



وزارة البحث العلمي والتعليم العالي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عبد الحميد بن باديس مستغانم
Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
كلية العلوم و التكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



N° d'ordre : M...../GE/2021

MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de

MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des télécommunications

Thème

Détection et séparation aveugle des signaux modulés FM par
l'analyse temps-fréquence

Présenté par :

FAHEM Hamida

Soutenu le 18 /07/2021 devant le jury composé de :

Président :	M. RESFA Abbes	MCB	Université de Mostaganem
Examineur :	M. YAGOUBI Benabdellah	Professeur	Université de Mostaganem
Encadreur :	M. ABED Mansour	MCA	Université de Mostaganem

Année Universitaire 2020/2021

Remerciement

On remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné la santé et la volonté d'entamer et de terminer ce mémoire.

Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide et l'encadrement de Mr ABED Mansour. Il y avait beaucoup d'obstacles mais il était toujours là pour m'aider à les dépasser. Je le remercie, il m'a éclairé mon chemin. Je le remercie pour la qualité de son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant la préparation de ce mémoire.

Mon remerciement s'adresse également à tous mes professeurs pour leurs générosités et la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs charges académiques et professionnelles.

إهداء

بعد مسار دراسي طويل، أهدي أول مذكرة لي
إلى سندي في الحياة قرة عيني أبي حبيبي، حفظك الله لي وأسقك
العافية بلا منتهى.

إلى أبي الثاني، أعظم وأعز رجل إلى قلبي "أخي عبد القادر".

إلى رفيقة دربي توأم روحي قدوتي حنان.

إلى نبع العطف والحنان مليكة.

إلى من شجعوا خطواتي عندما غلبتها الأيام، إلى كل فرد من أفراد

عائلتي، كبيرا وصغيرا.

إلى من خلفت لي أمهات عوضنني عن غيابها، أمي رحمك الله

وأسكنك فسيح جناته.

Résumé

La séparation aveugle de sources (SAS) a pour objectif la reconstitution des signaux sources à partir de signaux observés seulement, souvent modélisés comme des mélanges linéaires aléatoires instantanés de ces sources. Son utilité dans des domaines très porteurs tels que les télécommunications, la parole, la séismologie, la localisation et la poursuite de cibles en radar et sonar, la séparation de locuteurs (problème dit de "cocktail party"), et bien évidemment le domaine biomédical, a permis à la SAS de connaître un essor important qui ne cesse de croître ces dernières années. La problématique de départ provient du fait que les signaux acquis en pratique grâce aux capteurs, par exemple les microphones, sont souvent des mélanges de plusieurs contributions issues de signaux originaux appelés sources. Dans des cas plus simples, ces contributions peuvent être des versions décalées temporellement et/ou pondérées des sources. Leur séparation aveugle consiste à estimer les signaux sources à partir des mélanges obtenus sur chaque capteur. La plupart des approches de SAS développées sont basées sur l'Analyse en Composantes Indépendantes (ACI), nécessitant que les sources soient des signaux aléatoires statistiquement indépendants. Cependant, d'autres méthodes existent, comme celles basées sur une Analyse Temps-Fréquence (ATF). Dans notre projet, nous proposons d'utiliser quelques distributions temps-fréquence (DTF) de la classe quadratique pour pouvoir visuellement séparer les différentes sources présentes dans les observations avec le minimum d'informations préalables et sans avoir besoin de traitement statistique complexe. Nous supposons que toutes les sources actives sont des signaux modulés FM (linéaire et non-linéaire) ce qui est très adapté aux systèmes de radar et de sonar.

Mots clés : Séparation aveugle des sources, analyse temps-fréquence, signaux modulés FM (linéaire et non-linéaire), distributions temps-fréquence de la classe quadratique.

Abstract

The principal objective of Blind Source Separation (BSS) is to reconstruct source signals from observed signals only, often modeled as instantaneous linear random mixtures of these sources. Its effectiveness in very promising fields such as telecommunications, speech, seismology, targets localization and tracking in radar and sonar, speakers separation (the well-known "cocktail party" problem), and of course the biomedical field., has enabled BSS to gain more and more importance in recent years. The initial problem arises from the fact that the signals acquired in practice by sensors, for example microphones, are often mixtures of several contributions resulting from original signals called sources. In simpler cases, these contributions can be time-shifted and / or weighted versions of the sources. Their blind separation consists of estimating the source signals from the mixtures obtained on each sensor. Most of the developed BSS approaches are based on Independent Component Analysis (ICA), requiring the sources to be statistically independent random signals. However, other methods exist, such as those based on Time-Frequency Analysis (TFA). In our project, we propose to use some time-frequency distributions (TFDs) of the quadratic class in order to visually separate the different sources present in the observations with the minimum prior information and without requiring complex statistical processing. We assume that all active sources are linear and nonlinear FM modulated signals, which is very suitable for radar and sonar systems.

Keywords : Blind source separation, time-frequency Analysis, linear and nonlinear FM modulated signals, time-frequency distributions of the quadratic class

ملخص

يتمثل الهدف الرئيسي للفصل الأعمى للإشارات (BSS) في إعادة بناء إشارات المصدر من الإشارات المرصودة فقط، والتي غالبًا ما يتم نمذجتها على شكل أمزجة عشوائية خطية لحظية من هذه المصادر. لقد أثبت هذا الفرع المنتمي إلى ميدان المعالجة الإحصائية للإشارة فعاليتها في مجالات واعدة جدًا مثل الاتصالات، معالجة الصوت، علم الزلازل، الكشف عن الأهداف وتعقبها في أنظمة الرادار والسونار، فصل المتحدثين (مشكلة حفل الكوكتيل المعروف) وبالطبع المجال الطبي الحيوي. تتعلق الإشكالية الأولية بكون الإشارات المحصلة عمليًا بواسطة أجهزة الاستشعار، مثل الميكروفونات، غالبًا ما تكون مزيجًا من عدة مساهمات ناتجة عن إشارات أصلية تسمى المصادر. في الحالات الأبسط، يمكن أن تكون هذه المساهمات نسخًا مزاحة زمنيًا و / أو نسخًا مرجحة من المصادر تختلف شدتها بحسب معاملات الترخيص. يقتضي الفصل الأعمى إذن تقدير إشارات المصدر من خلال الأمزجة العشوائية فقط التي تم الحصول عليها من كل جهاز استشعار. تعتمد معظم خوارزميات BSS المطورة على تحليل المكونات المستقلة (ICA) التي تتطلب أن تكون المصادر إشارات عشوائية مستقلة إحصائيًا. ومع ذلك، توجد طرق أخرى، مثل تلك القائمة على تحليل الوقت والتردد (TFA). في مشروعنا، نقترح استخدام بعض توزيعات التردد الزمني (TFDs) من الفئة التربيعية من أجل الفصل البصري بين المصادر المختلفة الموجودة في الإشارات المستقبلية مع أدنى حد من المعلومات المسبقة ودون الحاجة إلى معالجة إحصائية معقدة. نفترض في هذه الدراسة أن جميع المصادر النشطة هي إشارات FM ذات أنماط خطية وغير خطية وهي مناسبة جدًا لأنظمة الرادار والسونار.

الكلمات المفتاحية: الفصل الأعمى للإشارات، تحليل الوقت والتردد، إشارات FM ذات أنماط خطية وغير خطية، توزيعات التردد الزمني من الفئة التربيعية.

Table des matières

Liste des abréviations	I
Liste de figures	II
Liste des tableaux	IV
Introduction générale.....	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre I

I.1 Introduction.....	4
I.2 Systèmes de télécommunication	4
I.2.1 Schéma de base d'un système de télécommunication	4
I.2.2 Les signaux de source en télécommunications.....	5
I.3 Modulation analogique	6
I.3.1 Définition de la modulation.....	6
I.3.2 Signaux dans le processus de modulation	7
I.3.3 Différents types de modulation.....	8
I.3.4 les avantages de la modulation	9
I.4 Modulation FM	10
I.4.1. Histoire de la radiodiffusion.....	10
I.4.2. Définition de base de la modulation FM	10
I.4.3. Principe de la modulation FM	11
I.4.4. Production d'un signal FM	12
I.4.5. Excursion en fréquence	13
I.4.6 Spectre d'un signal FM	15
I.4.7 Structure générale d'un émetteur FM.....	17
I.4.8 le récepteur FM	18
I.4.9 La démodulation de FM	19
I.5 Type de modulation FM.....	19
a. FM à bande étroite :	19
b. FM à large bande :	20
I.6 Domaines d'applications de la modulation FM	20
I.6.1 Modulation de fréquence linéaire et non linéaire.....	22
I.7 Conclusion	24

Chapitre II

II.1 Introduction	26
II.2 Transformée de Fourier à Courte Terme	26
II.3 Les représentations temps-fréquence quadratiques	28
II.3.1 spectrogramme.....	28
a) Propriétés	30
b) Résultats sur des signaux tests.....	30
II.3.2 Distribution de Wigner-Ville.....	32
II.3.3 Les distributions basées sur des noyaux : La classe quadratique	36
II.3.4 Les distributions basées sur les noyaux à support compact KCS.....	37
a) Noyau de Cheriet-Belouchrani (CB)	37
b) Le noyau CB séparable (SCB).....	39
c) Le noyau CB Polynomial (PCB)	40
II.4 Conclusion	41

Chapitre III

Séparation aveugle des sources modulées FM par l'ATF	42
III.1 Introduction	43
III.2 Tests, Résultats et Discussions.....	43
III.2.1 Somme linéaire de plusieurs signaux modulés FM	43
III.2.3 Mélange aléatoire de plusieurs signaux modulés FM	51
III.3 conclusion.....	56
Bibliographie.....	60

Liste des abréviations

AM	Amplitude Modulation
ATF	L'analyse Temps-Fréquence.
BF	Basse Fréquence
BJD	Distributions de Born-Jordan
CB	Noyau de Cheriet-Belouchrani
CB DTF	Cheriet-Belouchrani time-frequency distribution
CKD	Distribution à noyau compact
CWD	Distribution de Choi-Williams
DTFs	Distributions Temps-Fréquence.
EMB	Distribution B modifiée Elargie
FCC	Federal Communications Commission
FM	Frequency Modulation
HF	Haute Fréquence
KCS	kernelwith Compact Support.
LFM	Liner Frequency Modulation
MBD	Distribution B modifiée
NBFM	Narrow Bande FM
NLFM	Non Liner Frequency Modulation.
PCB	Le noyau CB Polynomial
PLL	Phase-Locked Loop.
PTFM	Pulse Train Frequency Modulation
PWVD	Pseudo Wigner-Ville distribution
RCA	Radio Corporation of American
RTF	Les représentations Temps-Fréquence.
SCB	noyau CB séparable
SONAR	Sound Navigation And Ranging
SPWVD	Smoothed pseudo Wigner-Ville distribution
STFT.	Short-Time Fourier Transforme
TF	Temps-fréquence
TFCT	Transformée de Fourier à Court Terme.
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
WDFM	Wide Band FM / Broadband FM)
WVD.	La distribution de Wigner-Ville
ZAMD	Zhao-Atlas-Marks

Liste de figures

Chapitre I

Figure I.1 : Structure d'un système de communication	05
Figure I.2 : Schéma synoptique d'une modulation analogique	07
Figure I.3 : Processus de la modulation.	07
Figure I.4 : Modulation d'amplitude.	08
Figure I.5 : Modulation de fréquence.	09
Figure I.6 : Modulation de phase.	09
Figure I.7 : Graphe d'un signal modulé en FM .	11
Figure I.8 : Production d'un signal FM.	13
Figure I.9 : Caractéristiques d'un VCO linéaire idéal.	13
Figure I.10 : Notion d'excursion en fréquence.	14
Figure I.11 : Spectre du signal modulé en fréquence.	15
Figure I.12 : Les 4 premières fonctions de Bessel en fonction de 'n'.	17
Figure I.13 : structure générale d'un émetteur FM.	17
Figure I.14 : structure d'un récepteur FM.	18
Figure I.15 : Exemple sur effet Doppler.	21
Figure I.16 : Écran radar de contrôle du trafic aérien de l'aéroport avec des avions sur une grille.	21
Figure I.17 : Utilisation du sonar pour mesurer la profondeur du fond de la mer, montrant les ondes sonores et leur réflexion sur le fond marin.	22
Figure I.18 : Courbe de temps en fonction de la fréquence d'un LFM.	23
Figure I.19 : Courbe de temps en fonction de la fréquence d'un NLFM	23
Chapitre II	
Figure II.1 : Les propriétés dans le domaine temporel d'un chirp quadratique avec une gamme de fréquences $f = 500 - 3500$ Hz durant 0.1 sec.	27

Figure II.2 : Le module de la TFCT d'un signal composé de quatre répétitions d'un signal FM quadratique variant de $f = 500 \text{ Hz}$ à $f = 3500 \text{ Hz}$ durant 0.1 sec . (a) Hanning ($L = 64$), (b) Hanning ($L = 128$), (c) Hamming ($L = 64$), (d) Hamming ($L = 128$), (e) Blackman ($L = 64$) et (f) Blackman ($L = 128$). 29

Figure II.3 : Spectrogramme d'un signal composé de deux chirps parallèles. La fenêtre choisie est Gaussienne de largeur $L=23$ (a) et (c) et la même fenêtre pour $L=64$ (b) et (d). 31

Figure II.4 : Distribution de Wigner-Ville d'un chirp linéaire. 32

Figure II.5 : (a) Distribution de Wigner-Ville du signal-test chirp linéaire. (b) Distribution de Wigner-Ville de la version analytique du signal-test multi composantes. 33

Figure II.6 : (a) WVD de la version analytique du signal-test composés de 2 signaux LFM non parallèle et (b) WVD de la version analytique d'un seul signal-test chirp modulé en FM exponentiel. 34

Figure II.7 : WVD, version analytique d'un signal constitué de deux sinusoïdes décalées en fréquence. 34

Figure II.8 : Deux signaux avec leurs tracés correspondants de la WVD et son SPWVD. (a) WVD d'un signal de chirp FM parabolique mono-composant, (b) Signal multi-composants avec deux signaux de chirp linéaires croisés. (c) SPWVD de d'un signal de chirp FM parabolique mono-composant,(d) SPWVD de Signal multi-composants avec deux signaux de chirp linéaires croisés. 35

Figure II.9 : Le profil bidimensionnel du noyau à support compact CB dans le domaine Doppler-retard normalisé par rapport à son pic situé à l'origine ($\eta = 0, \tau = 0$) avec $D = 2,5$. (a) $C = 2,5$ et (b) $C = 10$. 39

Figure II.10 : La CBD d'un signal Doppler avec $D=2.5$. (a) $C=0.5$ et (b) $C=5$. 39

Figure II.11 : La SCBD du signal Doppler de la Figure II.10 ($D=7.5$). (a) $C=0.1$, (b) $C=2.8$. 40

Figure II.12 : La PCBD de deux signaux Doppler ($\lambda =4$). (a) $\gamma =3$, (b) $\gamma =29$. 40

Chapitre III

Figure III.1 : TFCT de la somme de deux signaux linéaire et non linéaire.(a) Hanning ($L=256$) et (b) Hanning ($L=160$) 44

Figure III.2 : TFCT de la somme de deux signaux linéaire et non linéaire. (a) Hamming ($L=160$), (b) Hamming ($L=256$), (c) Blackman ($L=160$) et (d) Blackman ($L=256$). 44

Figure III.3 : WVD du signal de l'exemple 2.	45
Figure III.4 : ctrogramme du signal de l'exemple 2. (a) HAMming ($L=41$) (b) Hamming ($L=87$), (c) Blackmanharris ($L=41$), (d) Blackmanharris ($L=87$), (e) Bartelett ($L=41$), (f) Bartelett($L=87$)	46
Figure III.5 : PCBD du signal de l'exemple 2. (a) $\gamma=5$, (b) $\gamma=15$.	46
Figure III.6 : WVD du signal de l'exemple 3	47
Figure III.7 : PCBD du signal de l'exemple 2. (a) $\gamma=5$, (b) $\gamma=15$.	47
Figure III.8 : Spectrogramme du signal de l'exemple 3. (a) HAMming ($L=41$) (b) Hamming ($L=87$), (c) Blackmanharris ($L=41$), (d) Blackmanharris ($L=87$), (e) Bartelett ($L=41$), (f) Bartelett($L=87$)	48
Figure III.9 : WVD du signal de l'exemple 4. (a) RSB=15, (b) RSB=5.	50
Figure III.10 : Spectrogramme du signal de l'exemple 4. Hamming ($L=87$). (a) RSB=15, (b) RSB=5.	50
Figure III.11 : PCBD du signal de l'exemple 4 ($\gamma=15$). (a) RSB=15, (b) RSB=5.	50
Figure III.12 : Colonne à gauche : Spectrogramme de haut en bas de X_1, X_2, X_3 et X_4 (Hamming $L=53$). Colonne à droite : PCBD de haut en bas de X_1, X_2, X_3 et X_4 ($\gamma=15$) de l'exemple 1.	53
Figure III.13 : Colonne à gauche : Spectrogramme de haut en bas de X_1, X_2 et X_3 (Blackman $L=53$). Colonne à droite : PCBD de haut en bas de X_1, X_2 et X_3 ($\gamma=18$) de l'exemple 2.	55

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I.1 : Tableau des valeurs J de la fonction de Bessel	16
---	----

Chapitre II

Tableau II.1 : les deux cas extrêmes de localisation temporelle et fréquentielle de la TFCT	27
Tableau II.2 : Les distributions temps-fréquence les plus connues appartenant à la class quadratique	38

Introduction générale

L'objectif principal de traitement du signal est d'extraire des informations utiles du signal en le transformant et implique des techniques qui améliorent notre compréhension des informations qu'il contient.

La manière traditionnelle d'analyser un signal consiste à examiner séparément ses propriétés dans le temps ou dans la fréquence. La perception d'un signal dans le domaine temporel fournit un enregistrement de la réponse d'un système en fonction du temps.

La représentation temporelle, nous indique alors comment l'amplitude du signal varie au cours du temps et, dans certains cas, fournit des indications sur le contenu fréquentiel du signal en particulier lorsqu'il est périodique. La représentation fréquentielle, d'autre part, indique la présence (ou absence) de différentes composantes fréquentielles dans le signal, ainsi que des informations sur les grandeurs relatives de ces composantes reflétant ainsi leur dominance ou importance en terme d'énergie spectrale.

Les représentations temps-fréquence RTF, quant à elles, sont adaptées aux signaux dits non-stationnaire, c'est-à-dire des signaux présentant un contenu fréquentiel qui varie au cours du temps. Elles fournissent une représentation conjointe en temps et en fréquence. L'Analyse Temps-Fréquence (ATF) signifie l'analyse dans le domaine temps-fréquence fournie par une RTF. Ceci est généralement réalisé en utilisant une formulation souvent appelée « Distribution Temps-Fréquence », abrégée en DTF. Les applications d'une telle analyse sont très nombreuses à savoir : Télécommunications, traitement du son et de la parole, signaux biomédicaux et sismiques, etc.

Le but du présent projet est d'utiliser les DTFs de la classe quadratique dans la séparation aveugle des sources (SAS) modulées FM. Le cahier de charge consiste à pouvoir:

- Reconnaître le nombre de signaux modulés FM, linéaires et non-linéaires présents, et donc le nombre de sources actives durant le temps d'observation,
- Déterminer avec le maximum de précision le début et la fin de chaque événement fréquentiel variant dans le temps ou autrement dit la fréquence instantanée de chaque source,
- Supprimer le mieux les interférences et les niveaux du bruit qui falsifient la lisibilité des diagrammes temps-fréquence en faisant apparaître des composantes qui, en réalité, ne sont pas propres aux sources actives réelles.

Tous ces détails sur les émetteurs partageant le canal de transmission sont déduits avec le minimum d'information à priori et sans avoir besoin de traitement statistique complexe et coûteux de point de vue calculs.

Cette problématique provient du fait que les signaux acquis en pratique grâce aux capteurs sont souvent des mélanges de plusieurs contributions issues de signaux originaux appelés sources. Ces contributions peuvent être, dans le cas le plus simple, des versions décalées temporellement et/ou pondérées des sources. Leur séparation aveugle consiste à estimer les signaux des émetteurs à partir des mélanges obtenus sur chaque capteur ou transducteur. Nous supposons, pour rappel, que toutes les sources actives sont des signaux modulés FM (linéaire et non-linéaire), un contexte qui est très adapté aux systèmes de radar et de sonar.

Le reste du mémoire est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous donnons un aperçu global sur la modulation de fréquence, en expliquant son principe et ses domaines d'applications y compris les deux types de modulation : linéaire et non-linéaire.

Le deuxième chapitre est dédié exclusivement aux bases d'analyse temps-fréquence. Nous commençons par définir la transformée de Fourier à court terme, qui est linéaire, puis nous décrivons la famille de distributions temps-fréquence de la classe quadratique y compris le spectrogramme, la distribution de Wigner-Ville ainsi que d'autres distributions basées sur les noyaux temps-retard.

Le troisième et le dernier chapitre est réservé aux tests et discussions relatifs à l'approche TF adoptée et son application sur la séparation aveugle de sources en considérant plusieurs mélanges de signaux modulés FM linéaires et non-linéaires.

Enfin, ce document est clôturé par des conclusions et recommandations pour les projets futurs.

Chapitre I

Modulations Analogiques de Fréquence : Principe et Applications

I.1 Introduction

Le fonctionnement principal des systèmes de télécommunications est de transmettre des informations d'une source vers un destinataire en utilisant un signal qui se propage dans l'espace ou bien à travers un canal. Ces informations se présentent généralement sous une forme physique inadaptée à la transmission, que ce soit en transmission hertzienne, en téléphonie ou en transmission de données. C'est pour cette raison qu'il est nécessaire de transformer ces grandeurs réelles en signaux électriques qui puissent être propagés. Les plus grands systèmes de transmission de ces signaux sont fréquemment basés sur le concept de modulation.

