40
Figure III.2	Barre de menu	40
Figure III.3	Barre d'outils	40
Figure III.4	fenêtre d'analyse	42
Figure III.5	Horloge du système de simultion	43
Figure III.6	Schéma fonctionnel du processus de la compression d'impulsion	44
Figure III.7	Schéma bloc de la compression d'impulsion parfaite	44
Figure III.8	Modèle de simulation de la compression d'impulsion parfaite	45
Figure III.9	la forme du chirp NLFM	46
Figure III.10	Modèle de simulation de la génération de l'impulsion NLFM	46
Figure III.11	le signal de fenêtre rectangulaire	47
Figure III.12	le signal de la rampe.	48
Figure III.13	le signal de modulation non linéaire asymétrique.	49
Figure III.14	signal FM du canal inphase	49
Figure III.15	signal FM du canal en quadrature	50
Figure III.16	chirp transmis en (dB)	50
Figure III.17	Modèle de simulation du filtre adapté de reception	50
Figure III.18	signal FFT de référence	51
Figure III.19	signale FFT reçus	52
Figure III.20	la compression parfaite	52
Figure III.21	compression d'impulsion en dB	52
Figure III.22	Schéma synoptique du transmetteur/récepteur radar avec compression d'impulsion	53

Figure III.23	contenu du métasystème de la section d'électronique analogique HF du radar séparé par un canal	54
Figure III.24	Modèle de l'émetteur analogique en quadrature	55
Figure III.25	Signal de sortie du filtre d'antirepliment au canal inphase	57
Figure III.26	Signal de sortie du filtre d'antirepliement au canal quadrature	58
Figure III.27	superposition à l'entrée du filtre antirepliement et du chirp transmis.	58
Figure III.28	Modèle de simulation du canal de transmission	59
Figure III.29	Signal reçu avec bruit de valeur RMS 0.1V	59
Figure III.30	Signal reçu avec bruit de valeur RMS 1V	59
Figure III.31	Modèle du récepteur radar	60
Figure III.32	Signal reçu bruité (Inphase)	61
Figure III.33	Signal reçu bruité (Quadrature)	61
Figure III.34	Modèle de filtre adapté	61
Figure III .35	signal FFT reçu	62
Figure III.36	Signal FFT de référence	63
Figure III.37	impulsion comprimé (pour la valeur RMS de bruit	63
Figure III.38	impulsion comprimé (pour la valeur RMS=1V)	64
Figure III.39	compression d'impulsion après filtrage de Bessel sous un bruit de 0.1 V	65
Figure III.40	compression d'impulsion après filtrage de Bessel avec un bruit AWGN de 1 V	66

LISTE DES TABLEAUX :

CHAPITRE I : Principes généraux

Figures	Intitulés	Pages
Tableau I.1	Plages et Noms des bandes de fréquence utilisées en radar	7

CHAPITRE II : La technique de compression d'impulsion

Figures	Intitulés	Pages
Tableau II.1	Comparaison des filtres de pondération du LFM	25
Tableau II.2	comparaison des caractéristiques de performance des formes d'ondes LFM, NLFM, et la phase codée.	30

CHAPITRE III : l'implémentation de la compression d'impulsion

Figures	Intitulés	Pages
Tableau III.1	paramètres du bloc port (fenêtre rectangulaire)	48
Tableau III.2	Paramètre du bloc générateur du chirp	48
Tableau III.3	paramètres de l'émetteur analogique en quadrature	57
Tableau III.4	Paramètre du filtre adapté	62

TABLE DE MATIÈRE

Résumé.....

Remerciement.....

Dédicace.....

Liste des figures.....a

Liste des tableaux.....d

INTRODUCTION GENERALE.....1

Chapitre I : Principes généraux

I.1.Introduction 3

I.2. Description générale des radars 3

I.2.1. Historique et applications 3

I.2.2. Plages et noms des bandes de fréquence utilisées en radar 5

I.2.3. Principe du radar à impulsions 7

I.2.3.1Mesure de la distance 7

I.2.3.2. Mesure angulaire 8

I.2.3.3. Mesure de la vitesse radiale de la cible 9

I.3. Composition d'un système radar 10

I.4. Critères de performance 12

I.4.1.Précision et pouvoir discriminateur 13

I.4.2. Portée du radar 14

I.5.Conclusion 16

Chapitre II: la technique de compression d'impulsion

II.1.Introduction : 17

II.2. L'objectif de la compression d'impulsion 18

II.3. Types d'impulsions (Chirp) : 19

II.3.1. La Modulation linéaire de fréquence (LFM) : 20
II.3.1.1. Définition de forme d'onde LFM : 20
II.3.1.2. Fonction d'autocorrélation et d'ambiguïté de la forme d'onde LFM ...21
II.3.1.3. Exemples de forme d'onde LFM 22
II.3.1.4. La réduction du lobe latéral de temps LFM 23
II.3.2. Les formes d'onde à modulation de fréquence non linéaire (NLFM): 25
II.3.3. La formes d'onde phase-Codées : 28
II.4. Le choix d'un système de compression d'impulsion 29
II.5. La génération de forme d'onde numérique 31
II.6. Compression d'impulsion numérique 32
II.7. Exemples de radar à compression d'impulsions 33
II.8. Compression d'impulsion à surface d'onde acoustique 34
II.9.Conclusion 38

Chapitre III: l'implémentation de la compression d'impulsion

III.1.Intrduction 39
III.2. Présentation du simulateur SystemVue 2006 39
III.3. L'environnement de conception de SystemVue 2006 39
III.3.1. Fenêtre de système 39
III.3.2. Barre de menu 40
III.3.3.Barre d'outils 40
III.3.4. Réservoirs de bibliothèques 41
III.3.4.1. bibliothèques standards 41
III.3.4.2 Bibliothèques optionnelles 41
III.3.5. fenêtre d'analyse 42
III.3.6. Horloge système 43
III.4.Modèle général d'un système transmetteur/récepteur radar à compression d'impulsion.....43
III.4.1. La compression d'impulsion parfaite 44
III.4.1.1.Générateur de l'impulsion Chirp 45

III.4.1.2 . filtrage adapté 50
III.4.2.Le modèle complet de simulation en préséance de l'électronique du radar et canal.....53
III.4.2.1. Les composants analogiques HF (configurés en métasystème) 54
III.4.2.1.a. Le Transmetteur 55
III.4.2.1.b. Le modèle du canal de transmission.....58
III.4.2.1.c. Récepteur analogique en quadrature.....60
III.4.2.2. la section du filtrage adapté par FFT 61
III.5.Conclusion 66
CONCLUSION GENERALE.....67
Référence.....
Annexe .....
Glossaire .....

INTRODUCTION GENERALE

Les premières applications de la radio-électricité furent les télécommunications puis la radio-navigation, mais dès le début du 20ème siècle, des précurseurs envisagèrent la possibilité de détecter la présence d'objets métalliques par l'utilisation des ondes électromagnétiques. Cette nécessité de détecter des objets sans la participation de l'objet lui-même s'est fait sentir pour les besoins de la navigation et de l'anticollision, notamment dans le domaine maritime, mais c'est le besoin militaire de la défense aérienne et maritime qui fut le principal moteur de cette technique nouvelle à partir des années 1930.

Le mot radar lui-même, qui est aujourd'hui universellement adopté pour désigner un matériel répondant à ces exigences, est un nom de code officiellement adopté par la marine nationale des Etas-Unis en novembre 1940, abréviation de l'expression " radio détection and ranging ", mais les origines du radar lui même sont bien antérieures.[1]

La puissance transmise moyenne d'un radar donné peut être augmentée par l'augmentation de la longueur de l'impulsion transmise. Cependant, cette méthode diminue les possibilités du pouvoir séparateur en portée du radar, en diminuant la largeur de bande du signal reçu. Dans l'ordre de fournir à l'impulsion une résolution accrue, tout en gardant la puissance d'une longue impulsion, on utilise une technique de modulation d'impulsion qui permet d'avoir une impulsion courte dans le récepteur. Cette technique s'appelle la compression d'impulsion.[29]

La faisabilité de la transmission et réception d'un radar par compression d'impulsion est étudiée par simulation, afin de voir le degré d'influence des étages d'émission et de réception constituant le radar, sur l'avantage apporté par la compression d'impulsion.

Ce mémoire se compose de trois chapitres.

Le premier chapitre comporte une présentation générale du radar, couvrant d'un principe de fonctionnement et la portée du radar.

Le second chapitre décrit la mise en œuvre du procédé de compression d'impulsion utilisant trois classes de formes d'ondes : LFM (Modulation de Fréquence Linéaire), NLFM (Modulation de Fréquence Non-Linéaire) et le codage de phase. La notion de fonction

d’ambiguïté, fonction d’autocorrélation et réduction des lobes latéraux de la forme d’onde utilisée, sont aussi présentés.

Le troisième chapitre s'intéresse à la simulation de la compression d’impulsion, et l’interprétation des résultats de cette simulation. Une première partie concerne le transmetteur-récepteur radar par compression d’impulsion parfaite sous un canal idéal à retard. Dans la deuxième partie, un modèle de simulation complet avec circuits d’émission-réception analogiques à travers un canal AWGN (aditif white gaussien noise), est présenté.

Cette simulation est faite par un logiciel de traitement des signaux numériques de communication, qui a été choisi pour modéliser la section analogique RF et la section DSP pour ses mérites suivants:

- Capacité a la modélisation RF non linéaire des composants analogiques, y compris les points de compression, les intermodulations, et les bruits propres.

- Capacité à modéliser les processus DSP (Digital Signal processing) avec spécification par l'utilisateur de la largeur des données et leurs formats.

- Capacité à modéliser de multiples systèmes sous différentes fréquences d'échantillonnage, de sorte que les circuits RF peuvent être combinés avec les systèmes DSP dans le même modèle.

Une conclusion générale clôture le travail et récapitule résultats obtenus ainsi que les perspectives de poursuite de ce travail.

Chapitre I :
Principes généraux

I.1.Introduction :

Ce premier chapitre est dédié à la présentation du contexte technologique général lié au système radar. Afin d'exposer quelques notions et termes de base spécifiques au domaine radar, l'aspect de ce chapitre est une description des principes du radar et les bases théoriques qui fondent son fonctionnement.

I.2. Description générale des radars :

Le mot R.A.D.A.R qui est universellement adopté, provient de l'abréviation de l'expression anglo-saxonne "Radio Detection An Ranging", qui signifie en français, détection et estimation de la distance par onde Radio Fréquence (RF).

Un émetteur envoie des ondes radio, qui sont réfléchies par la cible et détectées par un récepteur, souvent situé au même endroit que l'émetteur. La position est estimée grâce au temps de retour du signal et la vitesse est mesurée à partir du changement de fréquence du signal par effet Doppler [1].

I.2.1. Historique et applications des radars [1] [2] :

- En 1864, James Clerk Maxwell décrit les lois de l'électromagnétisme, ce qui permet pour la première fois de travailler sur leur source.
- En 1889, Heinrich Rudolf Hertz montre que les ondes électromagnétiques sont réfléchies par les surfaces métalliques.
- XX^{e} siècle, plusieurs inventeurs, scientifiques, et ingénieurs ont contribué au développement du radar:
  - ✓ Développement de la radio et de la TSF (par Marconi, entre autres), donc des antennes.
  - ✓ Les fondements théoriques du radar datent du début du XX^{e} siècle avec, en 1904, le dépôt du brevet du " Telemobiloskop " (Reichspatent Nr. 165546) par l'allemand Christian Hülsmeyer, qui a démontré la possibilité de détecter la présence de bateaux dans un brouillard très dense.
- Le radar est né simultanément entre 1930 et 1940 aux Etats-Unis, en Grande-Bretagne, en Allemagne et en France. Lors de la seconde guerre mondiale, la technique radar prit un essor considérable car elle apportait la réponse au besoin de détecter l'ennemi aussi bien de jour que de nuit.

- Le premier avion d'armes opérationnel à être équipé d'un radar fut en 1940, le Bristol Beaufighter anglais doté du radar AI Mk IV.

Depuis cette époque, l'augmentation des capacités de traitement de l'information, les avancées technologiques des composants hyperfréquences et le développement des outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) ont conduit à la constante évolution des radars. Les radars trouvent aujourd'hui leur utilité dans de nombreux domaines appartenant aussi bien aux applications civiles que militaires.

- **Applications civiles** :
  - Transport aérien : contrôle du trafic aérien, altimétrie, navigation.
  - Maritime : navigation, anticollision, balises radars, transpondeur.
  - Spatial : observation et surveillance de l'atmosphère et du sol, altimétrie.
  - Météorologie : détection de précipitations et de formations nuageuses.
  - Médical : imagerie Doppler, échographie.
  - Sécurité : aide à la conduite automobile, mesure de vitesse de véhicules, détection de mines enterrées, détection d'armes cachées (aéroports).
- **Applications militaires** :
  - Aéroporté : surveillance aérienne, interception et combat.
  - Maritime : détection et reconnaissance de bâtiments de surface.
  - Spatial : cartographie, renseignement stratégique et tactique.
  - Terrestre : surveillance du champ de bataille, détection de missiles balistiques.

Les différentes applications des systèmes radars peuvent être répertoriées en fonction des plages de fréquence d'émission qui leurs sont allouées. En effet, la portée du radar qui traduit sa capacité à détecter une cible de dimension RF donnée, à une distance donnée, est étroitement liée à la longueur d'onde utilisée. Le nom des bandes de fréquences employées dans le monde des radars provient de la Seconde Guerre mondiale. En effet, pour garder secret le développement des radars, les militaires ont décidé de donner à ces plages des noms de code qui sont demeurés en usage depuis. Ils ont été adoptés aux Etats-Unis par « l'institute of Electrical and Electronics Engineers » (IEEE) et internationalement par l'Union Internationale des Télécommunications (IUT).

I.2.2. Plages et noms des bandes de fréquence utilisées en radar :

La fréquence est principalement choisie en fonction de l'application visée. De manière générale, une grande longueur d'onde (bandes HF) permettra de profiter des phénomènes de propagation et de rebond sur l'ionosphère, ce qui permet de porter à des milliers de kilomètres (cas des radars trans-horizon). D'autre part, seuls les objets dont la taille typique est au moins de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde sont visibles, tableau I.1. Par exemple, une forêt sera partiellement transparente pour les grandes longueurs d'ondes (seuls les troncs d'arbres sont visibles); tandis que la forêt sera opaque en bande X (seule la canopée sera visible), car la longueur d'onde est de l'ordre de la taille des feuilles et des branches. La taille de l'antenne influe également sur la longueur d'onde à utiliser (et réciproquement) [1].

Les bandes de fréquences civiles et militaires sont allouées de manière internationale au sein de la Conférence Mondiale des Radiocommunications réunie tous les trois ans au sein de l'Union Internationale des Télécommunications, avec également la participation d'organismes internationaux comme l'OTAN. Les demandes de bande doivent être déposées longtemps à l'avance dans la mesure où les ordres du jour des conférences sont généralement fixés plusieurs années à l'avance. D'autre part, au sein d'un pays, les institutions peuvent s'attribuer des bandes de fréquence pour l'utilisation exclusive des forces militaires ou de police. Toutefois, ces institutions subissent des pressions de plus en plus importantes de la part des industriels dans la mesure où les nouvelles technologies civiles (GSM, WiFi, etc) ont une occupation spectrale grandissante, mais offrant un profit financier très large. L'heure est donc à la coopération entre les différents acteurs et à une cohabitation (pas toujours très réussie) de manière à limiter les brouillages entre les différentes applications. Toujours est-il que la bande de fréquence la plus adaptée d'un point de vue applicatif n'est pas toujours disponible et qu'il faut souvent trouver un compromis.

Plages de fréquences radar			
Nom de bande	**Plage de fréquences**	**Longueurs d'onde**	**Commentaires**
HF	3-30 MHz	10-100 m	Pour "high frequency" (haute fréquence). Utilisée par les radars côtiers et les radars "au-delà de l'horizon".
P	< 300 MHz	1 m+	Pour précédent : appliquée *a posteriori* aux radars

			primitifs
VHF	50-330 MHz	0.9-6 m	Pour “very high frequency“ (très haute fréquence). Utilisée par les radars à très longue portée et par ceux à pénétration de sol.
UHF	300-1000 MHz	0.3-1 m	Pour “ultra high frequency“ (ultra haute fréquence). Radars à très longue portée (ex. détection de missiles balistiques), pénétration de sol et de feuillage.
L	1-2 GHz	15-30 cm	Pour long**.** Utilisée pour le contrôle aérien de longue portée et la surveillance aérienne, le GPS (et donc les radars passifs se basant dessus).
S	2-4 GHz	7.5-15 cm	Pour short (court). Utilisée par les radars de trafic aérien local, les radars météorologiques et navals.
C	4-8 GHz	3.75-7.5 cm	Compromis entre les bandes S et X pour les transpondeurs satellitaires et les radars météorologiques.
X	8-12 GHz	2.5-3.75 cm	Pour les radars météorologiques, les autodirecteurs de missiles, les radars de navigation, les radars à résolution moyenne de cartographie et la surveillance au sol des aéroports.
K_u	12-18 GHz	1,67-2,5 cm	Fréquence juste sous K (indice 'u' pour *under* en anglais) pour les radars de cartographie à haute résolution et l'altimétrie satellitaire.
K	18-27 GHz	1,11-1,67 cm	De l’Allemand kurz (court). Très absorbées par la vapeur d’eau, K_u et K_a sont utilisées pour la détection des gouttelettes de nuages en météorologie et dans les radars routiers (24.150 ± 0.100 GHz) manuels.
K_a	27-40 GHz	0.75-1.11 cm	Fréquence juste au-dessus de K (indice 'a' pour "above" en anglais) pour la cartographie, la courte portée, la surveillance au sol des aéroports, les radars routiers (34.300 ± 0.100 GHz) automatisés, et les radars anti-collision montés sur les voitures haut de gamme.
Mm	40-300 GHz	1 - 7,5 mm	Bande millimétrique subdivisée en quatre parties :

Q	40-60 GHz	7.5 mm - 5 mm	Utilisée pour les communications militaires.
V	50-75 GHz	6.0 - 4 mm	Très fortement absorbée par l'atmosphère.
E	60-90 GHz	6.0 - 3.33 mm	
W	75-110 GHz	2.7 - 4.0 mm	Utilisée comme radar anti-collisions automobile et pour l'observation météorologique à haute résolution et de courte portée.

Tableau I.1 : Plages et Noms des bandes de fréquence utilisées en radar [1]

I.2.3. Principe du radar à impulsions [2] [3] [4] :

Le principe du radar consiste à émettre une onde électromagnétique dans une direction donnée et à détecter en retour, cette onde réfléchie par un obstacle (cible) à cette onde, figure I.1, Pendant sa propagation et sa réflexion, le signal subit des transformations dépendantes des caractéristiques électromagnétiques et cinétiques de la cible. La réception du signal ainsi transformée, permet de déterminer certains des paramètres de la cible.

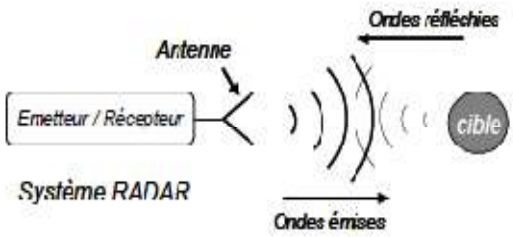


Figure I.1 : principe du radar a impulsion

I.2.3.1. Mesure de la distance :

Considérons que le radar émet une onde entretenue pure de fréquence f_0. Si la vitesse relative radar-cible est nulle, l'onde rétrodiffusée possède la même fréquence quelle que soit la distance. Par contre le niveau reçu est d'autant plus faible que la distance radar_cible est importante et que la SER (Surface Equivalente Radar) de la cible est faible. La SER caractérise le coefficient de rétrodiffusion de la cible.

Plusieurs méthodes sont utilisables pour obtenir la distance radar-cible. La plus simple consiste à mesurer le temps séparant l'onde émise et l'écho détecté. Il convient pour cela de découper l'émission, figure I.2.

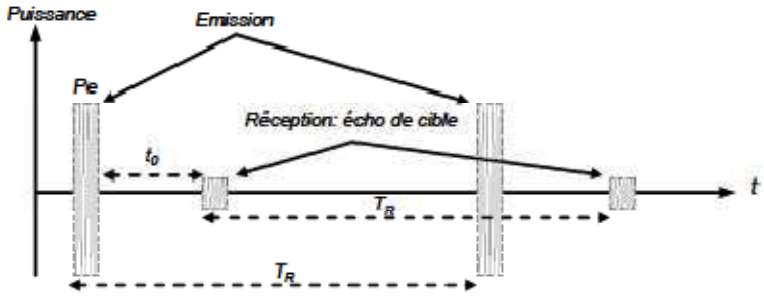


Figure I.2 : émission découpée

Un radar à émission découpée, appelé radar à impulsions émet périodiquement une impulsion hyperfréquence de puissance crête P_e. L'intervalle de temps entre deux impulsions est appelé période de récurrence TR. La vitesse de propagation d'une onde électromagnétique étant connue (c =3× 10^8 m/s), la mesure du temps t_0, qui correspond au temps de propagation de l'onde sur le trajet aller-retour radar-cible, donne la distance D de la cible au radar par la relation :

$$D = \frac{c.t_0}{2} \qquad \text{I.1}$$

I.2.3.2. Mesure angulaire :

La connaissance de la distance radar-cible n'est pas suffisante pour localiser un objet. La mesure de la distance doit donc être accompagnée de la mesure angulaire qui utilise la propriété de directivité des antennes.

Une antenne directive ne répartit pas l'énergie uniformément dans toutes les directions. Elle concentre la majeure partie de l'énergie dans un angle limite comme le montre la figure I.3. Si le faisceau se déplace de part et d'autre de la cible à détecter, la direction de la cible correspond à la direction de l'axe radioélectrique lorsque le gradient d'énergie réfléchie sur l'antenne est maximum. Suivant les types de radars, le balayage du faisceau peut être réalisé mécaniquement (rotation mécanique de l'antenne), électroniquement ou par combinaison de ces deux procédés.

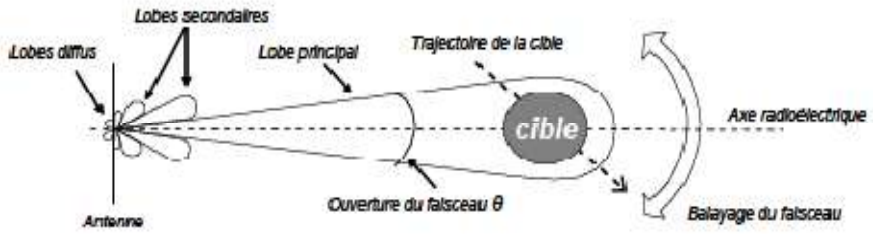


Figure I.3 : Principe de la mesure angulaire

Il existe également une technique dite d'écartométrie qui consiste à comparer le signal reçu par une moitié d'antenne avec celui reçu par l'autre moitié (technique abusivement appelée « monopulse »). Lorsque les deux moitiés reçoivent le même signal en amplitude et en phase, la cible est dans l'axe.

I.2.3.3. Mesure de la vitesse radiale de la cible :

Outre la mesure de la position de la cible, le radar permet de déterminer la vitesse radiale, ou vitesse de rapprochement de l'objet détecté. Cette vitesse ne correspond pas nécessairement à la vitesse réelle de l'objet mais uniquement à celle liée à la composante radiale du déplacement par rapport à l'axe du faisceau. Toute cible se déplaçant tangentiellement au radar possède donc une vitesse radiale nulle. Cette vitesse peut être calculée soit à partir des informations sur la distance radar-cible, soit en mesurant une différence de phase, par application de l'effet Doppler.

La première méthode consiste à déterminer la vitesse radiale à partir des distances radar-cible de deux impulsions consécutives, figure. I.4.

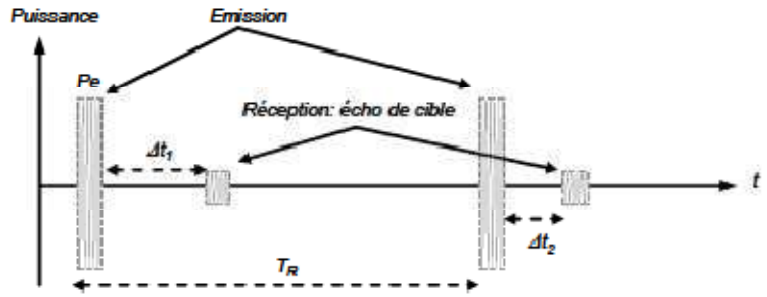


Figure I.4 : principe de la vitesse radiale de la cible

Le radar émet un signal tout les T_R (période de répétition) et observe l'écho rayonné par la cible et le décalage temporel engendré. La distance radar-cible est égale à $D_1 = c.\Delta(t_1)/2$ pour le premier écho, et $D_2 = c.\Delta(t_2)/2$ pour l'écho suivant. La distance (D_1 - D_2) correspond donc à la distance parcourue par la cible pendant la durée T_R. Cette quantité est positive si la cible se rapproche du radar et négative si elle s'en éloigne. La vitesse radiale V_R de la cible est alors déduite de l'expression :

$$V_R = \frac{D_1 - D_2}{T_R} \qquad \text{I. 2}$$

La vitesse radiale de l'objet détecté peut également être déterminée à partir de l'effet Doppler qui se base sur le fait que la réflexion d'une onde sur un objet en mouvement modifie

la fréquence du signal réfléchi. Ainsi, les cibles se rapprochant du radar donnent une fréquence apparente plus élevée, alors que les cibles s'éloignant de l'émetteur restituent une fréquence apparente plus basse.

Soit une cible mobile située à l'instant d'origine à une distance D_0 du radar et s'en rapprochant à la vitesse V_R. Le temps de trajet de l'onde s'écrit :

$$\Delta t = \frac{2.D}{c} = \frac{2.D_0}{c} - \frac{2.V_R.t}{c} \qquad \text{I.3}$$

Considérons que le signal émis par le radar à un instant t quelconque s'écrit :

$$S_e(t) = A.\cos(2\pi f t) \qquad \text{I.4}$$

L'expression du signal reçu aura pour expression :

$$S_r(t) = B.\cos\big(2\pi f(t-\Delta t)\big) \quad avec\ B < A \qquad \text{I.5}$$

L'équation précédente devient :

$$S_r(t) = B.\cos\left(2\pi f\left(t + \frac{2.V_R.t}{c} - \frac{2.D_0}{c}\right)\right) \qquad \text{I.6}$$

Soit λ la longueur d'onde du signal (λ = c/f), cette expression peut être réécrite sous la forme :

$$S_r(t) = B.\cos\left(2\pi\left(f + \frac{2.V_R.}{\lambda}\right)t + \varphi_0\right) \qquad \text{I.7}$$

La fréquence du signal reçu $S_r(t)$ a donc augmentée par rapport à celle du signal émis $S_e(t)$, d'une fréquence f_D, appelée fréquence Doppler, proportionnelle à la vitesse radiale de la cible.

$$f_D = \frac{2.V_R}{\lambda} \qquad \text{I.8}$$

La vitesse radiale de la cible V_R peut alors être estimée en déterminant le glissement moyen de la fréquence porteuse à l'intérieur d'un groupe d'impulsions. Les techniques de transformée de Fourier rapide et d'autocorrélation sont généralement utilisées à cet effet.