Ce concept a pour but de faire évoluer le message à transmettre en fonction du canal de transmission. La qualité d'une liaison repose en quelque sorte sur les propriétés de la modulation utilisée par le système. Le choix de la modulation est donc très important pour tout système de télécommunications.

L'utilisation de la modulation de fréquence (en anglais frequency modulation FM) est moins affectée par les variations d'amplitude et donc elle est moins sensible au bruit. Cela fait de la FM un meilleur système de communication à cet égard. Ce dernier est le plus souvent utilisé pour les signaux qui sont rayonnés sous forme analogique et un indice de modulation relativement élevé est typique.

I.2 Systèmes de télécommunication

I.2.1 Schéma de base d'un système de télécommunication

Le fonctionnement principale d'un système de communication est de véhiculer des informations entre un émetteur et un (ou plusieurs) récepteur(s) reliés par un canal de communication (Figure I.1). Cette information est transportée sur le canal sous la forme d'un signal. Des exemples de systèmes de communication sont : le téléphone, la télévision, la radio ... etc.

L'information est transmise de la source vers l'utilisateur à travers un canal. La source fournit l'information sous la forme d'un signal analogique ou numérique ça peut être de texte, de la parole, vidéo, musique, soit en terme général des données. La représentation la plus naturelle d'un signal consiste à reporter ses variations d'amplitude en fonction de temps.

L'émetteur reçoit le signal de source et l'inscrit sur la porteuse. Cette appellation provient du fait que cette porteuse de forme sinusoïdale de fréquence f_0 , permet de porter le signal de source à grandes distances. On s'appelle cette technique la modulation. Il en résulte que l'information sera inscrite sur la fréquence instantanée du signal. Ce signal électrique modulé est transformé en onde électromagnétique par l'antenne d'émission.

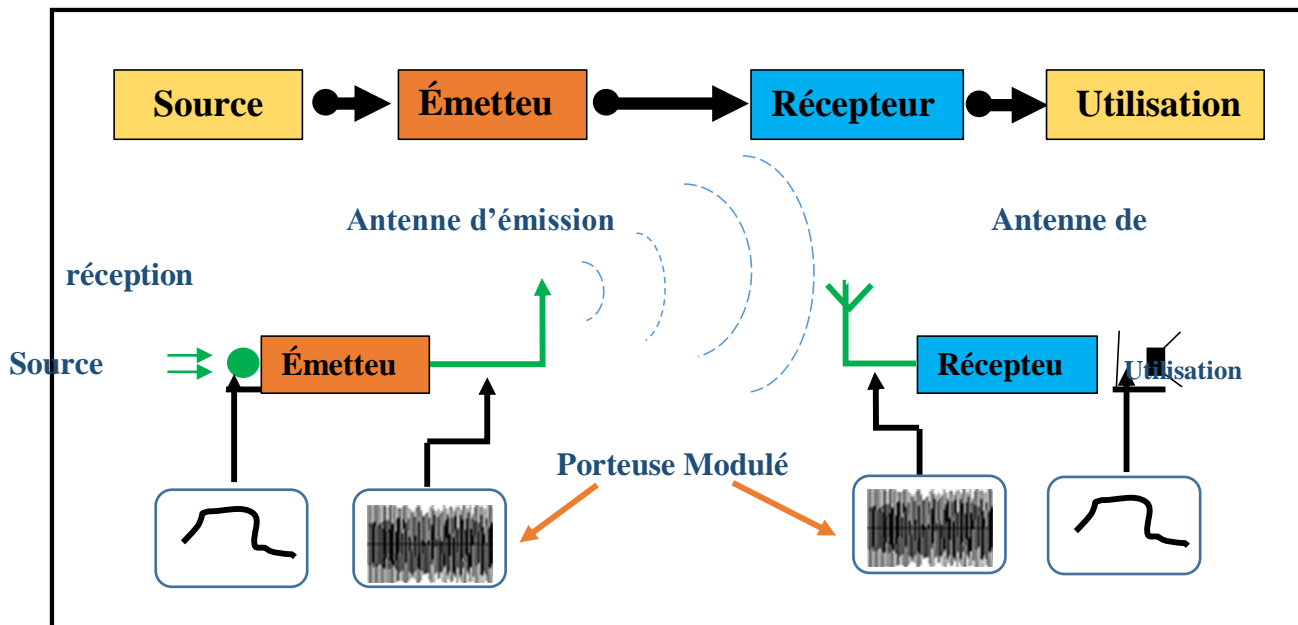


Figure I.1 : Structure d'un système de communication.

Le signal modulé est communiqué au récepteur à travers le canal de transmission. Le rôle du récepteur est donc désélectionner la fréquence de la porteuse puis reconstituer le signal transmis avec le maximum de fidélité après démoduler l'information qui y est inscrite.

Le canal de transmission est un support ou milieu qui sépare l'émetteur et le récepteur dans lequel se propage l'onde électromagnétique lors d'une communication filée ou sans fils. Les signaux acheminés sur le canal de transmission subissent plusieurs types de dégradation : atténuation physique, interférences avec d'autres émetteurs, ajout des signaux parasites ou de bruit, distorsions, en plus du phénomène de trajets multiples. Par conséquent, le signal qui arrive au niveau du récepteur n'est jamais exactement le même que celui qui a été émis par l'émetteur mais plutôt des versions dégradées de celui-ci. De plus, le signal émis arrive au niveau du récepteur après un délai de transmission. Ces deux règles sont à la base de la science des télécommunications.

I.2.2 Les signaux de source en télécommunications

La forme du signal source est la façon dont se produit en première représentation de l'information transmise dans la chaîne de télécommunication. La nature physique du signal source est non électrique, les principaux types de signaux source sont le son, lumière.

a. Le signal sonore et le signal vocal :

Le signal sonore est une onde mécanique et qui est désigné en physique par une onde acoustique. Il existe des sons audible par l'humain on s'appelle un signal vocal ou la parole humaine ; et d'autres sons inaudible comme les ultrasons et les infrasons.

Il est statiquement établi que la fréquence des vibrations acoustiques varie de 20 Hz (son grave) à 20 KHz (son aigu).

b. Lumière :

La lumière est une onde électromagnétique qui se propage à la vitesse 3×10^8 m/s dans le vide, et comme toute onde possède une puissance, une intensité lumineuse, et une bande de fréquence f allant de 4×10^{14} Hz à 8×10^{14} Hz pour la lumière visible, soit une longueur d'onde λ allant de 740 nm (Infrarouge) à 380 nm (Ultraviolet). Rappelons que :

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{I.1})$$

Où C est la vitesse de la lumière dans le vide.

I.3 Modulation analogique

Les signaux en bande de base ne sont pas adaptables avec l'émission directe. Afin d'un tel signal soit capable de traverser de plus longues distances, sa force doit être augmentée en modulant une onde porteuse haute fréquence, ce qui ne modifie pas les paramètres du signal modulant. Alors, c'est quoi la modulation, l'onde porteuse et le signal modulant ?

I.3.1 Définition de la modulation

Pour pouvoir obtenir une communication fiable d'un signal qui contient une information qui doit être transmise à distance, il doit s'appuyer sur un signal de haute fréquence qui ne doit pas affecter les caractéristiques originales du signal de message. Si les caractéristiques du signal de message sont modifiées, le message qu'il contient se modifie également, il est donc essentiel de prendre en considération le signal du message.

Un signal à haute fréquence HF peut parcourir une distance plus longue, sans être affecté par des perturbations externes. Nous prenons l'aide d'un tel signal à haute fréquence qui est appelé signal porteur $p(t)$ pour transmettre notre signal de message $x(t)$ basse fréquence BF. Un tel processus est simplement appelé Modulation et obéit au schéma synoptique suivant (Figure I.2). Il en résulte alors que pour générer un signal modulé HF, noté $s(t)$, on a besoin au moins d'un oscillateur pour générer la porteuse $p(t)$ et un mélangeur pour effectuer la multiplication analogique $x(t) p(t)$.

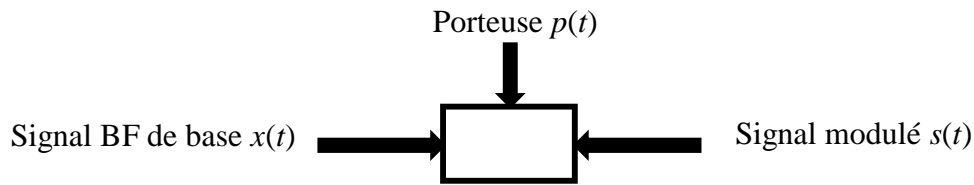


Figure I.2 : Schéma synoptique d'une modulation analogique

La modulation est le processus de modification des paramètres du signal porteur tel que l'amplitude, la fréquence, la phase, en fonction des valeurs instantanées du signal modulant BF.

La démodulation n'est rien que l'opération inverse de la modulation, c'est la reconstruction du signal modulant à partir du signal modulé. L'addition éventuelle de bruits, d'interférences et de distorsion, limite un peu la fidélité de la reconstruction.

I.3.2 Signaux dans le processus de modulation

- ♣ Message ou signal modulant : C'est le signal qui contient l'information à transmettre, encore appelé signal de message. Il s'agit du signal en bande de base, qui doit passer par le mécanisme de modulation, pour qu'il puisse propager à grandes distances. Il est également appelé signal modulant.
- ♣ On appelle signal porteur (en anglais carrier signal) le signal à haute fréquence, qui est caractérisé par une amplitude, fréquence et phase, mais qui ne comporte aucune information. C'est un signal vide et il est destiné à transporter le signal vers le récepteur après modulation.
- ♣ Après la modulation, on obtient le signal modulé (porteuse modulée). Ce signal est une association du signal modulant et du signal porteur.

La Figure I.3 qui suite montre les différents signaux qui sont trouvés dans le processus de la modulation.

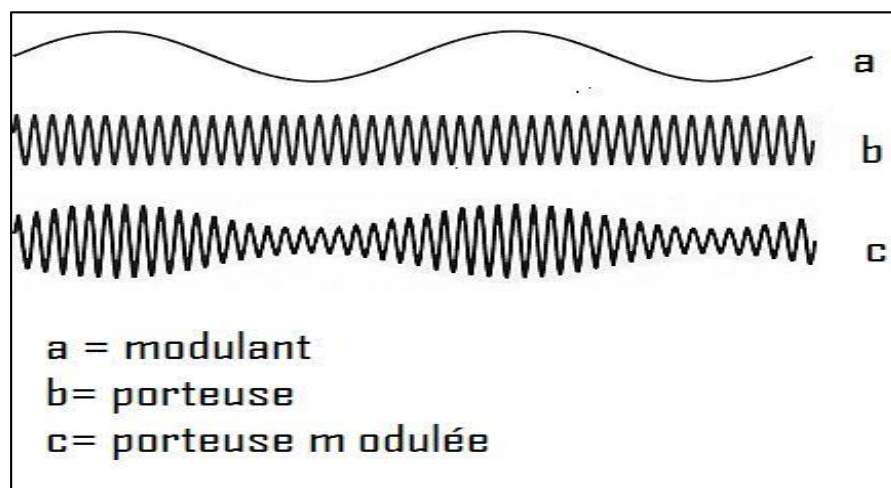


Figure I.3 : Processus de la modulation [1].

I.3.3 Différents types de modulation

La modulation est distingué deux types ; modulation numérique et modulation analogique, notre études est basées seulement sur la modulation analogique.

En modulation analogique, le signal analogique (signal sinusoïdal) est utilisé comme signal porteur qui module le signal de message ou le signal de données. L'expression générale d'un signal sinusoïdale est,

$$p(t) = A \cos(2\pi ft + \varphi) \quad (I.2)$$

Dans laquelle, trois paramètres peuvent être modifiés pour obtenir la modulation ; ce sont l'amplitude A , la fréquence f et la phase φ ; alors les types de modulation analogique sont :

a. Modulation d'amplitude

Modulation d'amplitude MA ou en anglais AM (amplitude modulation) ; c'était la première technique de modulation utilisée pour transmettre la voix par radio [7]. Ce type de technique de modulation est utilisé dans les communications électroniques. Dans cette modulation, l'amplitude du signal porteur varie en fonction du signal de message, et d'autres facteurs tels que la phase et la fréquence restent constants. (Figure I.4) qui suite montre la modulation d'amplitude.

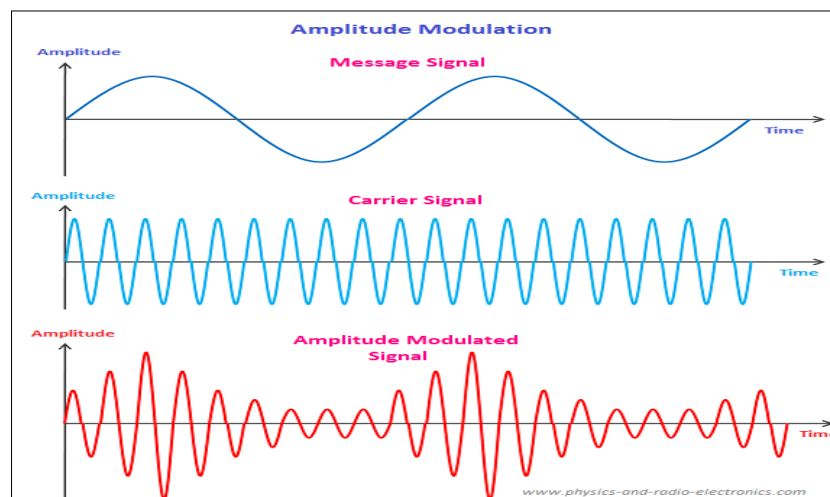


Figure I.4 : Modulation d'amplitude [2].

c. Modulation de fréquence

Modulation de fréquence MF ou FM (frequency modulation en anglais) c'est une modulation dans laquelle la fréquence de l'onde porteuse est modifiée en fonction de l'amplitude

instantanée du signal de modulation, en gardant la phase et l'amplitude constantes comme illustré (Figure I.5).

Notre étude concerne seulement la modulation de fréquence. Par la suite, on va définir en détail ce type de modulation et ses domaines d'application.

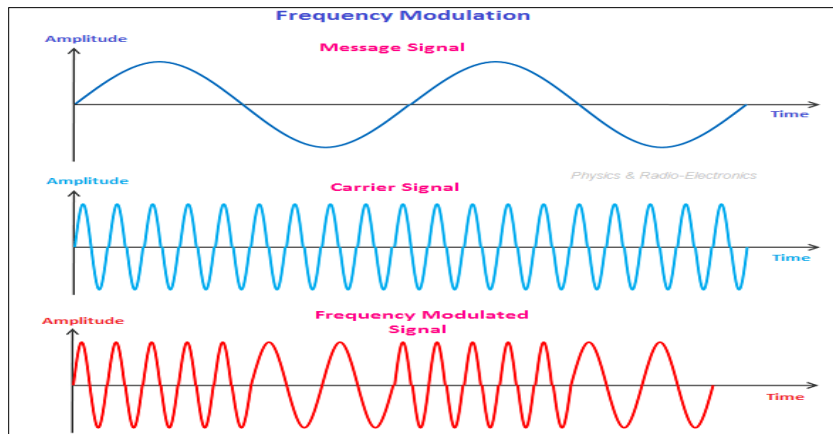


Figure I.5 : Modulation de fréquence [2].

b. Modulation de phase

La modulation de phase MP ou PM (Phase modulation en anglais) est un mode de modulation consistant à varier la phase du signal porteur en fonction du signal de message et les deux autres paramètres à savoir l'amplitude et la fréquence restent constants (voir la Figure I.6).

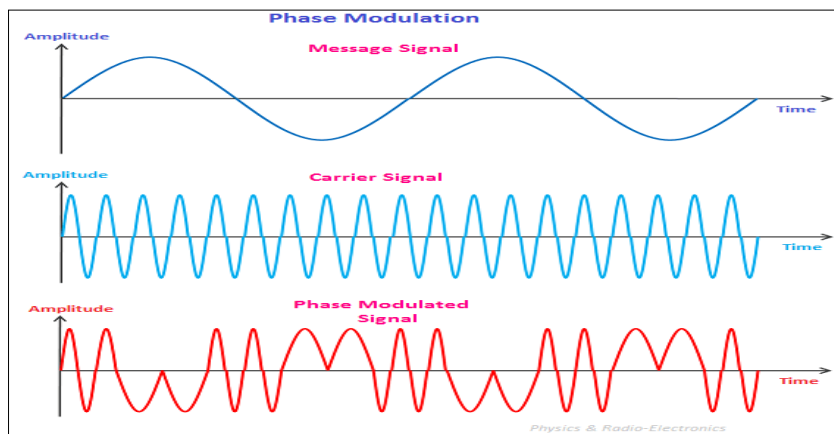


Figure I.6 : Modulation de phase [2].

I.3.4 les avantages de la modulation

Si l'on n'introduit pas de modulation, l'antenne utilisée pour la transmission serait très grande, et même techniquement irréalisable. La portée de la communication est limitée car l'onde ne peut pas parcourir une distance sans être déformée.

Parmi les avantages de la modulation dans les systèmes de communication, citons les suivants :

- ❖ Réduction de la taille de l'antenne.
- ❖ Portée de communication augmentée.
- ❖ Multiplexage de signaux.
- ❖ Possibilité de réglages de bande passante.
- ❖ Qualité de réception améliorée.

I.4 Modulation FM

I.4.1. Histoire de la radiodiffusion

L'histoire de la modulation de fréquence c'était liée au travail d'un ingénieur américain et inventeur qui s'appelle Edwin Howard Armstrong qui a inventé en 1917 un récepteur à changement de fréquence en même temps que le français L.Lévy [3].

Aux débuts de la radio, les parasites étaient le principal problème et on essayait de les réduire en diminuant la largeur de bande ; Edwin s'est intéressé à cette problématique et il a voulu savoir si la FM pouvait présenter un avantage que la AM.

En 1928, il a simplement commencé à développer l'idée avec l'aide de FM et il a augmenté la bande passante au lieu de la diminuer. Mais, pour différentes raisons, ses idées ne sont pas acceptées par les autres. Immédiatement, il a approché Radio Corporation of American ou RCA, ils ont été impressionnés par ses idées, mais RCA se concentrait simplement sur la télévision. Ils ne voulaient rediriger aucune ressource vers un nouveau type de diffusion [4].

Après de nombreux ennuis, il a lancé une station de radio en 1939 pour montrer l'efficacité de la FM. Les fréquences variaient de 42 MHz à 50 MHz.

Mais après la guerre, la FCC (Federal Communications Commission) aux États-Unis a modifié la bande de fréquences assignée entre 88 MHz et 108 MHz dans la plus part des pays de mondes [5]. En plus de cela, une sorte de FM à bande étroite est devenue célèbre pour les communications mobiles UHF et VHF.

Le premier programme a été diffusé à Paris le 29 mars 1954 depuis un émetteur situé à la rue de Grenelle, remplacé en 1959 par un émetteur de 12 kW sur la Tour Eiffel [5].

I.4.2. Définition de base de la modulation FM

La modulation FM est une forme de modulation dans laquelle les changements de la fréquence de l'onde porteuse correspondent directement aux changements du signal en bande

de base. La FM est considéré comme une forme de modulation analogique car le signal en bande de base est généralement une forme d'onde analogique sans valeurs numériques discrètes.

L'objectif de la modulation de fréquence a été initialement d'obtenir une meilleure qualité des transmissions vocales. Avec cette technique de modulation, cela présente un énorme avantage car les divers bruits parasites perturbent le plus souvent l'amplitude de l'onde électromagnétique.

I.4.3. Principe de la modulation FM

Pour produire un signal modulé en fréquence, il faut : une porteuse sinusoïdale $p(t)$ et une information basse-fréquence $x(t)$ qui peut être un signal audiofréquence, vidéo, analogique ou numérique.

La fréquence instantanée de la porteuse modulée varie avec $m(t)$:

$$f(t) = f_p + k \cdot x(t) \quad (\text{I.3})$$

Où k désigne la sensibilité du modulateur, exprimée en Hz/V.

$k \cdot x(t)$ Ce terme est variable s'appelle la déviation de fréquence, il correspond à la variation de fréquence par rapport à la fréquence porteuse f_p . D'ici on peut constater que si $x(t)$ est nul, l'émetteur émet une fréquence pure f_p .

Graphiquement dans la Figure I.7, le signal modulé en fréquence qui est affiché en rouge il va passer d'une fréquence élevée, et petit à petit d'une manière continue, il va passer vers une fréquence faible et repasser à la fréquence élevée et ainsi de suite. Si le signal modulant qui est affiché en blanc est supérieur à 0 alors la fréquence du signal modulé est élevée donc elle devient supérieure à la fréquence porteuse, et lorsque le signal modulant est inférieur à 0 la fréquence du signal modulé est faible donc elle est inférieure à la fréquence porteuse.

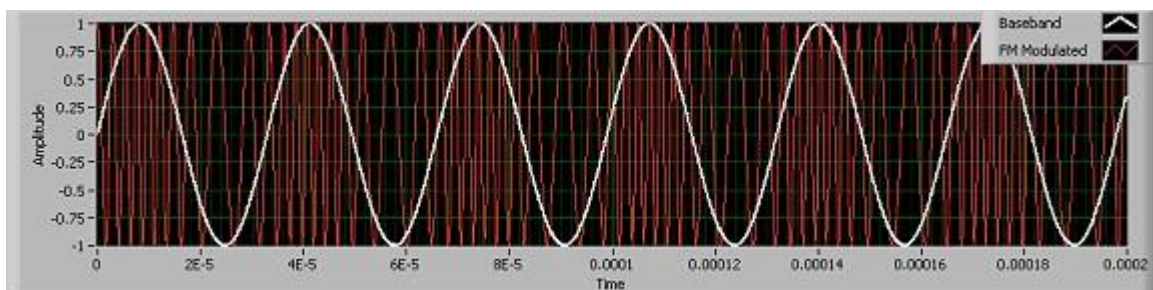


Figure I.7 : Graphique d'un signal modulé en FM [6].

On sait que Le modulateur fournit en sortie le signal $s(t)$

$$s(t) = A \cos(\phi(t)) \quad (\text{I.4})$$

Où l'amplitude A du signal modulé est constante et l'angle $\varphi(t)$ est une fonction du signal modulant $x(t)$. Il serait plus juste d'écrire $\varphi(x(t))$.

$\varphi(t) = 2\pi f_0 t + \varphi(t)$ s'appelle phase instantanée de $s(t)$, et $\varphi(t)$ la déviation de phase ;

$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$ S'appelle fréquence instantanée de $s(t)$,

et $\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$ S'appelle la déviation de fréquence.

D'après la relation de fréquence (I.3) on passe facilement à la pulsation instantanée alors :

$$\omega(t) = 2\pi f(t) = \omega_0 + kx(t) \quad (\text{I.5})$$

$$\text{Tel que } \omega_0 = 2\pi f_0$$

Puisque la phase instantanée est l'intégral de la pulsation, et d'après les définitions précédentes, on peut écrire le signal modulé comme suite :

$$s(t) = A \cos[2\pi f_0 t + 2\pi k \int_0^t x(t) dt] \quad (\text{I.6})$$

I.4.4. Production d'un signal FM

Les signaux FM peuvent être générés en utilisant à la fois la modulation de fréquence directe et indirecte [7] La modulation FM directe peut être obtenue en appliquant directement un message à l'entrée d'un oscillateur commandé en tension. Pour la modulation FM indirecte, le signal de message est intégré pour générer un signal modulé en phase. Il est utilisé pour moduler un oscillateur contrôlé par cristal et le résultat est passé à travers un multiplicateur de fréquence, pour créer un signal FM. Cette modulation génère une FM à bande étroite, qui se traduit plus tard par une FM à large bande, et donc la modulation est connue sous le nom de modulation FM indirecte [7]

Alors s'il s'agit de réaliser une émission en modulation de fréquence, il est nécessaire de produire un signal sinusoïdal d'amplitude constante A et de fréquence variable $f(t)$. Cette méthode est appelée méthode directe car nous générons directement une onde FM à large bande. Dans cette méthode, un oscillateur contrôlé en tension (VCO pour *Voltage-Controlled Oscillator* en anglais) est utilisé pour générer FM. Le VCO produit un signal de sortie dont la fréquence est proportionnelle à la tension du signal d'entrée et on met une polarisation continue V_0 fixant le point de fonctionnement à $f(t) = f_0$. Le schéma fonctionnel de la génération de l'onde FM est illustré à la Figure I.8.

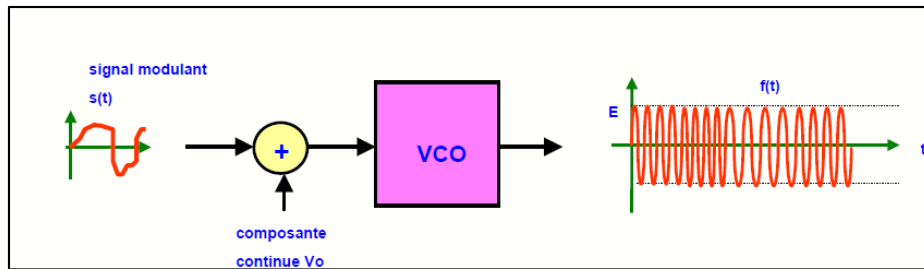


Figure I.8 : Production d'un signal FM [8].

Figure I.9 montre les caractéristiques d'un VCO linéaire idéal. La tension de commande (axe des abscisses) est la tension d'entrée du VCO. La fréquence de sortie (axe des ordonnées) est celle de la sortie du VCO. Cette dernière est proportionnelle à la tension de commande.

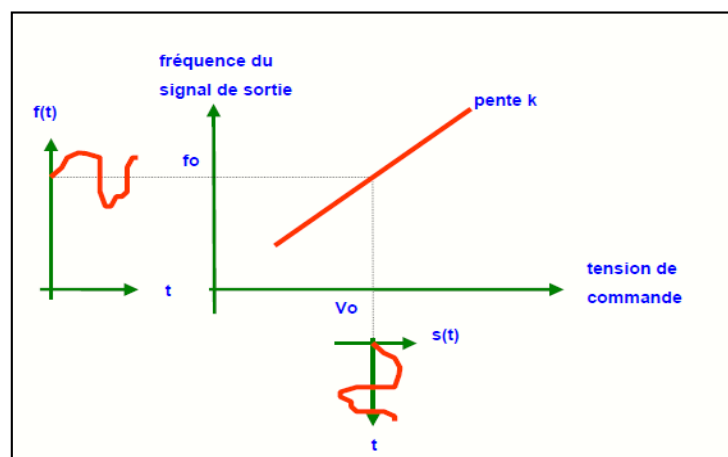


Figure I.9 : Caractéristiques d'un VCO linéaire idéal [8]

Remarques :

- ♣ Pour que la variation de fréquence soit proportionnelle à $x(t)$, le VCO doit avoir une caractéristique linéaire autour de f_p .
- ♣ La stabilité de la fréquence d'émission dépend de la stabilité de V_0 et des dérives thermiques du VCO.
- ♣ L'utilisation d'un VCO stabilisé par un quartz ou mieux encore d'un synthétiseur permet de résoudre ce problème de stabilité.

I.4.5. Excursion en fréquence

On appelle excursion de fréquence Δf , la variation instantanée de la fréquence de la porteuse par rapport à la fréquence de celle-ci non modulée qui montre dans la Figure I.10. Cette variation est symétrique par rapport à la fréquence de la porteuse non modulée et se note $\pm \Delta f$. La fréquence du signal modulant détermine le nombre d'excursions de fréquences

par secondes. Alors Si on admet que le signal modulant ne dépasse pas x_{max} en valeur absolue, et d'après la relation (II.1)

$$f_{min} = f_0 - k x_{max} \quad \text{et} \quad f_{max} = f_0 + k x_{max} \quad (\text{I.8})$$

Alors la quantité kx_{max} est appelée excursion en fréquence et est notée Δf et donné par la relation suivante

$$\Delta f = \pm kx_{max} \quad (\text{I.9})$$

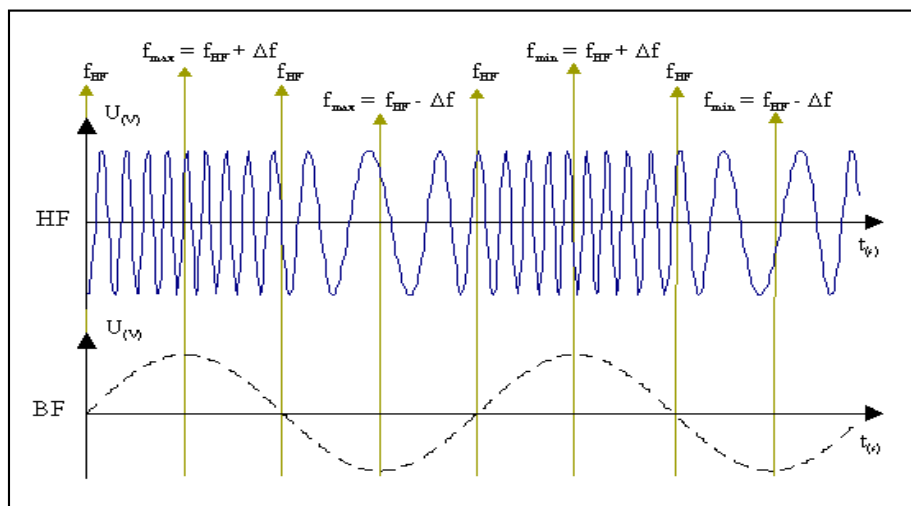


Figure I.10 : Notion d'excursion en fréquence [9].

→ Si on veut définir l'indice de modulation, on peut dire qu'on appelle indice de modulation n le rapport entre l'excursion de fréquence Δf et la fréquence du signal modulant f_{BF} .

$$n = \frac{\pm \Delta f}{f} \quad (\text{I.10})$$

En FM, la fréquence de la porteuse est très élevée. En effet, pour avoir un grand indice de modulation " n ", il faut avoir une grande excursion en fréquence Δf , donc la porteuse doit avoir une fréquence f_p élevée compatible avec la valeur de Δf (75KHz par exemple) [7] La qualité de transmission augmenta avec la valeur de n . Cela se paie par un encombrement spectral plus élevé de la porteuse modulée.

Alors dans ce cas le signal modulé s'écrit sous la forme suivante [7] :

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + n \cdot \sin(\omega t)) \quad (\text{I.11})$$

I.4.6 Spectre d'un signal FM

Le spectre d'un signal FM est complexe et ne se calcule que dans le cas particulier où le signal basse-fréquence est sinusoïdal

La répartition du spectre est réalisée à partir d'une décomposition des fonctions sinusoïdales en somme (séries de Fourier). Il va être nécessaire de faire intervenir les fonctions mathématiques de Bessel pour de faire apparaître une telle sommation. Il s'agit d'exprimer une fonction $\cos(n \sin(x))$ comme une somme de cosinus et de sinus. A partir de cette décomposition, on peut obtenir le spectre du signal modulé.

Le signal modulé FM est donné par (I.11). La porteuse modulée peut, dans le cas particulier où le signal basse-fréquence est sinusoïdal, se décomposer grâce aux fonctions de Bessel :

$$s(t) = A.J_0(n). \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + A.J_1(n). \cos((\omega_0 \pm \omega_i)t + \varphi_1) + \dots \\ A.J_2(n). \cos((\omega_0 \pm 2\omega_i)t + \varphi_2) + \dots \quad (I.12)$$

Où $J_0(n), J_1(n), J_2(n) \dots$ sont les fonctions de Bessel dont la valeur dépend de "n".

Donc, le développement mathématique de la relation permet de voir que le signal résultant est constitué des termes ayant les fréquences suivantes : $f_0 ; f_0 + f_i ; f_0 - f_i ; f_0 + 2f_i ; f_0 - 2f_i ; \dots$ Cela montre qu'il existe une infinité de bandes latérales (du fait de la modulation de fréquence) de part et d'autre de la porteuse f_0 , mais leurs amplitudes décroissent assez rapidement pour devenir bientôt négligeables, Figure I.11.

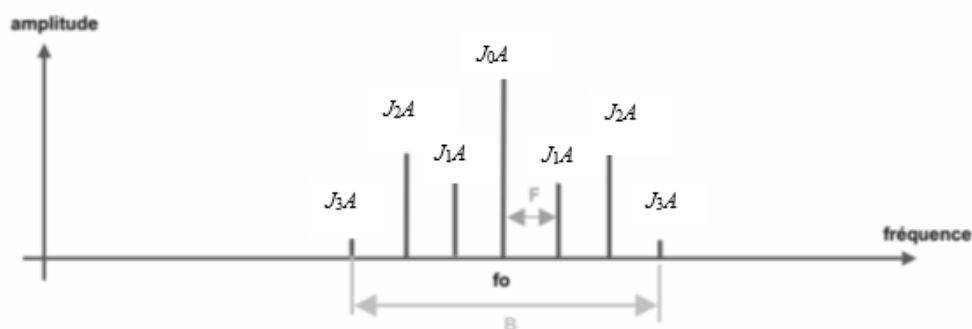


Figure I.11 : Spectre du signal modulé en fréquence [10].

Une porteuse f_0 modulée en fréquence par un signal basse-fréquence sinusoïdal de fréquence f_i a un spectre caractérisé par :

- Une raie à la fréquence de la porteuse f_0 d'amplitude J_0A .
- Deux raies à $f_0 + f_i$ et $f_0 - f_i$ d'amplitude J_1A , deux raies à $f_0 + 2f_i$ et $f_0 - 2f_i$ d'amplitude J_2A ...

- Le spectre est centré sur f_p et symétrique, et la bande occupée \mathbf{B} se mesure sur le spectre.
- Les valeurs de crête données par $J_0(n), J_1(n), J_2(n) \dots$. Où $J_n(n)$ représentent la fonction de Bessel d'ordre 'n'.

Ces fonctions sont données sous forme d'un tableau. Par exemple, le tableau II.1, donne les valeurs des fonctions pour quelques valeurs particulières de "n"[10].

Tableau I.1 : Tableau des valeurs J de la fonction de Bessel

n	Les valeurs de J																
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
00.00	1.00																
00.25	0.98	0.12															
00.50	0.94	0.24	0.03														
01.00	0.77	0.44	0.11	0.02													
01.50	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01												
02.00	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03												
02.41	0	0.52	0.43	0.20	0.06	0.02											
02.50	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	0.01										
03.00	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01										
04.00	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02									
05.00	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02								
05.53	0	-0.34	-0.13	0.25	0.40	0.32	0.19	0.09	0.03	0.01							
06.00	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.3	0.25	0.13	0.06	0.02							
07.00	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02						
08.00	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.19	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03					
08.65	0	0.27	0.06	-0.24	-0.23	0.03	0.26	0.34	0.28	0.18	0.10	0.05	0.02				
09.00	-0.09	0.26	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.31	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01			
10.00	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.32	0.29	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01		
12.00	0.05	0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01

Les fonctions de Bessel peuvent être aussi données sous forme de courbes (Figure I.12) paramétrées en "n".

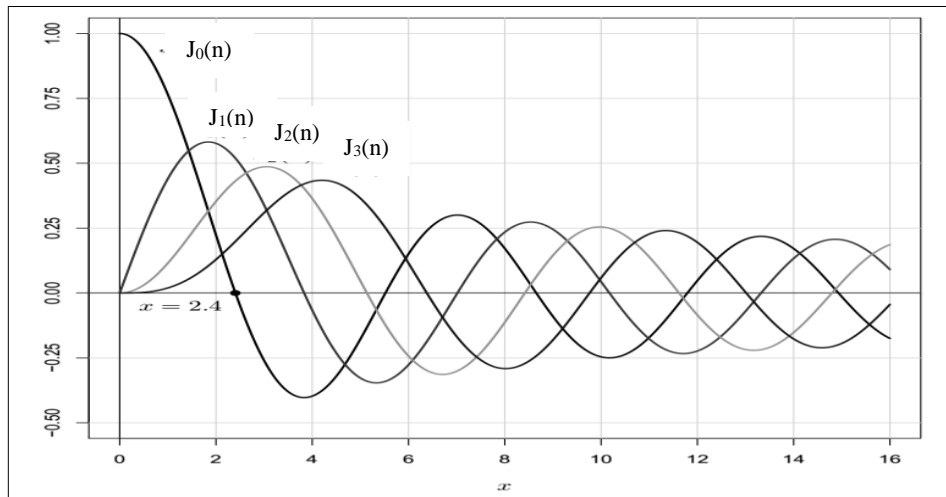


Figure I.12 : Les 4 premières fonctions de Bessel en fonction de 'n' [10].

I.4.7 Structure générale d'un émetteur FM

Un des problèmes qu'il faut résoudre c'est la stabilité de la fréquence f_0 d'émission ; alors pour avoir une fréquence d'émission stable on utilise soit un VCO stabilisé par un quartz ou bien on utilise un synthétiseur à boucle verrouillage de phase PLL (*Phase-Locked Loop*). La PLL sert alors à stabiliser la fréquence centrale f_0 du VCO qui reste verrouillée sur l'oscillateur à quartz, son excursion en fréquence par contre est libre à cause du filtre passe bas [11] ; La structure générale d'un émetteur FM est illustrée sur la Figure I.13 suivante.

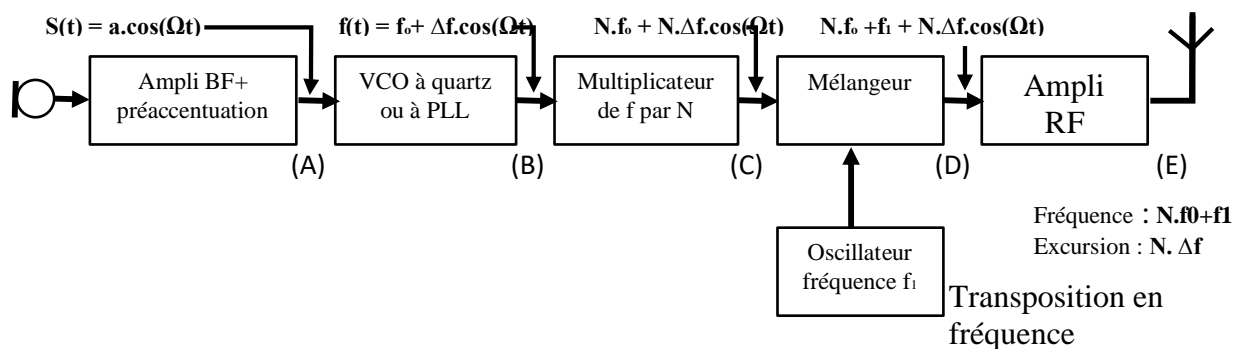


Figure I.13 : structure générale d'un émetteur FM.

L'information basse fréquence dans la figure est captée et convertie en une grandeur électrique en utilisant un capteur convenable, un microphone par exemple. Le signal acquis est amplifié et pré-accentué dans le cas où le signal modulant n'est qu'une simple sinusoïde (la préaccentuation est une petite technique qui permet d'améliorer la qualité de démodulation le bruit en sortie du récepteur). Ce signal modulant en (A), va moduler la porteuse par l'intermédiaire

du VCO, et le VCO fournit à sa sortie en (B) un signal sinusoïdal de fréquence variable autour de f_0 et les variations de fréquence sont liées au signal BF. La fréquence en sortie du VCO n'est pas la fréquence d'émission, très souvent on produit un signal FM à une fréquence plus haute.

Alors si l'excursion est insuffisante, un étage multiplicateur de fréquence multiplie la fréquence et donc l'excursion par n (C). Ensuite à l'aide d'un dispositif de changement de fréquence [mélangeur, oscillateur locale] on transpose le signal de haute fréquence. Si le signal est initialement (B) à la fréquence f_0 , on le multiplie par f_1 et on obtient donc un signal de fréquence égale à la somme $f_0 + f_1$ et qui est toujours modulé en fréquence. Ce signal modulé doit être amplifié par un amplificateur RF et envoyer sur l'antenne.

I.4.8 le récepteur FM

Le récepteur a pour but de recevoir les ondes électromagnétique à l'aide d'une antenne et extraire les informations de ces ondes. La (Figure I.14) montre la structure et les étapes qui suivent dans un récepteur.

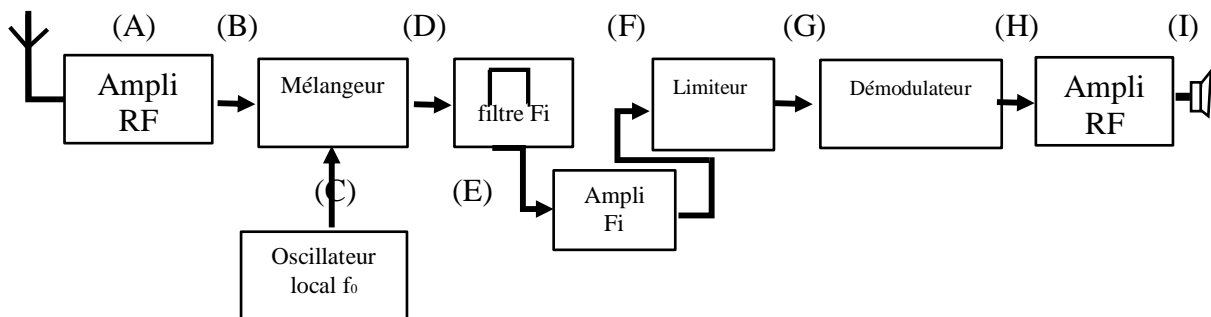


Figure I.14 : structure d'un récepteur FM.

La réception du signal de fréquence f_1 est captée par l'antenne avec d'autres signaux (A), tous ces signaux sont amplifiés par un amplificateur RF à faible bruit (B) ; ils sont mélangés (D) avec un signal de fréquence f_0 provenant de l'oscillateur local (C).

Alors si f_0 est bien choisie, le signal de fréquence différence $f_1 - f_0$ tombe à f_1 et traverse le filtre (E) ; le signal transportant l'information est maintenant isolé et se trouve à la fréquence f_1 , puis il est amplifié (F).

Ce signal FM est fortement écrêté par le limiteur qui supprime les parasites et donne en (G) une amplitude constante. Le démodulateur extrait l'information BF qui se trouve dans la fréquence instantanée (H). Ensuite, le signal BF sera enfin amplifié et envoyé, dans cet exemple, sur le haut-parleur (I) [8].

I.4.9 La démodulation de FM

Comme pour toute forme de modulation, il est nécessaire de pouvoir la démoduler avec succès et récupérer le signal d'origine. Le démodulateur FM peut être appelé une variété de noms, y compris démodulateur FM, détecteur FM ou un discriminateur FM. Il existe différents types de démodulateurs FM, mais tous permettent de convertir les variations de fréquence du signal entrant en variations d'amplitude en sortie.