I.3. Composition d'un système radar:

Le radar est un instrument capable de fournir à l'utilisateur les informations suivantes :

- Existence d'un corps étranger dans l'atmosphère (avion, bateau, nuage, obstacle naturel, etc.).
- Position de ce corps étranger.

Ces deux informations peuvent être complétées, suivant le cas, par d'autres portant sur la vitesse, l'étendue, voire la nature du corps détecté par le radar .L'architecture simplifiée d'un radar peut se représenter de manière générale par le synoptique de la figure I.5.

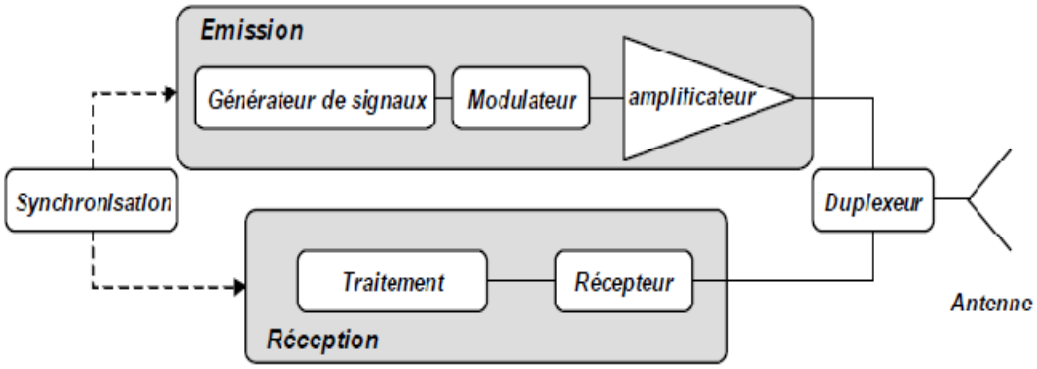


Figure I.5 : Schéma synoptique d'un radar [6]

La chaîne d'émission permet de générer les impulsions hyperfréquences constitutives du signal radar émis. Elle se décompose en trois fonctions élémentaires.

Le générateur de signaux est un oscillateur permanent basé sur la technologie des cavités résonnantes. Le type de l'oscillateur varie en fonction du radar et de l'application visée, mais ce sont principalement des magnétrons ou des oscillateurs à état solide qui réalisent cette fonction. Ces dispositifs permettent la génération d'une onde continue à la fréquence d'émission qui peut être fixe ou variable au cours du temps.

L'onde continue ainsi générée est ensuite découpée par le modulateur ou générateur d'impulsions pour créer l'impulsion radar.

Cette impulsion est alors amplifiée jusqu'à la puissance correspondante à la portée désirée du radar. En fonction du type du radar, la fonction amplificatrice est réalisée soit par des tubes d'amplification radar tels que les klystrons, les tubes à ondes progressives (TOP) et les tubes à champs croisés, qui permettent la génération de niveaux de puissance élevées, soit par des amplificateurs à état solide qui offrent des capacités d'amplification plus réduites mais qui ont l'avantage d'être beaucoup plus compacts [2].

Le duplexeur est un aiguilleur électronique placé au pied de l'antenne qui permet d'une part, au signal émis d'être dirigé vers l'antenne avec une perte minimale, tout en isolant convenablement le récepteur, et d'autre part au signal reçu d'être dirigé en totalité vers le récepteur avec une perte minimale, sans dérivation vers l'émetteur.

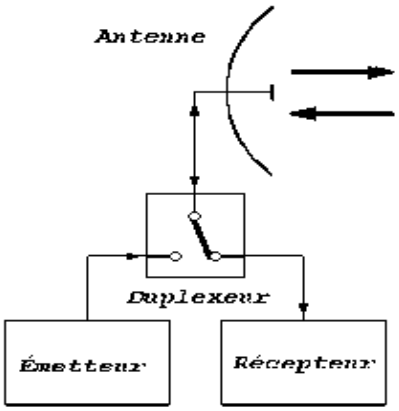


Figure I.6 : le duplexeur

L'antenne est une structure qui assure la transition entre un dispositif de guidage d'ondes et l'espace de rayonnement (espace libre). Elle permet de transformer à l'émission, les ondes électromagnétiques guidées, en onde se propageant dans l'espace libre, et l'inverse à la réception. A l'émission, elle concentre l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé. Une action (mécanique ou électronique) sur l'antenne permet de modifier la direction du rayonnement pour explorer le domaine entourant le radar.

La chaîne de réception est constituée d'un récepteur associé à la fonction de traitement des informations radar. Le signal reçu par l'antenne possède une amplitude faible proche du niveau du bruit. Le récepteur détecte ce signal et l'amplifie dans de grandes proportions en minimisant les effets du bruit sur le signal utile. Un limiteur placé en amont de l'amplification permet de protéger la chaîne d'une éventuelle agression électromagnétique de forte puissance. Le signal HF subit ensuite une multitude de traitement (translation en fréquence basse, filtrage, démodulation I/Q, échantillonnage), puis est transmis à la fonction de traitement qui va extraire certaines des informations relatives à l'objet détecté (vitesse, position angulaire, etc..).

Enfin, le synchronisateur, considéré comme le cœur du radar, génère les signaux de base pour synchroniser les créneaux temporels d'émission et les signaux reçus [5].

I.4. Critères de performance [1] :

Le radar est capable de détecter des cibles dans un certain volume spatial appelé généralement volume de détection. Cet espace n'est pas défini par des limites précises, car la qualité de détection du radar se dégrade progressivement à ces frontières. Les critères de performance d'un radar sont donc généralement chiffrés sous un angle statistique.

Les performances du radar sont également influencées par les moyens mis en œuvre pour le traitement de l'information.

Ces critères se sont la finesse d'observation et la portée, elles sont les paramètres principaux pour évaluer les performances du radar. La finesse d'observation se partage en deux notions distinctes que sont la précision et le pouvoir discriminateur.

I.4.1. Précision et pouvoir discriminateur :

La précision traduit la finesse avec laquelle le radar est capable de localiser une cible isolée, tandis que le pouvoir discriminateur reflète son pouvoir à séparer deux cibles voisines. Ces paramètres sont liés aux caractéristiques de l'antenne et du signal radar utilisé.

Le pouvoir de discrimination en distance, appelé également « résolution en distance » correspond à la distance minimale séparant deux cibles de même vitesse et même amplitude pouvant être résolues. Cette résolution est liée à la bande passante B du signal émis par la relation :

$$R_D = \frac{c}{2.B} \qquad \text{I.9}$$

Si le signal émis a une fréquence fixe, le spectre émis a alors une largeur de bande $B = 1/\tau$ où τ correspond à la durée du signal émis, la relation précédente devient alors :

$$R_D = \frac{c.\tau}{2} \qquad \text{I.10}$$

Cette expression peut se vérifier en considérant deux cibles A et B placées simultanément dans le champ du radar. Si τ_1, τ_2, D_1 et D_2 représentent respectivement, les temps de trajet aller-retour et les distances, radar-cible A et radar-cible B. Le radar recevra donc deux échos de durée τ espacés d'un intervalle de temps $\Delta\tau$ qui peut s'écrire sous la forme :

$$\Delta\tau = |\tau_1 - \tau_2| = \frac{2.D_1}{c} - \frac{2.D_2}{c} = \frac{2\Delta D}{c} \qquad \text{I.11}$$

Lorsque $\Delta\tau > \tau$, les échos sont dissociés, en revanche si $\Delta\tau \leq \tau$, les échos se mélangent l'un à l'autre pour former un signal composite dans lequel il devient impossible de reconnaître la présence de deux cibles.

Ainsi, la résolution en distance est d'autant meilleure que la durée de l'impulsion émise est faible ou que la largeur du spectre émis est grande. La précision en distance σ_D est d'autant

plus précise que la bande de fréquence du signal est grande, et que le rapport signal sur bruit S/N est élevé :

$$\sigma_D = \frac{c}{2.B\sqrt{S/N}} \quad (m) \qquad \text{I. 12}$$

Le pouvoir discriminateur en vitesse R_V représente la vitesse minimale séparant deux cibles de même amplitude, situées à la même distance pouvant être résolue. Cette résolution est liée à la durée d'intégration du signal τ par la relation :

$$R_V = \frac{\lambda}{2.\tau} \qquad \text{I. 13}$$

La résolution en vitesse est meilleure lorsque la duré de l'impulsion émise est grande. De même, la précision en vitesse σ_V qui est d'autant plus précise que le temps d'intégration et le rapport signal sur bruit sont élevés :

$$\sigma_V = \frac{\sigma}{2.\tau.\sqrt{S/N}} \qquad (m.s^{-1}) \qquad \text{I. 14}$$

En résumé, la précision en distance est proportionnelle à la bande et la précision en vitesse est proportionnelle à la durée, améliorer l'une conduit donc à détériorer l'autre : d'où la notion d'ambiguïté distance-vitesse.

Cette observation, dûe à la nature particulière des grandeurs mesurées (temps et fréquence conjuguées par transformée de Fourier), constitue une contrainte essentielle lors de la définition d'un radar. Plusieurs méthodes permettent de contourner ce problème. Par exemple, la modulation en fréquence ou en phase du signal émis (signaux Chirp) permet d'augmenter la largeur de bande du signal émis sans diminuer sa durée. Une autre méthode consiste à émettre un train d'impulsions radar, toutes ayant la même phase au démarrage (cohérence de phase), la même durée et le même rapport cyclique. La fréquence Doppler est alors déterminée par la mesure du déphasage d'impulsion à impulsion.

I.4.2. Portée du radar :

La portée du radar est la distance jusqu'à laquelle le système est capable de détecter la présence d'une cible, sans risque de confusion. Elle est liée principalement aux caractéristiques du radar, mais également aux pertes qui peuvent affecter la propagation du signal radar et réduire ainsi l'efficacité du système. L'équation de propagation permet de traduire l'influence des phénomènes physiques sur la puissance rayonnée, la propagation de

l'onde, jusqu'à la réception de l'onde réfléchie. Sa démonstration permet de mettre en avant les phénomènes principaux qui agissent sur la portée du radar.

Soit un radar équipé d'une antenne directive utilisée en émission et en réception qui possède un gain G et une surface effective S_e. Le gain de l'antenne est donné par la relation où λ correspond à la longueur d'onde du signal émis :

$$G = \frac{4\pi S_e}{\lambda^2} \qquad (W) \qquad \text{I. 15}$$

La densité de puissance émise p par cette antenne à une distance D dans la direction du gain maximal G, pour une puissance crête émise P_e, peut s'écrire :

$$P = \frac{G.P_e}{4\pi D^2} \qquad (W) \qquad \text{I. 16}$$

La cible intercepte une partie de l'énergie rayonnée et en réfléchit une partie vers l'antenne radar. La quantité d'énergie utile réfléchie est définie par la SER de la cible.
Notée σ, cette valeur est difficile à appréhender et dépend de plusieurs paramètres. On peut considérer dans un premier temps, que plus la surface éclairée par le signal est grande, plus la puissance réfléchie par la cible est importante. Au delà des considérations de taille, la SER dépend des caractéristiques du signal (polarisation, fréquence, etc..) et de la cible (forme, composition de sa surface, nature des matériaux, etc..). La puissance réémise par la cible en direction du radar est :

$$P_{cible} = \sigma.p = \frac{\sigma.G.P_e}{4.\pi.D^2} \qquad (W) \qquad \text{I. 17}$$

La densité de puissance p_r reçue au niveau de l'antenne radar s'écrit alors :

$$P_r = \frac{P_{cible}}{4.\pi.D^2} = \frac{\sigma.G.P_e}{(4.\pi.D^2)^2} \qquad \left(\frac{W}{m^2}\right) \qquad \text{I. 18}$$

En considérant que l'antenne possède le même gain G à l'émission et à la réception, la puissance P_r délivrée au récepteur radar dépend de la surface équivalente de l'antenne radar S_e.

$$P_r = p_r.s_e = \frac{\sigma.G.P_e}{(4.\pi.D^2)^2}\frac{G\lambda^2}{4\pi} = \frac{\sigma.G^2.P_e.\lambda^2}{(4.\pi)^3.D^4} \qquad (W) \qquad \text{I. 19}$$

Cette équation permet d'obtenir la portée maximum D_{max} du radar, lorsque la puissance reçue correspond à la puissance minimum P_{r_min} permettant la détection du signal. Cette équation est pondérée par un facteur de perte L_s (L_s > 1) qui permet de prendre en compte les pertes liées à l'atténuation du signal. La portée maximum du radar s'écrit finalement :

$$D_{min} = \left(\frac{\sigma.G^2.P_e.\lambda^2}{L_s.(4\pi)^3.P_{r\,min}}\right)^{1/4} \qquad \text{I. 20}$$

Cette équation permet de mettre en avant les paramètres qui influent sur la portée du radar avec notamment les caractéristiques de l'aérien (σ, G), du signal (P_e, $P_{r\ min}$, λ) et les pertes (L_s). Ces pertes englobent les atténuations induites par les systèmes électroniques aussi bien à l'émission qu'à la réception, la propagation et les conditions atmosphériques. Les performances du radar sont également influencées par les moyens mis en œuvre pour le traitement de l'information.

I.5. CONCLUSION :

En ce chapitre, nous avons présenté le RADAR, un système pour détecter et localiser les objets par onde électromagnétique dans une direction donnée. Il mesure aussi la vitesse des cibles et détection de mouvement, à la fois radiale et tangentielle à l'antenne du radar.

Il peut fonctionner efficacement même dans l'obscurité en présence de fumée, de brouillard, et des précipitations.

Chapitre II :

La technique de la compression d’impulsion

II.1. Introduction :

Le pouvoir séparateur en portée pour un radar donné peut être sensiblement amélioré en employant des impulsions très courtes. Malheureusement, l'utilisation des impulsions courtes diminue la puissance transmise moyenne, qui peut gêner le mode de fonctionnement normal du radar, en particulier pour les radars de veille multifonctionnels. Puisque la puissance reçue moyenne est directement liée au récepteur, SNR, il est souvent souhaitable d'augmenter la durée d'impulsion (c'est-à-dire, augmenter la puissance transmise moyenne). Ceci peut être rendu possible en employant des techniques de compression d'impulsion.

Pour obtenir les plus grands avantages de la capacité de détecter avec de longues l'impulsions, et une meilleure portée de résolution avec des impulsions courtes, des techniques de compression d'impulsions sont utilisés dans les systèmes de radar. Dans ce chapitre, on commencera par l'objectif de compression d'impulsion, spécifier les types d'impulsion, expliquer la fonction d'ambiguïté, la fonction d'autocorrélation et la réduction des lobes latéraux. La génération de forme d'onde numérique ainsi que la technique de compression d'impulsion numérique, seront entamés en dernier.

II.2. L'objectif de la compression d'impulsion :

Une impulsion de faible puissance de crête mais de longue durée, présente la même énergie que celle à puissance de crête élevée mais de courte durée. Les impulsions de courte durée atteignent une meilleure résolution en distance. La gamme de la résolution r_{res} est exprimée en : $r_{res} = c/2B$, où B est la largeur de bande de l'impulsion.

Pour les impulsions non modulées, leur durée de temps est inversement proportionnelle à la bande passante. Si la bande passante est élevée, alors la durée de l'impulsion est courte et donc cela offre une gamme de résolution supérieure. Pratiquement, la durée d'impulsion ne peut être réduite indéfiniment. Selon la théorie de Fourier, un signal avec une bande passante B ne peut pas avoir une durée inférieure à 1 / B.

Une impulsion ayant une faible puissance de crête et une durée plus longue est nécessaire à l'émetteur pour une détection à longue portée (la puissance crête de l'impulsion est toujours limitée par l'émetteur). A la sortie du récepteur, l'impulsion doit être de courte largeur et de puissance de crête élevée pour obtenir une meilleure résolution de gamme (en distance). La Figure II.1 illustre deux impulsions ayant une même énergie avec différentes largeurs d'impulsion et différentes puissances de crête [9].

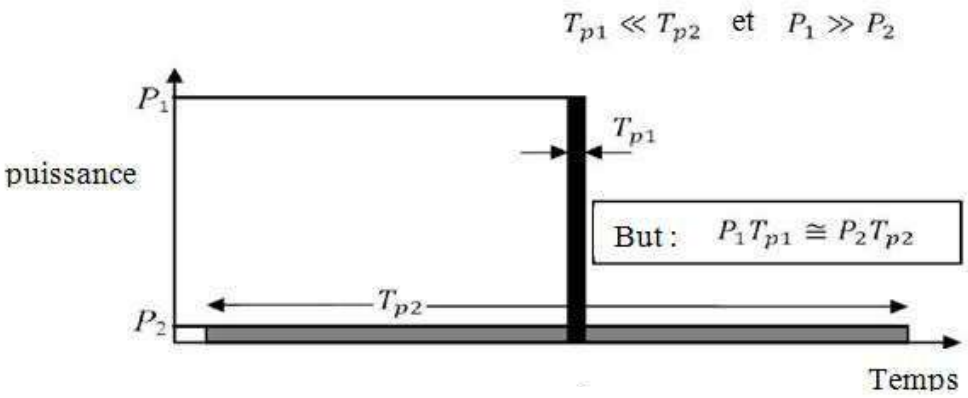


Figure II.1 : Signaux finaux d'émetteur et de récepteur

La résolution en distance dépend de la largeur de bande d'une impulsion, mais pas nécessairement de la durée de l'impulsion.

Dans la technique de compression d'impulsion, une impulsion ayant une longue durée et une faible puissance de crête est modulée en fréquence ou en phase avant la transmission, et le signal reçu passe à travers un filtre pour accumuler l'énergie en une impulsion courte. Le taux de compression d'impulsion PCR est défini comme étant :

$$PCR = \frac{largeur\ de\ l'impulsion\ avant\ compression}{largeur\ de\ l'impulsion\ après\ compression} \qquad \text{II.1}$$

Le schéma de principe général d'un système de radar à compression d'impulsion est illustré à la figure II.2.

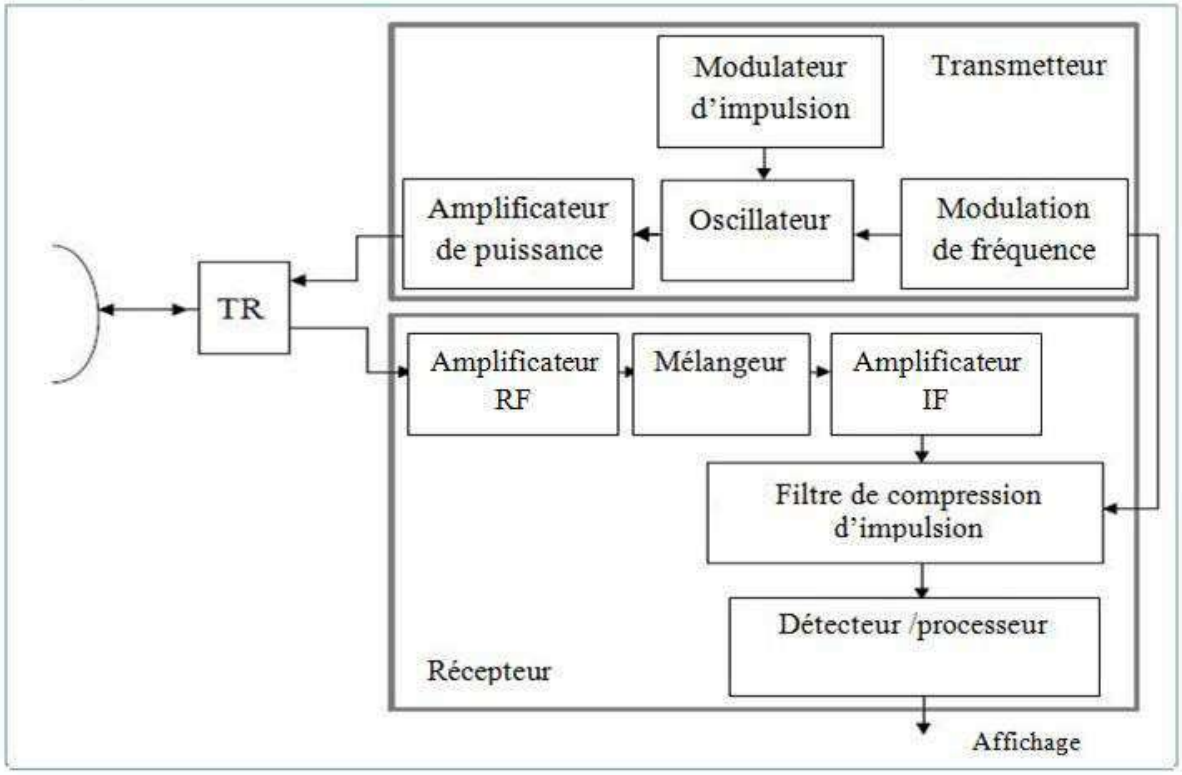


Figure II.2 : schéma bloc du principe d'un système de radar à compression d'impulsion

L'impulsion transmise est soit modulée en fréquence ou en phase pour augmenter la bande passante. Émetteur-récepteur (TR) est une unité de commutation qui permet d'utiliser la même antenne pour l'émetteur et le récepteur. Le filtre de compression d'impulsion est en général, un filtre adapté dont la réponse de fréquence correspond à la gamme de la forme d'onde émise. Le filtre effectue une corrélation entre les impulsions émises et les impulsions reçues. Les impulsions reçues ayant des caractéristiques similaires à celles des impulsions transmises sont captées par le filtre adapté, alors que d'autres signaux reçus sont relativement ignorés par le récepteur [9].

II.3. Types d'impulsions (Chirp) :

Certaines techniques de modulation, telle que la modulation de fréquence ou de phase sont utilisées pour augmenter la bande passante d'une impulsion de durée longue, pour obtenir une haute gamme de résolution d'une puissance de crête limitée.

II.3.1. La Modulation linéaire de Fréquence (LFM) [8] [10] [11] [27] :

II.3.1.1. Définition de forme d'onde LFM :

La forme d'onde FM est un signal passe-bande à simple impulsion défini comme :

$$x(t) = A\ rect\left(\frac{t}{T}\right)\cos[2\pi f_0 t + \pi\alpha t^2] \qquad \text{II.2}$$

Où T est la largeur d'impulsion, f_0 est la fréquence porteuse, α est la pente de LFM, et la fonction rect est définie comme :

$$rect(x) = \begin{cases} 1, |x| < 1/2 \\ 0, |x| > 1/2 \end{cases} \qquad \text{II.3}$$

La pente LFM est donnée par $\alpha = \pm B / T$, où le signe + s'applique pour une pente LFM positif nommée up-chirp et le signe moins pour une pente LFM négatif (down- chirp). La modulation d'amplitude est :

$$a\ (t) = A\ rect\ \left(\frac{t}{T}\right) \qquad \text{II.4}$$

Et la modulation de phase est une fonction quadratique de temps :

$$\emptyset(t) = \pi\alpha t^2 \qquad \text{II. 5}$$

La modulation de fréquence, définie comme déviation de fréquence instantanée de la fréquence porteuse f_0, est exprimé en terme de modulation de phase par :

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\emptyset}{dt} \qquad \text{II. 6}$$

La modulation de fréquence pour une forme d'onde LFM est linéaire avec la pente égale à α:

$$f_i(t) = \alpha t = \pm\left(B/T\right)t, |t| \leq \frac{T}{2} \qquad \text{II. 7}$$

Là où le signe plus (+) s'applique pour une pente positive LFM et le signe moins pour une pente négative. L'enveloppe complexe de la forme d'onde LFM est exprimée en termes de fonctions de modulation d'amplitude et de phase, comme:

$$u(t) = A\ rect\left(\frac{t}{T}\right)e^{-j\pi\alpha t^2} \qquad \text{II. 8}$$

Le schéma de la figure II.3 montre un exemple d'un signal LFM avec une largeur d'impulsion T= 10 µs, largeur de bande B= 1 MHz, et produit temps-largeur de bande égal à T.B = 10. La pente LFM est B/T= 0.1 MHz/µs. La fréquence instantanée de la forme d'onde LFM varie entre 1.5 et 2.5 MHz.

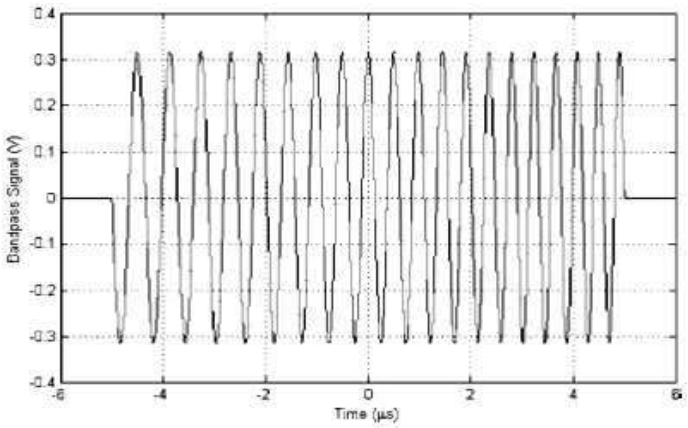


Figure II .3 : Exemple de signal LFM (où $T = 10\mu s, B = 1MHz, f_0 = 2\ MHz$)

II.3.1.2. Fonction d'autocorrélation et d'ambiguïté de la forme d'onde LFM [8] :

La fonction d'ambiguïté est une manière simple d'illustrer les effets, de l'effet Doppler sur le lobe principal et les lobes latéraux. La fonction d'ambiguïté est un graphique à trois dimensions avec le temps à l'axe des abscisses, la vitesse Doppler sur l'axe des ordonnées et le niveau de puissance sur l'axe z. La fonction d'ambiguïté pour la compression d'impulsion linéaire FM, est reproduite dans la figure II.4. Elle montre une forte interaction entre le décalage Doppler et le retard mesuré.