La méthode habituelle pour reconstruire le signal d'information est d'utiliser un discriminateur de Foster-Seely ou un détecteur de relation ; une boucle à verrouillage de phase peut être utilisée comme démodulateur FM [12] La détection d'inclinaison démodule le signal FM à l'aide d'une boucle accordée dont la fréquence de résonance est légèrement décalée par rapport à la porteuse. Au fur et à mesure que la fréquence monte et descend, le circuit accordé fournit une amplitude variable de la réponse, convertissant FM en AM [13] Ainsi, les récepteurs AM peuvent détecter certaines émissions FM, bien que cela ne fournisse pas une détection efficace pour les émissions FM.

I.5 Type de modulation FM

Lors de la mise en œuvre d'une onde FM, il est plus avantageux de connaître la plage d'efficacité de la modulation. Il s'agit du paramètre permettant d'énoncer des facteurs tels que la connaissance du type de signal, qu'il s'agisse d'un signal FM à large bande ou à bande étroite. Cela permet également de s'assurer que tous les récepteurs ou émetteurs du système sont programmés pour s'adapter à la plage de modulation normalisée, car cela montre un impact sur des facteurs tels que l'espacement des canaux, la bande passante du récepteur, etc. Les systèmes FM sont essentiellement classés en deux types [14] :

- ♣ FM à bande étroite (en anglais Narrow bande FM) NBFM
- ♣ FM large bande / FM large bande (en anglais Wide band FM / Broadband FM) WDFM

a. FM à bande étroite :

Une FM à bande étroite est l'onde FM avec une petite bande passante où la valeur de l'indice de modulation est trop minimale ; par conséquent, le spectre FM à bande étroite se compose de la porteuse et de la bande latérale supérieure et d'une bande latérale inférieure.

Dans ce cas où la valeur de l'indice de modulation est inférieure à 1, on obtiendra une seule porteuse et des bandes latérales correspondantes qui ont une bande passante égale à deux fois le signal de modulation [15]. De ce fait, la plage de fréquence de modulation maximale est

de 3 KHz et pour la valeur maximale de l'écart de fréquence 75 KHz. Ce système est utilisé dans les communications mobiles FM telles que la police sans fil, les ambulances, les taxis, etc [14].

b. FM à large bande :

Pour de grandes valeurs d'indice de modulation qui est supérieur à 1, l'onde FM contient idéalement la porteuse et un nombre infini de bandes latérales situées symétriquement autour de la porteuse [15]. Une telle onde FM a une bande passante infinie et est donc appelée FM à large bande.

Cette modulation de fréquence nécessite une plage de bande passante plus élevée qui est presque 15 fois supérieure à la modulation de fréquence à bande étroite, tels que la plage maximale de fréquences de modulation est comprise entre 30 Hz et 15 kHz et la valeur de déviation de fréquence maximale est de 75 kHz [14]. Ce type est utilisé dans les applications de diffusion de divertissement telles que la radio FM, la télévision, etc.

I.6 Domaines d'applications de la modulation FM

La détection du signal est une procédure qui peut être implémentée dans divers applications, telles que les radars, les sonars, et les systèmes de communications.

La modulation de fréquence est largement utilisée dans ces nombreux domaines de la détection, elle est aussi utilisée dans la télémétrie et l'observation des nourrissons pour la saisie par EEG, la synthèse musicale, les systèmes d'enregistrement sur bande magnétique, les systèmes de diffusion vidéo.

Alors que d'autres formes de modulation sont utilisées dans de nombreux domaines, mais la FM offre toujours la meilleure qualité de diffusion et de nombreux avantages pour d'autres formes de communication. Dans la suite on va décrire les applications de la modulation FM en radar et sonar après introduire l'effet Doppler.

a. Effet Doppler :

L'effet Doppler, ou effet Doppler-Fizeau, est le décalage (variation) de fréquence d'une onde observée lors d'un mouvement relatif entre la source et l'observateur, quand la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours du temps [16]. L'effet Doppler est utilisé dans des domaines où la mesure de la vitesse de déplacement d'un milieu ou d'un mobile est requise ; telle que, l'astronomie, le radar, le sonar, le maritime et on peut le trouver aussi dans le domaine médicale.

La Figure I.15 donne un exemple sur l'effet Doppler Sirène d'ambulance qui fait changer la fréquence des ondes sonores pendant le mouvement ; alors le changement de longueur d'onde causé par le mouvement de la source [17].

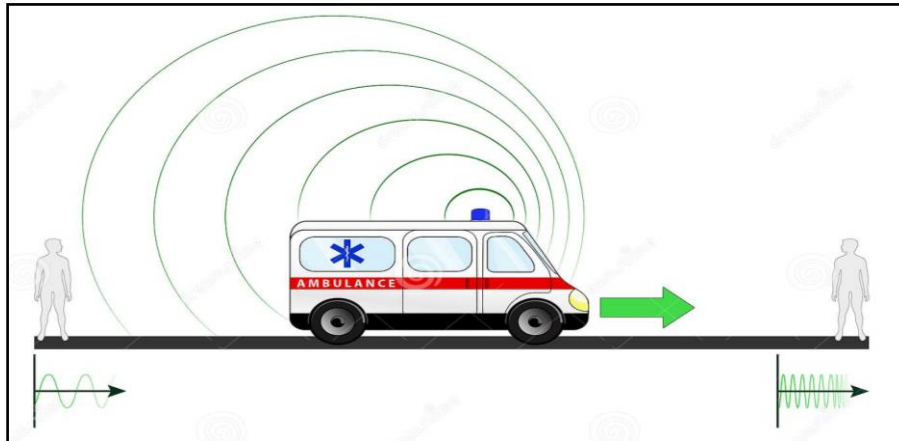


Figure I.15 : Exemple sur effet Doppler [17].

b. Le radar :

Le terme radar est l'abréviation de *Radio Detection And Ranging*, qui signifie la détection et la localisation à distance d'un objet (cible) à partir du signal rétrodiffusé (écho) par le système radar [18] comme montré sur la Figure I.16. Si ces cibles se déplacent, un effet Doppler est engendré ce qui permet d'en tirer la vitesse radiale de leur déplacement. Le radar a vu des applications civiles significatives telles que le trafic aérien, maritime, spatiale et la prévision météorologique. Le principe de radar fut appliqué à partir des fréquences qui s'étendent de quelque Méga Hertz au-delà de la région optique [18].

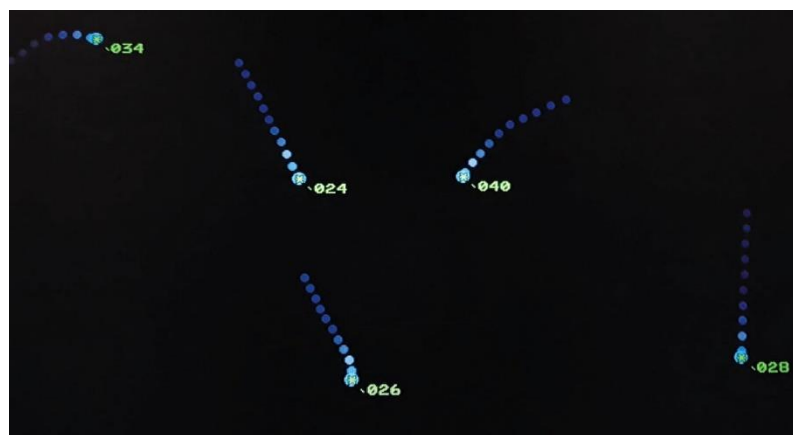


Figure I.16 : Écran radar de contrôle du trafic aérien de l'aéroport avec des avions sur une grille [19].

c. Le sonar :

Le sonar c'est abréviation de *Sound Navigation And Ranging* qui est un appareil utilisant les propriétés particulières de la propagation du son dans l'eau pour détecter et situer les objets sous l'eau en indiquant leur direction et leur distance (voir Figure I.17).



Figure I.17 : Utilisation du sonar pour mesurer la profondeur du fond de la mer, montrant les ondes sonores et leur réflexion sur le fond marin [20].

On distinguera le sonar passif du sonar actif : le premier permet d'écouter les sons générés par des sources diverses tandis que le second émet une ou plusieurs ondes sonores dans l'eau et écoute le retour (l'écho) suite aux différentes réflexions dans le milieu (cible, interaction avec le fond et la surface, réverbération, présence biologique) [21].

I.6.1 Modulation de fréquence linéaire et non linéaire

Ces domaines ont besoin des signaux des références pour bien détecter les cibles qui sont donc des versions retardées et modifiées par l'effet Doppler.

On obtient ces signaux à l'aide de deux techniques ; la modulation de fréquence linéaire LFM (Linear Frequency Modulation) et la modulation de fréquence non linéaire NLFM (Non Linear Frequency Modulation).

a) Forme d'onde modulée en fréquence linéaire :

Les formes d'onde LFM, communément appelées chirps linéaires, sont les formes d'onde les plus couramment utilisées dans les systèmes radar car elles peuvent être facilement générées, ont une bonne résolution en distance et sont plus tolérantes au doppler que les NLFM [22]. Un chirp FM linéaire a une description temps-fréquence linéaire car sa

fréquence varie linéairement sur la durée d'impulsion du signal. Dans le cas de la LFM, la fréquence augmente (up chirp) ou diminue (down chirp) linéairement avec le temps (Voir la Figure I.18).

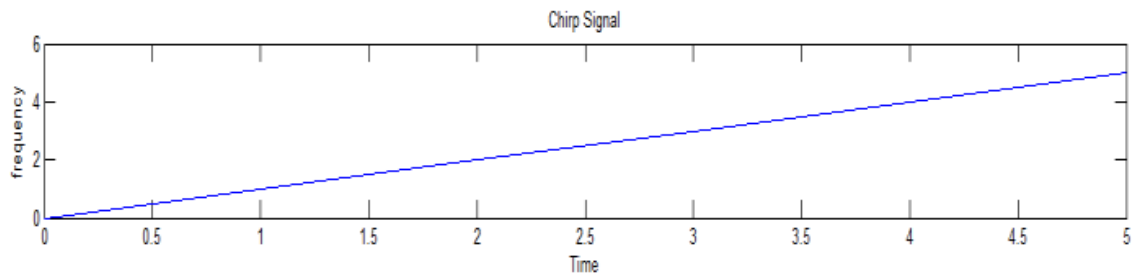


Figure I.18 : Courbe de temps en fonction de la fréquence d'un LFM [23].

Si on parle de sonar actif on trouve trois formes d'onde, telles que, la fréquence pure CW, la LFM et le train de modulation linéaire PTFM (en anglais pulse train frequency modulation). Si on compare un PTFM et une LFM de même durée, la LFM a un meilleur plan d'ambiguïté, car elle possède les mêmes résolutions que les PTFM mais sans les lobes récurrentes. On trouve aussi que la largeur de la bande spectrale d'un LFM apporte plus d'information que celle d'une CW [21].

b) Forme d'onde module en fréquence non linéaire :

La technologie NLFM est considérée comme capable d'atteindre une résolution fine, un bon rapport signal/bruit, un faible coût et une atténuation des interférences de haute qualité [24]. Elle possède des caractéristiques de taux de détection supérieures et est plus précise dans la détermination de la portée que la LFM [24]. On observe dans le cas de la NLFM que la caractéristique temps-fréquence est de nature non linéaire, on peut trouver la NLFM sous plusieurs forme quadratique tel que hyperbolique, logarithmique, exponentiel... la Figure I.19 montre une courbe quadratique d'un NLFM.

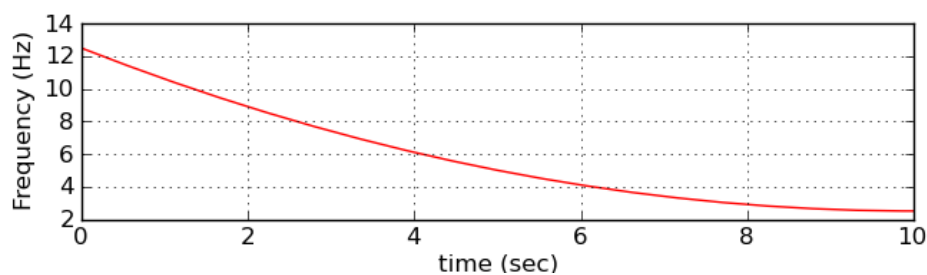


Figure I.19 : Courbe de temps en fonction de la fréquence d'un NLFM [25].

L'utilisation d'un signal NLFM peut supprimer le niveau de crête des lobes secondaires sans fonction de fenêtrage supplémentaire. Ce dernier a une fonction de déviation de fréquence variable en raison de la relation entre la fréquence et le temps du signal qui n'est pas linéaire de sorte qu'il est possible de supprimer le niveau de crête des lobes secondaires.

Ces approches sont très populaires, mais elles requièrent une fréquence d'échantillonnage généralement élevée au niveau du récepteur, et par conséquent un convertisseur analogique-numérique coûteux. De plus, la forme d'onde NLFM peut être préférable dans certaines applications à haute résolution, car elles conduisent à de meilleures performances en termes de lobes latéraux principales et de lobes secondaires que celles obtenues avec la forme d'onde LFM [26].

I.7 Conclusion

L'importance d'une modulation est de pouvoir transmettre avec une qualité appréciable un signal analogique. La modulation devra s'adapter au canal de transmission. Le choix de la modulation portera sur le type de modulation à prendre en fonction de l'application et le canal dédié. A titre d'exemple, une transmission à longue distance va être fortement atténuée et très parasitée, par conséquent le signal arrivant au démodulateur aura une amplitude très fluctuante ; de cela on a basé sur la FM. Avec cette technique de modulation, cela présente un énorme avantage car les divers bruits parasites perturbent le plus souvent l'amplitude de l'onde électromagnétique.

Dans ce chapitre, on a parlé aussi sur les domaines d'application de la FM et surtout le radar et le sonar et on a défini les modulations de fréquence linéaire et non-linéaire qui sont importants. L'analyse de ce type de signaux dont la fréquence varie le long du temps s'effectue par des représentations jointes en temps et en fréquence. Ce concept très important du traitement du signal fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II

Bases d'analyse temps-fréquence

II.1 Introduction

Les représentations temps-fréquence (RTF) ont connu un formidable essor ces 30 dernières années avec l'évolution très rapide des capacités de calcul des ordinateurs [27]. Ces représentations sont adaptées aux signaux présentant un contenu fréquentiel qui varie au cours du temps. Elles fournissent une représentation conjointe en temps et en fréquence, contrairement à la transformée de Fourier qui représente sous forme uniquement fréquentielle d'information contenue dans un signal temporel.

L'analyse temps-fréquence (ATF) signifie l'analyse dans le domaine temps-fréquence fourni par une RTF. Ceci est réalisé en utilisant une formulation souvent appelée « Distribution Temps-Fréquence », abrégée en DTF.

Pour introduire ce concept, nous commençons par la transformée de Fourier à court terme qui est une des représentations linéaires les plus répondues et elle a une interprétation très intuitive. La deuxième classe est basée sur l'énergie jointe en temps et en fréquence définissant ainsi l'ensemble des représentations temps-fréquences quadratiques.

II.2 Transformée de Fourier à Courte Terme

La Transformée de Fourier à Court Terme (TFCT), ou transformée de Fourier locale (en anglais STFT pour Short-Time Fourier Transform) ou encore transformée de Fourier à fenêtre glissante, est une transformée de Fourier fenêtrée. Le signal à analyser est convolué par une fenêtre, gaussienne dans le cas de la transformée de Gabor, ou bien par des fenêtres de type Hamming, Hanning, Blackman, Kaiser, rectangulaire ou autre. Le résultat de cette transformation est une représentation temps-fréquence-amplitude où l'amplitude est complexe. Le carré de son module donne le spectrogramme [28]. La TFCT est définie par :

$$TFCT_x^h(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h^*(t - \tau) e^{-2j\pi f \tau} d\tau \quad (\text{II.1})$$

Le déplacement par translation de la fenêtre d'analyse à court terme $h^*(t - \tau)$ qui élimine le signal en dehors du voisinage autour du point de l'instant d'analyse $\tau = t$; et la TF du signal ainsi fenêtré sont des opérations suffisantes pour obtenir la représentation spectrale.

Si, en particulier, la fenêtre $h(t)$ est gaussienne de la forme générale suivante :

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (\text{II.2})$$

Alors, la TFCT de $x(t)$ par rapport à $h(t)$ est précisément la transformée de Gabor de $x(t)$ en utilisant la gaussienne $h(t)$ [1]. Le paramètre positif $A = 1/\sqrt{2\pi\sigma}$ est le pic de la gaussienne et $\sigma > 0$ contrôle la largeur de la cloche.

II.3 Limitations de la Transformé de Fourier à Court Terme

La qualité de la localisation temps-fréquence est directement liée à la résolution temporelle définie comme la capacité de distinguer entre deux événements successifs et à la résolution fréquentielle qui exprime la capacité de différencier deux sinusoïdes à fréquences proches [29].

Par conséquent, un compromis existe toujours entre les résolutions en temps et en fréquence car nous ne pouvons pas concevoir simultanément une fenêtre $h(t)$ de courte durée et un filtre $H(f)$ à bande étroite [30]. C'est ce qu'on appelle : le principe d'incertitude de Heisenberg-Gabor aussi connu comme l'inégalité de Heisenberg-Gabor, indiquant que le produit de la durée et la bande passante est limitée par une valeur inférieure telle que [31] :

$$\Delta t \Delta f \geq \frac{1}{4\pi} \quad (\text{II.3})$$

Où $\Delta t, \Delta f$ sont des paramètres libres liés à la largeur temporelle ou fréquentielle de la fenêtre.

En conséquence de ce principe fondamental, plus un signal se concentre sur son centre dans le domaine temporel, plus il se disperse sur son centre du domaine fréquentiel. Pour la TFCT, l'utilisation d'une fenêtre d'analyse trop courte conduit à une parfaite localisation temporelle mais mauvaise localisation fréquentielle et l'inverse est vrai (Tableau II.1).

Tableau II.1: les deux cas extrêmes de localisation temporelle et fréquentielle de la TFCT [30].

$x(t) = \delta(t) \rightarrow TFCT_x^h(t, f) = x(t)e^{2j\pi t f}$	$X(f) = \delta(f) \rightarrow TFCT_x^h(t, f) = X(f)$
localisation parfaite en temps	localisation parfaite en fréquence
Pas de localisation fréquentielle	Pas de localisation temporelle

On peut citer à titre d'exemple un signal chirp quadratique (Figure II.1) dont le nom est une référence au gazouillis, par analogie au son émis par les oiseaux.

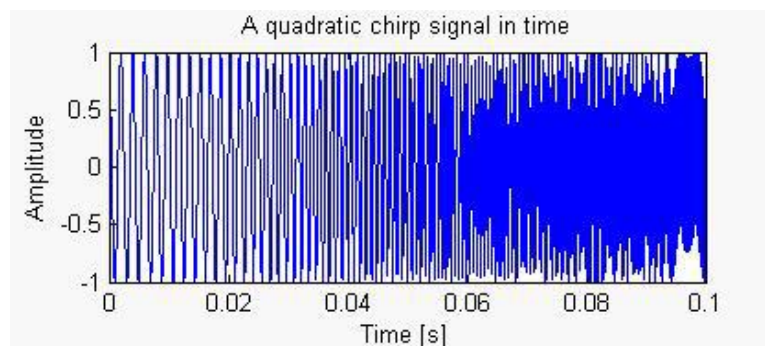


Figure II.1 : Les propriétés dans le domaine temporel d'un chirp quadratique avec une gamme de fréquences $f = 500 - 3500$ Hz durant 0.1sec [30].

La Figure II.2 montre le module de la TFCT d'une onde contenant quatre répétitions de ce signal, chacune commençant à $f = 500$ Hz et se terminant par $f = 3500$ Hz pendant un intervalle de temps égal à 0,1 sec. Différentes fenêtres d'analyse sont utilisées avec une longueur $L = 64$ et 128, respectivement.

On peut constater que pour $L = 64$, une bonne résolution temporelle est possible puisque la TFCT peut localiser la séparation temporelle entre deux événements différents alors que la résolution fréquentielle est mauvaise. Pour $L = 128$, cependant, le début de l'événement fréquentiel à environ 500 Hz et sa fin à 3500 Hz sont mieux localisés pour chacun des 4 chirps tout en dégradant la localisation temporelle. Par ailleurs, les termes d'interférence sont mieux réduits en utilisant respectivement les fenêtres de Blackman et de Hanning par rapport à la fenêtre de Hamming.

II.3 Les représentations temps-fréquence quadratiques

Les représentations temps fréquences quadratiques du signal ne sont rien que des distributions temps-fréquence de l'énergie.

II.3.1 spectrogramme

Le spectrogramme de puissance est le module au carré de la TFCT. C'est donc une distribution énergétique réelle et il fait partie des distributions de la classe quadratique, contrairement à la TFCT qui est linéaire.

Le spectrogramme de puissance s'écrit :

$$S_x(t, f) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(u) h^*(u - t) e^{-j2\pi v u} du \right|^2 \quad (\text{II.4})$$

Ceci définit le spectrogramme, qui est une distribution à valeur réelle et non négative. Puisque la fenêtre h de la TFCT est supposée en énergie unitaire, le spectrogramme satisfait la propriété de distribution d'énergie globale

$$\iint_{-\infty}^{+\infty} S_x(t, v) dt df = E_x \quad (\text{II.5})$$

Ainsi, on peut interpréter le spectrogramme comme une mesure de l'énergie du signal contenue dans le domaine temps-fréquence centré sur le point (t, f) et dont la forme est indépendante de cette localisation [29,40].

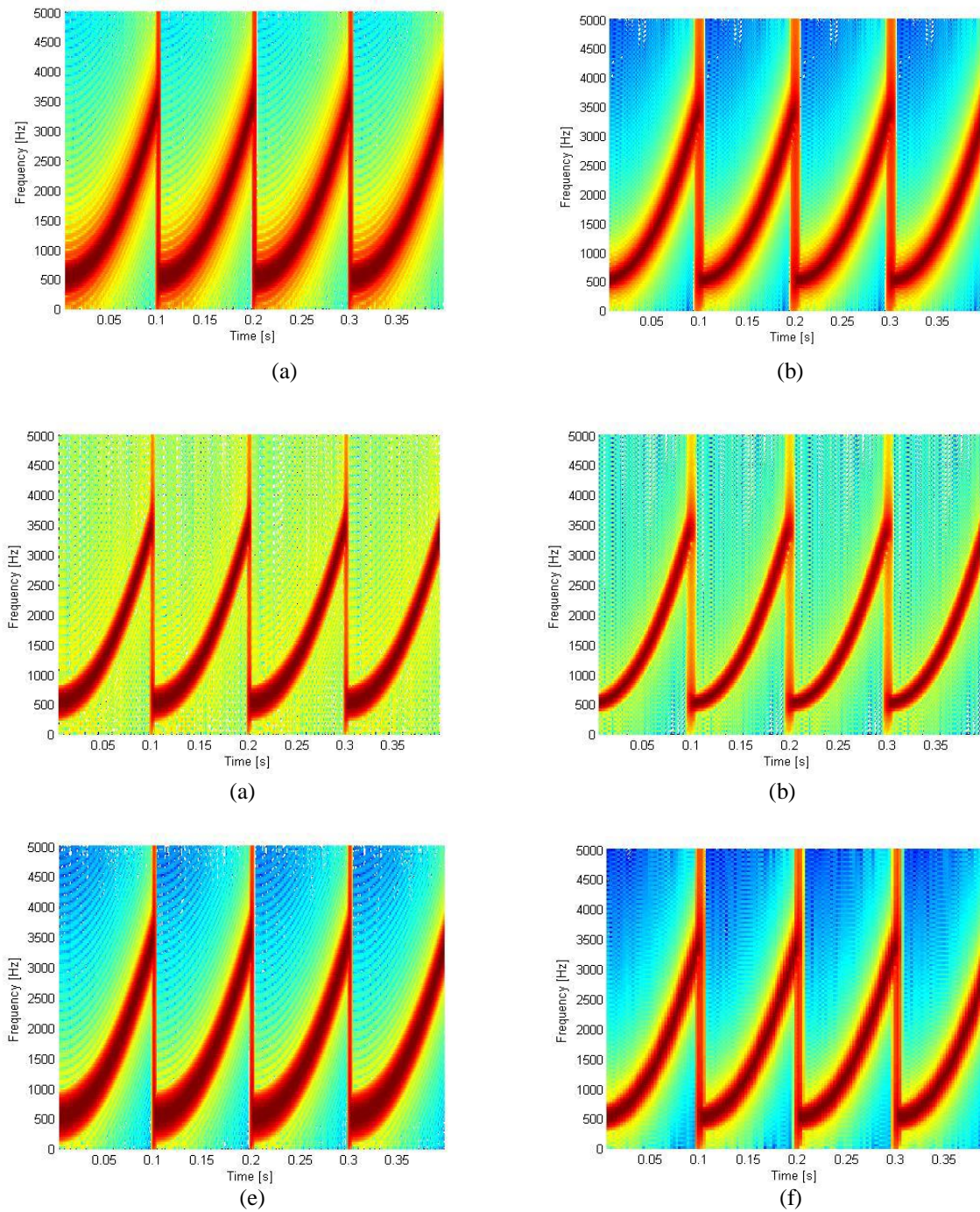


Figure II.2 : Le module de la TFCT d'un signal composé de quatre répétitions d'un signal FM quadratique variant de $f = 500 \text{ Hz}$ à $f = 3500 \text{ Hz}$ durant 0.1 sec . (a) Hanning ($L = 64$), (b) Hanning ($L = 128$), (c) Hamming ($L = 64$), (d) Hamming ($L = 128$), (e) Blackman ($L = 64$) et (f) Blackman ($L = 128$) [30].

a) Propriétés❖ Covariance temps et fréquence

Une conséquence directe de la définition du spectrogramme est qu'il préserve les décalages temporels et fréquentiels [41] :

$$Y(t) = X(t - t_0) \Rightarrow S(t, \nu) = S_X(t - t_0, \nu) \quad (\text{II.6})$$

Ainsi, le spectrogramme est un élément de la classe des distributions temps-fréquences quadratiques covariantes par translation en temps et en fréquence.

❖ Résolution temps-fréquence

Le spectrogramme étant l'amplitude au carré de la TFCT, il est évident que la résolution temps-fréquence du spectrogramme est limitée exactement comme pour la TFCT. En particulier, il existe à nouveau un compromis entre résolution temporelle et résolution fréquentielle. Cette propriété de mauvaise résolution est le principal inconvénient de cette représentation[42].

❖ Structure d'interférence

Comme il s'agit d'une représentation quadratique (ou bilinéaire), le spectrogramme de la somme de deux signaux n'est pas la somme des deux spectrogrammes (principe de superposition quadratique) :

$$Y(t) = X_1 + X_2 \Rightarrow S_Y(t, \nu) = S_{X_1}(t, \nu) + S_{X_2}(t, \nu) + 2\text{Re}\{(S_{X_1, X_2}(t, \nu))\} \quad (\text{II.7})$$

Où $S_{X_1, X_2}(t, \nu)$ est le spectrogramme croisé et désigne la partie réelle. Ainsi, comme toute distribution quadratique, le spectrogramme présente des termes d'interférence, donnés par $S_{X_1, X_2}(t, \nu)$. Cependant, il a été montré que ces termes d'interférence sont limités aux régions du plan temps-fréquence où les auto-spectrogrammes $S_{X_1}(t, \nu)$ et $S_{X_2}(t, \nu)$ se chevauchent. Ainsi, si les composantes de signal $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont suffisamment éloignées pour que leurs spectrogrammes ne se chevauchent pas de manière significative, alors les termes d'interférence seront presque identiques à zéro. Cette propriété, qui est un avantage pratique du spectrogramme, est en fait une conséquence de la mauvaise résolution du spectrogramme [43].

b) Résultats sur des signaux tests

Pour pouvoir voir le niveau de la résolution du spectrogramme et de sa structure d'interférence. On considère un signal composé de deux chirps parallèles, et nous l'analysons avec le spectrogramme utilisant deux fenêtres gaussiennes de largeurs L égales à 23 et 63, respectivement. (Figure II.3). En effet, dans (a) et (b) les deux signaux sont moins éloignées l'une de l'autre pour que les spectrogrammes soient bien définis, peu importe la longueur de la

fenêtre. Dans ces conditions, des paramètres d'interférence sont présents et perturbent la lisibilité de la représentation temps-fréquence. En comparant avec les composants de (c) et (d) qui sont plus éloignés : Les deux auto-spectrogrammes ne se chevauchent pas et aucun terme d'interférence n'apparaît. On remarque aussi que la résolution temps-fréquence est influencée par une fenêtre courte et une fenêtre longue, tel que la résolution fréquentielle sera bonne pour une longue fenêtre est c'est bien montré dans (d), alors que si la fenêtre est courte (c), la résolution temporelle sera bonne, ce qui n'est pas très utile dans ce cas, et la résolution fréquentielle sera mauvaise.

Le spectrogramme est donc une généralisation naturelle des méthodes de Fourier fenêtrées ; alors ils sont loin d'être les transformations temps-fréquence quadratiques les plus populaires. D'une part, ils dépendent d'une fonction de fenêtre. Ces inconvénients indésirables ont motivé les théoriciens du signal à rechercher d'autres techniques de transformation. Parmi ces transformations les plus répandues se trouve la transformation classique de Wigner et Ville que nous introduisons ensuite [42].

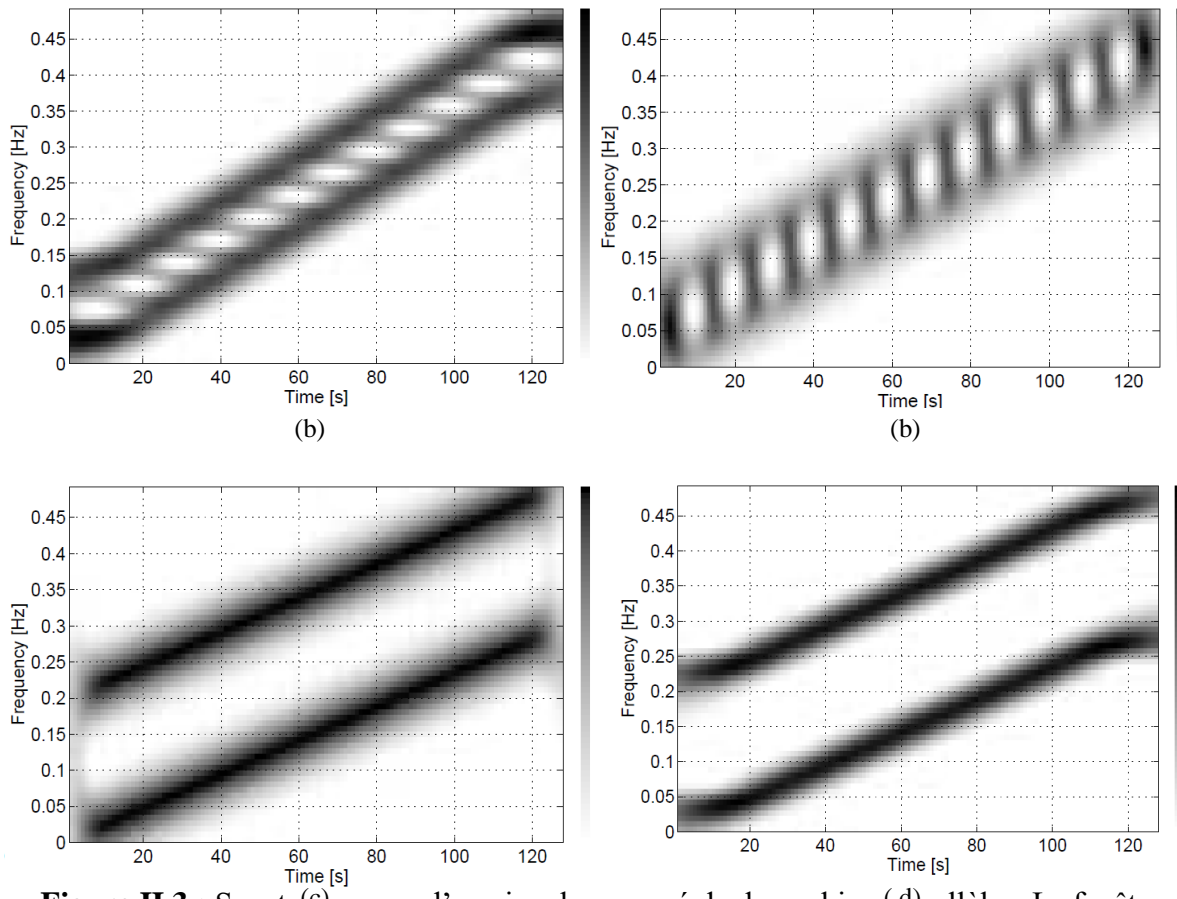


Figure II.3 : Spectrogramme d'un signal composé de deux chirps parallèles. La fenêtre choisie est Gaussienne de largeur $L=23$ (a) et (c) et la même fenêtre pour $L=64$ (b) et (d)[42].

II.3.2 Distribution de Wigner-Ville

La distribution de Wigner-Ville occupe une position centrale dans les distributions de la classe quadratique. En effet, il est possible de retrouver les principales distributions de cette classe à partir de la transformée de Wigner-Ville.

La distribution de Wigner-Ville (WVD) est considérée comme une représentation TF qui atteint un bon compromis entre la résolution en temps et en fréquence [44,45] La WVD d'un signal $x(t)$ est donnée par :

$$\text{WVD}_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (\text{II.8})$$

où, $x^*(t)$ est le conjugué complexe de $x(t)$.

Comme montré sur la Figure II.4, la technique WVD donne une résolution temporelle et fréquentielle très élevée en raison de ses propriétés mathématiques, y compris la localisation parfaite d'un signal LFM (linear chirp).

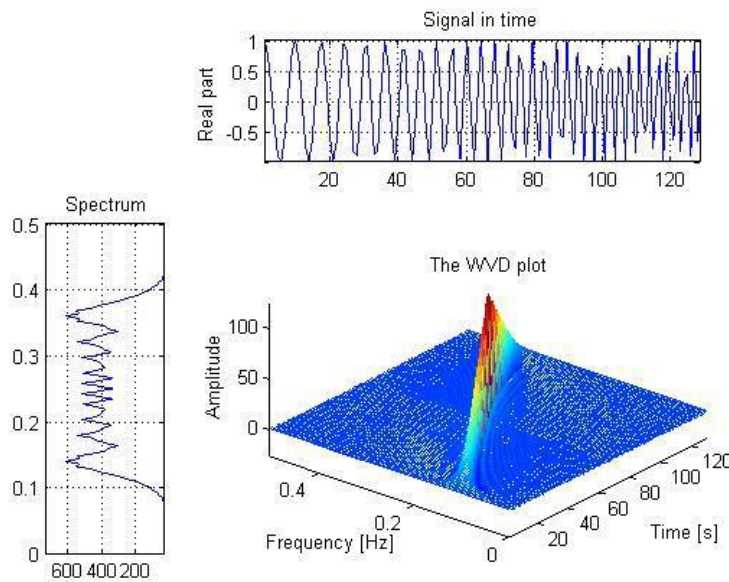


Figure II.4 : Distribution de Wigner-Ville d'un chirp linéaire [30].

Cependant, en raison de la nature bilinéaire du WVD, et en raison de l'existence de valeurs négatives, la WVD a des résultats de TF trompeurs dans le cas de signaux à plusieurs composants en raison de la présence de termes croisés et de termes d'interférence [46]. Par exemple, la WVD du signal multi-composant $\tilde{x}(t) = x_1(t) + x_2(t)$ est :

$$\begin{aligned} \text{WVD}_{\tilde{x}}(t, f) &= \text{WVD}_{x_1+x_2}(t, f) \\ \text{WVD}_{\tilde{x}}(t, f) &= \text{WVD}_{x_1}(t, f) + \text{WVD}_{x_2}(t, f) + \text{Re}[\text{WVD}_{x_1x_2}(t, f)] \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

Les deux premiers termes, $WVD_{x_1}(t, f)$ et $WVD_{x_2}(t, f)$ sont respectivement la WVD des signaux $x_1(t)$ et $x_2(t)$, et ils sont appelés termes automatiques. Le dernier terme $WVD_{x_1x_2}$ est la WVD croisée de $x_1(t)$ et $x_2(t)$, il est donné par :

$$WVD_{x_1x_2}(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \frac{\tau}{2}) x^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (\text{II.10})$$

Les termes croisés générés par la WVD peuvent être réduits en utilisant des fonctions de noyau de lissage appropriées ainsi qu'en analysant le signal analytique (au lieu du signal d'origine) pour résoudre le problème des termes croisés produits par des composantes de fréquence négatives. Le signal analytique est donné par [43] :

$$x_a(t) = x(t) + jH[x(t)] \quad (\text{II.11})$$

Où $H[x(t)]$ est la transformée de Hilbert (TH) définie comme

$$H[x(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(t-\theta)}{\theta} d\theta \quad (\text{II.12})$$

Alors, d'après (II.9) et (II.12) on obtient

$$WVD_{x_a}(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_a(t + \frac{\tau}{2}) x_a^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (\text{II.13})$$

Où, $x_a(t)$ est le signal analytique associé au signal $x(t)$.

Il est plus intéressant d'utiliser la version analytique du signal avec la distribution de Wigner-Ville. En effet, le signal analytique permet la réduction des interférences propres à la représentation comme le montrent la Figure II.5 [47]. Tel que la Figure II.5 (a) représente la distribution de Wigner-Ville du signal réel, et la Figure II.5 (b) représente la distribution de Wigner-Ville du signal analytique associé au signal réel.

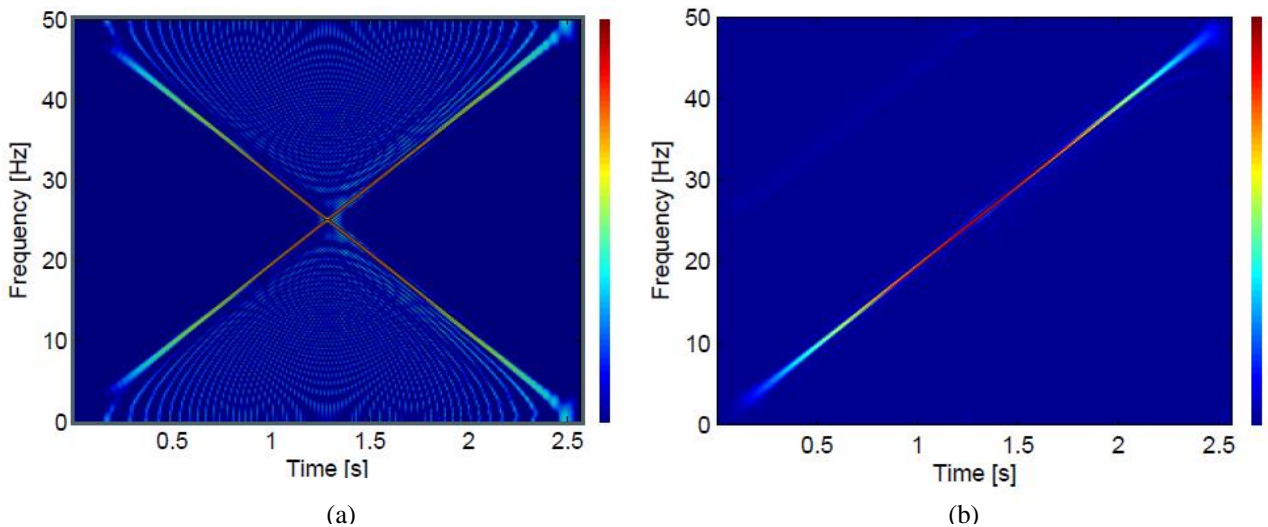


Figure II.5 : (a) Distribution de Wigner-Ville du signal-test chirp linéaire. (b) Distribution de Wigner-Ville de la version analytique du signal-test multi composantes [43].

La distribution de Wigner-Ville est parfaitement adaptée aux signaux possédant une seule composante linéaire [48]. La Figure II.5 (b) illustre le fait qu'il n'existe pas d'interférence si le signal analytique est pris à la place du signal réel. Cependant, s'il existe plusieurs composantes ou bien si la composante n'est pas linéaire, des interférences apparaissent (Figure II.6). Sur la Figure II.6 (a), des interférences inter-composantes apparaissent sous la forme d'ondelettes espacées régulièrement dans une direction intermédiaire entre celles des deux composantes. Des interférences propres à la composante non-linéaire elle-même apparaissent sous la forme de répliques de la composante (Figure II.6 (b)), mais atténuées [43].

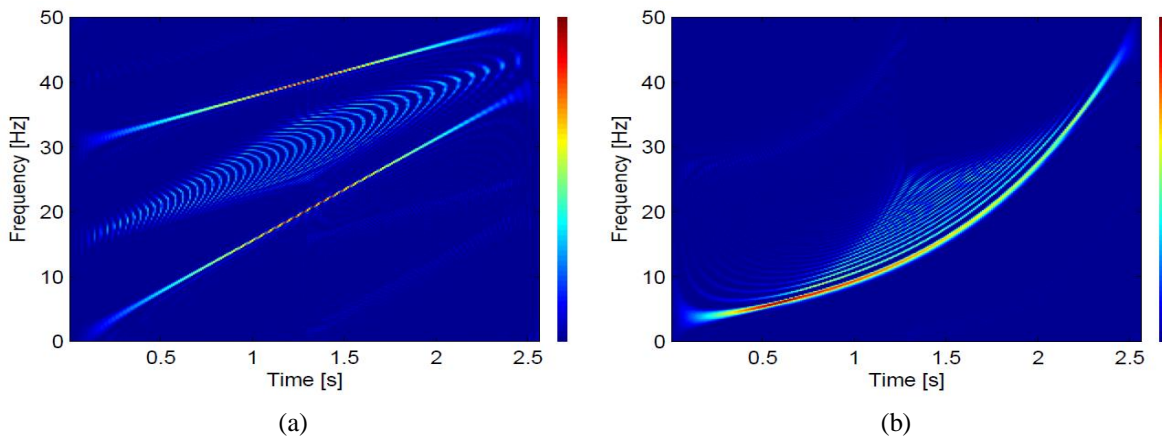


Figure II.6 : (a) WVD de la version analytique du signal-test composés de 2 signaux LFM non parallèle et (b) WVD de la version analytique d'un seul signal-test chirp modulé en FM exponentiel [43].

Il convient cependant de noter que les interférences ne sont pas toujours un problème, et qu'elles contiennent parfois des informations complémentaires à celles des composantes [40]. La Figure II.7 illustre ce principe : la périodicité des interférences est inversement proportionnelle à l'espacement en fréquence entre les deux composantes sinusoïdales.

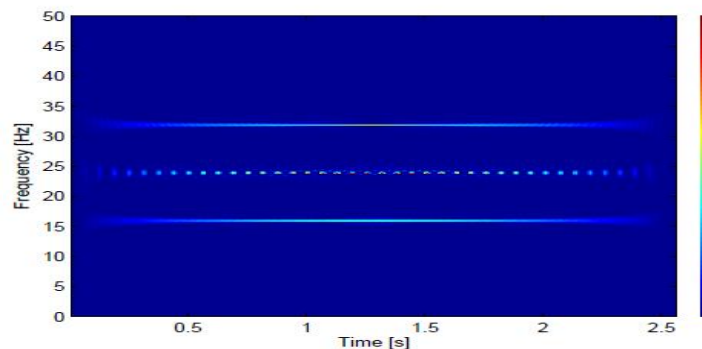


Figure II.7 : WVD, version analytique d'un signal constitué de deux sinusoïdes décalées en fréquence [40].