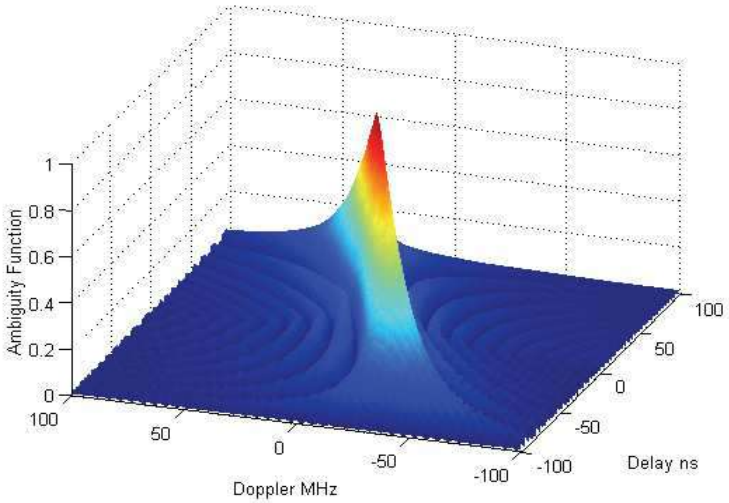


Figure II.4 : Diagramme de fonction d'ambiguïté du chirp LFM [28]

La fonction d'autocorrélation et la fonction d'ambiguïté pour une forme d'onde LFM, sont données respectivement, par :

$$x_u(\tau, f_d) = \left[1 - \left|\frac{\tau}{T}\right|\right] sinc\left[(f_d - \alpha\tau)T\left(1 - \left|\frac{\tau}{T}\right|\right)\right] rect\left(\frac{\tau}{2T}\right) e^{-j\pi f_d \tau} \qquad \text{II. 9}$$

$$\psi_u(\tau, f_d) = \left[1 - \left|\frac{\tau}{T}\right|\right]^2 sinc^2\left[(f_d - \alpha\tau)T\left(1 - \left|\frac{\tau}{T}\right|\right)\right] rect\left(\frac{\tau}{2T}\right) \qquad \text{II. 10}$$

Où f_d est la fréquence Doppler.

La réponse impulsionnelle du filtre adapté pour une cible avec effet Doppler f_d est obtenue par la substitution $\tau = -t$ dans la fonction d'autocorrélation [8] :

$$y(t) = x_u(-t, f_d) = \left[1 - \left|\frac{t}{T}\right|\right] sinc\left[(f_d + \alpha t)T(1 - \left|\frac{t}{T}\right|\right] rect\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi f_d t} \qquad \text{II. 11}$$

II.3.1.3. Exemples de forme d'onde LFM :

La figure II.5 montre l'importance de la fonction d'autocorrélation en fonction du temps de retard relatif τ pour des effets Doppler f_d de -0.5 , 0 et 0.5 MHz, une largeur d'impulsion T=10 µs, largeur de bande B = 1 MHz, et pente LFM $\alpha = B/T = 0.1 MHz/\mu s$.

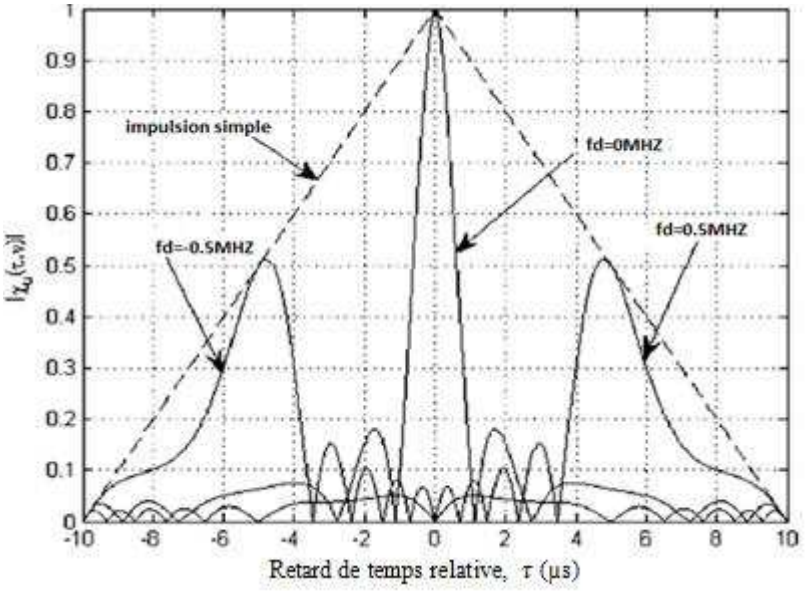


Figure II.5 : Fonction d'autocorrélation de la forme d'onde LFM en fonction de 3 fréquences Doppler f_d

Un effet Doppler fait déplacer la crête de la fonction de corrélation à : $\tau = f_d\, T/B = 5\mu s$. La figure II.6 donne le résultat quand la largeur d'impulsion est augmentée jusqu'à $100\mu s$, est rapporte une forme d'onde avec pente LFM égale à 0.01 MHz/µs.

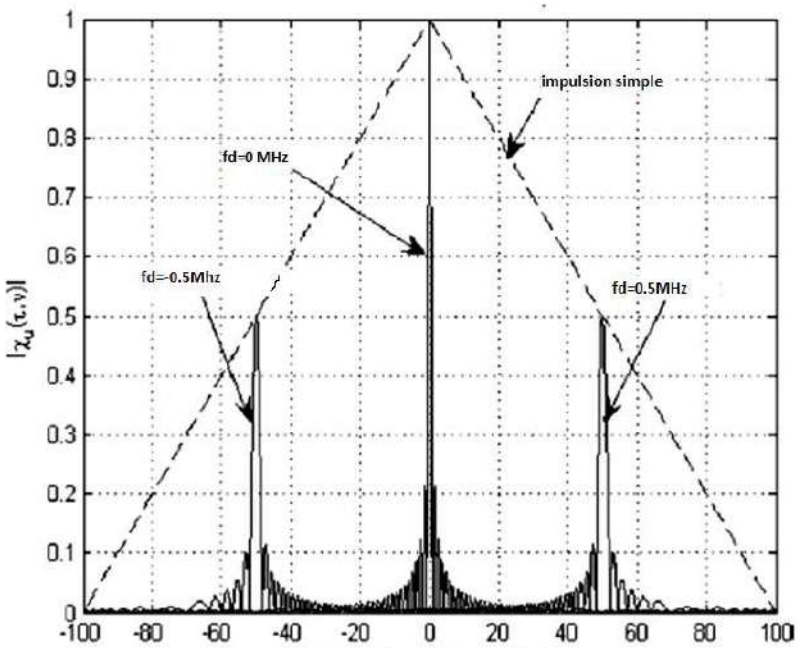


Figure II.6 : Fonction d'autocorrélation de forme d'onde de LFM en fonction de 3 fréquences Doppler f_d

L'effet Doppler de 0.5 MHz décale la crête de la fonction d'autocorrélation à τ =50 µs.

II.3.1.4. La réduction du lobe latéral de temps LFM [10] [11] [13] :

Un filtre de pondération du domaine de fréquence est utilisé après le filtre adapté, pour la réduction du lobe latéral de temps. La pondération de Taylor fournit une approximation réalisable par rapport à la pondération idéale de Dolph-Tchebychev, qui réalise la largeur minimale de lobe. La réponse en fréquence du filtre passe-bas équivalent pour le filtre de pondération de Taylor est :

$$W(f) = 1 + 2\sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m \cos\left(2\pi \frac{mf}{B}\right) \qquad \text{II. 12}$$

Où F_m est le coefficient de Taylor [13] et, $\bar{n}$ est un nombre limite dans la fonction de pondération. La réponse d'impulsion comprimée à la sortie du filtre de pondération est donnée par :

$$y_0(t) = sinc(Bt) + \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m[sinc(Bt+m) + sinc(Bt-m)] \qquad \text{II. 13}$$

La réponse impulsionnelle comprimée $y_0(t)$ est basée sur l'hypothèse que le produit temps-bande passante du signal LFM est beaucoup plus grand que l'unité) (TB >>1). La perte correspondante d'un filtre adapté pour la pondération de Taylor est donnée [10] comme :

$$L_m = 1 + 2\sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F_m^2 \qquad \text{II. 14}$$

La figure II.7 montre une comparaison de la réponse d'impulsion comprimée pour trois types de pondération du domaine fréquentiel.

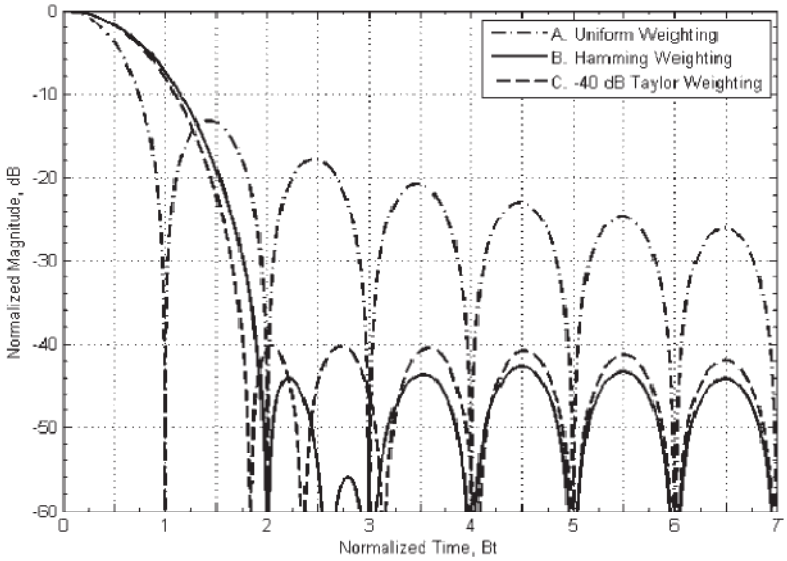


Figure II.7 : comparaison de la forme d'impulsion comprimée pour trois fonctions de pondération du domaine fréquentiel

La Courbe A est pour la pondération uniforme où W (f) = 1, processus d'un filtre adapté. La courbe C est pour la pondération de Taylor avec - 40 dB du niveau de lobe latéral de temps maximal ($\bar{n}$ = 6), et la courbe B est pour la pondération de Hamming où :

$$W(f) = 1 + 2F_1 \cos\left(2\pi \frac{mf}{B}\right) \quad \text{avec} \quad F_1 = 0.4259 \qquad \text{II. 15}$$

Les coefficients de Taylor pour une pondération de Taylor, – 40dB, ($\bar{n}$ = 6) sont [15]:

$F1 = 0.389116$
$F2 = -0.00945245$
$F3 = 0.00488172$
$F4 = -0.00161019$
$F5 = 0.000347037$

Le tableau II.1 montre les largeurs du niveau de lobe latéral de temps maximal de l'impulsion comprimée de -3dB et -6dB, et la perte d'un filtre adapté pour les trois types de la fonction de pondération.

La fonction de pondération	La crête du niveau de lobe secondaire de temps (dB)	Largeur de lobe principal à -3 dB,τ_3	Largeur de lobe principal à -6dB, τ_3	La perte du filtre adapté (dB)
uniforme	-13.2	0.886/B	1.21/B	0
Taylor (40dB, $\bar{n}$ =6)	-40	1.25/B	1.73/B	1.15
Hamming	-43	1.30/B	1.81/B	1.34

Tableau II.1 : Comparaison des filtres de pondération du LFM

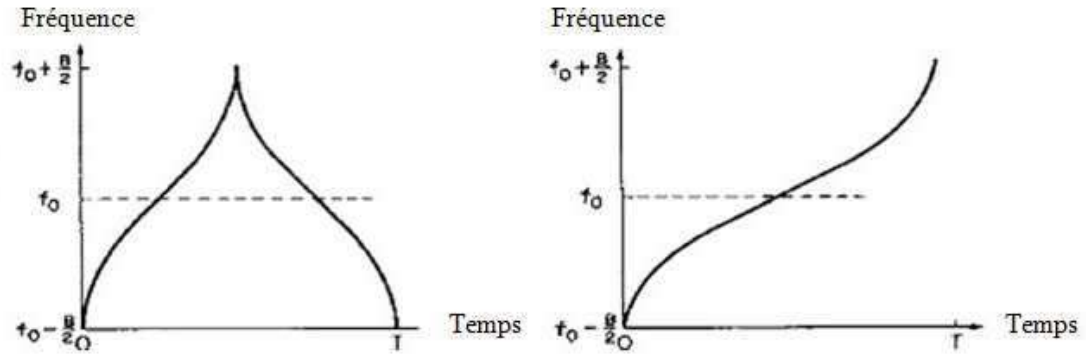
L'application de la pondération de Taylor de (-40) dB, ramène le niveau de lobe latéral de temps maximal de (-13.2) dB à (- 40) dB et augmente la perte du filtre adapté de 0 dB à 1.15 dB. La largeur à -3d d'impulsion comprimée est augmentée de 0,886 dB à 1.25dB quand la pondération de Taylor -40dB est utilisée. Les largeurs de lobe principal de (-3dB et -6dB) et la perte du filtre adapté pour la pondération de Hamming sont approximativement les mêmes avec l'utilisation de la pondération de Taylor de (- 40) dB. Ces résultats supposent que le produit de temps-largeur de bande de la forme d'onde LFM est beaucoup plus grand que l'unité.

Les sources de déformation en provenance du matériel radar établissent également des limitations aux niveaux réalisables de lobe latéral de temps [11] [12].

II.3.2. Les formes d'onde à modulation de fréquence non linéaire (NLFM):

La forme d'onde non linéaire-FM présente plusieurs avantages distincts par rapport à LFM .Il ne nécessite pas de pondération dans le domaine fréquentiel pour la réduction des lobes secondaires du temps, car la modulation de fréquence de la forme d'onde est conçue pour fournir la forme désirée du spectre qui donne le niveau des lobes secondaires de temps désiré. Cette mise en forme est réalisée par l'augmentation de la vitesse de variation de fréquence de la modulation à proximité des extrémités de l'impulsion et diminuant cette vitesse à proximité du centre. Ceci sert à effiler le spectre de forme d'onde de sorte que la réponse d'un filtre adapté fait réduire le temps des lobes latéraux [15].

Si une modulation FM symétrique est utilisée, figure II.8.a, la forme d'onde non linéaire-FM aura une fonction d'ambiguïté réalisée comme en figure II.9.



(a) symétrique (b) asymétrique

Figure II.8: Formes d'onde non linéaires, symétrique et asymétrique de la FM

Une forme d'onde non symétrique est obtenue à l'aide d'une moitié d'une forme d'onde symétrique, figure II.8.b.

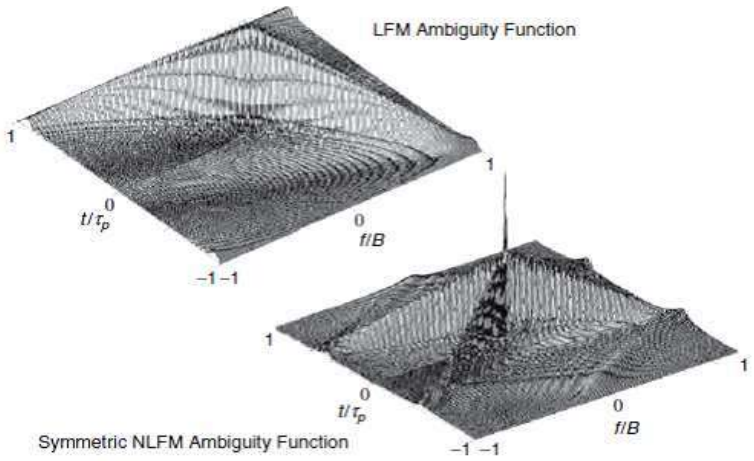


Figure II.9 : fonction d'ambiguïté de la forme d'onde LFM comparée avec à la forme d'onde symétrique NLFM [8]

L'un des principaux inconvénients de la forme d'onde non linéaire-FM, c'est que la tolérance Doppler est moins que celle de LFM. En présence de décalage Doppler, le temps des lobes latéraux de l'impulsion comprimée NLFM tend à augmenter par rapport à ceux de la LFM. La figure II.10 montre la fonction d'ambiguïté d'une forme d'onde NLFM symétrique.

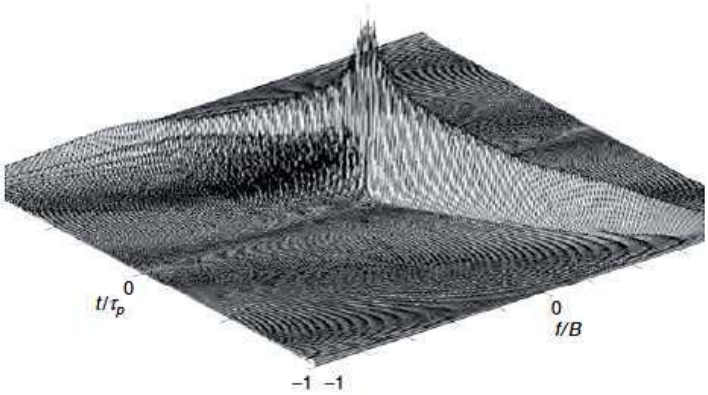


Figure II.10 : fonction d'ambiguïté d'une forme d'onde symétrique de NLFM [8]

Cette caractéristique de la forme d'onde NLFM, nécessite parfois un traitement à l'aide de plusieurs filtres adaptés dans le décalage Doppler pour atteindre le niveau du temps des lobes latéraux requis. En raison de la sensibilité Doppler de la fonction d'ambiguïté, la forme d'onde de modulation de fréquence non linéaire est utilisée dans un système de localisation, où la gamme et la fréquence Doppler sont approximativement connues, et le décalage Doppler de la cible peut être compensé dans le filtre adapté [16].

La fonction d'un signal NLFM non symétrique de bande passante B, est :

$$f(t) = B(\frac{t}{T} + \sum_{n=1}^{7} K_n sin\frac{2\pi nt}{T}) \qquad \text{II. 16}$$

Où T est la durée d'impulsion, B est la largeur de bande, et les coefficients sont :

$K_1 = -0.1145$
$K_2 = 0.0396$
$K_3 = -0.0202$
$K_4 = 0.0118$
$K_5 = -0.0082$
$K_6 = 0.0055$
$K_7 = -0.0040$

La sensibilité d'une forme d'onde NLFM à décalage Doppler peut être vue dans la figure II.11 [8].

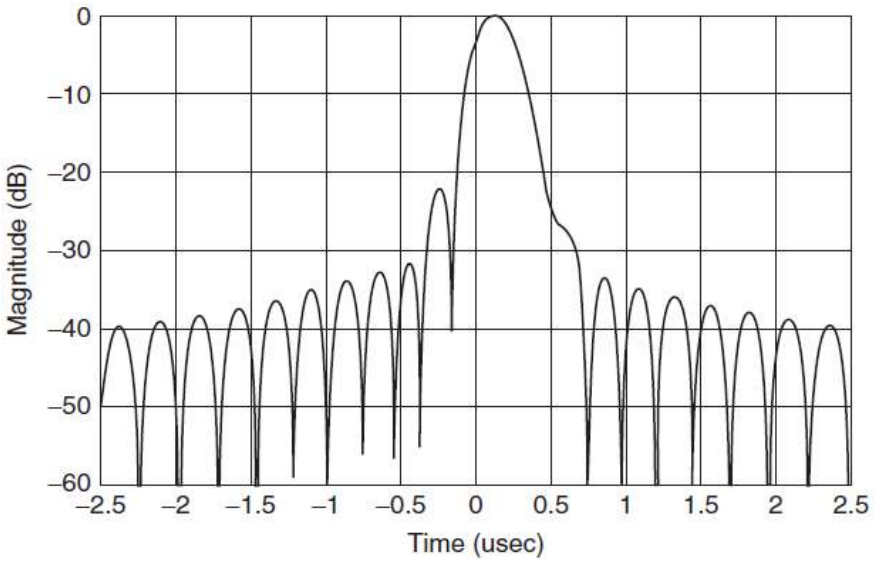


Figure II.11 : la Sortie du filtre adapté de la bande S, de durée d'impulsion 44μs, de largeur de bande 5 MHz, d'une forme d'onde NLFM avec vitesse radiale de 500 m / s.

La fonction d'ambiguïté est plus pointue qu'une forme d'onde LFM, indiquant que cette forme d'onde est plus sensible au Doppler qu'en forme d'onde LFM.

II.3.3. La forme d'onde phase-Codée :

Les Formes d'onde codées en phase diffèrent de formes d'onde FM en ce que l'impulsion est subdivisé en un certain nombre de sous-impulsions. Les sous-impulsions sont de durée égale, et chacun a une phase particulière. La phase de chaque sous-impulsion est sélectionnée en fonction d'une séquence de code donné. Le signal codé en phase le plus largement utilisé fait appel à deux phases et est appelé codage binaire, ou codage biphasé,

Le code binaire est constitué d'une suite de 0 et de 1, ou bien, de (1) et (-1). La phase de l'alternance de signaux transmis entre 0 ° et 180 ° en fonction de la séquence d'éléments de (0) et de (1) ou (1) et (-1), dans le code de phase, comme le montre la figure II.12. Etant donné que la fréquence émise n'est généralement pas un multiple de l'inverse de la largeur de sous-impulsion, le signal codé est généralement discontinue aux points de l'inversion de phase.

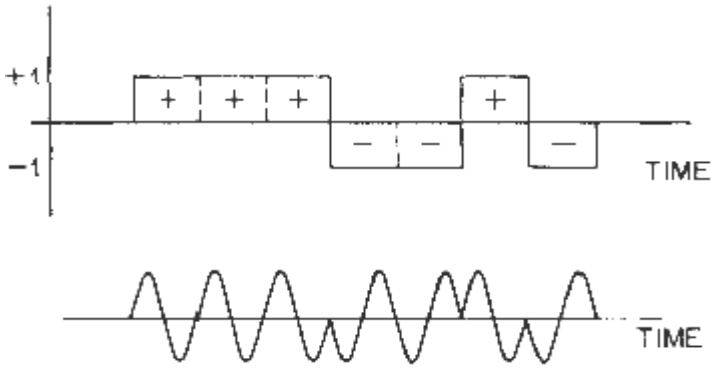


Figure II.12 : Signal phase-codé binaire

A la réception, l'impulsion comprimée est obtenue soit par filtrage adapté ou un traitement de corrélation. La largeur de l'impulsion comprimée au niveau du point de la moitié d'amplitude est nominalement égale à la largeur de sous-impulsion. La résolution en distance est donc proportionnelle à la durée de temps d'un élément du code. Le taux de compression est égal au nombre de sous-impulsions dans la forme d'onde, c'est à dire le nombre d'éléments dans le code. Codes dont la fonction d'autocorrélation, présentent de faibles lobes latéraux sont souhaitables pour les radars de compression d'impulsions. D'autres informations liées à ce type de forme d'onde à phase codée, sont disponibles en littérature technique [17].

II.4. Le choix d'un système de compression d'impulsion :

Le choix d'un système de compression d'impulsion comporte le choix du type de forme d'onde et de la méthode de génération et de traitement. Des méthodes de produire et de traiter des formes d'onde de compression d'impulsion seront discutées dans une autre section. Les discussions ici, se concentrent sur la forme d'onde elle-même. Les facteurs primaires influençant sur le choix d'une forme d'onde particulière sont habituellement :

- Les conditions du radar en tolérance de Doppler et le temps de niveaux de lobe latéral. Le tableau II.2 récapitule ces facteurs pour les trois types de FM : LFM, NLFM, et formes d'onde à phase codée. Les symboles B et T dénotent la largeur de bande et la largeur d'impulsion de la forme d'onde, respectivement.
- L'élimination des signaux parasites avec des formes d'onde de compression d'impulsion est dû à la gamme de résolution plus grande, réalisable sur des formes d'onde non codées. Parce que la gamme de résolution est proportionnelle à la réciproque de la largeur de

bande, les formes d'onde de compression d'impulsion de bande plus large peuvent offrir une plus grande réjection des signaux parasites.

Facteur	LFM	NLFM	phase Codée binaire
Tolérance de Doppler	• Prise en charge d'effet Doppler jusqu'à ± B/10. • Performances des lobes latéraux de temps restent excellentes pour les grands décalages Doppler.	• Compresseurs d'impulsions à résonance multiple nécessaires pour des cibles à grande vitesse.	• Une grande sensibilité à l'effet Doppler. • Application des cibles à basse vitesse et avec produit de TB petits.
Niveau du lobe secondaire de temps	• Pondération adéquate, produit de TB grand, et de faibles erreurs d'amplitude et de phase sont nécessaires pour obtenir de bons lobes latéraux de temps	• Pour NLFM, asymétrique, lobes latéraux de temps sont excellent. • un produit de TB élevée, et suffisamment faible d'erreurs d'amplitude et de phase.	• Bons lobes latéraux de temps qui sont déterminés par codage.
Général	• Souvent utilisés pour une capacité à grande vitesse de cible. • Bandes passantes extrêmement large.	• L'utilisation est généralement limitée aux applications où des vitesses radiales cibles prioritaires. • Plusieurs filtres adaptés accordés ne sont généralement pas de calcul pratique.	• généralement trouvé dans les applications de conversion à basse Doppler.

Tableau II.2 : comparaison des caractéristiques de performance des formes d'ondes LFM, NLFM, et la phase codée

- Les avancées significatives en radar sont évidentes dans la technique numérique et la technique SAW, (onde acoustique de surface), qui permettent l'exécution d'une série de type de forme d'onde de compression d'impulsion. L'approche numérique s'est développée en raison de l'augmentation de la vitesse de calcul informatique, et également en raison de la réduction de la taille et de l'augmentation de vitesse des unités de mémoire. La technologie SAW est améliorée en raison de l'invention de capteurs inter-digit [18], qui fournit une transformation efficace du signal électrique en énergie acoustique et vice versa.

II.5. La génération de forme d'onde numérique :

Le schéma de la figure II.13 montre une approche numérique pour produire la forme d'onde de radar [19].

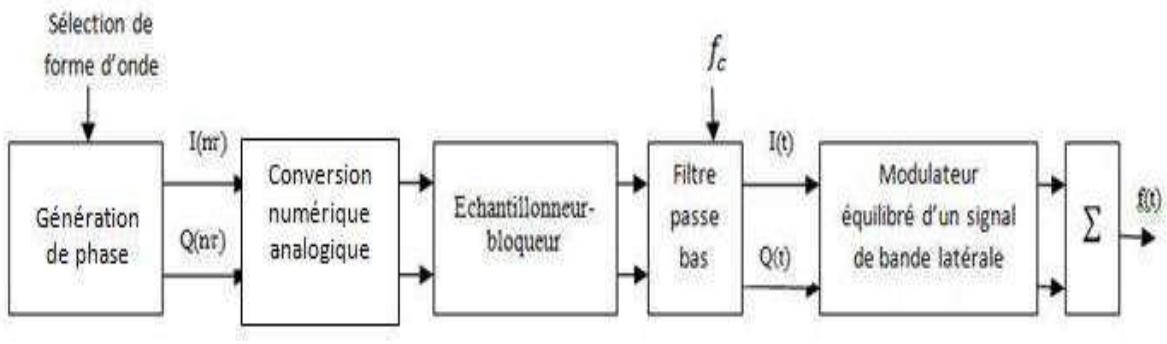


Figure II.13 : Schéma fonctionnel de génération de forme d'onde digital

L'élément de commande de phase fournit les échantillons numériques de composante en phase I et de composante Q en quadrature, qui sont converties en analogique. Ces échantillons de phase définissent les composantes en bande de base de la forme d'onde désirée. Si la forme d'onde module une porteuse, le modulateur équilibré n'est pas exigé, et les composantes filtrées seraient ajoutées directement. Le circuit échantillonneur –bloqueur enlève les imperfections du convertisseur analogique/ numérique (ADC).

Le filtre passe-bas lisse (ou interpole) les composantes du signal analogique de la forme d'onde.

La composante I(t) module un signal de porteuse à 0°, et la composante Q (t) module un signal de porteuse à phase-décalée par 90°. La forme d'onde modulée désirée est la somme de la porteuse modulée à 0° et porteuse modulée à 90°. Comme cité précédemment. Quand une forme d'onde linéaire-FM est désirée, les échantillons de phase suivent un modèle quadratique.

Avec les progrès ou l'avantage de la technologie numérique, il est devenu possible et pratique de générer des signaux directement en fréquences porteuses FI ou RF sur un circuit intégré du signal chirp. Cette technique est appelée synthèse numérique direct, ou DDS (Direct Digital syntheses), et consiste à générer des formes d'onde à des taux d'échantillonnage élevés et d'une sortie filtrée.

Ces appareils ou ces progrès génèrent la forme d'onde en accumulant des informations de phase, qui est ensuite utilisées pour rechercher des valeurs en temps réel de la forme d'onde (généralement une onde sinusoïdale). Ceci est converti en un signal analogique par un convertisseur numérique-analogique (DAC) puis filtré. Une variété de types de signaux (par exemple, LFM, NLFM. CW) peut être générée de cette façon, en utilisant les caractéristiques de modulation de phase appropriée [19].

II.6. Compression d'impulsion numérique :

Les techniques de compression d'impulsion numérique sont couramment utilisées avec le filtrage adapté des signaux radar. Le filtre adapté peut être mis en œuvre en utilisant une convolution numérique pour toute forme d'onde donnée.

La compression d'impulsion numérique possède des caractéristiques distinctes qui déterminent l'acceptabilité d'une application de radar particulier. Le filtrage adapté numérique nécessite généralement plusieurs unités de traitement en parallèle pour une couverture élargie.

Les avantages de l'approche numérique pour une longue durée d'ondes, ne présentent aucun problème, les résultats sont extrêmement stables dans une grande variété de conditions d'exploitation, et la même mise en œuvre pourrait être utilisée pour traiter plusieurs types de formes d'onde. Les détecteurs de produits analogiques utilisés pour extraire les composantes I et Q en bande de base, ont été remplacés dans de nombreux systèmes techniques par des techniques de conversion à base numérique [20] [21].

Dans cette approche, la séquence d'enveloppe complexe est évaluée par traitement des signaux numériques d'échantillons du convertisseur ADC à la sortie FI du récepteur, plutôt qu'après la conversion séparée des composantes de bande de base analogique, I et Q.

La figure II.14 illustre deux approches de traitement du signal numérique pour fournir le filtrage adapté pour une forme d'onde de compression d'impulsions. Dans les deux cas, le signal d'entrée est la séquence d'enveloppe complexe telle que formée en utilisant soit le changement de fréquence de réception ou le convertisseur numérique-analogique (DAC).

La figure II.14.a montre une application numérique d'un processeur de convolution dans le domaine temporel qui fournit l'exécution d'un filtre adapté pour n'importe quelle forme d'onde du radar.

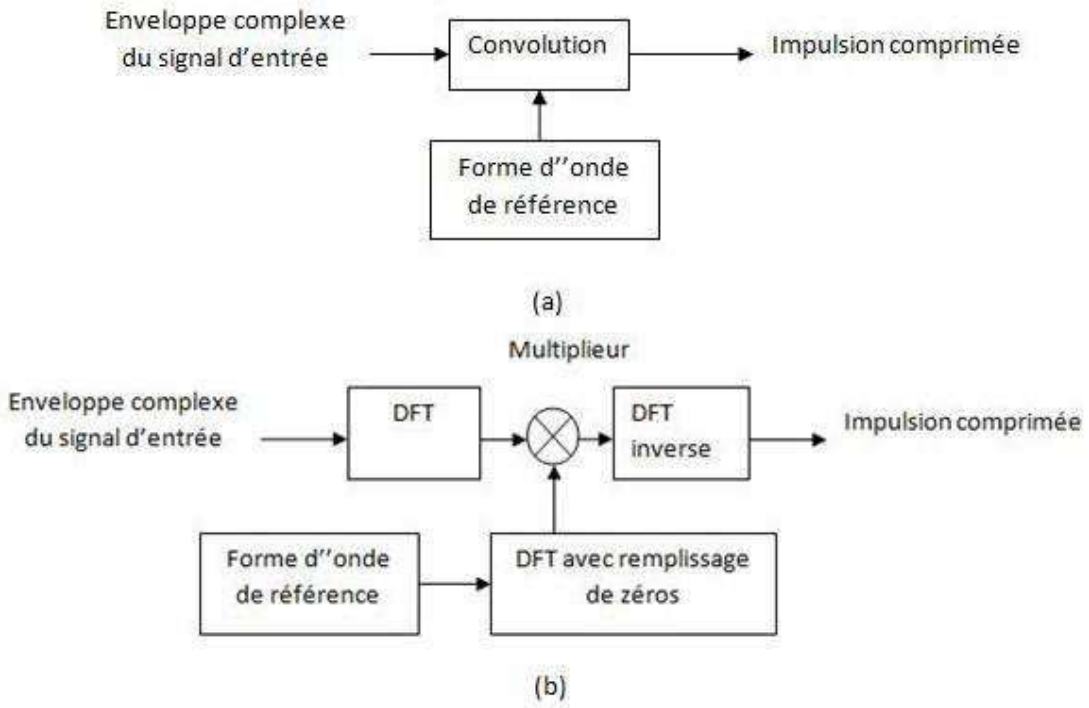


Figure II .14 : (a) traitement numérique de compression d'impulsion dans le domaine temporel, **(b)** traitement numérique de compression d'impulsion dans le domaine fréquentiel

Dans ce cas, la convolution temporelle discrète est faite entre la séquence d'entrée d'enveloppe complexe avec la séquence impulsionnelle du filtre adapté. Puisque la convolution dans le domaine temporel peut être digitalement intensive, une approche plus économique d'un point de vue informatique, est montrée dans la figure II.14.b, dans laquelle le traitement dans le domaine fréquentiel est employé pour mettre en application la convolution. Le traitement numérique de compression d'impulsion du domaine fréquentiel opère sur le principe que la transformée de Fourier discrète (DFT) de la convolution temporel de deux signaux est égale au produit de Transformée de Fourier de chacun des signaux.

Ce traitement peut être utilisé avec n'importe quelle forme d'onde, et la forme d'onde de référence peut être décalée en fréquence Doppler pour obtenir un filtre adapté à cette fréquence Doppler [22] [23].

II.7. Exemples de radar à compression d'impulsions :

Il y a beaucoup de radars en cours de développement ou déployés qui utilisent certaines des formes d'onde de compression d'impulsion discutées précédemment.

Les avances en technologie de traitement numérique du signal ont permis une plus grande variété de réalisation de forme d'onde. Par exemple, des systèmes de radar ne sont plus limités à la forme d'onde LFM, au lieu de cela, des possibilités de système radar peuvent être prolongées pour faire le traitement le plus complexe, lié à la forme d'onde non linéaire FM [24].

On cite ci-après certains des radars à compression d'impulsion :

- ***L' AN/TPS-59 et AN/ FPS-117* :**

Opérant dans la bande L, les radars de surveillance de longe résolution utilisent des formes d'onde LFM. L'antenne est mécaniquement tournée dans l'azimut, et le balayage électronique est effectué dans l'altitude. La transmission utilise deux séquences temporelles d'impulsion LFM de différentes fréquences, afin de détecter deux cibles statiques. Les deux radars utilisent le traitement numérique de compression d'impulsion dans le domaine fréquentiel [24].

- **Système de radar de surveillance aérienne et d'approche de précision :**

Le système de radar de surveillance aérienne et d'approche de précision (ASPARCS) est prévu pour fournir la future génération de radar aérien de contrôle du trafic. Des formes d'onde non linéaires FM sont employées parce que les cibles d'intérêt ont relativement des effets Doppler bas. Comme le radar *AN/FPS-117*, ce système met en application le traitement numérique de compression d'impulsion dans le domaine fréquentiel [24].

- **Radar multi-missions** :

Le radar multi-missions (MMR) est conçu pour détecter les voies des mortiers, l'artillerie, et les fusées. Ce radar emploie une vague à base de forme d'onde FM non linéaire [24].

II.8. Compression d'impulsion à surface d'onde acoustique (SAW) [18] [25] [26]:

Une unité de compression d'impulsions d'ondes acoustiques est constituée d'un transducteur d'entrée et un transducteur de sortie, montés sur un substrat piézo-électrique. Ces transducteurs (capteurs) sont généralement mis en œuvre en tant que dispositifs inter-digit qui sont constitués d'un film métallique déposé sur la surface du milieu acoustique. Ce film métallique est constitué de doigts, figure II.15, qui dicte la fréquence caractéristique de

l'appareil. Le transducteur d'entrée convertit un signal électrique en onde sonore avec plus de 95 pour cent (95%) de rendement énergétique voyageant le long de la surface du milieu. la sortie du transducteur prélève une partie de cette onde acoustique de surface et la transforme en un signal électrique.

L'approche SAW possède des caractéristiques uniques qui dictent son utilité pour une application radar donnée. Les principaux inconvénients de l'approche SAW sont que la longueur d'onde est limitée à moins de 200 µs par la taille physique des cristaux disponibles, et que chaque forme d'onde nécessite une autre conception. Les avantages du dispositif SAW sont : sa taille compacte, les grandes largeurs de bande qui peuvent être atteintes, la capacité à adapter les capteurs à une forme d'onde particulière, la couverture de tous les choix de l'appareil, et le faible coût de la reproduction d'un modèle donné.

La bande passante d'un dispositif SAW de compression d'impulsion dépend de l'emplacement des doigts de transducteurs inter-digit, ou bien le réseau de diffraction gravé en surface. La figure II.15 montre trois types d'approches de détermination de filtrage SAW.

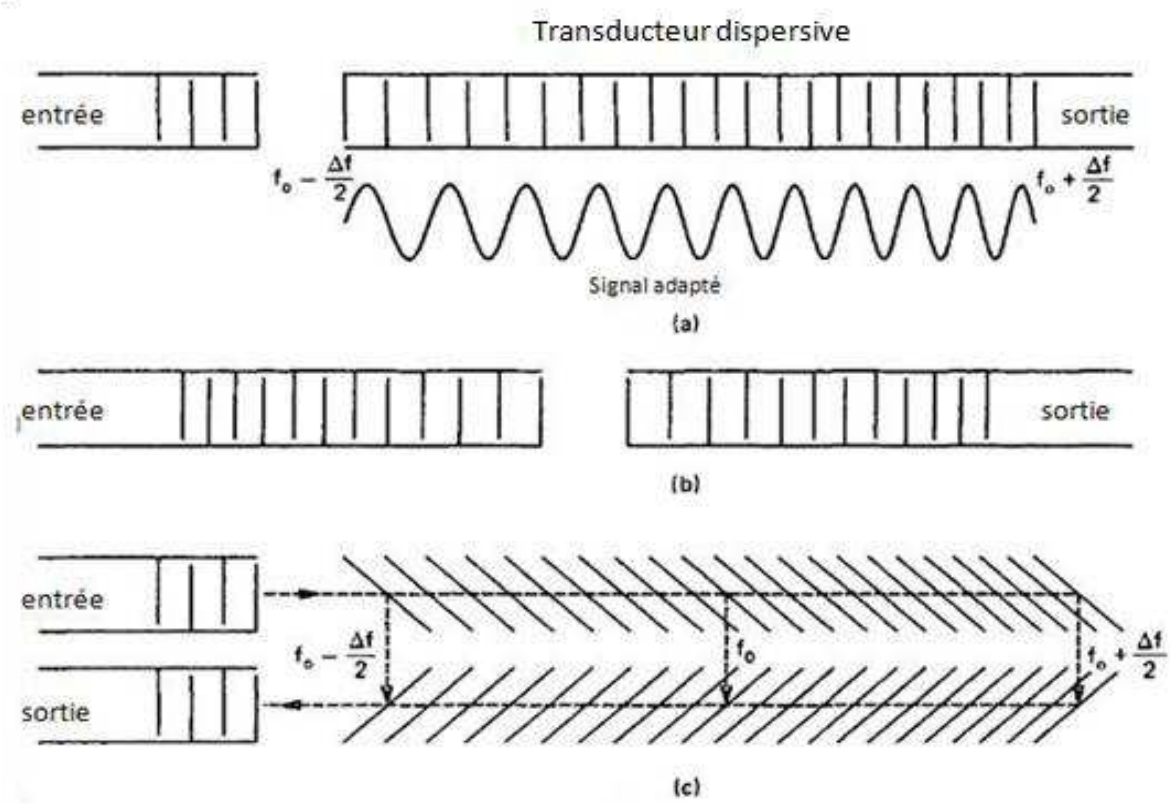


Figure II.15 : type de transducteur SAW

(a) sortie dispersive, (b) entrée et sortie dispersives, (c) réflexion dispersive

En figure II.15.a, un transducteur d'entrée à large bande avec une fréquence dispersive à la sortie du transducteur. Lorsqu'une impulsion est appliquée à l'entrée, le signal de sortie est initialement une faible fréquence qui augmente au niveau des parties ultérieures de l'impulsion (basé sur les espacements de doigts du transducteur de sortie).

Dans la figure II.15.b, à la fois le transducteur d'entrée et le transducteur de sortie sont dispersif. Pour une longueur donnée du cristal, la durée de la forme d'onde pour des approches de la Figure. II.15 a et b seraient les mêmes et se limite à la fois et pour cela qu'il faut prend une onde acoustique pour traverser la longueur de cristal.

La figure II.15.c montre une approche en RAC (Reflection-Array-Compression) ou une approche de compression à matrice de réflexion, qui double essentiellement la longueur d'impulsion réalisable pendant la même longueur de cristal.

Dans un RAC, les transducteurs d'entrée et de sortie ont une large bande passante. Un réseau de diffraction sensible à la fréquence est gravé sur la surface du cristal pour refléter une partie du signal d'onde de surface au transducteur de sortie. Ce couplage du réseau n'a pas un impact significatif sur l'énergie à onde de surface, sauf pour le couplage2 :1, où on a une augmentation de la durée de forme d'onde. La réponse impulsionnelle de la RAC est la même que pour les approches de la figure. II.15 a et b. Ainsi, ces trois approches donnent une réponse impulsionnelle similaire

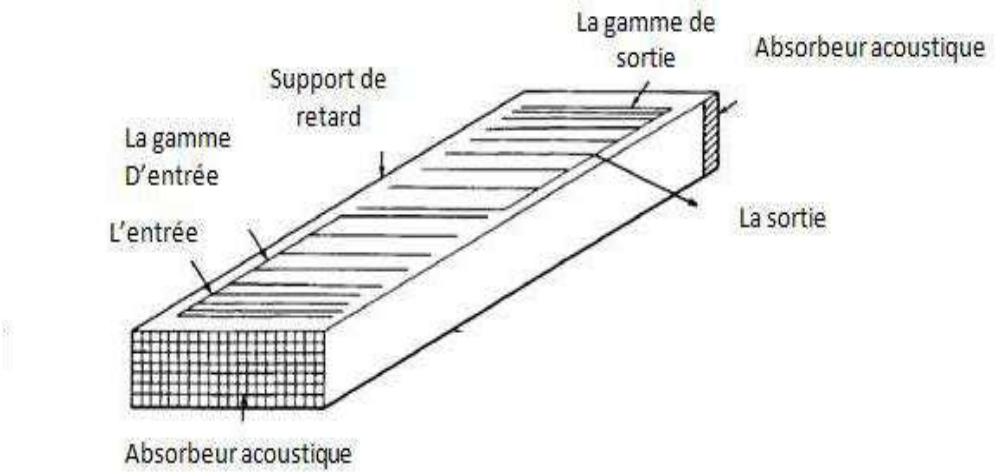


Figure II.16: ligne à retard d'une onde de surface

La figure II.16 montre un schéma d'un dispositif de compression d'impulsion SAW Avec dispersion de l'entrée et de sortie des transducteurs.

L'énergie dans un dispositif SAW est concentrée dans son onde de surface. L'approche SAW est beaucoup plus efficace que les dispositifs à ondes de volume, où l'onde se propage à travers le cristal. La vitesse de propagation de l'onde extérieure est dans la gamme de 1500 à 4000 m/s, selon le matériel en cristal, et accorde un grand retard dans un dispositif compact. Un matériau acoustique absorbant est requis au niveau des bords de cristal pour réduire les réflexions et, par conséquent, les réponses parasites et permet d'effectuer un grand retard dans un dispositif compact.

La figure II.117 montre la limite de ce qu'on peut attendre d'un dispositif SAW, et montre que des bandes passantes allant jusqu'à 1 GHz et des retards allant jusqu'à 200 µs sont réalisables.

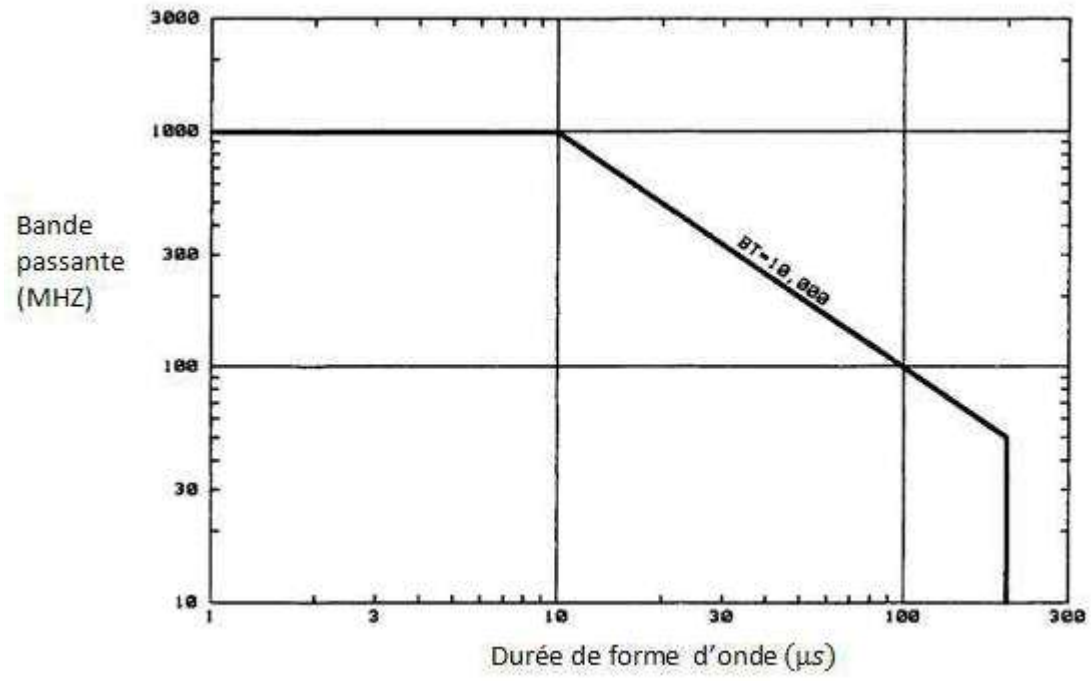


Figure II.17 : les limites de la forme d'onde pour un dispositif SAW

La limite supérieure de fréquence dépend de la précision que l'on peut obtenir en fabrication du transducteur inter-digit. Le filtre adapté d'un dispositif de compression d'impulsion SAW peut utiliser des longueurs de doigts variables pour réaliser la pondération de fréquence, et cette pondération interne peut corriger les fausses raies, du spectre FM. Avec cette correction, 43 dB au niveau de lobes latéraux temporels peuvent être atteints pour une forme d'onde linéaire-FM. Les matériaux SAW les plus courants sont le quartz et le niobate de lithium [27].

II.9. Conclusion :

Le concept de compression d'impulsion a été présenté dans ce chapitre, utilisant l'impulsion, LFM, NLFM comme exemple. L'impulsion comprimée a comme conséquence, la plus grande puissance rayonnée efficace du système radar et une compression efficace de la durée d'impulsion reçue. D'où des avantages et des améliorations du pouvoir séparateur en portée.

L'efficacité de compression d'impulsion est déterminée par la largeur de l'impulsion non comprimée et de la largeur de bande de la modulation dans l'impulsion non comprimée.
Les résultats les plus impressionnants viennent de larges durées d'impulsion non comprimées contenant une impulsion modulée avec une grande largeur de bande.

Chapitre III : l’implémentation de la compression d’impulsion

III.1. Introduction :

Dans ce chapitre on va commencer par la présentation du simulateur SystemVue, qui est un environnement de systèmes de communication en bande de base et en haute fréquence. Ensuite, une première partie de simulation concerne le transmetteur-récepteur radar par compression d'impulsion parfaite avec un canal idéal à retard. Dans la deuxième partie, un modèle de simulation complet avec circuits d'émission-réception analogiques à travers un canal AWGN, est présenté. Une comparaison entre les résultats clôture le chapitre.

III.2. Présentation du simulateur SystemVue 2006 :

SystemVue 2006 fournit les moyens pour établir un modèle de simulation d'un système de communication analogique numérique. SystemVue 2006 utilise des blocs symboliques (modèles fonctionnels) des processus de traitement et de mesure, contrôlés par une base de temps fixant les caractéristiques d'échantillonnage du système étudié. Des simulations du système complet ou de sous-système sont conçues dans la fenêtre de conception, où des blocs fonctionnels sont choisis à partir de diverses bibliothèques.

La configuration des différents blocs se fait dans des boîtes de dialogue conviviales ou par entrée directe de valeurs dans les représentations graphiques d'icônes de circuit. L'utilisateur peut contrôler le temps du démarrage, le temps d'arrêt, le taux d'échantillonnage du système, et les précisions temporelles et fréquentielles. Comme il peut faire subir aux tracés, différents traitements graphiques.

III.3. L'environnement de conception de SystemVue 2006 :

L'environnement de conception de SystemVue par défaut, comprend plusieurs éléments de développement.

III.3.1. Fenêtre de système :

La fenêtre de systèmes, représentée sur la figure III.1, se compose d'une barre de menus, une barre d'outils, des barres de défilement horizontales et verticales, une région de conception, une zone de message, et un réservoir de bibliothèque.

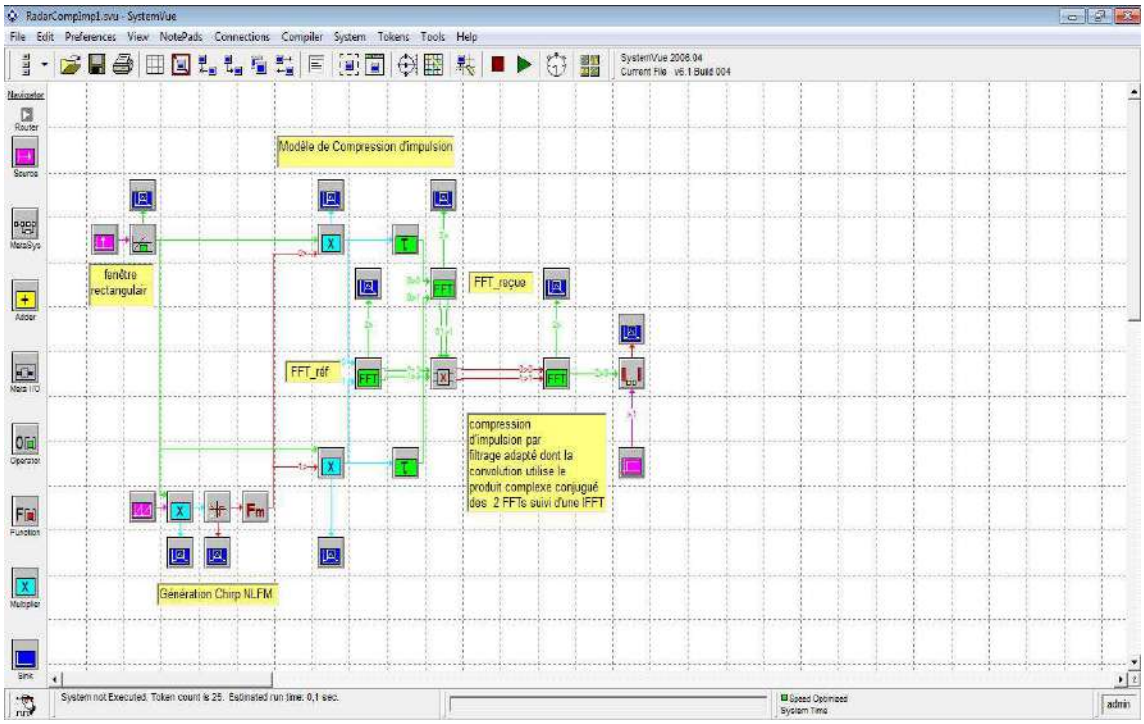


Figure **III.1 :** Fenêtre de SystemVue 2006

III.3.2. Barre de menu :

La barre de menu affiche les fonctions et les commandes utilisées dans SystemVue , figure III.2.

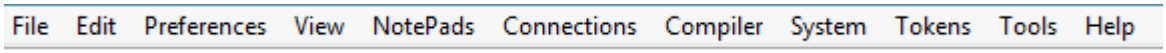


Figure III.2 : Barre de menu

III.3.3. Barre d'outils :

La barre d'outils se compose de boutons comprenant des fonctions à exécuter :

- Agissant sur des blocs ou des groupes de blocs dans la fenêtre de système,
- Commençant et arrêtant une simulation,
- Permettant d'accéder à la fenêtre d'analyse et à d'autres fonctions de service.



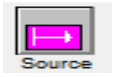
Figure III.3 : Barre d'outils

III.3.4. Réservoirs de bibliothèques :

Les blocs sont les modules utilisés dans toutes les simulations de SystemVue. Le réservoir sur l'aile gauche de la fenêtre de conception affiche les blocs génériques représentant l'un des réservoirs de bibliothèque disponible.

 **Bouton de bibliothèques :** ce bouton permet d'alterner entre les bibliothèques standard et optionnelle de SystemVue.

III.3.4.1. bibliothèques standards :



Bloc de sources : Ce bloc, représente une bibliothèque de source à sorties seulement, employé pour assurer des entrées de système, (y compris à partir des fichiers externes).



Bloc MetaSystèmes : Ce bloc permet d'ajouter la hiérarchie à une conception. il est employé pour importer un MetaSystème prédéfini dans le système actuel sous conception.

 **Bloc I/O de MetaSystem:** Ce bloc définit les noeuds d'entrée et de sortie dans un MetaSystème.

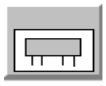
 **Bloc d'opérateurs :** Ce bloc représente une bibliothèque des opérateurs qui utilisent les données d'entrée comme argument pour l'exécution.

 **Bloc de fonctions :** Ce bloc représente une bibliothèque des fonctions qui utilisent les données d'entrée comme argument à une fonction.