Pour éviter le problème des termes croisés oscillatoires ou des termes d'interférence internes, des versions lissées de la WVD ont été introduites. Parmi ces dernières se trouve le pseudo WVD lissé (Smoothed Pseudo WVD) (SPWVD). La SPWVD inclut deux fenêtres d'analyse indépendantes, l'une dans le temps et l'autre dans le domaine fréquentiel pour améliorer la lisibilité de la distribution de Wigner-Ville [2]. La SPWVD d'un signal $x(t)$ est donnée par :

$$\text{SPWVD}_x(t, f; g, h) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \int_{-\infty}^{+\infty} g(s-t) x(s + \frac{\tau}{2}) x^*(s - \frac{\tau}{2}) ds e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (\text{II.14})$$

Où t est la variable temporelle, f est la fréquence, h est la fenêtre de lissage de fréquence et g est la fenêtre de lissage temporel [36].

La Figure II.8 montre deux exemples de signaux avec leurs tracés correspondants de la WVD et son SPWVD. La Figure II.8 (a) représente un chirp FM parabolique mono-composant tandis que la Figure II.8 (b) représente un signal multi-composant avec deux chirps FM linéaires, et les Figures II.8 (c)-(d) montrent la SPWVD de ces signaux. Deux fenêtres de Hamming d'une longueur de 5 points et d'une longueur de 123 points ont été utilisées respectivement, dans le lissage temporel et fréquentiel [42].

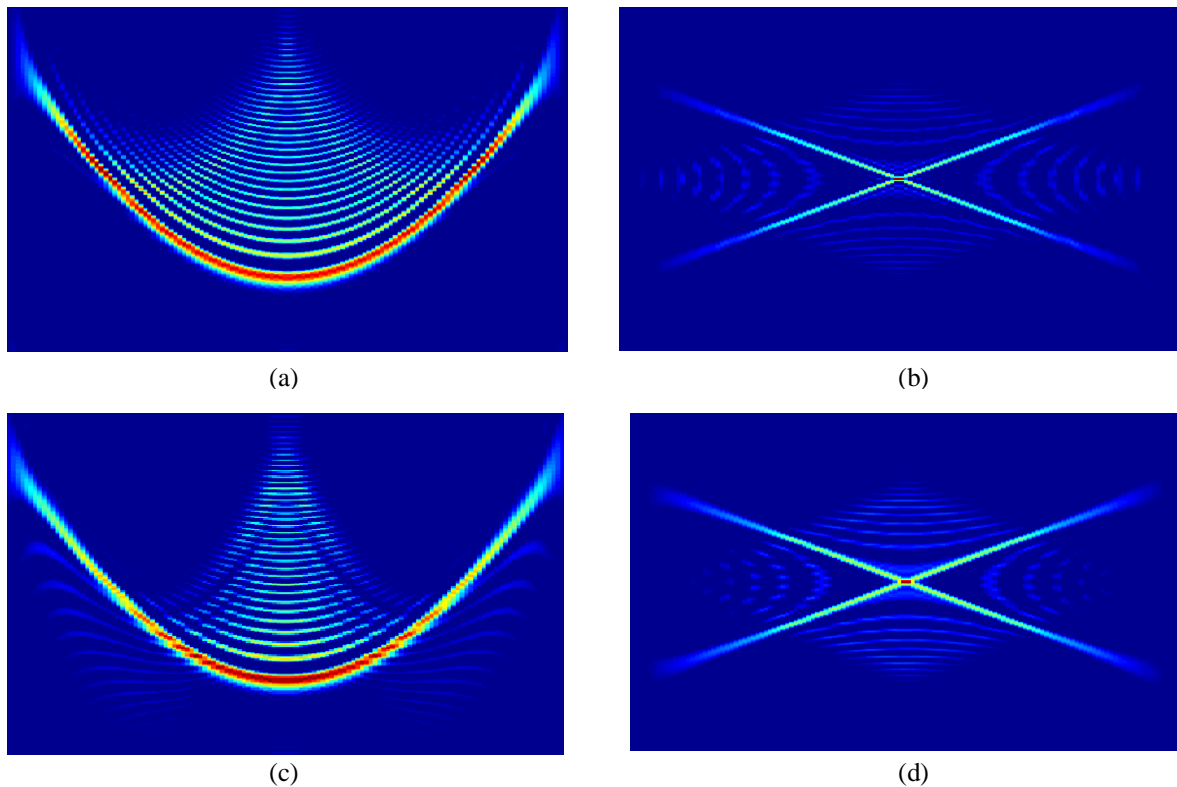


Figure II.8 : Deux signaux avec leurs tracés correspondants de la WVD et son SPWVD. (a) WVD d'un signal de chirp FM parabolique mono-composant, (b) Signal multi-composants avec deux signaux de chirp linéaires croisés. (c) SPWVD de d'un signal de chirp FM parabolique mono-composant, (d) SPWVD de Signal multi-composants avec deux signaux de chirp linéaires croisés. [42].

Les termes croisés interfèrent avec, et masquent souvent, les véritables informations TF et pourraient conduire à des interprétations erronées de la concentration d'énergie du signal et à une mauvaise lecture de la signature TF du signal correspondant. Les termes croisés de la WVD ont été largement analysés [45]. On a découvert que les termes croisés WVD se situent à mi-temps et à mi- fréquence de chaque paire d'auto-composants ; ils sont très oscillatoires et peuvent avoir des amplitudes deux fois plus grandes que le produit des grandeurs de la WVD des deux signaux considérés [28]

Souvent, les praticiens utilisent le spectrogramme en affirmant qu'ils sont exempts des problèmes de termes croisés trouvés dans la WVD. Cependant, Kadambe et Boudreaux-Bartels [45] ont montré que les termes croisés comparables à ceux trouvés dans la WVD existent lorsque l'on considère les distributions d'énergie du TFCT (spectrogramme). En dérivant les expressions mathématiques pour les distributions d'énergie du TFCT, les auteurs ont déduit que [45] :

1. les termes croisés de la TFCT se produisent à l'intersection des transformées respectives des deux signaux considérés, contrairement aux termes croisés WVD qui se produisent toujours à mi-temps et à mi-fréquence des deux composants auto WVD.
2. Les termes croisés de la TFCT sont de nature oscillatoire similaire aux termes croisés de la WVD.
3. Les termes croisés du TFCT peuvent avoir une magnitude maximale égale à deux fois le produit de la magnitude des transformées, encore une fois similaire aux termes croisés de la WVD.

II.3.3 Les distributions basées sur des noyaux : La classe quadratique

Parmi les propriétés souhaitables d'une distribution d'énergie temps-fréquence, deux d'entre eux sont d'une importance particulière : la covariance temporelle et la covariance fréquentielle. En effet, ces propriétés garantissent que, si le signal est retardé dans le temps et modulé, sa distribution temps-fréquence est translatée des mêmes quantités dans le plan temps-fréquence. Il a été montré que la classe des distributions temps-fréquence (DTFs) d'énergie vérifiant ces propriétés de covariance possède l'expression générale suivante [41] :

$$\text{TFD}_x(t, f) = \iiint_{-\infty}^{+\infty} e^{2j\pi\varepsilon(s-t)} \varnothing(\varepsilon, \tau) x\left(s + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(s - \frac{\tau}{2}\right) ds e^{-2j\pi f\tau} d\varepsilon ds d\tau \quad (\text{II.15})$$

Où $\varnothing(\varepsilon, \tau)$ est une fonction bidimensionnelle appelée fonction de paramétrage ou noyau DTF dans le domaine Doppler-retard et qui a pour rôle le lissage des interférences, t et τ désignent les variables du domaine temporel tandis que f et ε sont les variables du domaine fréquentiel.

Les DTFs quadratiques peuvent être exprimées dans quatre domaines bidimensionnels différents mais dépendants à savoir : temps-retard, temps-fréquence, Doppler-retard et Doppler-fréquence [28].

Cette classe de distributions est connue sous le nom de classe quadratique, qui peut également s'écrire [32]:

$$TFD_x(t, f) = \iint_{-\infty}^{+\infty} \Pi(s - t, \varepsilon - f) W_x(s, \varepsilon) d\varepsilon ds \quad (\text{II.16})$$

$$\text{Où :} \quad \Pi(t, f) = \iint_{-\infty}^{+\infty} \Phi(\varepsilon, \tau) e^{-2j\pi(f\tau - \varepsilon t)} d\tau d\varepsilon \quad (\text{II.17})$$

La formule (II.18) est la transformée de Fourier bidimensionnelle de du noyau Φ . Cette classe est d'une très grande importance car elle comprend un grand nombre des distributions d'énergie temps-fréquence existantes selon la fonction de lissage Π choisie qui lissera, selon (II-17), les interférences générées par la WVD.

De manière équivalente, on peut utiliser la notation à noyau temps-retard $G(t, \tau)$ exprimé comme la transformée de Fourier du noyau Doppler-retard $\Phi(\eta, \tau)$ par rapport à η , c'est-à-dire [31]

$$G(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(\eta, \tau) e^{-j2\pi\eta t} d\eta \quad (\text{II.18})$$

De sorte que la classe générale des TFD quadratiques peut être définie en termes de signal analytique $x_a(t)$ associé au signal réel $x(t)$ et au noyau de temps-retard comme suit :

$$TFD_{x_a}(t, f) = \iint_{-\infty}^{+\infty} G(t - s, \tau) x_a(s + \frac{\tau}{2}) x_a^*(s - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi f\tau} ds d\tau \quad (\text{II.19})$$

Le tableau II.2 reporte les distributions temps fréquence les mieux connues appartenant à la class quadratique.

II.3.4 Les distributions basées sur les noyaux à support compact KCS

a) Noyau de Cheriet-Belouchrani (CB)

Le noyau CB, appelé KCS pour kernel with compact support, est défini dans le domaine temps-retard comme suit [33] :

$$G_{CB}(t, \tau) = \begin{cases} e^{e_{CB}} & \text{si } \frac{t^2 + \tau^2}{D^2} < 1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Où} \quad e_{CB} = C + \frac{CD^2}{(t^2 + \tau^2) - D^2} \quad (\text{II.21})$$

e_{CB} est l'exposant du noyau, D est un paramètre prédéterminé et C est un nombre réel positif de réglage qui est inversement proportionnel à la bande passante du noyau. La Figure II.9 affiche

les profils KCS correspondants dans le domaine d'ambiguïté pour différentes valeurs de C et $D=2,5$, tandis que La Figure II.10 affiche les tracés de la CBD d'un signal Doppler.

Le lissage de ce type de noyaux est effectué par un seul paramètre sans aucun besoin de fenêtres externes. Par conséquent, puisque les termes automatiques de la fonction d'ambiguïté sont situés à l'origine du plan de Doppler-retard tandis que leurs termes croisés sont éloignés de l'origine ; le KCS à Doppler-retard agit comme un filtre passe-bas auto-fenêtré bidimensionnel centré autour de l'origine, ce qui permet une plus grande capacité de suppression des termes croisés tandis que les composantes du signal sont mieux maintenues [30].

Tableau II.2 : Les distributions temps-fréquence les plus connues appartenant à la class quadratique

Distributions temps-fréquence	Expression du noyau	Expression de la DTF
Distribution de Choi-Williams (CWD) [36]	$\phi(\varepsilon, \tau) = \exp\left[-\frac{(\pi\varepsilon\tau)^2}{2\sigma^2}\right]$	$CW_x(t, f) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \iint_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sigma}{ \tau } e^{-2\sigma^2 x\left(s + \frac{\tau}{2}\right)} \times x^*\left(s - \frac{\tau}{2}\right) e^{-2j\pi f\tau} ds d\tau$
Distributions de Born-Jordan (BJD) [31]	$\phi(\varepsilon, \tau) = \frac{\sin(\pi\varepsilon\tau)}{\pi\varepsilon\tau}$	$BJ_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{ \tau } \int_{t-\frac{ \tau }{2}}^{t+\frac{ \tau }{2}} x\left(s + \frac{\tau}{2}\right) \times x^*\left(s - \frac{\tau}{2}\right) e^{-2j\pi f\tau} d\tau$
Distribution de Zhao-Atlas-Marks (ZAMD) [36]	$\phi_{ZAM}(\varepsilon, \tau) = h(\tau) \times \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{a}\varepsilon\tau\right)^2}{\pi\varepsilon}$	$ZAM_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} [h(t) \int_{t-\frac{ \tau }{2}}^{t+\frac{ \tau }{2}} x\left(s + \frac{\tau}{2}\right) \times x^*\left(s - \frac{\tau}{2}\right) e^{-2j\pi f\tau} d\tau$
Distribution B modifiée (MBD) [31]	$G_{MB}(t, \tau) = \frac{\cosh^{-2\beta}(t)}{\int_{-\infty}^{+\infty} \cosh^{-2\beta}(\varepsilon) d\varepsilon}$	Remplacer G_{MB} dans l'équation (II-19)
Distribution B modifiée Elargie (EMB) [40]	$G_{EMB}(t, \tau) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \cosh^{-2\beta}(t) e^{-2j\pi f t} dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} \cosh^{-2\beta}(t) dt} \cos^{-2\alpha}(\tau)$	Remplacer G_{EMB} dans l'équation (II-19)
Distribution à noyau compact CKD [40]	$G_{CKD}(t, \tau) = \begin{cases} e^{2c} e^{\frac{CD^2}{\varepsilon^2 - D^2} + \frac{CE^2}{\tau^2 - E^2}} & \varepsilon < D, \tau < E \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$	Remplacer G_{CKD} dans l'équation (II-19)

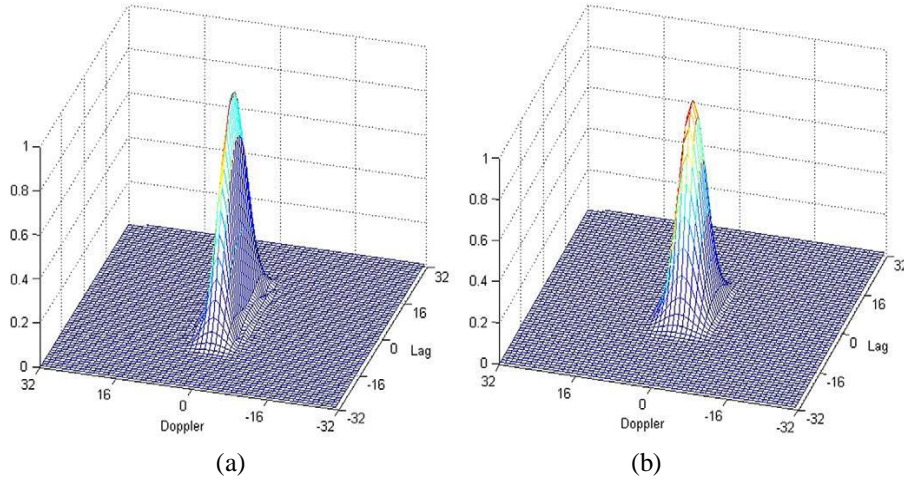


Figure II.19 : Le profil bidimensionnel du noyau à support compact CB dans le domaine Doppler-retard normalisé par rapport à son pic situé à l'origine ($\eta = 0, \tau = 0$) avec $D = 2,5$. (a) $C = 2,5$ et (b) $C = 10$ [41].

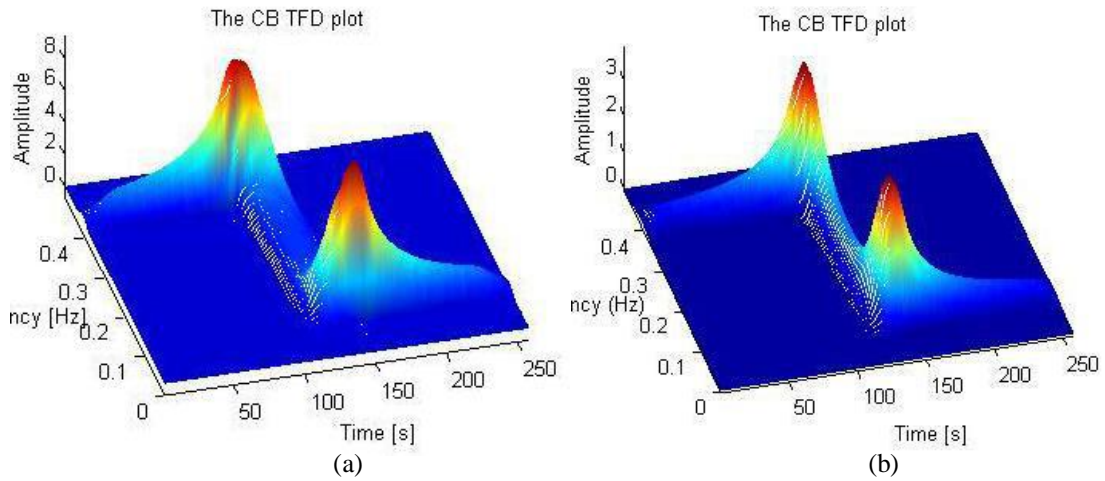


Figure II.10 : La CBD d'un signal Doppler avec $D=2.5$. (a) $C=0.5$ et (b) $C=5$ [30].

b) Le noyau CB séparable (SCB)

Le noyau SCB est une version séparable du noyau à support compact et peut être défini dans le domaine temps-retard comme suit [40, 36]:

$$G_{SCB}(t, \tau) = \begin{cases} e^{e_{SCB}(t,0)e_{SCB}(0,\tau)} & \text{si } \begin{cases} t^2 < D^2 \\ \text{et} \\ \tau^2 < D^2 \end{cases} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (II.22)$$

Où
$$e_{SCB}(t, 0) = C + \frac{CD^2}{t^2 - D^2} \quad (II.23)$$

$$e_{SCB}(0, \tau) = C + \frac{CD^2}{\tau^2 - D^2} \quad (II.24)$$

Sont les exposants du noyau séparable en fonction de t et τ , respectivement et le paramètre réel positif libre C contrôle la bande passante du noyau. Un exemple montrant les performances de la SCBD dans la représentation du signal Doppler précédent est reporté sur la Figure II.11 où

le réglage de la bande passante du noyau permet une meilleure réduction des interférences et améliore largement la résolution et la concentration des composants individuels..

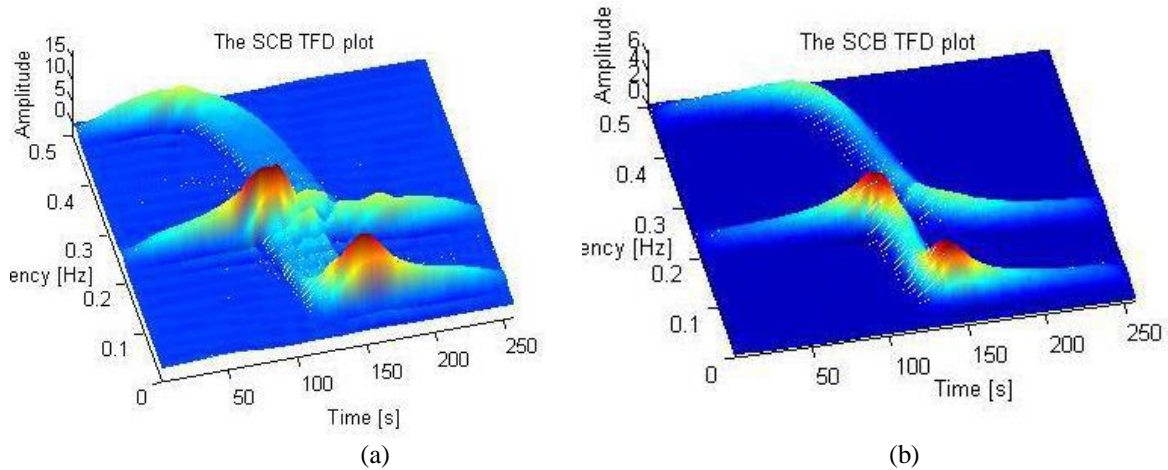


Figure II.11 : La SCBD du signal Doppler de la Figure II.10 ($D=7.5$). (a) $C=0.1$, (b) $C=2.8$ [30]

c) Le noyau CB Polynomial (PCB)

Le noyau de support compact PCB est également dérivé du gaussien mais suit une forme polynomiale. Il peut être exprimé dans le domaine temps-retard comme suit [40, 36] :

$$G_{\text{PCB}}(t, \tau) = \begin{cases} \frac{\gamma+1}{\pi\lambda^{2\gamma+2}} (\lambda^2 - (t^2 + \tau^2)) & \text{si } (t^2 + \tau^2) < \lambda^2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Où λ est un paramètre prédéterminé et le contrôleur de bande passante γ est considéré comme un entier positif de sorte que le noyau résultant a une forme polynomiale. Cette caractéristique est très intéressante de point de vue paramétrage et optimisation de la représentation associée.

La Figure II.12 montre les tracés de la PCBD du signal Doppler en utilisant différentes valeurs de γ avec $\lambda=4$. Il s'avère que grâce à un contrôle de la bande passante du noyau, le DTF correspondant permet une meilleure élimination des interférences tout en offrant une haute résolution à la fois en temps et en fréquence.