 **Bloc de mesure :** Ce bloc représente une bibliothèque d'instruments qui rassemblent, affichent, analysent, et font sortir les données d'un système. Ce bloc a des entrées seulement.

III.3.4.2. Bibliothèques optionnelles :

Regroupe les bibliothèques spécialisées telles que : DSP, RF/Analog, communication, logique. On cite, en particulier :



Bibliothèque RF/Analog : Ce bloc contient des amplificateurs RF, des amplificateurs opérationnelles, des mélangeurs passifs et actifs, des diviseurs et combinateurs de puissance, des diodes rapides, des filtres passifs RLC, etc…

III.3.5. fenêtre d'analyse :

La fenêtre d'analyse permet de visualiser tous les signaux de la simulation. Dans cette fenêtre, on peut faire plusieurs traitements sur les signaux, par exemple la superposition, la convolution, la PSD, la FFT, etc... Cela, à travers l'utilisation du boutton « sink calculator » , figure III.4**.**

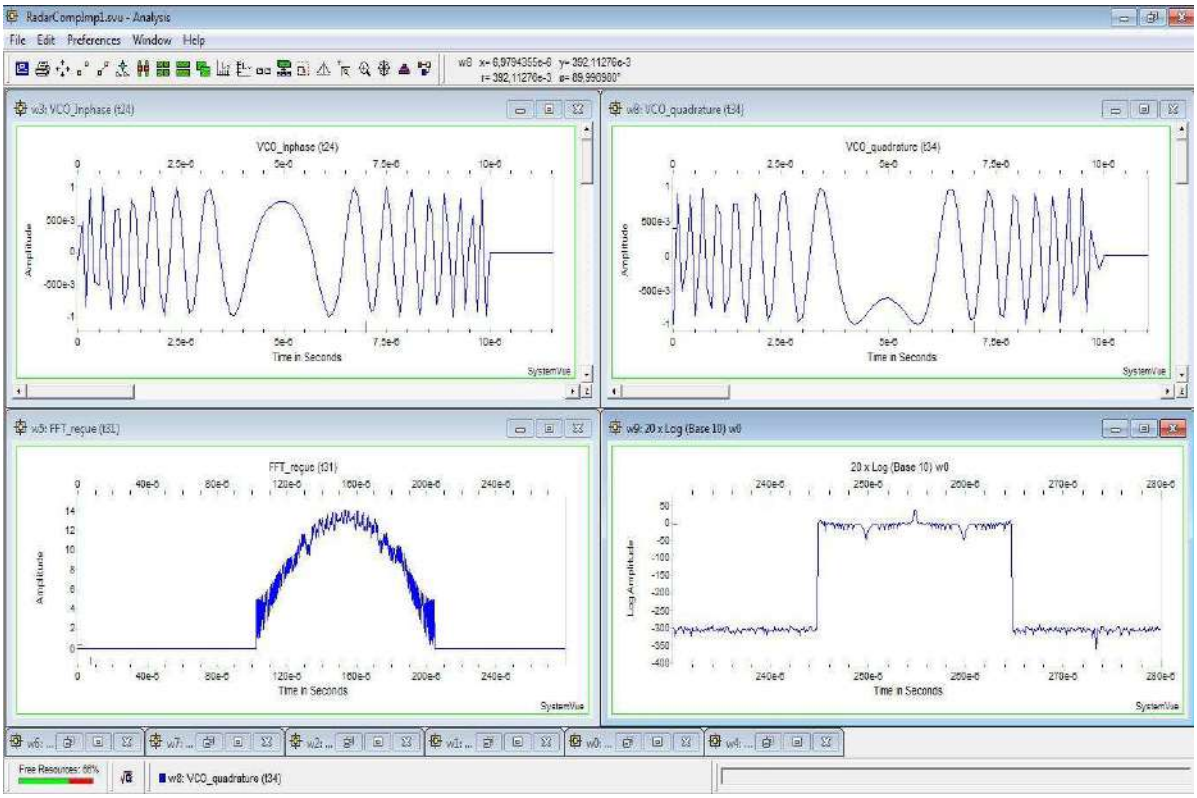


Figure III.4 :fenêtre d'analyse

III.3.6. Horloge système :

Le boutton  situé dans la barre d'outils, donne accés à l'horloge du système de simulation, repésentée dans la figure III.5.

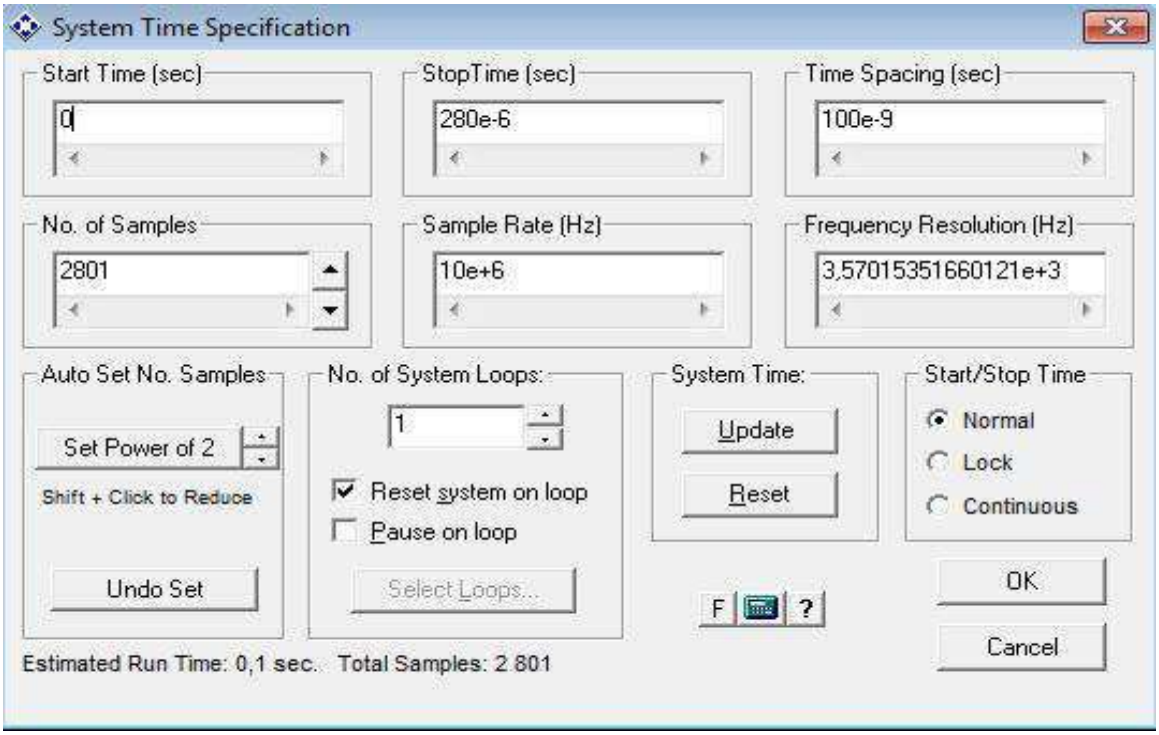


Figure III.5 : Horloge du système de simultion

Elle permet de faire les réglages de base pour l'analyse des flux de données (Temps arrêt / démarrage, taux d'échantillonnage et espacement temporel, nombre d'échantillons, nombre de boucles de système , et résolution fréquentielle).

III.4. Modèle général d'un système transmetteur/récepteur radar à compression d'impulsion :

Un schéma fonctionnel du radar à compression d'impulsion est montré sur la figure III.6. L'onde porteuse est à fréquence modulée par une fonction non linéaire, ce qui fait varier sa fréquence instantanée à travers une gamme de fréquences, souvent appelée, chirp.

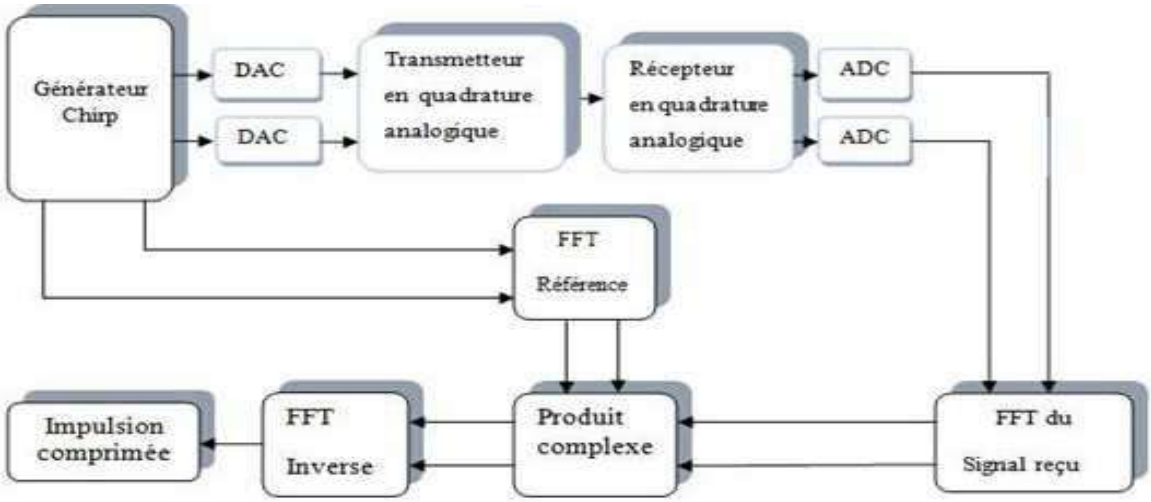


Figure III.6 : Schéma fonctionnel du processus de la compression d'impulsion [29]

La modulation est implémentée en produisant numériquement un chirp en bande de base, modulant la porteuse et constituant un émetteur analogique conventionnel en quadrature.

Le récepteur analogique réciproque en quadrature, converti l'impulsion reçue en échantillons numériques, traités par l'opération du filtre adapté (les FFT du récepteur, calculent l'intercorrélation de l'impulsion reçue avec l'impulsion transmise).

III.4.1. La compression d'impulsion parfaite :

Dans le cas parfait de la figure III.7, l'influence de la circuiterie de la transmission-réception est ignorée (pas de modulation et démodulation, entre autres). Le canal est sans bruit est sans atténuation, il ne présente que le retard du trajet. Le traitement du chirp se fait donc en bande de base. La figure III.8 est une réalisation sous SystemVue, du schéma-bloc de principe de la figure III.7.

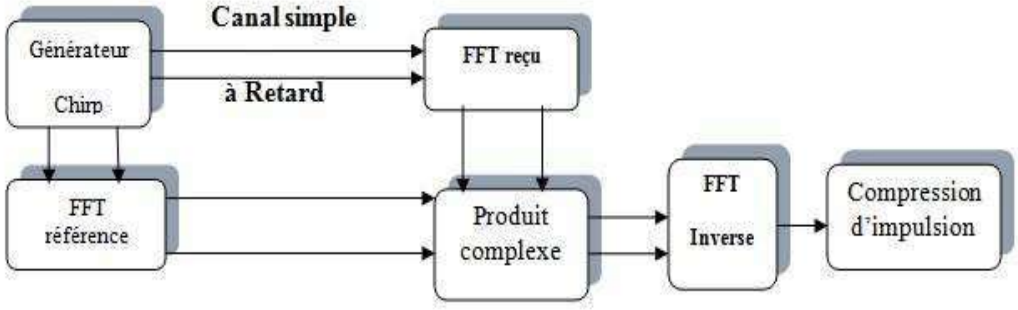


Figure III.7 : Schéma bloc de la compression d'impulsion parfaite

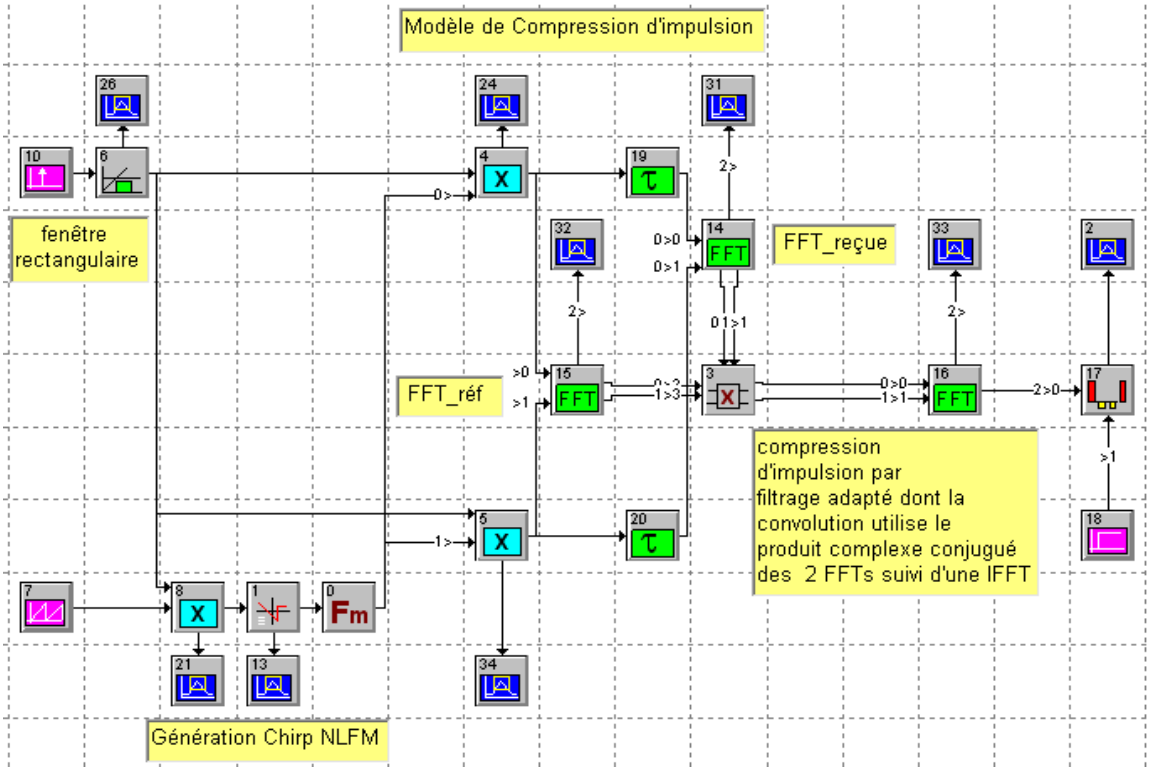


Figure III.8 : Modèle de simulation de la compression d'impulsion parfaite

Les différents blocs constituant le modèle parfait de la compression d'impulsion en figure III.8, sont expliqués en détail ci-après.

III.4.1.1.Générateur de l'impulsion chirp :

Le principe d'une modulation non linéaire (NLFM) est de faire varier sa fréquence selon la fonction II.16.

La forme d'onde de la modulation est asymétrique comme illustrée sur la figure III.9.

Le composant n◦1 (Xtrnl Fct) produit une tension modulante spécifiée dans un fichier externe. Les données de ce fichier de format texte, sont les valeurs numériques issues de l'expression II.16, et constituent donc le signal modulant du chirp. Le programme en Matlab Chirp NLFM.m réalisant ces données, et mis en annexe. Les données elles-mêmes du chirp (à 235 échantillons) sont mises dans le fichier de données radar.snk, qui est exploité par le bloc fonctionnel (Xtrnl Fct) de SystemVue.

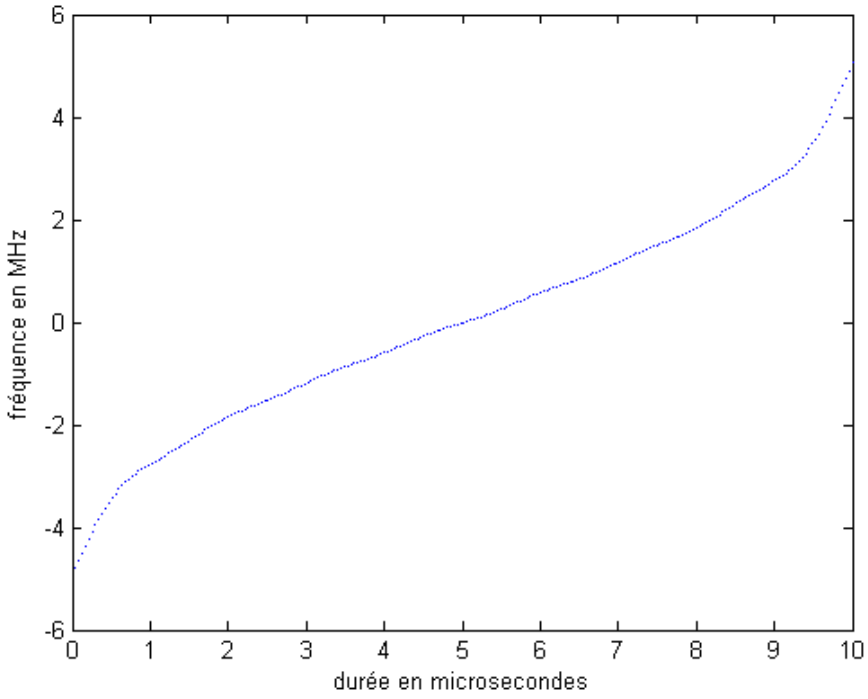


Figure III.9 : la forme du chirp NLFM

La partie de transmission des composantes I, Q du chirp NLFM, est montrée en figure III.10. La fenêtre rectangulaire limite à une seule impulsion de durée 10µs, figure III.9, le contenu des composantes I et Q du chirp.

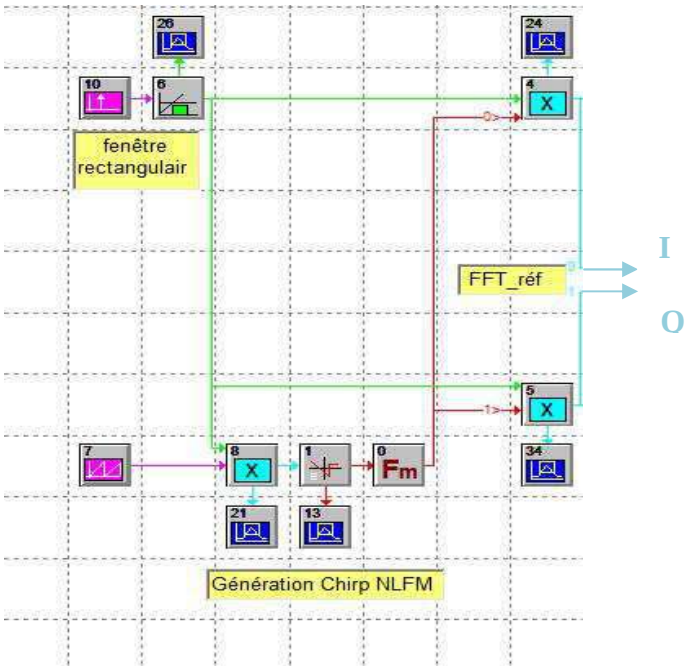


Figure III.10 Modèle de simulation de la génération de l'impulsion NLFM

La fréquence d'échantillonnage du système est réglée en tant que fs = 10 MHz, cette valeur est supérieure à 2 fois la fréquence en bande de base, 5 MHz. Concernant le nombre de points d'échantillonnage, l'instant de départ et le temps de la fin, la relation de base est :

Nombre de points d'échantillonnage = (temps final - temps de départ) × fréquence d'échantillonnage.

De cette relation, la fenêtre de synchronisation du système est définie comme suit:

- Le temps de départ « Start Time », 0 s;
- Le temps de la fin « Stop Time », 280 µs (valeur optimisée par simulation) ;
- Nombre de points d'échantillonnage « No. Of Samples », 2801 ;
- Fréquence d'échantillonnage « Sample Rate », 10 MHz.

✓ **Signal porte (ou de fenêtrage) :**

Le bloc n◦ 10 génère une impulsion de Dirac, impulsion au temps spécifique t selon **:**

$$y(t) = G.\delta(t - t_{start}) + offset \qquad \text{III. 1}$$

Le bloc n◦ 6 est un générateur d'impulsion unique (monostable) de 10µs, déclenchée par une impulsion de Dirac à t=0 (laissant passer uniquement le 1er chirp, à transmettre au récepteur). Le signal obtenu est affiché dans la figure III.11. Les configurations des deux blocs son reportées dans le tableau III.1.

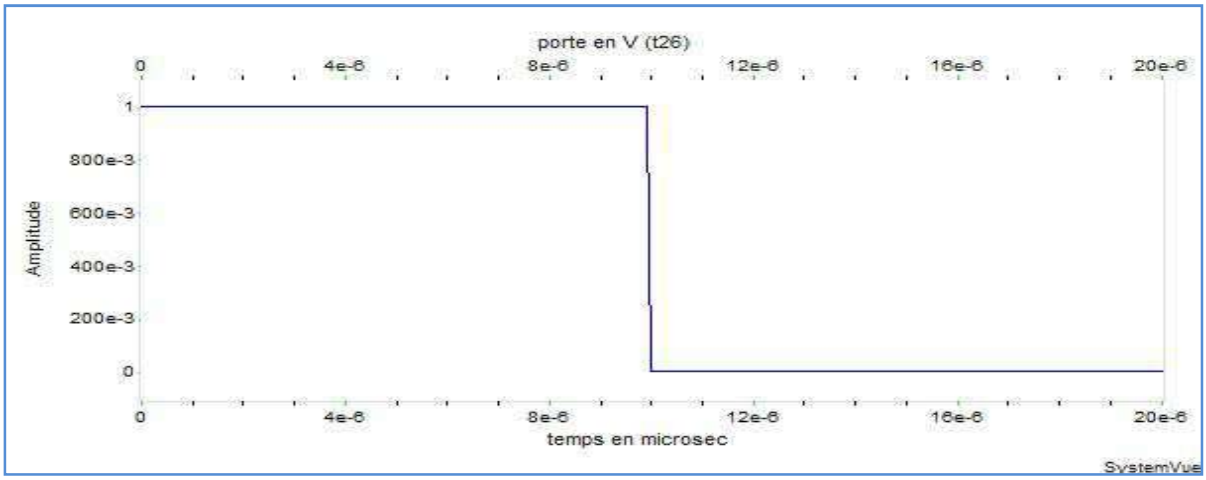


Figure III.11 : le signal de fenêtre rectangulaire

N	Symbole	Bibliothèque	blocs	Paramètres
10		Source	Impulse	- Gain =1 - Offset = 0 V - Start time = 0 sec
6		Operator	Pulse (monostable)	- Treshold (seuil) = 0.5 V - True output =1 - False output = 0 - Pulse width = 10µs

Tableau III.1 : paramètres du bloc port (fenêtre rectangulaire)

La génération du chirp NLFM comme expliquée précédemment, contient aussi le signal de référence en dent de scie et la fonction de modulation FM. Les configurations des deux blocs sont reportées dans le tableau III.2.

N	Symbole	Bibliothèque	blocs	Paramètres
7		Source	Sawtooth	- Amplitude =100 µV - Fréquence=10 KHz
0		Function	Ferq-Mod(FM/VCO)	- Amplitude = 1V - Mode Gain =1MHz/V

Tableau III.2 : paramètres du bloc générateur du chirp

Le signal de la rampe linéaire est donné en figure III.12.

✓ **Signal rampe :**

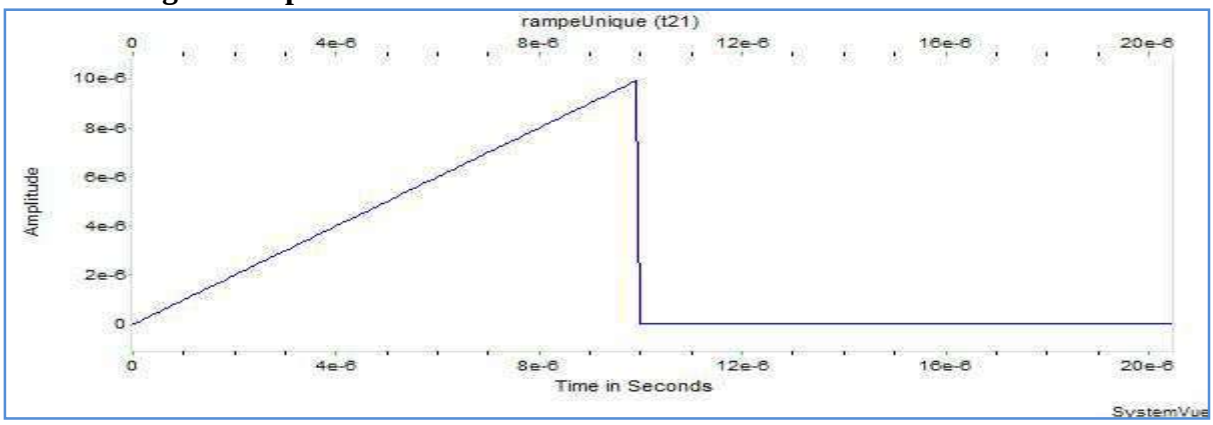


Figure III.12 : le signal de la rampe

La rampe linéaire, figure III.12, de 0 à 10 µs arrive à une amplitude de 10µV, qui constitue l'axe temporel au bloc n°1 (0 à 10µs) générant ainsi le chirp NLFM d'amplitude -5V à +5V. Le modulateur FM ou VCO présente un gain de 1MHz/V. Il délivre ainsi une fréquence nulle pour la tension 0V du chirp, et atteint 5MHz pour les tensions ±5V du chirp. La bande de base est donc bien de 0 à 5MHz.

D'après la fonction non linéaire du chirp mémorisé dans le fichier de donnée radar.snk, la forme de la modulation de fréquence est également non linéaire figure III.13. Ceci a été défini pour être approximativement de 10µS de longueur, et approximativement de 5MHz de largeur de bande.

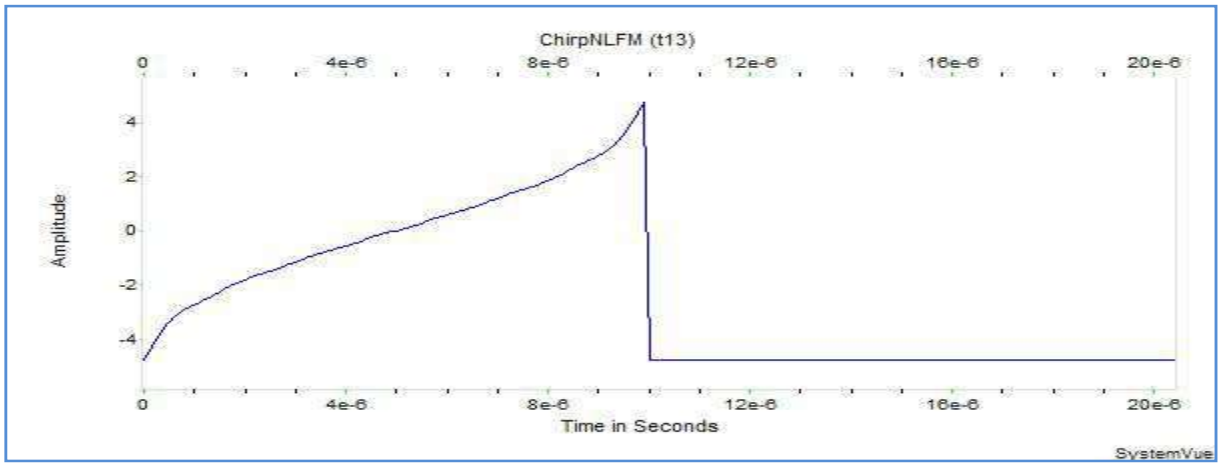


Figure III.13 : le signal de modulation non linéaire asymétrique

Le modulateur FM travaille donc avec une porteuse nulle (chirp en bande de base de 0 à 5MHz). Les deux composantes en quadrature de la FM sont illustrées en figure III.14 et III.15, tandis que le module en dB du spectre du chirp est donné en figure III.16.