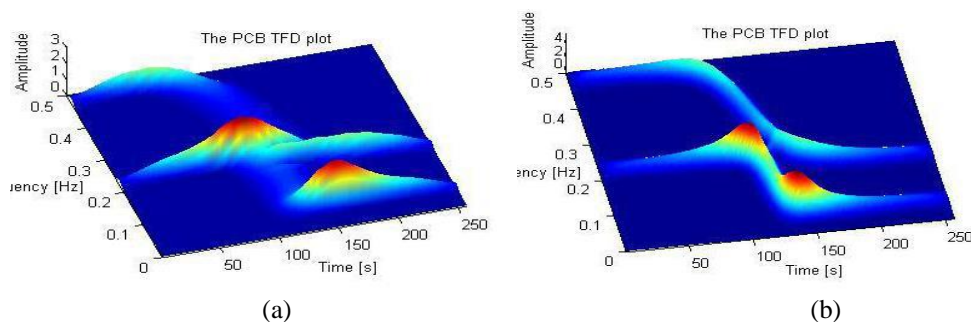


Figure II.12 : La PCBD de deux signaux Doppler ($\lambda=4$). (a) $\gamma=3$, (b) $\gamma=29$ [30].

II.4 Conclusion

Les représentations temps-fréquence (RTF) permettent de décrire le contenu des signaux conjointement en temps et en fréquence. Ainsi, elles peuvent mettre en évidence certaines caractéristiques des signaux non-stationnaires.

L'approche temps-fréquence facilitant l'analyse de signaux et surtout non-stationnaires, différents travaux ont été effectués sur l'apport des RTFs aux problèmes de détection et de classification. Les RTFs utilisées sont classiquement issues de la classe quadratique. Le choix de la RTF dépend souvent d'une alternative entre propriétés théoriques et lisibilité de la représentation.

Parmi ces représentations on a étudié la WVD qui occupe une position centrale dans les distributions de la classe quadratique. Cependant, cette technique génère beaucoup d'interférences même avec une seule composante modulée non-linéairement en FM.

On a étudié aussi le spectrogramme qui est utile pour l'analyse exploratoire initiale (t, f), mais son utilisation est pratiquement difficile à régler du au grand choix de type de fenêtre et de sa longueur qui ne peuvent pas être déterminés à priori. C'est pour cela, l'analyse TF doit être complétée par des DTFs de plus haute résolution tels que CKD, PCBD ou SCBD. Ces derniers sont faciles à mettre en œuvre et offrent une meilleure résolution par rapport au spectrogramme car ils ont des paramètres de contrôle pour ajuster indépendamment le lissage le long des axes de fréquence et de temps. La distribution PCBD offre pratiquement une satisfaction au compromis entre une bonne résolution (t, f) et une élimination des interférences, en utilisant un seul paramètre entier, ce qui la rend la distribution optimale pour un traitement TF optimisé en temps réel.

Parmi les différentes applications de l'ATF, on propose dans le prochain chapitre de tester les performances des RTFs dans le domaine de la séparation aveugle des sources et de la reconnaissance de type de modulation FM avec la moindre information à priori.

Chapitre III

Séparation aveugle des sources modulées FM par l'ATF

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons tester les performances de différentes représentations temps-fréquence quadratiques appliquées à un domaine très particulier du traitement du signal. Il s'agit de la séparation aveugle de sources (SAS) avec le minimum d'information à priori.

En particulier, nous nous intéressons aux mélanges de plusieurs signaux modulés FM (LFM et NLFM). Pour ce faire, nous avons utilisé MATLAB pour développer les codes sources relatives à cette analyse temps-fréquence. L'objectif principal est de :

- Pouvoir reconnaître le nombre de composants stationnaires présents, et donc le nombre de sources actives durant le temps d'observation,
- Déterminer avec le maximum de précision le début et la fin de chaque événement fréquentiel variant dans le temps
- Éliminer le mieux les interférences qui falsifieront la lisibilité des diagrammes temps-fréquence en faisant apparaître des composantes qui, en réalité, ne sont pas propres aux sources actives réelles.

Parmi les choix très divers existant dans la littérature, nous nous focalisons sur trois représentations TF à savoir : La distribution de Wigner-Ville (WVD), le spectrogramme et la PCBD. Nous allons évaluer les performances des représentations étudiées en considérant deux cas de figure : 1) Somme linéaire de plusieurs signaux modulés FM et 2) Mélange aléatoire de plusieurs sources modulés FM en exploitant uniquement les observations, qui sont supposées d'être autant nombreuses que les sources (nombre de capteurs m =nombre de source n).

III.2 Tests, Résultats et Discussions

III.2.1 Somme linéaire de plusieurs signaux modulés FM

Les signaux dans cette première étude concernent toute somme de plusieurs composantes non-stationnaires, linéaires et non linéaires, de la forme :

$$y(t) = x_1(t) + x_2(t) + \dots + x_n(t) \quad \text{où } n \in \mathbb{IN} \quad (\text{III.1})$$

$x_1(t), x_2(t), \dots, x_n$ étant des signaux modulés FM (LFM et NLFM).

Exemple 1 : Test de l'incertitude de Heisenberg-Gabor

Afin de comprendre le compromis entre résolutions temporelle et fréquentielle lié directement au principe d'incertitude de Heisenberg-Gabor, on va générer dans cet exemple deux signaux : L'un est un chirp linéaire de fréquence instantanée formant une droite par rapport au temps et l'autre est un signal modulé FM de déviation de fréquence instantanée quadratique. La fréquence d'échantillonnage est de 1 kHz. La durée du signal est de 2 secondes. La fréquence

instantanée du premier composant varie de 80 Hz à $t=0$ s et croise 200 Hz à $t=1$ s. En ce qui concerne le deuxième composant, la fréquence instantanée s'évolue quadratiquement de 150 Hz à $t=0$ s et croise 250 Hz à $t=1$ s.

Pour afficher le spectrogramme de la somme de ces deux signaux, notée $x_I(t)$; on travaille avec une fenêtre de Hanning de longueur 256. Le choix d'une longue fenêtre en temps est justifié par le fait que dans cet exemple, il n'y a aucun intérêt de la résolution temporelle tandis que la résolution fréquentielle est primordiale : Il est impératif de localiser les fréquences de début et de fin pour chacune des deux composantes du signal analysé (Voir Figure III.1). La Figure III.2 affiche le spectrogramme de mêmes signaux avec les fenêtres de Blackman et Hamming de longueurs $L=256$ et $L=160$, respectivement.

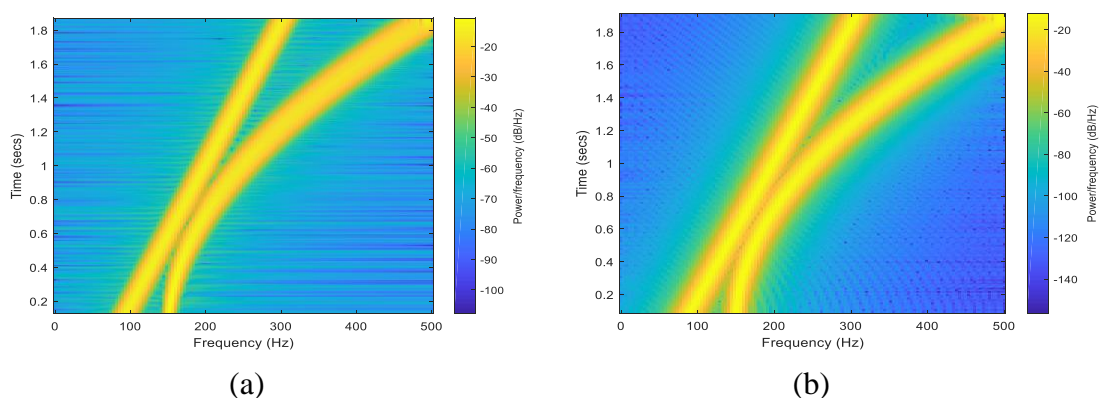


Figure III.1 : TFCT de la somme de deux signaux linéaire et non linéaire. (a) Hanning ($L=256$) et (b) Hanning ($L=160$).

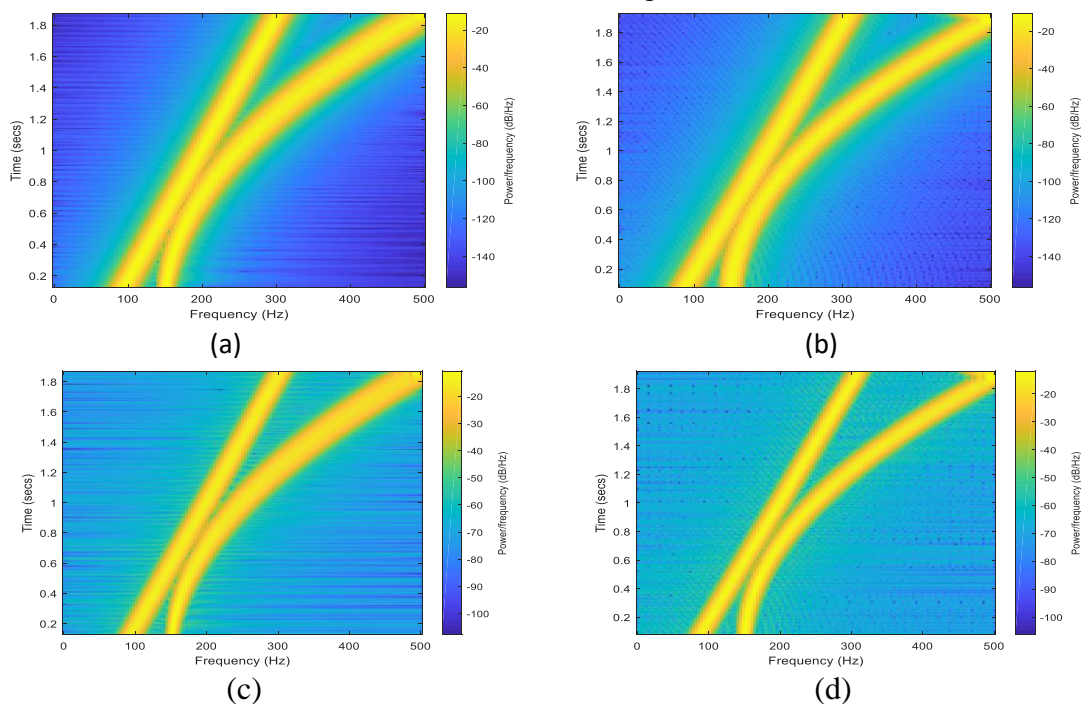


Figure III.2 : TFCT de la somme de deux signaux linéaire et non linéaire. (a) Hamming ($L=160$), (b) Hamming ($L=256$), (c) Blackman ($L=160$) et (d) Blackman ($L=256$).

Discussions et commentaires :

Cet exemple montre clairement le principe d'incertitude de Heisenberg-Gabor. Nous voyons que lorsque la fenêtre s'étale dans le temps, on obtient une meilleure résolution fréquentielle et vice-versa. Cette situation est observée en comparant les résultats obtenus lorsque $L=256$ et à $L=160$. De plus, les termes d'interférence sont mieux réduits lorsqu'on utilise la fenêtre de Hamming comparée à celle de Blackman et de Hanning.

Dans cet exemple, on peut facilement séparer visuellement les deux sources modulées FM et déterminer leurs types de modulation. La localisation fréquentielle est aussi précise que la résolution en fréquence est améliorée.

Exemple 2 : Cas d'une somme de plusieurs signaux LFM

Dans cet exemple, on considère un signal synthétique $x_2(t)$ multi-composants contenant 2 termes à fréquences constantes à $f=0.05$ et $f=0.15$, respectivement (les fréquences sont normalisées par la fréquence d'échantillonnage $f=f_{\text{signal}}/f_e$) en plus de 2 chirps linéaires croisés : Le premier LFM est de fréquence croissante de 0.2 à 0.4 et le deuxième de fréquence décroissante de 0.4 à 0.2. La fréquence d'échantillonnage f_e est de 1 kHz. La durée du signal est de 2 secondes.

Représentées sur les Figures III.3-III.5 sont les RTFs du signal $x_2(t)$ en utilisant la WVD, le spectrogramme avec différents fenêtres : Hanning, Blackman et Bartlett pour $L=41$ et $L=87$ ainsi que la PCBD ($\gamma=15$, $\gamma=5$).

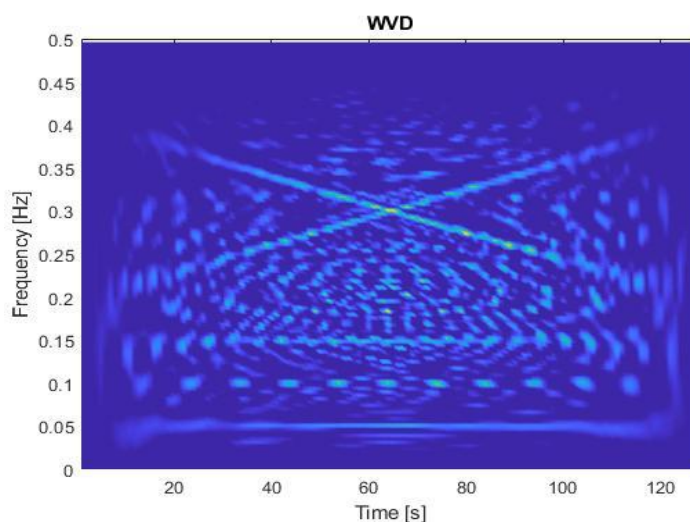


Figure III.3 : WVD du signal de l'exemple 2.

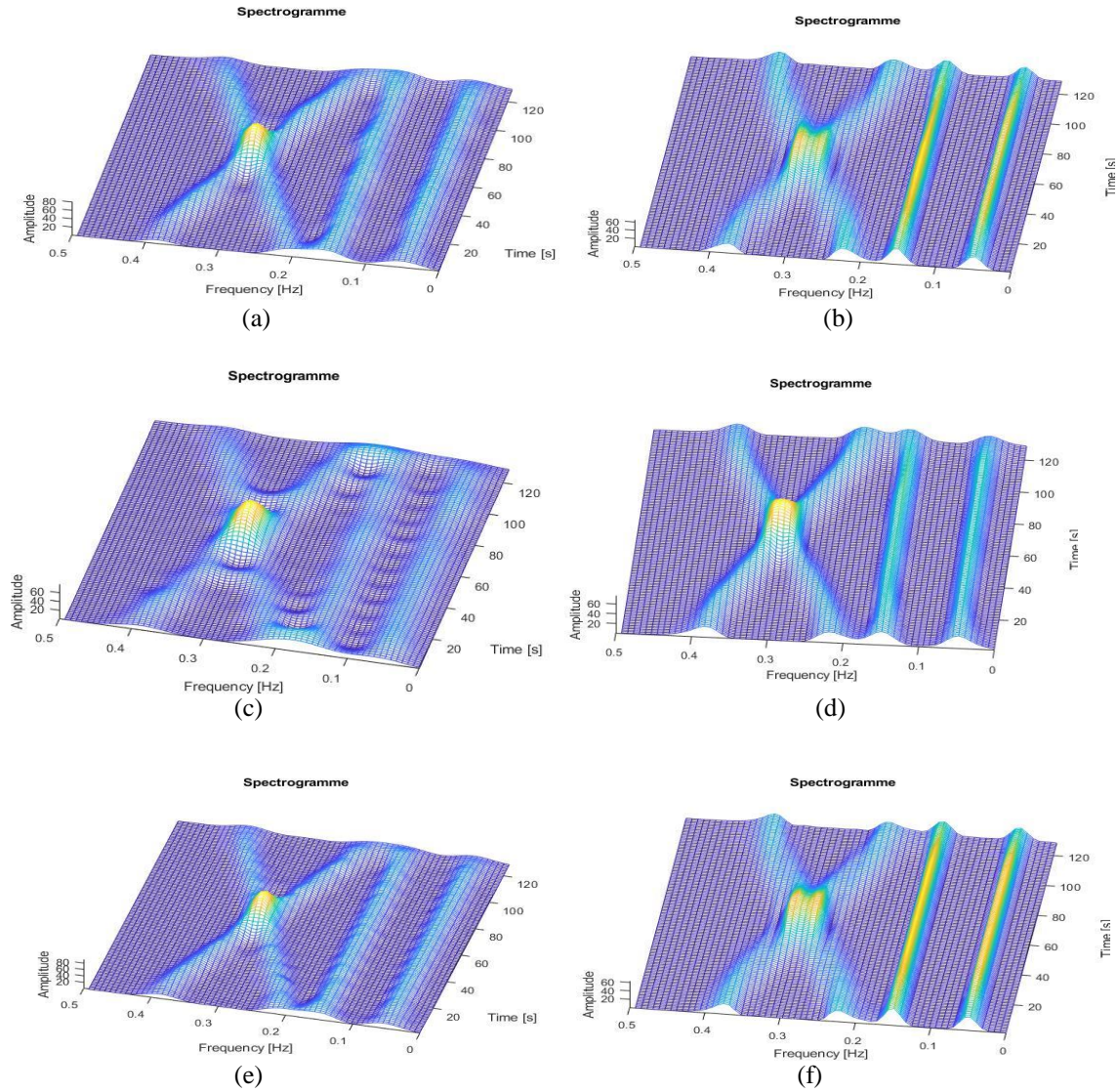


Figure III.4 : Spectrogramme du signal de l'exemple 2. (a) HAMming ($L=41$) (b) Hamming ($L=87$), (c) Blackmanharris ($L=41$), (d) Blackmanharris ($L=87$), (e) Bartelett ($L=41$), (f) Bartelett($L=87$)

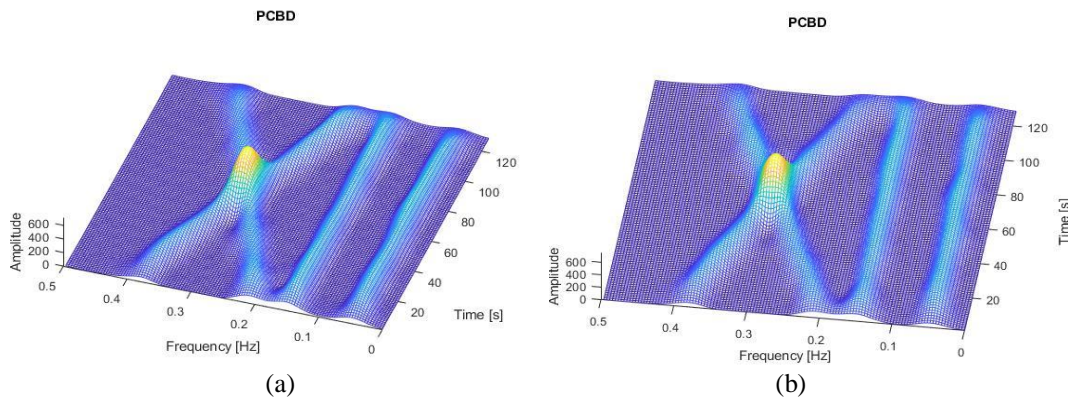


Figure III.5 : PCBD du signal de l'exemple 2. (a) $\gamma=5$, (b) $\gamma=15$.

Exemple 3 : Cas d'une somme d'un signal LFM et deux signaux NLFM

On étudie dans cet exemple un signal non-stationnaire $x_3(t)$ qui est la somme de trois signaux : le premier signal est un LFM de fréquence croissante de 0.03 à 0.12. Les deux autres signaux sont NLFM de type parabolique. Le premier commence à une fréquence initiale $f=0.2$, il atteint sa valeur maximale $f_{\max}=0.35$ à $t=64$ s, la moitié de la durée du signal, puis il décroît en fréquence jusqu'à atteindre $f=0.2$ formant ainsi une fonction parabolique concave. Le deuxième signal, quant à lui, commence à partir d'une fréquence de 0.4 et admet 0.15 comme fréquence minimale ensuite il croît jusqu'à atteindre la fréquence $f=0.4$, formant une fonction parabolique convexe.

Les Figures III.6-III.8 affichent les RTFs du cet exemple en exploitant la WVD, la PCBD ($\gamma=15$, $\gamma=5$), et le spectrogramme (Hanning/Blackman/Bartlett : $L=41$, $L=87$).

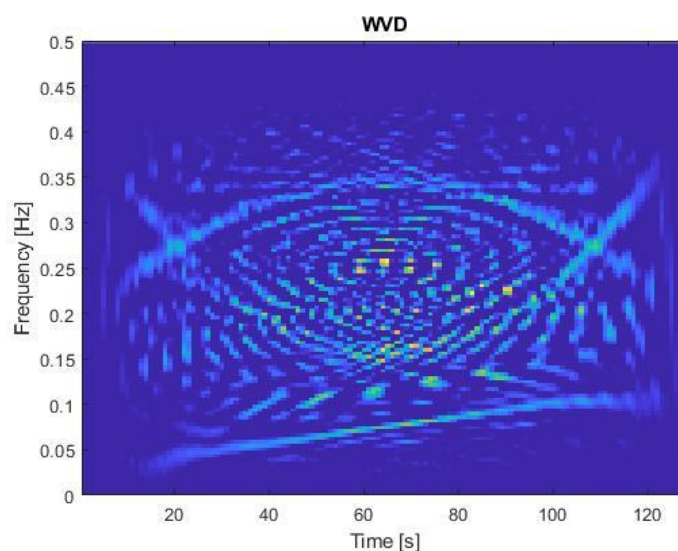


Figure III.6 : WVD du signal de l'exemple 3.