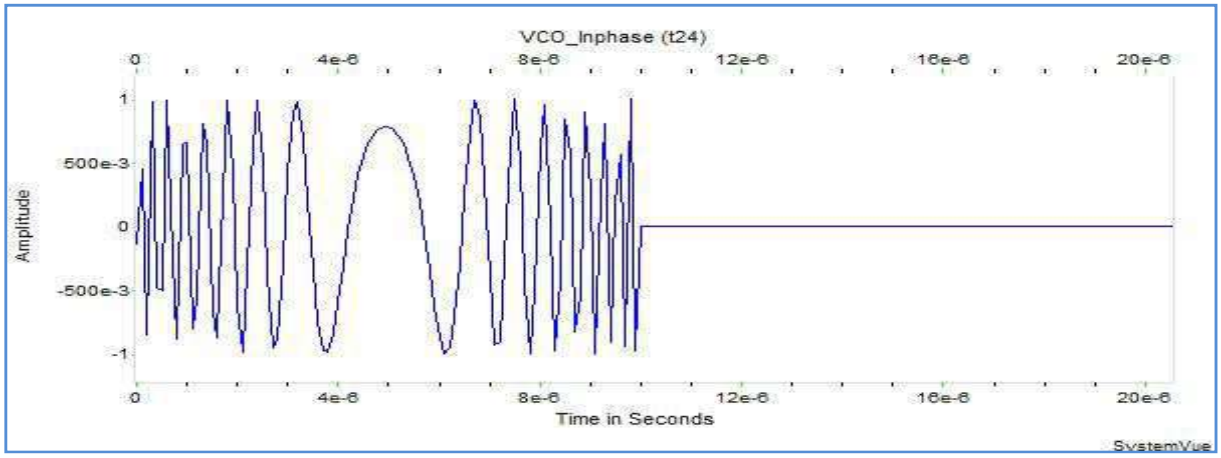


Figure III.14 : signal FM du canal inphase

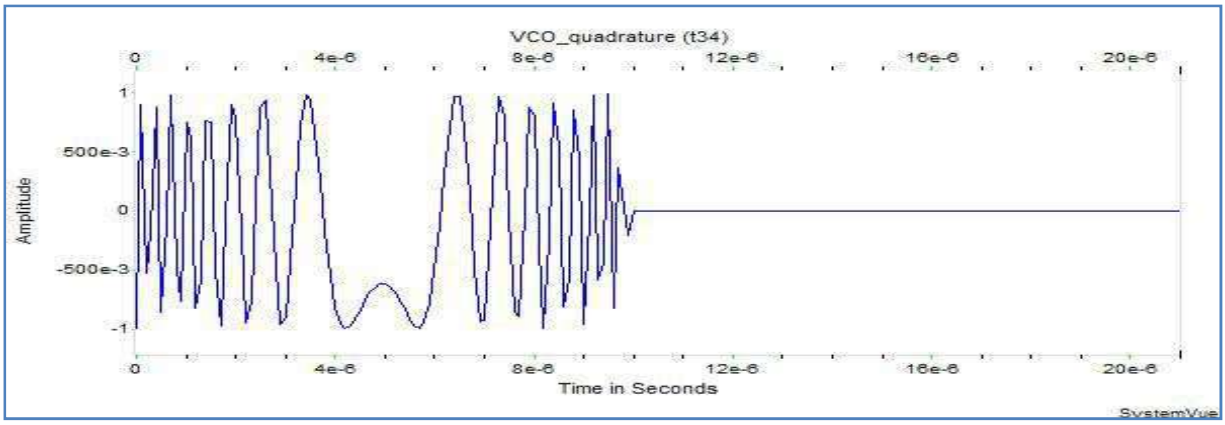


Figure III.15 : signal FM du canal en quadrature

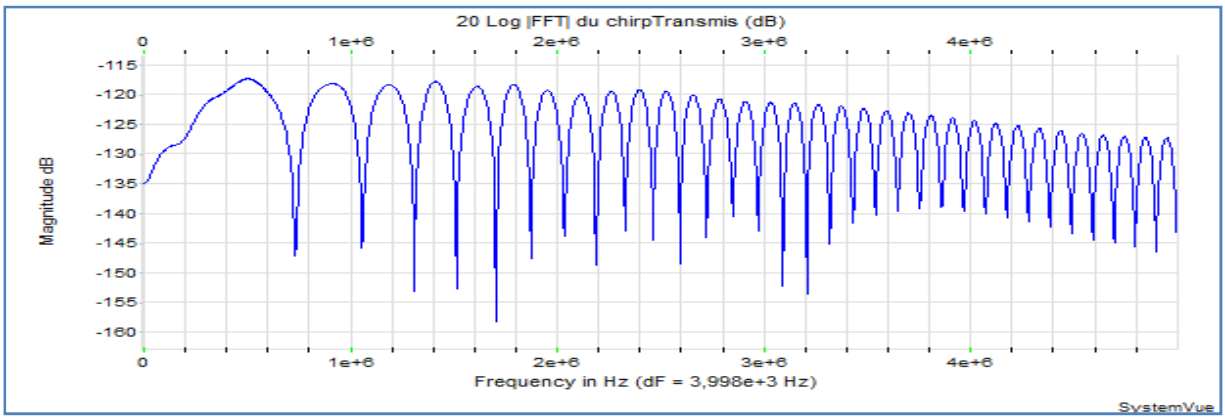


Figure III.16 : chirp transmis en (dB)

III.4.1.2. filtrage adapté :

La partie de réception des composantes I, Q du chirp NLFM, en plus du canal, est montrée en figure III.17.

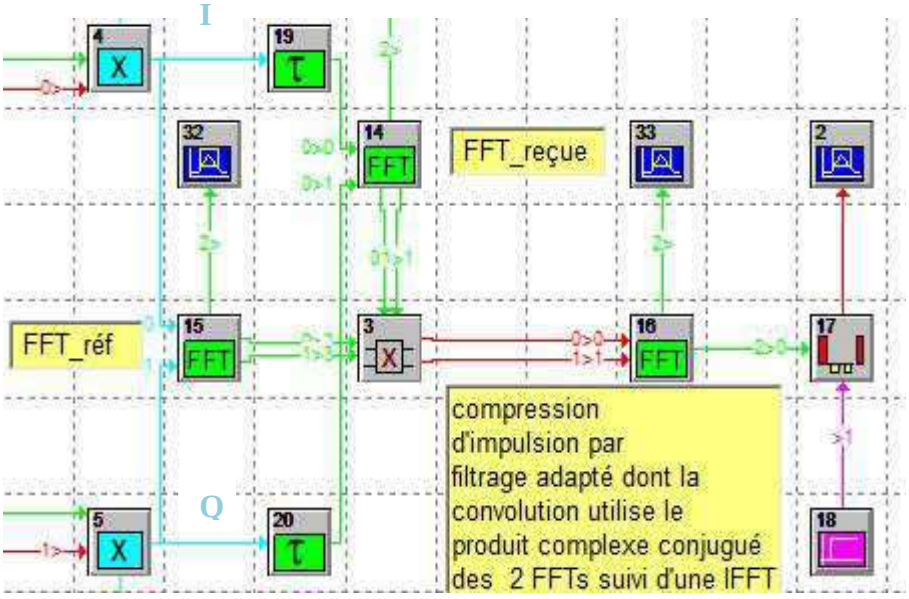


Figure III.17 : Modèle de simulation du filtre adapté de réception

Deux retards de 50µs (5 fois la durée de chirp de 10µs) constituent un simple canal qui retarde les deux composantes, I et Q, du chirp transmis.

Le composant FFT de la bibliothèque « Operator », opère sur 1024 points. Le nombre d'échantillons d'entrée doit donc être ≤ 1024, où le manque d'échantillons sera remplacé par des zéros.

Le FFT est calculé à partir des composantes I, Q, reçues et une autre, à partir des composantes transmises.

Le bloc $n°3$ assure la multiplication conjuguée de la FFT complexe de l'impulsion reçue avec celle de l'impulsion de référence. Le bloc $n°16$ est configuré en IFFT (FFT inverse), afin de restituer l'impulsion courte.

L'intervalle utile de convolution des impulsions de référence et de réception, fourni par IFFT, s'étend de 245µs à 265µs (valeurs mesurées par simulation) soit 2×T =20µs. Le temps de simulation étant fixé à 280µs, l'impulsion comprimée devient centrée sur la figure d'affichage, en démarrant l'échelon de contrôle de l'extracteur de données (composant17) à t=280-[(280-265) +20+ (280-265)]=230µs.

Le composant $n°$ 17 est un interrupteur contrôlé par l'échelon retardé de 230µs, qui élimine la partie inutile de la sortie IFFT, et laisse passer les données. C'est donc un extracteur de données à partir de 230µs, pour zoomer la sortie utile en symétrie, figure III.20. Il peut être remplacé par une figure zoomée dans SystemVue, mais celle-ci ne permet pas un calcul, limité à la partie zoomée uniquement comme 20log, ce qui demande un nouveau zoom après calcul. La FFT du signal transmis est donnée en figure III.18.

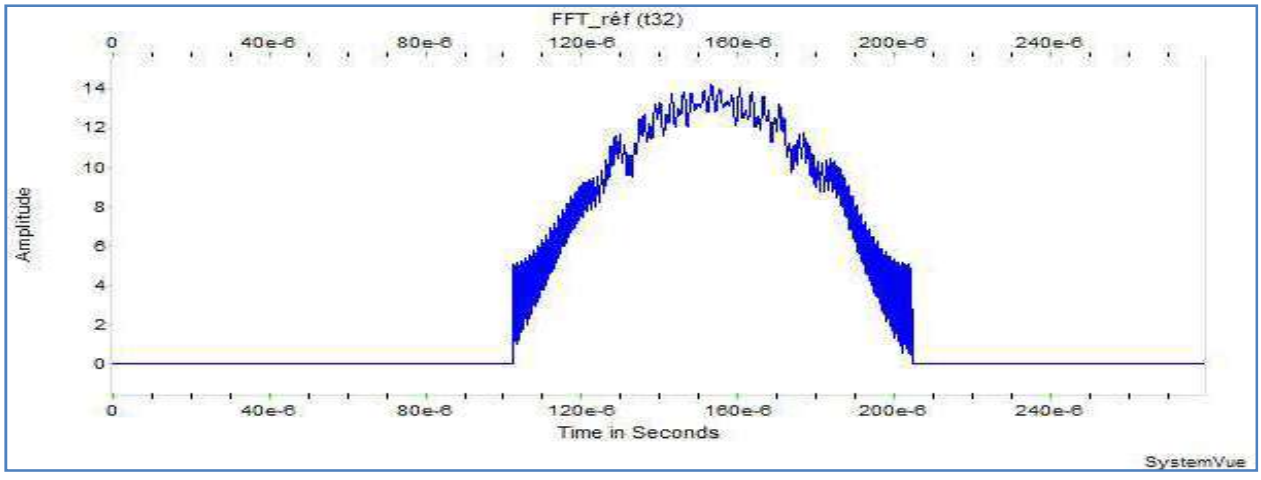


Figure III.18: signal FFT de référence

La FFT du signal reçu est donnée en figure III.19. Elle est identique à celle transmise, car le signal reçu n'est que retardé.

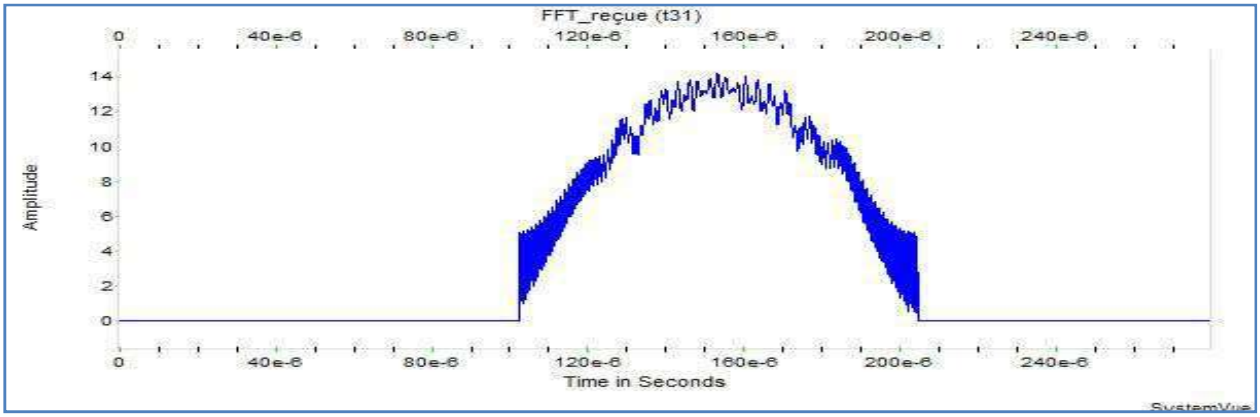


Figure III.19: signal FFT reçue

L'impulsion courte obtenue par IFFT est donnée en figure III.20, et celle exprimée en dB, est fournie dans la figure III.21. Une impulsion nette de 40 dB est évidente sur la figure.

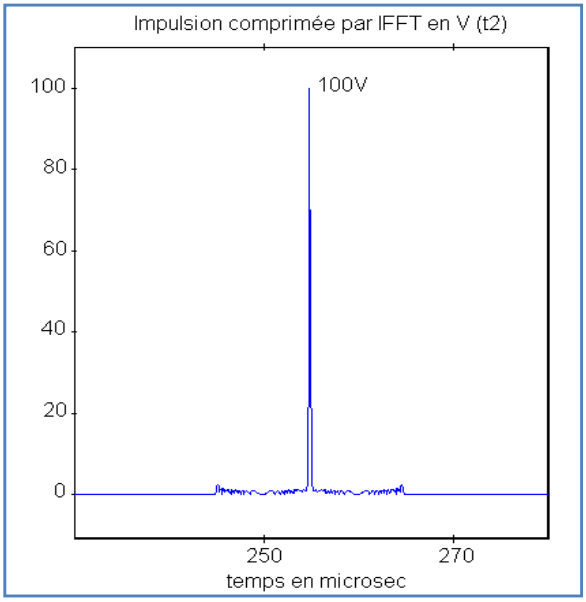


Figure III.20 : la compression parfaite

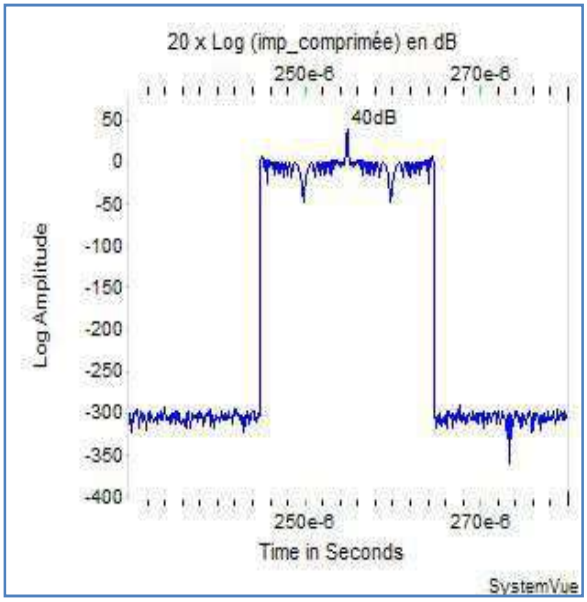


Figure III.21 : compression d'impulsion en dB

La simulation montre qu'en dehors de bruit du canal et de l'influence du bruit propre et non- linéarité de la section analogique de l'émetteur et du récepteur, l'impulsion présente un pic maximal de 40 dB.

III.4.2. Le modèle complet de simulation en présence de l'électronique du radar et canal:

Maintenant, on revient au cas réel pour étudier la faisabilité de la compression d'impulsion, en présence de contraintes liées à l'électronique du radar (bruit propre, non-linéarité) et celle dues au bruit du canal.

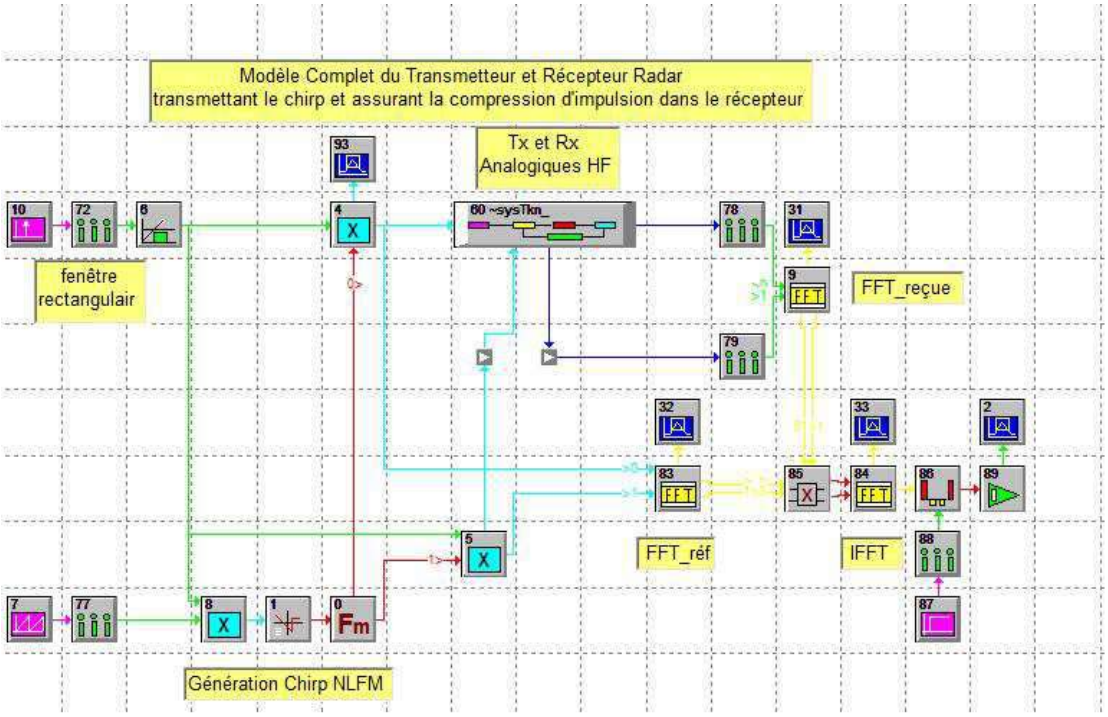


Figure III.22 : Schéma synoptique du transmetteur/récepteur radar avec compression d'impulsion

Le même circuit que celui du modèle de simulation de la compression parfaite en figure III.8, est utilisé. Mais au lieu du simple canal, est inséré le transmetteur-récepteur du radar en guise de circuits analogiques HF en plus d'un canal retardateur et bruyant. L'ensemble est configuré dans un circuit compact dit Métasystème. L'horloge-système est configurée à une fréquence d'échantillonnage de 200MHz $=5\times F_{LO,}$ où la fréquence locale utilisée du radar est $F_{LO} = 40MHz$.

La fenêtre de synchronisation du système est définie comme suit:

- Le temps de départ « Start Time », 0 s;
- Le temps final « Stop Time », 250 µs (valeur optimisée par simulation) ;
- Nombres de points d'échantillonnage « No. Of Samples »,50001 ;
- Fréquence d'échantillonnage « Sample Rate », 200 MHz.

Des échantillonneurs à 10MHz, insérés en sortie des sources de la figure III.22, sont indispensables pour effectuer les opérations en bande de base, comme fait précédemment lors de la compression parfaite.

Les composants FFT de la bibliothèque « DSP » sont équivalents à ceux de la bibliothèque « operator », sauf que le résultat de leur calcul est orthogonal à celui des autres (voir figures correspondantes plus tard).

Le composant $n°$ 85 fait la multiplication conjuguée de la FFT complexe de l'impulsion reçue avec celle de l'impulsion de référence, suivi du bloc $n°$ 84 configuré en IFFT (FFT inverse).

III.4.2.1 Les composants analogiques HF (configurés en métasystème) :

Le modèle inclut les composants analogiques qui constituent les systèmes d'émetteur et de récepteur du radar. La section analogique séparée par un canal AWGN, figure III.23.

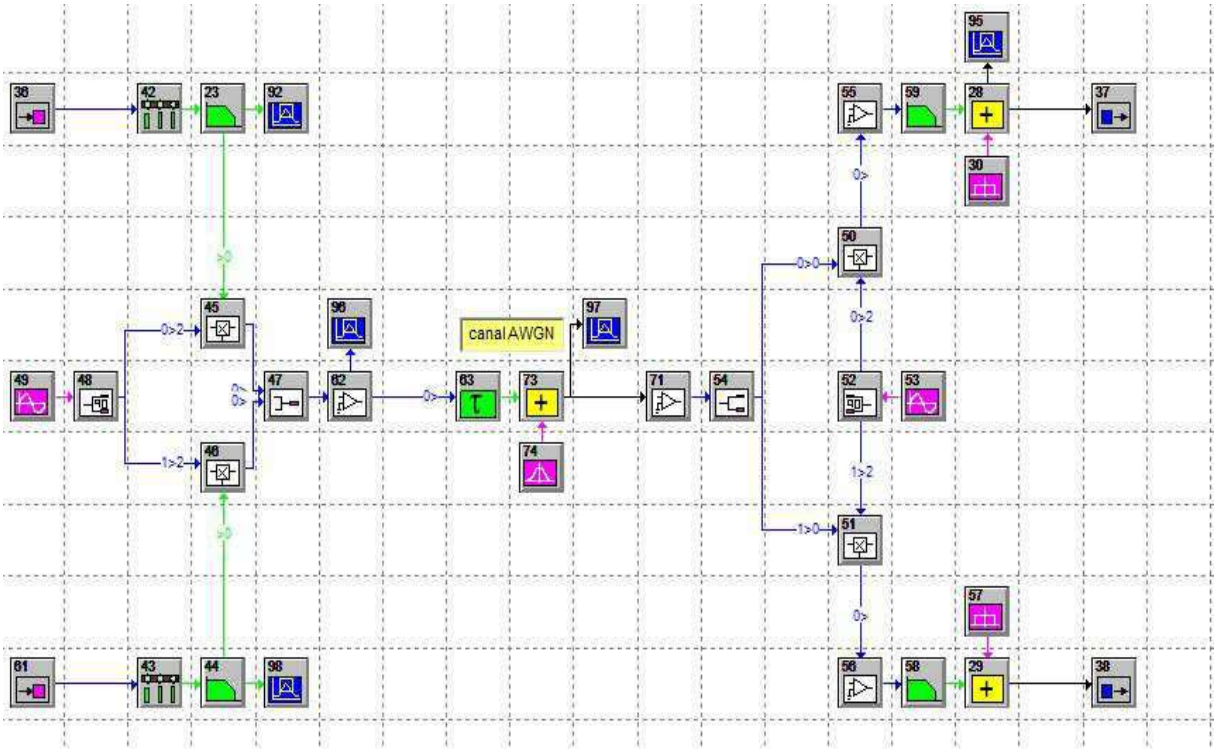


Figure III.23: contenu du métasystème de la section d'électronique analogique HF du radar séparée par un canal

III.4.2.1.a. Le Transmetteur :

La partie propre à la transmission des composantes I et Q du chirp, est reprise en figure III.24.

Le transmetteur se compose d'un filtre passe bas (parfois appelé filtre d'antirepliement ou d'antirecouvrement) disposé sur chacune des voies I et Q. Il contient aussi un mélangeur passif, un combineur de puissance (bloc $n°$ 47), un circulateur ou coupleur directif à 90° (power splitter, bloc $n°$ 48) un amplificateur de puissance (bloc $n°$62) et un oscillateur local (bloc $n°$ 49) fixé à 40MHz. Bien que le radar emploie une fréquence beaucoup plus haute que 40MHz, mais celle-ci est choisie pour diminuer le temps de simulation. Le chemin de transmission est modélisé par un retard de propagation accompagné de bruit.

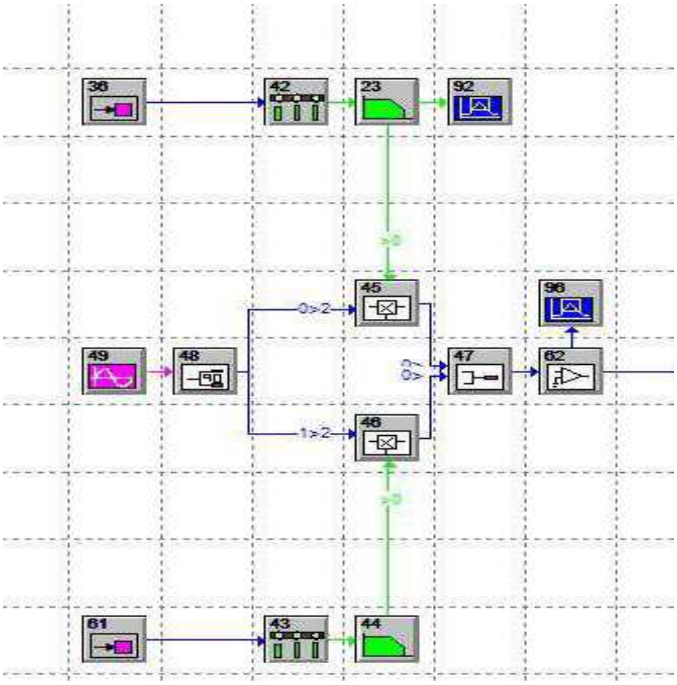


Figure III.24: Modèle de l'émetteur analogique en quadrature

Les paramètres de chaque bloc sont détaillés dans le tableau III.2. Les valeurs numériques des paramètres sont celles proposées par défaut dans SystemVue. Elles correspondent à celles typiques des circuits pratiques de fabrication.

Caractéristiques non linéaires d'un mélangeur passif :

- La perte de conversion est la perte en puissance de la sortie FI relativement à celle de l'entrée RF.
- Le point de compression à 1 dB, InP1dB, est la puissance d'entée RF pour laquelle la puissance de sortie FI est inférieure de 1dB de la valeur de perte de conversion.
- Le point d'interception d'ordre 3, InP3, est la puissance de deux raies d'entrée, f_{RF1} et f_{RF2}, pour lesquelles les puissances des harmoniques de sortie : $(2f_{RF1} - f_{RF2}) \pm f_{Lo}$ et $(2f_{RF2} - f_{RF1}) \pm f_{Lo}$, sont égales à la puissance de sortie des termes utiles $(f_{RF1} - f_{Lo})$ et $(f_{RF2} - f_{Lo})$. f_{Lo} étant la fréquence de l'oscillateur local.

Caractéristiques non linéaires d'un ampli RF :

- Les points d'interception d'ordre 2,3 et 4 respectivement notés out IP2, out IP3, et out IP4, sont les puissances de deux raies d'entrée f_{RF1}et f_{RF2} , pour lesquelles les puissances des harmoniques en sortie,$|nf_{RF1} \pm mf_{RF2}|$ où n= m =1 pour l'ordre 2, (n=2 et m =1) ou (n=1 et m =2) pour l'ordre 3, et n= m = 2 pour l'ordre 4, sont égales à la puissance de sortie des termes utiles f_{RF1} et f_{RF2}.

N	Symbole	Bibliothèque	Blocs	Paramètres
23, 44		Operator	Filtre	- Filtre passe bas - fréquence de coupure = 5 MHz - type Chebychev d'ordre 4
49		Source	Sinusoïde	- Amplitude = 0.1 V - Fréquence = 40 MHz
48		RF analog	Duplexeur ou coupleur (PSplit 90)	- Figure de bruit Activée (bruit thermique) - Perte à 3dB = 0.5dB
47		RF Analog	Combineur	- Figure de bruit Activée - Perte à 3dB = 0.5dB

45, 46		RF Analog	Mélangeur passif (diodes en anneau)	- Figure de bruit activé - Puissance LO = 7dBm - In Pl dB=10dBm - In IP3=11dBm - Perte de conversion =6dB - Isolation RF =46dBc - Isolation LO =60dBc - Point de compression à1 dB =10dBm
62		Ampli RF	RF/Analog	- Gain=10dB - Figure de bruit=5dB - Out IP2=20dBm - Out IP3=10dBm - Out IP4=100dBm
92, 96		Sink	afficheur	Oscilloscope

Tableau III.3 : paramètres de l'émetteur analogique en quadrature

Les signaux I et Q filtrés avant transposition en fréquence par le mélangeur, sont données en figures III.25 et III.26.

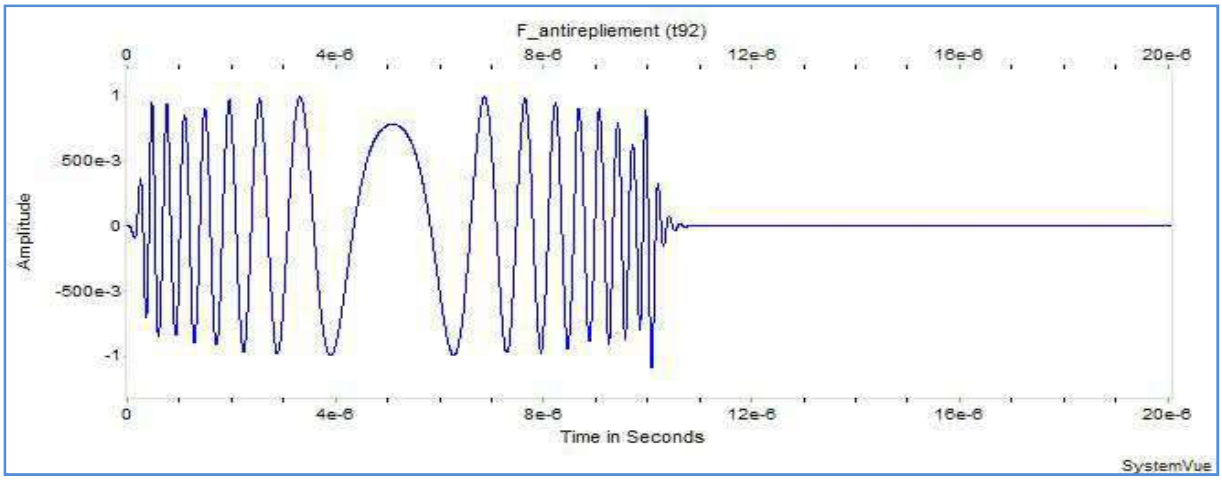


Figure III.25 : Signal de sortie du filtre d'antirepliment au canal inphase

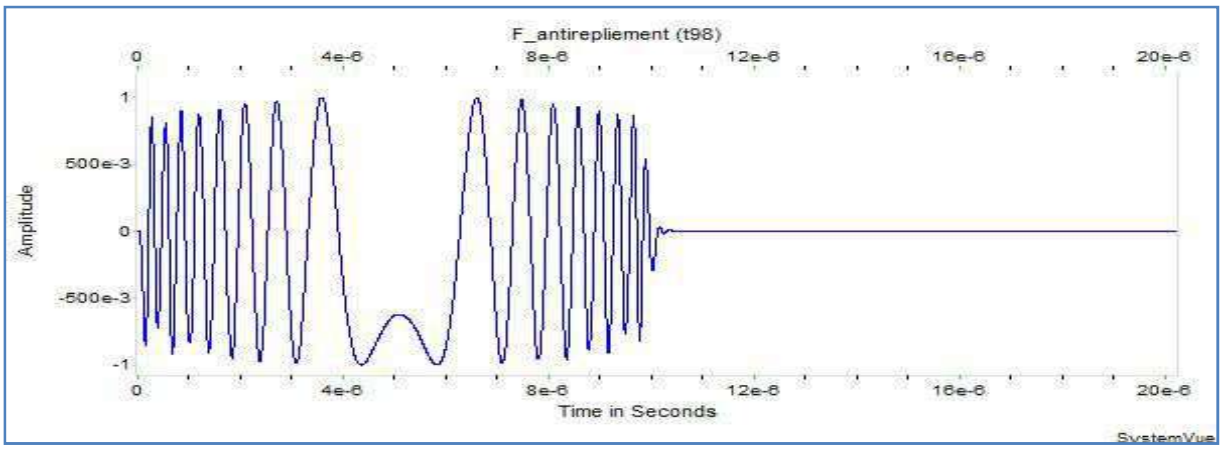


Figure III.26 : Signal de sortie du filtre d'antirepliement au canal de quadrature

La cause principale de la déformation causée par les filtres, est la déformation de phase provoquée par le retard de groupe des filtres de reconstruction et les filtres d'antirepliement.

Le changement dû au retard de groupe au-dessus de la largeur de l'impulsion est un temps de montée et de descente lents aux extrémités, figure III.27.

La figure montre une superposition de la sortie du filtre antirepliement (en bleu), et du chirp transmis (en rouge).

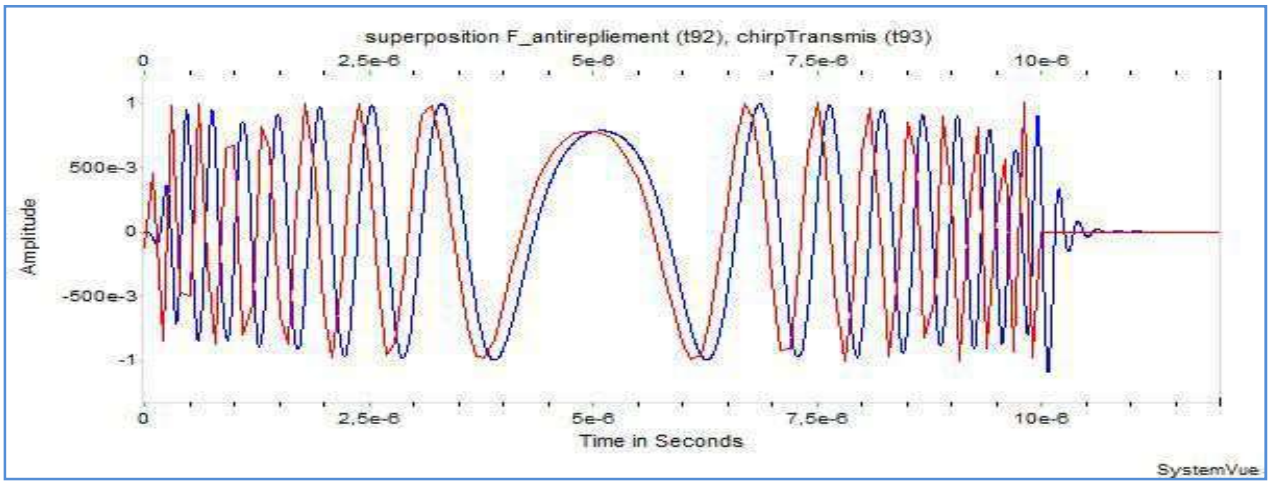


Figure III.27: superposition du filtre antirepliement et du chirp transmis

III.4.2.1.b. Le modèle du canal de transmission :

Le modèle du canal de transmission est affecté de bruit AWGN et d'un retard de propagation. Il est montré dans la figure III.28.

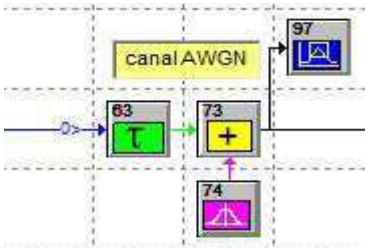


Figure III.28 : Modèle de simulation du canal de transmission

En simulation, on prend successivement deux valeurs RMS pour le bruit environnant : 0.1V, et 1V, figures III.29 et III.30. L'impulsion doivent noyée dans le bruit dans le cas de la figure III.30.

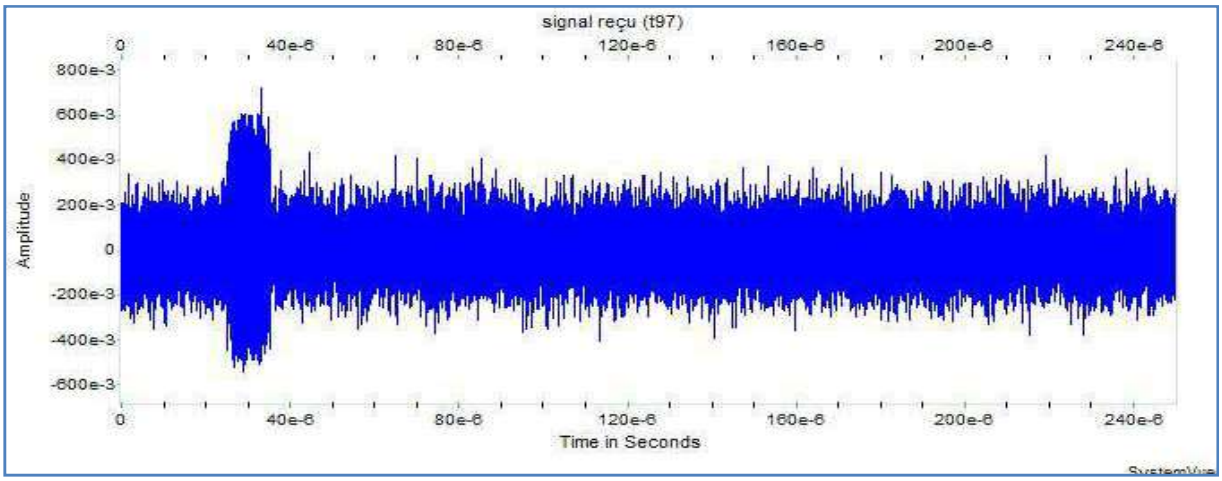


Figure III.29 : Signal reçu avec bruit de valeur RMS 0.1V

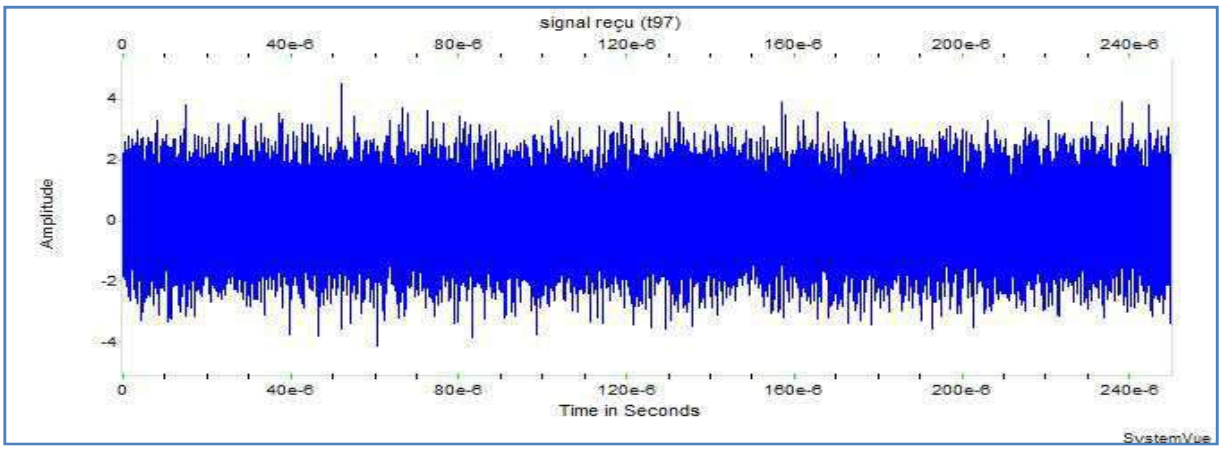


Figure III.30 Signal reçu avec bruit de valeur RMS 1V

III.4.2.1.c. Récepteur analogique en quadrature :

Apres le préampli, le récepteur de la figure III.31 est muni du bloc $n°$ 54, qui est un simple coupleur à 2 voies. Il se compose d'un préampli, d'un coupleur directif à 2 voies orthogonales, 2 mélangeurs passifs, et d'un oscillateur local (bloc $n°$ 53) fixé à 40MHz. Des filtres passe bas ou filtres de reconstruction sont disposés à chaque sortie amplifiée d'un mélangeur. La fréquence de coupure est égale à la bande du chirp, 5MHz. Le filtre de reconstruction présente un bruit uniforme de ±2mV, en guise de bruit propre.

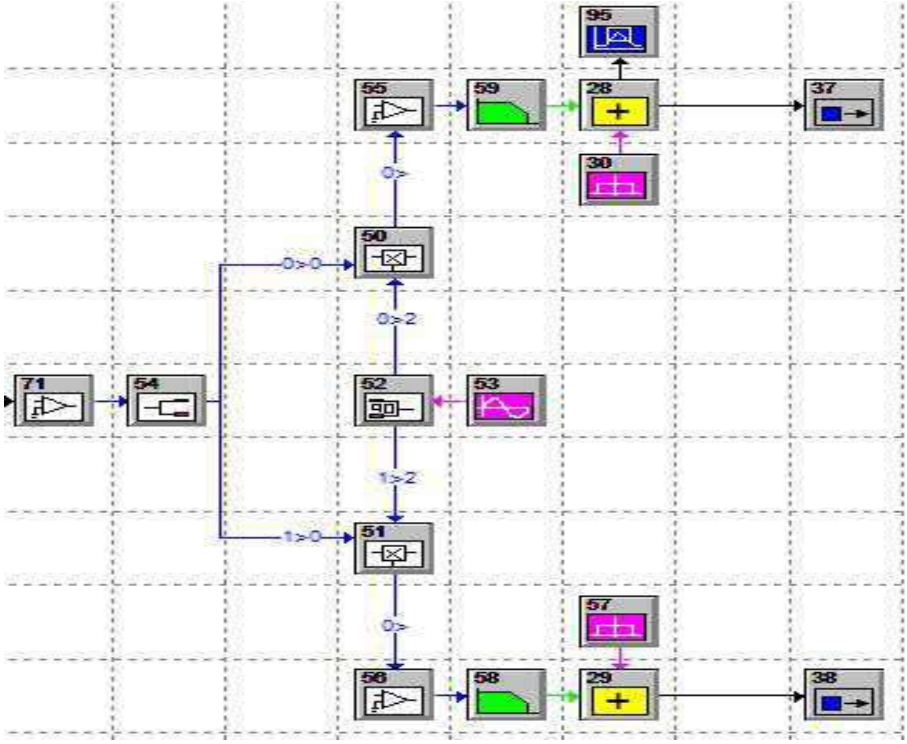


Figure III.31 : Modèle du récepteur radar

Les paramètres de chaque bloc du modèle du récepteur, sont les mêmes que ceux des blocs de l'émetteur dans le tableau III.2.

Avec la valeur RMS 0.1 V du bruit AWGN, les signaux I et Q reçus sont données en figure III.32 et III.33.

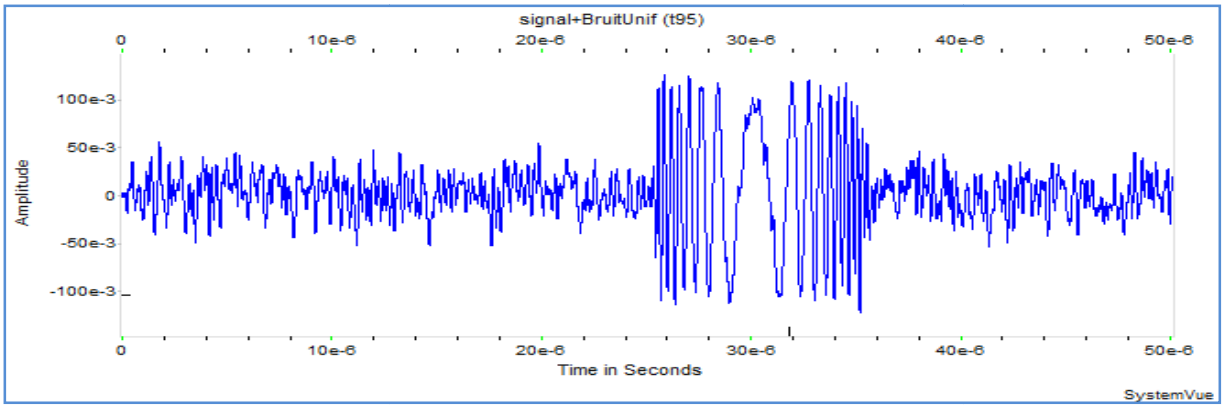


Figure III.32: Signal reçu bruité (Inphase)

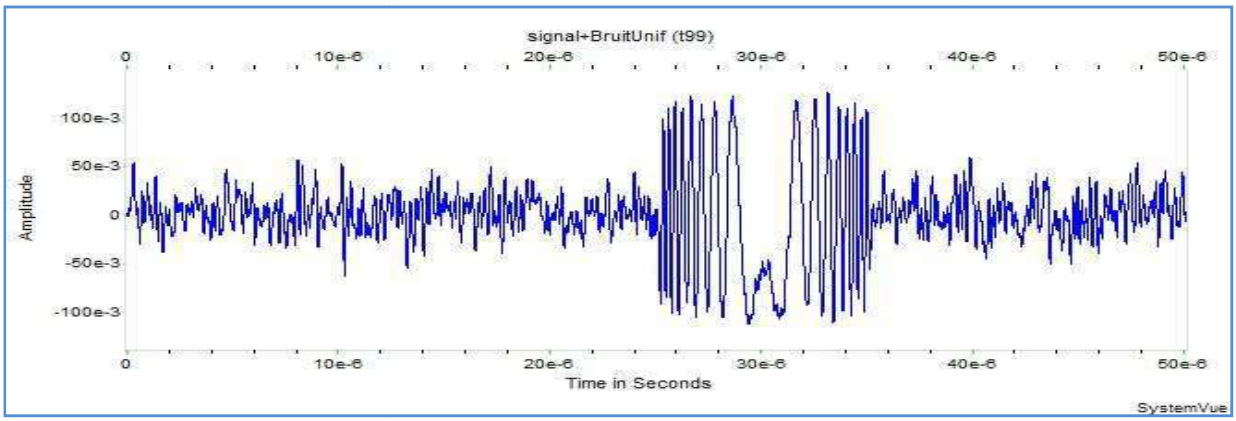


Figure III.33: Signal reçu bruité (Quadrature)

III.4.2.2 la section du filtrage adapté par FFT :

Cette section reprise de la figure III.22, est donnée en figure III.34.

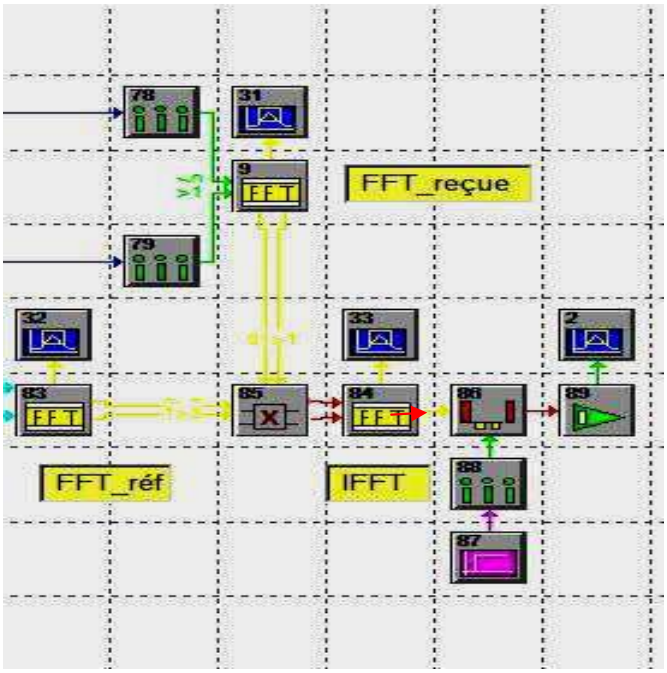


Figure III.34 : Modèle de filtre adapté

Le temps de simulation est fixé à 250µs, le calcul propre à l'impulsion IFFT prend fin à 241µs (valeur mesurée par simulation). L'impulsion comprimée sera centrée sur la figure d'affichage (voir par la suite, la figure III.37), en démarrant l'échelon de contrôle de l'extracteur de données (bloc *n*° 86) à t=250-[(250-241) +20 + (250-241)]=212µs.

Les paramètres de chaque bloc du modèle du filtre adapté sont détaillés dans le tableau III.3.

N	Symbole	Bibliothèque	blocs	Paramètres
87		Source	Function echelon	- Amplitude = 1V - Start time = 212µs - Offset = 0V
9, 83, 84		DSP	FFT	- direction FFT: forward (pour FFT) et inverse (pour IFFT) - taille FFT =1024
86		Function	Extraction	- Ctrl threshold = 0.5 V
89		Operator	Gain	- puissance = 20 dB

Tableau III.4 : Paramètres du filtre adapté

Les signaux FFT, en transmission et en réception, sont donnés en figure III.35 et III.36.

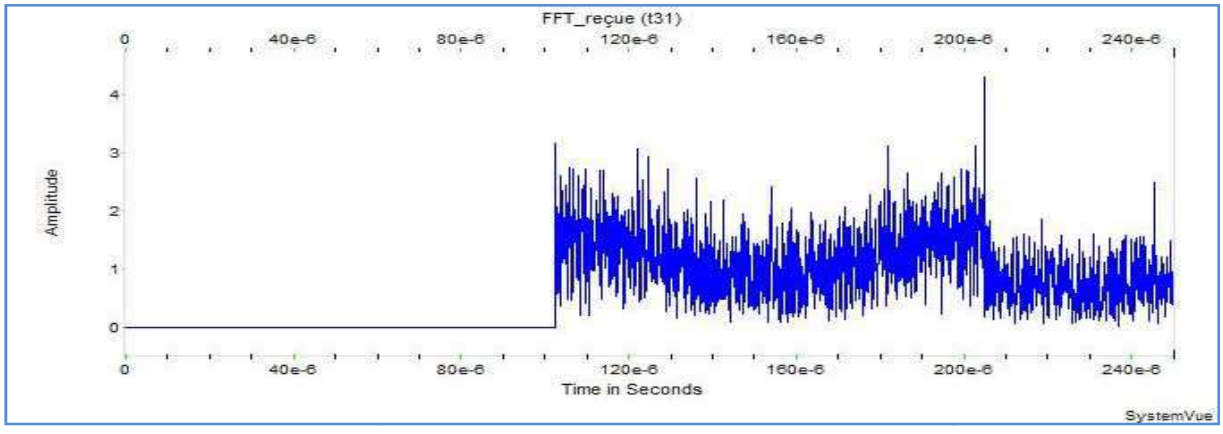


Figure III .35 : signal FFT reçu

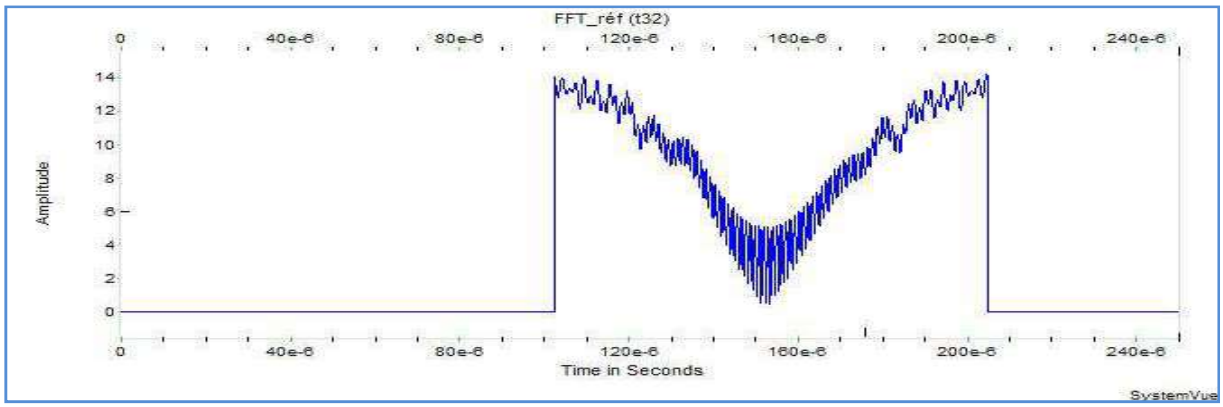


Figure III.36 : Signal FFT de référence

Le résultat de la IFFT du produit complexe des 2 FFT des figure III.35 et III.36, est fourni en figure III.37.

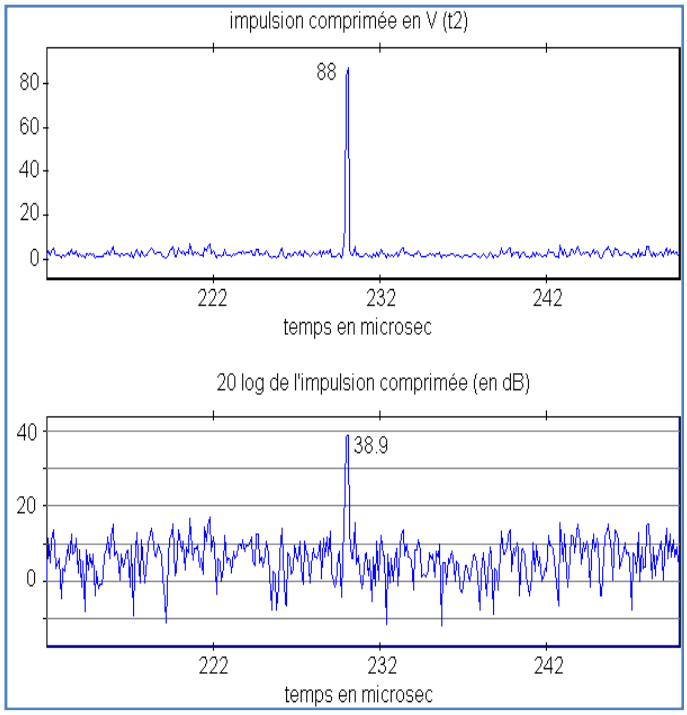


Figure III.37 : impulsion comprimé (pour la valeur RMS de bruit 0.1V)

Ainsi, pour la valeur RMS du bruit environnant de 0.1V, on récupère une impulsion comprimée de 88 V ou 38.9dB, c'est-à-dire une baisse de 12 V ou 1.1 dB seulement, comparativement à l'impulsion parfaite des figures III.20 et 21.

Lorsque La valeur RMS de bruit environnant est à 1V, on récupère une impulsion comprimée de 20.52 V ou 25.5dB, figure III.38.

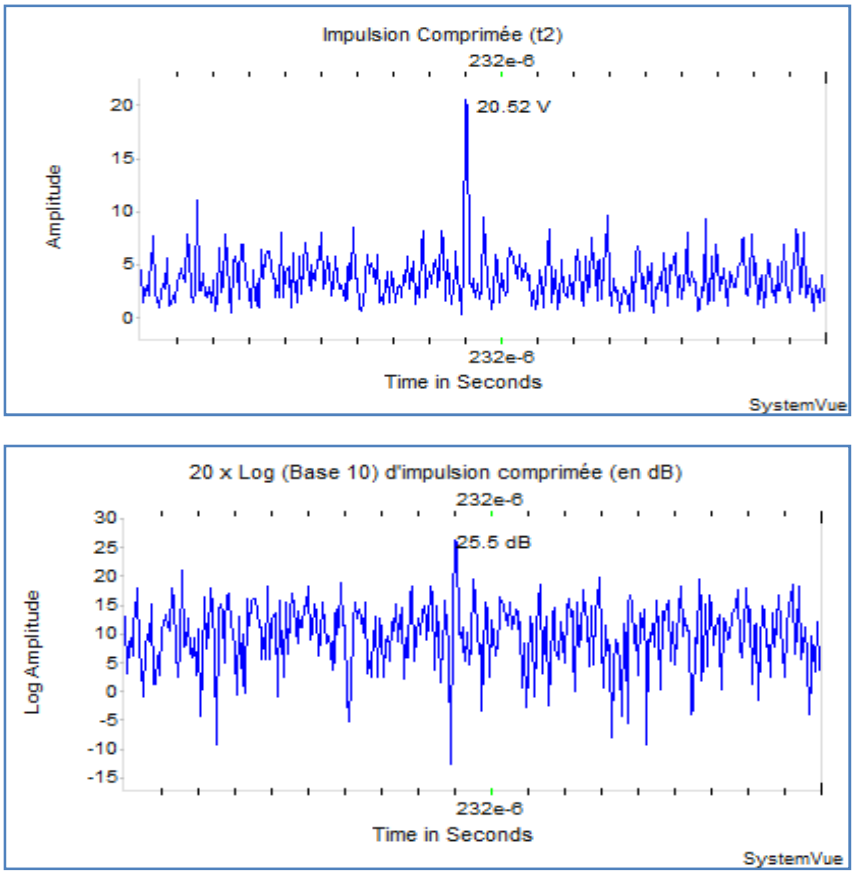


Figure III.38: impulsion comprimé (pour la valeur RMS=1V)

En comparant avec l'impulsion parfaite, l'impulsion pratique sous la contrainte des composants analogiques, et bruit environnant de1V, est réduite de 40dB à 25.5dB. Il y a aussi certaines impulsions parasites de moindres amplitudes en sortie. L'impulsion est également un peu plus large. Ceci réduira la gamme de fonctionnement et la gamme de résolution du radar.

En utilisant maintenant des filtres passe-bas à réponse de Bessel d'ordre 9 et de fréquence de coupure 5MHz (bande du chirp) dans la section de transmission –réception du radar, on verra par simulation s'il y aura une amélioration quelconque.

Sous un bruit AWGN de canal de 0.1V, la FFT du chirp reçu après changement de fréquence et filtrage, ainsi que l'impulsion comprimée obtenue, sont réunies en figure III.39.

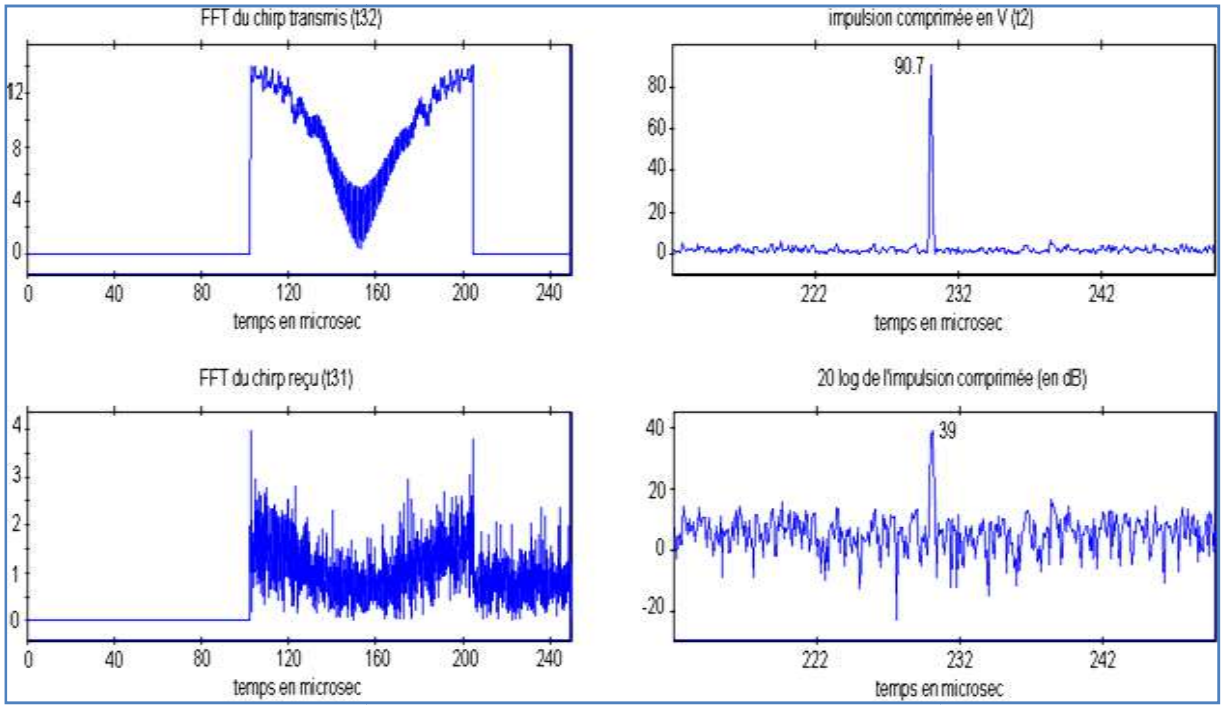


Figure III.39 : compression d'impulsion après filtrage de Bessel sous un bruit de 0.1 V

L'impulsion obtenue avec filetage de Bessel est meilleure que celle obtenue sous filtrage de Chebychev.

En retenant toujours le filtrage de Bessel d'ordre 9, mais à travers un canal bruyant de 1V, les résultats de simulation sont reportés en figure III.40. On constate que la FFT du chirp reçu est carrément noyée dans le bruit.

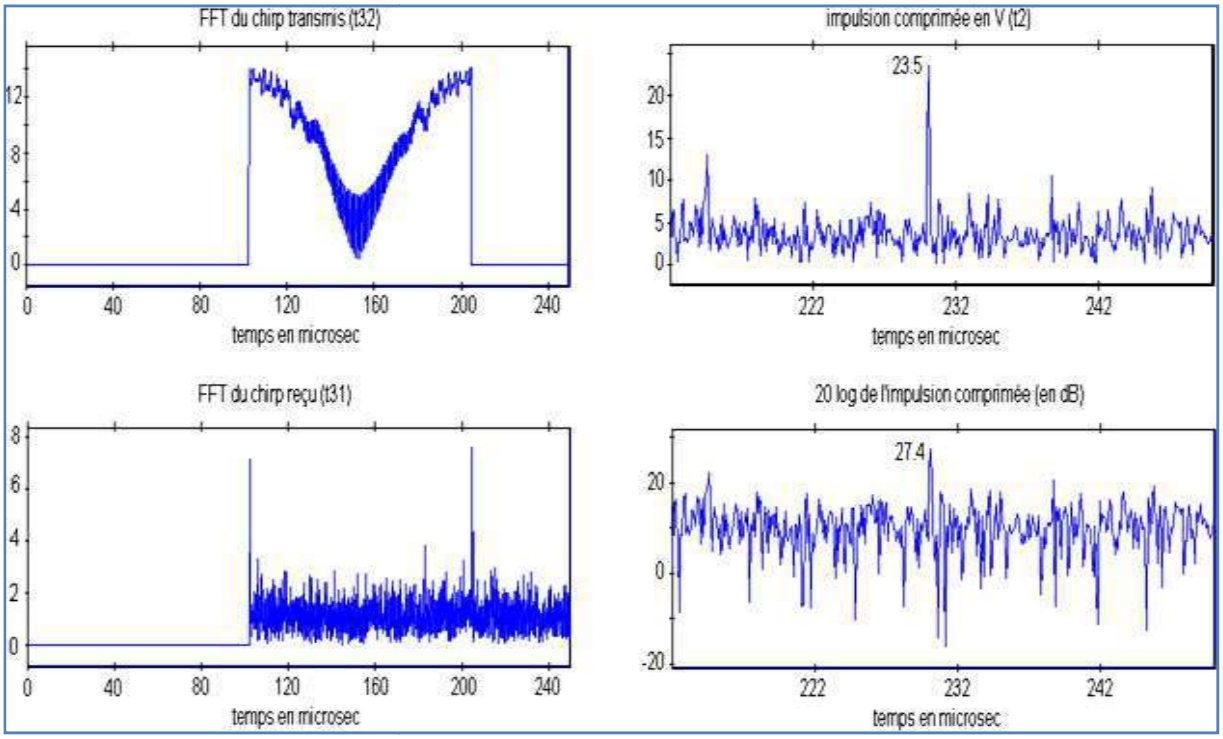


Figure III.40 : compression d'impulsion après filtrage de Bessel avec un bruit AWGN de 1 V

L'impulsion obtenue après filtrage de Bessel est encore meilleure que celle obtenue sous filtrage de Chebychev.

III.5. Conclusion :

Le logiciel de simulation SystemVue inclut de pleines possibilités de conception de filtre, capable de prendre en compte la réponse finie d'impulsion (FIR), la réponse infinie d'impulsion (IIR) et les filtres analogiques et elliptiques. La section analogique a été employée pour choisir des filtres passe bas de type Bessel et Chebyshev.

Il a été trouvé par l'expérimentation avec différentes conceptions de filtre passe-bas du radar, qu'un filtre de Bessel donne la puissance la plus élevée et l'impulsion la plus étroite après la compression. Ceci, à travers un bruit du canal de plus en plus conséquent.

CONCLUSION GENERALE

La technique de compression d'impulsion a permis d'augmenter la puissance moyenne avec des impulsions larges en émission sans pour autant dégrader la résolution du radar. Contrairement à la technologie analogique de réalisation du procédé de compression, qui ne permettait pas une flexibilité de configuration des paramètres de la forme d'onde émise, le filtrage adapté de la réception est confié à un calcul par FFT.

Les résultats de simulation montrent que l'utilisation de la forme d'onde NLFM peut augmenter l'efficacité du système. Les résultats de ce perfectionnement indiquent des lobes latéraux très bas en temps de l'impulsion comprimée. Et que nos résultats indiquent aussi que l'utilisation des techniques de compression d'impulsion dans le domaine de radar fournit beaucoup d'avantages :

- Haute gamme de résolution peut être obtenue avec les impulsions courtes, la largeur de bande est inversement proportionnelle à la largeur d'impulsion.
- Puissance de crête élevée est nécessaire pour les radars à impulsions courtes, alors que des émetteurs à semi-conducteurs sont incapables de fonctionner à des puissances crêtes élevées. L'énergie provient des impulsions longues avec une puissance de crête modérée, mais habituellement avec les impulsions longues, on a une faible résolution de gamme, une impulsion longue peut avoir la même largeur de bande (résolution) que celle d'une impulsion courte si elle est modulée en fréquence ou en phase.

Par conséquent, la technique de transmission- réception du radar par compression d'impulsion est bien faisable pour satisfaire le compromis entre une large impulsion d'émission (qui réclame un pic d'énergie moins important pour une longue portée), et une impulsion courte de réception (qui permet une meilleure résolution de la mesure). Ce compromis a été réalisé par la technique NLFM associée au filtrage adapté par FFT, malgré l'aspect non linéaire et bruit propre des circuits de transmission-réception du radar.

Et comme perspectives, on peut envisager des recherches et des études plus spécifiques et plus approfondies sur cette technique qu'on voit très importante.

RÉFÉRENCES

[1] Florent BESOMBES "Modélisation électrothermique comportementale d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications Radars à bande étroite" Université de limoges école doctorale Science et Ingénierie pour l'Information
Faculté des sciences et techniques, (mémoire doctorat).

[2] J. Darricau. Physique et théorie du radar. Sodipe, 1981.

[3] M.H. Carpentier. Radars : bases modernes. Masson, 1981.

[4] L. Thourel. Radar. Cepeadus, 1981.

[5] F. Chevalier. Principes de traitement des signaux radar et sonar. Masson, 1989.

[6] J.P. Hardange, P. Lacomme, and Marchais J.C. Radars aéroportés et spatiaux. Masson, 1995.

[7] D. Parker and D.C. Zimmermann. Phased arrays-part 1: theory and architectures. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 50(3) :678_687, 2002.

[8] Merrill I. Skolnik "Radar Handbook", Editor In Chief Third Edition.

[9] Ajit Kumar Sahoo.« Development of Radar Pulse Compression Techniques Using Computational Intelligence Tools » Department of Electronics and Communication Engineering National Institute of Technology, India (mémoire doctorat).

[10] J. R. Klauder. A. C. Price. S. Darlington, and W. J. Albersheim. "The theory and design of chirp radars." Bell Syst. Tech. J., vol. 39. pp. 745-808. July 1960.

[11] C. E. Cook and M. Bernfield. Radar signals:" An Introduction to Theory and Application". New York: Academic Press. 1967.

[12] C. E. Cook and J. Paolillo. "A pulse compression predistortion function for efficient sidelobe reduction in a high-power radar." Proc. IEEE. pp. 377-389. April 1964.

[13] T. T. Taylor. "Design of line-source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes." IRE Trans., vol. AP-3. pp. 16-28. Januarv 1955.

[14] R. C. Hansen. "Aperture theory in Microwave Scanning Antennas", vol. 1. R. C. Hansen New York: Academic Press. 1964. chap. 1.

[15] T. Murakami. "Optimum waveform study for coherent pulse doppler." RCA Final Repi.. prepared for Office of Naval Research. AD641391. February 28. 1965.

[16] T. Collins and P. Atkins. "Nonlinear frequency modulation chirps for active sonar."

IEE Proc. - Radar, Sonar Navig , p 312-316. December 1999.

[17] N. Levanon and E. Mozeson, Radar Signals, New York: IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc.. 2004, pp. 106.

[18] P. Morgan. "Surface acoustic wave devices and applications." Ultrasonics, vol 11. pp.121-131.1973.

[19] L. O. Eber and H. H. Soule. " Digital generation of wideband LFM waveforms" IEEE Int. Radar Conf. Rec.. 1975. pp. 170-175.

[20] J. K. Hartt and L. F. Shcats. "Application of pipeline FFT technology in radar signal and data processing." EASCON Rec.. 1971. pp. 216-221: reprinted in David K. Barton. Radars, vol. 3, Ann Arbor: Books on Demand UMI, 1975.

[21] L. E. Pellon, "A double Nyquist digital product detector for quadrature sampling," IEEE Trans, on Signal Processing, vol. 40, no. 7, pp. 1670-1680.

[22] P. E. Blankenship and E. M. Hofstetter. "Digital pulse compression via fast convolution." IEEE Trans, on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. ASSP-23. no. 2. pp. 189-222. April 1975.

[23] L. R. Rabincr and B. Gold. "Theory and Application of Digital Signal Processing. Englewood Cliffs ". NJ: Prentice-Hall. Inc.. 1975. chap. 2.

[24] J. J. Gostin, "The GE592 solid-state radar," IEEE EASCON 1980, pp. 197-203.

[25] A. J. Slobodnik. Jr., "Surface acoustic waves and SAW materials," Proc. IEEE. vol. 64. pp. 581-594. May 1976.

[26] J. W. Arthur. " Modem SAW-based pulse compression systems for radar applications." Electronics &. Communications Engineering Journal. December 1995.

[27] Edward C. Farnett George H. Stevens CHAPTER 10, pulse compression radar, *RCA Electronic Systems Department GE Aerospace.*

[28] CA-1000 Tellurometer, http://www.gmat.unsw.edu.au/final_year_thesis/f_pall/html/e10.html,07/03/2001.

[29] A. Acker, "How to speak Radar", 1974 Basic Fundamentals of Radar, page 10.

GLOSSAIRE

ADC	Convertisseur analogique numérique
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
CW	Continuous wave
DAC	Convertisseur Numerique-Analogique
DDS	Direct Digital Synthesis
DFT	Transformée de Fourrier Discrète
DSP	Digital Signal Porcessing
FFT	Fast Fourier Transform
HF	High Frequency
IF	Intermediate Frequency
LFM	Linear Frequency Modulation
LO	Local Oscillator
MMR	Radar Multi-Missions
NLFM	Non- Linear Frequency Modulation
PCR	Pulse Compression Ration
RAC	Reflection-Array-Compression
RF	Radio Frequency
SAW	Onde Acoustique de Surface
SER	Surface Equivalent Radar
TOP	Tube à Onde Progressive
T/R	Transmit/Receive
VCO	Voltage Controlled Oscillator

ANNEXE

```
%génération du chirp NLFM

clc; clear;

% initialisation des constantes :

B=10;   % bande de 10MHz

k(1)=-0.1145;   k(2)=0.0396;   k(3)=-0.0202;   k(4)=0.0118;

k(5)=-0.0082;   k(6)=0.0055;   k(7)=-0.004;

for m=1:235;     % m/235 = t/T (de la formule) où T=10us comme durée
du chirp

    x(1)=k(1)*sin(2*pi*(m-117)/235);    % m remplacé par (m-117)/235
pour symétrisation du balayage de fréquence

    for n=2:7;

       x(n)=x(n-1)+k(n)*sin(2*pi*n*(m-117)/235);

    end

    f(m)=B*(m/235+x(n));

    t=m*10/235;

    plot(t,f(m)-B/2);   % balayage de f en fonction de t

    hold on;

end

axeF=(f-B/2)';

xlabel('durée en microsecondes');

ylabel('fréquence en MHz');

save('radar.snk','axeF','-ascii','-double');   % sauvegarde dans
radar.snk

% rajouter en tête du fichier de donnée systemVue, comme colonne :

% samples=235   xmin=0  xmax=10e-6
```

samples=235	-1.6168386547757478e+000	1.5000043004470855e+000
xmin=0	-1.5921659526777443e+000	1.5249151561075038e+000
xmax=1e-5	-1.5674683475968654e+000	1.5496127611883823e+000
-4.7961916687105450e+000	-1.5425574919364475e+000	1.5742854632863867e+000
-4.6478139373978289e+000	-1.5172690926831263e+000	1.5991393079111642e+000
-4.5019181943268265e+000	-1.4914681794616529e+000	1.6243908072472397e+000
-4.3594255395240635e+000	-1.4650531154716573e+000	1.6502590871430334e+000
-4.2211876543079523e+000	-1.4379582333879890e+000	1.6769576955250063e+000
-4.0879701442990211e+000	-1.4101550320231668e+000	1.7046863762185218e+000
-3.9604381358903895e+000	-1.3816519244150931e+000	1.7336231223658602e+000
-3.8391444883622130e+000	-1.3524925820235580e+000	1.7639168226699118e+000
-3.7245209074961156e+000	-1.9206003265169613e-001	1.7956808013488335e+000
-3.6168721622403042e+000	-1.6856854034627755e-001	1.8289875291512026e+000
-3.5163735163028118e+000	-1.4584403520926248e-001	1.8638647486401894e+000
-3.4230713942748658e+000	-1.2383950826580570e-001	1.9002932131810226e+000
-3.3368872098426410e+000	-1.0248124652865442e-001	1.9382061869867062e+000
-3.2576241946442357e+000	-8.1671511872563940e-002	1.9774907948367195e+000
-3.1849769830679566e+000	-6.1292140008306184e-002	2.0179912465896743e+000
-3.1185436332681533e+000	-4.1208921334628279e-002	2.0595138954726080e+000
-3.0578397001192834e+000	-2.1276595744680549e-002	2.1018340225868517e+000
-3.0023139236147776e+000	-1.3442701547337066e-003	2.1447041754199319e+000
-2.9513650578179313e+000	1.8738948518944198e-002	2.1878638276686244e+000
-2.9043593419120590e+000	3.9118320383201066e-002	2.2310500735339955e+000
-2.8606481067236662e+000	5.9928055039292438e-002	2.2740090238415718e+000
-2.8195850173605734e+000	8.1286316776443712e-002	2.3165075356179283e+000
-2.7805424748826773e+000	1.0329084371989961e-001	2.3583448825568096e+000
-2.7429267363014809e+000	1.2601534885691468e-001	2.3993639622067509e+000
-2.7061913613427793e+000	1.4950684116233326e-001	2.4394616373747313e+000
-2.6698486545726223e+000	1.7378397006455337e-001	2.4785978243984186e+000
-2.6334788406170468e+000	1.9883645754591317e-001	2.5168029693757541e+000
-2.5967367859787855e+000	2.2462564072262303e-001	2.5541835944894240e+000
-2.5593561608651156e+000	2.5108610535812126e-001	2.5909256491276853e+000
-2.5211510158877806e+000	2.7812834902844674e-001	2.6272954630832599e+000
-2.4820148288640933e+000	3.0564237315605514e-001	2.6636381698534173e+000
-2.4419171536961128e+000	3.3350206735682786e-001	2.7003735448121180e+000
-2.4008980740461716e+000	3.6157021886536711e-001	2.7379892833933148e+000
-2.3590607271072903e+000	3.8970395539086411e-001	2.7770318258712114e+000
-2.3165622153309333e+000	4.1776041255346463e-001	2.8180949152343038e+000
-2.2736032650233566e+000	4.4560240773581139e-001	2.8618061504226961e+000
-2.2304170191579860e+000	4.7310390113984191e-001	2.9088118663285698e+000
-2.1872573669092930e+000	5.0015503214000567e-001	2.9597607321254156e+000
-2.1443872140762132e+000	5.2666653443324840e-001	3.0152865086299219e+000
-2.1020670869619695e+000	5.5257335646080463e-001	3.0759904417787922e+000
-2.0605444380790372e+000	5.7783734328816116e-001	3.1424237915785938e+000
-2.0200439863260811e+000	6.0244887149162096e-001	3.2150710031548755e+000
-1.9807593784760686e+000	6.2642736830923607e-001	3.2943340183532790e+000
-1.9428464046703846e+000	6.4982068889623434e-001	3.3805182027855043e+000
-1.9064179401295513e+000	6.7270336938966580e-001	3.4738203248134507e+000
-1.8715407206405632e+000	6.9517381698462355e-001	3.5743189707509426e+000
-1.8382339928381941e+000	7.1735053970849805e-001	3.6819677160067545e+000
-1.8064700141592733e+000	7.3936755646733854e-001	3.7965912968728510e+000
-1.7761763138552218e+000	7.6136916076976835e-001	3.9178849444010275e+000
-1.7472395677078834e+000	7.8350423802676428e-001	4.0454169528096600e+000
-1.7195108870143683e+000	8.0592035542498053e-001	4.1786344628185894e+000

-1.6928122786323958e+000	8.2875785428947069e-001	4.3168723480347015e+000
-1.6669439987366017e+000	8.5214417710003598e-001	4.4593650028374636e+000
-1.6416924994005253e+000	8.7618865473493379e-001	4.6052607459084669e+000
-1.3227529709662762e+000	9.0097796424543386e-001	4.7536384772211839e+000
-1.2925372229011236e+000	9.2657244399977223e-001	4.9035261603261393e+000
-1.2619725236603321e+000	9.5300342217041489e-001	5.0539206481844978e+000
-1.2312032357061451e+000	9.8027167735357956e-001	
-1.2003844948393354e+000	1.0083471079309705e+000	
-1.1696755366116256e+000	1.0371696411372255e+000	
-1.1392330131784534e+000	1.0666513653556873e+000	
-1.1092045568450493e+000	1.0966798216890918e+000	
-1.0797228326265880e+000	1.1271223451222649e+000	
-1.0509002994203320e+000	1.1578313033499743e+000	
-1.0228248688429415e+000	1.1886500442167840e+000	
-9.9555661365977777e-001	1.2194193321709701e+000	
-9.6912563548913511e-001	1.2499840314117616e+000	
-9.4353115573479585e-001	1.2801997794769147e+000	
-9.1874184622429667e-001	1.3099393905341969e+000	
-8.9469736858939797e-001	1.3390987329257324e+000	
-8.7131104577883089e-001	1.3676018405338066e+000	
-8.4847354691434251e-001	1.3954050418986270e+000	
-8.2605742951612537e-001	1.4224999239822944e+000	
-8.0392235225912945e-001	1.4489149879722909e+000	
-7.8192074795670052e-001	1.4747159011937638e+000	
-7.5990373119785914e-001		
-7.3772700847398553e-001		
-7.1525656087902689e-001		
-6.9237388038559633e-001		
-6.6898055979859805e-001		
-6.4500206298098206e-001		
-6.2039053477752315e-001		
-5.9512654795016662e-001		
-5.6921972592261127e-001		
-5.4270822362936766e-001		
-5.1565709262920389e-001		
-4.8815559922517338e-001		
-4.6031360404282662e-001		
-4.3225714688022521e-001		
-4.0412341035472821e-001		
-3.7605525884618984e-001		
-3.4819556464541712e-001		
-3.2068154051780873e-001		
-2.9363929684748324e-001		
-2.6717883221198413e-001		
-2.4138964903527427e-001		
-2.1633716155391536e-001		