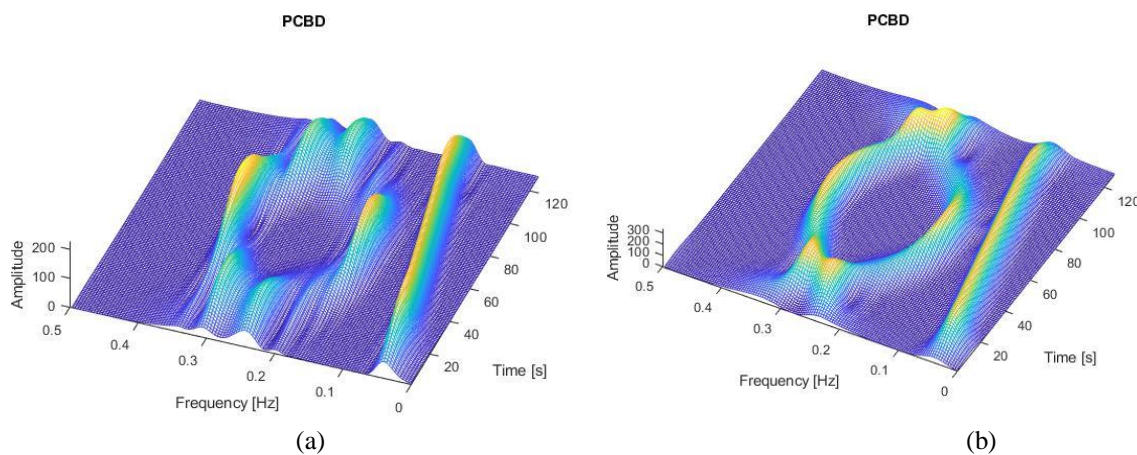


Figure III.7 : PCBD du signal de l'exemple 2. (a) $\gamma=5$, (b) $\gamma=15$.

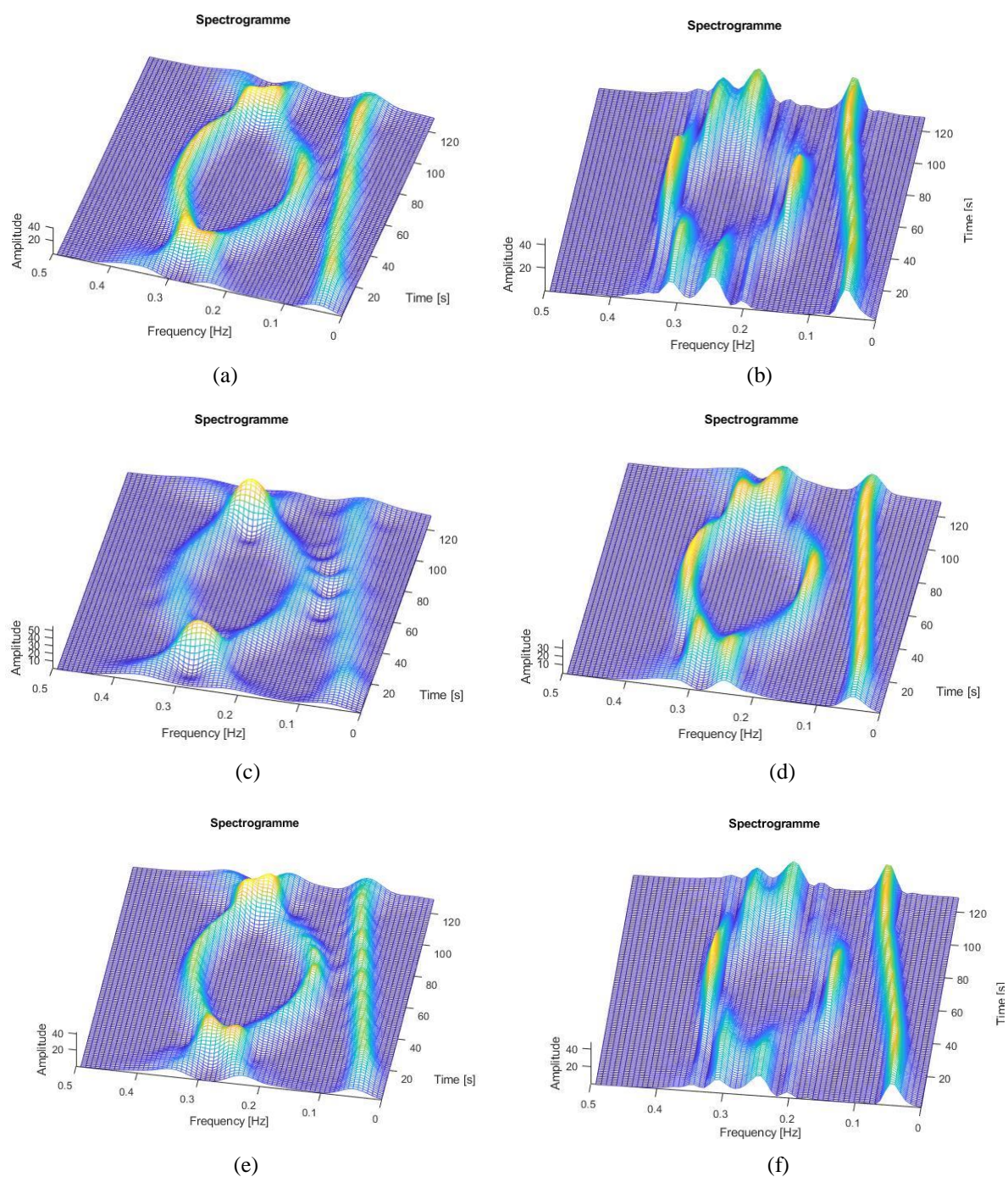


Figure III.8 Spectrogramme du signal de l'exemple 3. (a) HAMming ($L=41$) (b) Hamming ($L=87$), (c) Blackmanharris ($L=41$), (d) Blackmanharris ($L=87$), (e) Bartelett ($L=41$), (f) Bartelett($L=87$)

Discussions et commentaires :

A partir des exemples 2 et 3, on confirme que la WVD, qui est parfaitement adaptée, en termes de concentration, aux signaux possédant une seule composante linéaire, perd cette adaptation lorsque plusieurs sources de types de modulation FM divers émettent simultanément.

Les Figures III.3-III.6 nous montrent que la WVD génère plusieurs interférences internes (les composantes paraboliques eux-mêmes) et externes (les termes croisés entre différentes composantes). Les sources actives, dans ce cas, ne peuvent pas être séparées avec succès de façon tout à fait aveugle. Le système de séparation perd alors sa résolution.

Pour surpasser ce problème, nous avons testé d'autres RTFs quadratiques, à savoir le spectrogramme dont le paramétrage, non connu a priori, repose sur le choix de la fenêtre glissante et de sa longueur, et la PCBD, présentant l'avantage très utile d'être paramétrée à travers un seul entier γ ajustant la bande passante du noyau PCB.

Après plusieurs essais sur les exemples 2 et 3, nous observons d'après l'inspection visuelle que le spectrogramme performe le mieux avec les configurations suivantes : Hamming/ $L=87$ pour l'exemple 2, Bartlett/ $L=41$ pour l'exemple 3 et BlackmanHarris/ $L=87$ pour les deux exemples 2 et 3. Là, on voit clairement l'effet de la fenêtre choisie et de sa durée temporelle sur : 1) la perte de concentration qui est connue d'être médiocre pour le spectrogramme, 2) la suppression des interférences qui augmentent dans les zones de rapprochement des composantes voisines et 3) la lisibilité du diagramme TF obtenu et donc le pouvoir de séparation.

D'autre part, la PCBD surpasse le spectrogramme dans les deux exemples en termes de concentration des termes propres et la suppression des interférences. Ceci permet un meilleur pouvoir de séparation aveugle des sources actives en ajustant convenablement l'étalement du noyau à travers le paramètre de lissage γ .

Exemple 4 : Test de l'effet de bruit blanc Gaussien additif (BBGA)

Pour analyser l'effet du bruit blanc additif Gaussien ; on considère deux signaux LFM parallèles : l'un évolue sur la plage de fréquence 0.1-0.2, et l'autre sur la plage 0.18-0.28. On émerge ce signal dans un bruit BBGA pour différentes valeurs de RSB (*Rapport Signal sur Bruit*). Les résultats d'analyse TF en utilisant la WVD, le spectrogramme (Hamming, $L=63$) et la PCBD ($\gamma=15$) sont reportés sur les Figures III.9-III.11.

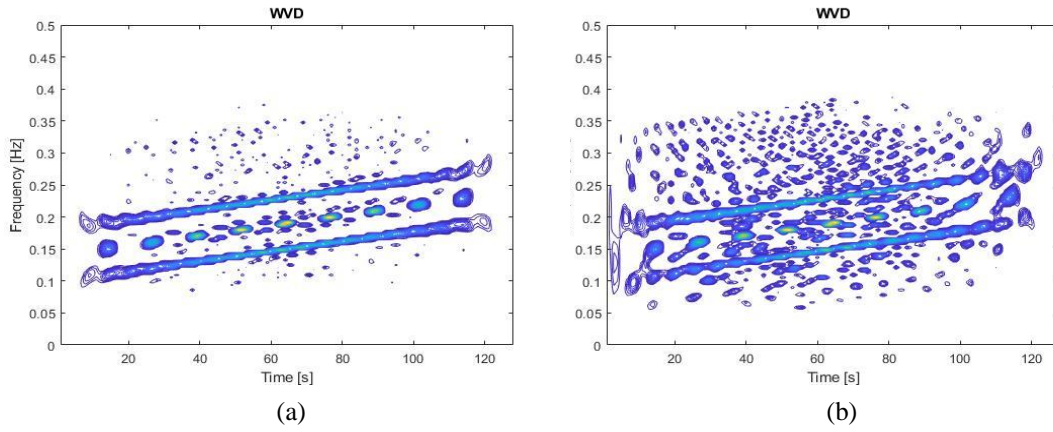


Figure III.9 : WVD du signal de l'exemple 4. (a) RSB=15, (b) RSB=5.

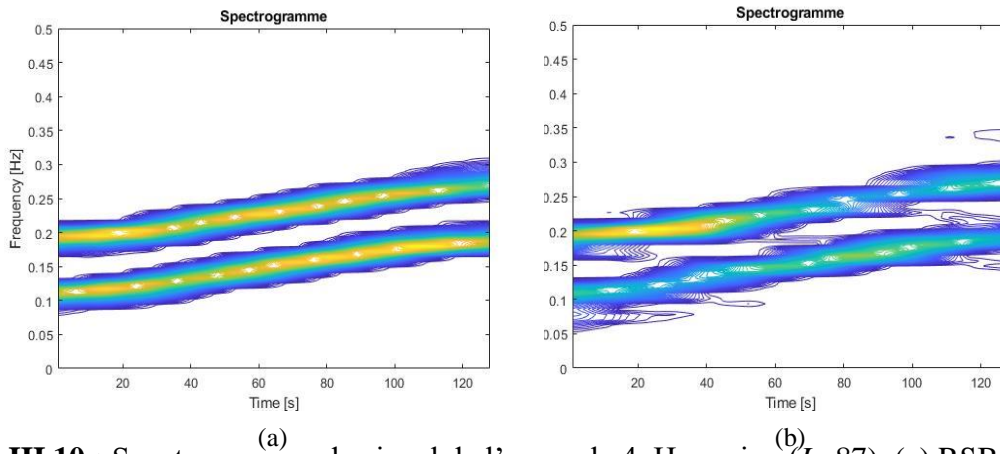


Figure III.10 : Spectrogramme du signal de l'exemple 4. Hamming ($L=87$). (a) RSB=15, (b) RSB=5.

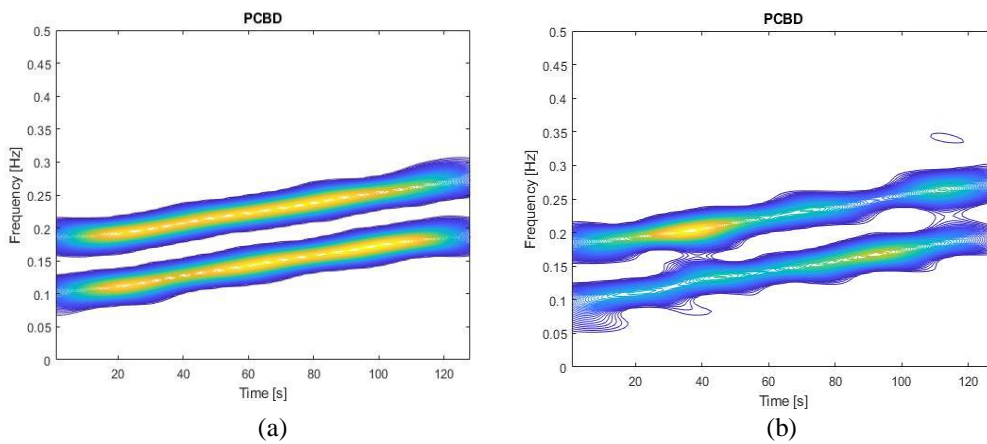


Figure III.11 : PCBD du signal de l'exemple 4 ($\gamma=15$). (a) RSB=15, (b) RSB=5.

Discussions et commentaires :

Il est clair d'après les figures que la PCBD suivie par le spectrogramme sont les plus robustes aux interférences et au bruit également. Les deux DTFs performant le mieux et se montrent capables de séparer les deux sources mêmes rapprochées et émergées dans du BBGA. La WVD, quant à elle, montre une grande sensibilité à la présence du bruit qui affecte fortement la décision de séparation. Cette situation devient plus sérieuse si le nombre d'émetteurs actifs augmente. Ceci montre clairement l'effet du noyau dans le domaine d'ambiguïté qui joue le rôle d'un filtre 2D passe-bas lissant la WVD et réduisant les niveaux du bruit en même temps.

III.2 Mélange aléatoire de plusieurs signaux modulés FM

Comme on a vu en Section III.2.1, la lisibilité de la WVD est sévèrement dégradée à cause de présence de fortes interférences entre les composantes propres au signal. Cette situation devient plus grande lors de présence du bruit des composantes NLFM.

Pour ces raisons, nous comparons en ce qui suit les performances de séparation aveugle des sources en utilisant le spectrogramme et la PCBD.

Dans cette partie, nous étudierons le cas de m mélanges linéaires aléatoires, représentant les observations X_i au niveau des récepteurs, récupérés à partir de n sources actives, notées par S_j . Pour simplifier le problème de séparation, on suppose qu'on a autant d'observations (capteurs) que de sources, c.-à-d. $m=n$. La matrice de mélange W est composée de $m \times n$ nombres aléatoires entre 0 et 1. Chaque élément W_{ij} de la matrice W représente l'affaiblissement du canal relatif au signal de source S_j récupéré par le i -ème récepteur (observation X_i). Mathématiquement parlant, les observations sont reliées aux signaux de source par l'équation linéaire suivante :

$$X = W S \quad (\text{III.2})$$

X : est une matrice de dimensions $m \times N$,

W : est une matrice de dimensions $m \times n$,

S : est une matrice de dimensions $n \times N$.

N : Durée d'observation des signaux

Exemple 1 : Cas d'un mélange de plusieurs signaux LFM

On va générer dans cet exemple un mélange linéaire aléatoire des quatre signaux modulés LFM qui compose le signal $x_2(t)$ (Exemple 2, Section III.2.1).

Le scénario à considérer se compose alors de quatre sources S_1 (LFM décroissant de $f=0.4$ à 0.2), S_2 (LFM croissant de $f=0.2$ à 0.4), S_3 ($f=\text{conste}=0.15$) et S_4 ($f=\text{conste}=0.05$), chacune contenant 128 éléments. La fréquence d'échantillonnage est maintenue à 1 kHz tandis que la durée du signal est de 2 secondes.

La matrice de mélange W utilisée dans cet exemple est :

$$W = \begin{bmatrix} 0.5119 & 0.6865 & 0.3870 & 0.3655 \\ 0.7483 & 0.9557 & 0.0262 & 0.4215 \\ 0.4198 & 0.3079 & 0.6335 & 0.4622 \\ 0.7375 & 0.3423 & 0.5653 & 0.3144 \end{bmatrix}$$

On obtient alors, au niveau des récepteurs, les quatre observations suivantes qui sont analysés en domaine TF en utilisant le spectrogramme (Hamming, $L=53$) et la PCBD ($\gamma=15$) (voir Figure III.12) :

$$\begin{aligned} X_1 &= 0.5119 S_1 + 0.6865 S_2 + 0.3870 S_3 + 0.3655 S_4 \\ X_2 &= 0.7483 S_1 + 0.9557 S_2 + 0.0262 S_3 + 0.4215 S_4 \\ X_3 &= 0.4198 S_1 + 0.3079 S_2 + 0.6335 S_3 + 0.4622 S_4 \\ X_4 &= 0.7375 S_1 + 0.3423 S_2 + 0.5653 S_3 + 0.3144 S_4 \end{aligned}$$

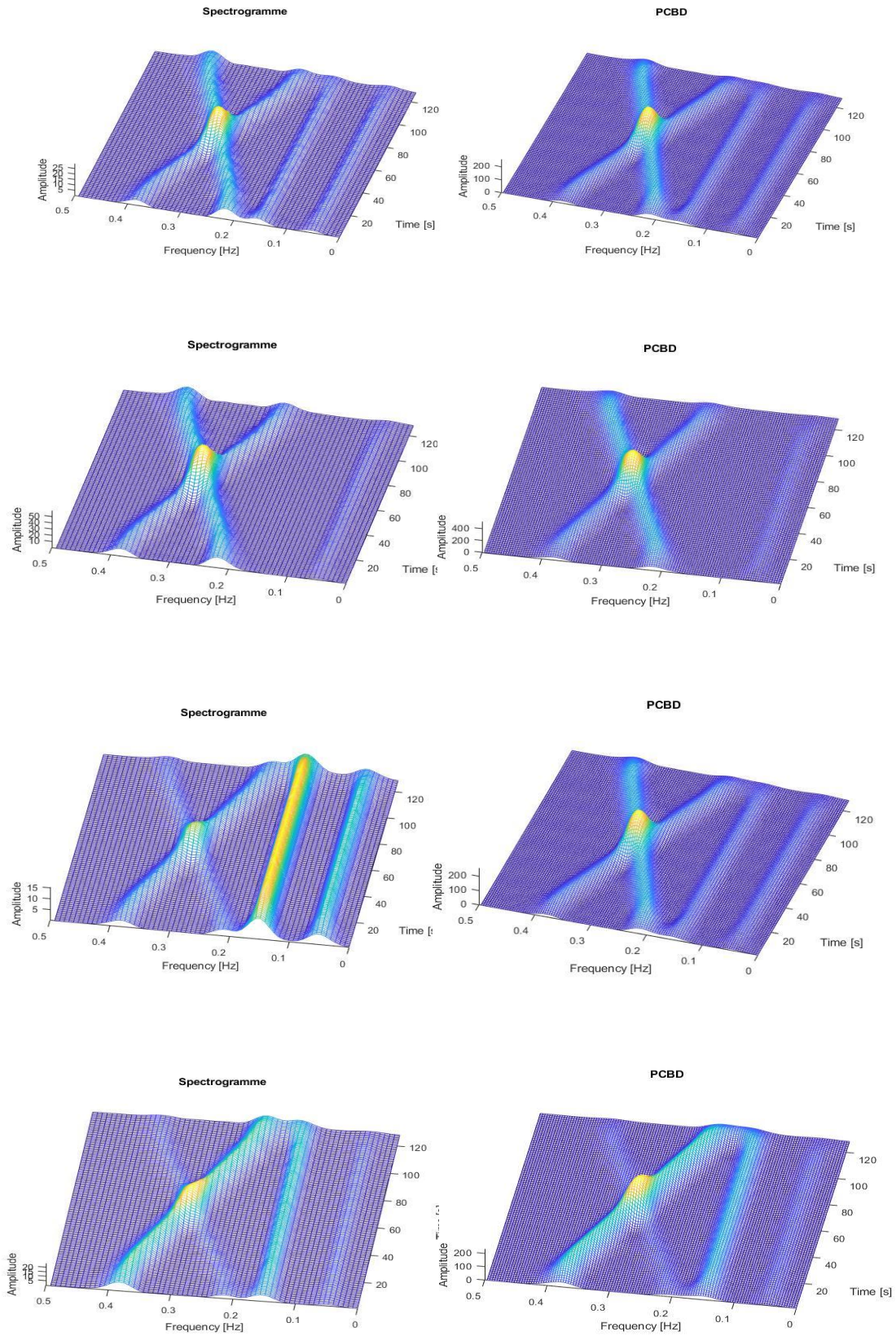


Figure III.12 : Colonne à gauche : Spectrogramme de haut en bas de X_1 , X_2 , X_3 et X_4 (Hamming $L=53$). Colonne à droite : PCBD de haut en bas de X_1 , X_2 , X_3 et X_4 ($\gamma=15$) de l'exemple 1.

Exemple 2 : Cas d'un mélange d'un signal LFM et deux signaux NLFM

On étudie dans cet exemple un mélange linéaire aléatoire de trois sources modulées FM qui constituait les composantes du signal $x_3(t)$ analysé dans l'exemple 3 de la Section III.2.1.

Le scénario à discuter s'agit alors de 3 émetteurs dont on veut séparer d'une façon aveugle avec la stricte minimum information au préalable (la modulation utilisée est supposée FM) : S_1 (LFM croissant de $f=0.03$ à 0.12), S_2 (NLFM parabolique concave décroissant de $f=0.4$ à $f_{\min}=0.15$) et S_3 (NLFM parabolique convexe croissant de $f=0.4$ à $f_{\max}=0.15$), chacune contenant 128 éléments.

La matrice de mélange W utilisée dans cet exemple est :

$$W = \begin{bmatrix} 0.6652 & 0.4748 & 0.4451 \\ 0.7435 & 0.0106 & 0.6682 \\ 0.3785 & 0.8838 & 0.7282 \end{bmatrix}$$

Les quatre observations contenant aléatoirement les contributions des 3 sources sont :

$$\begin{aligned} X_1 &= 0.6652 S_1 + 0.4748 S_2 + 0.4451 S_3 \\ X_2 &= 0.7435 S_1 + 0.0106 S_2 + 0.6682 S_3 \\ X_3 &= 0.3785 S_1 + 0.8838 S_2 + 0.7282 S_3 \end{aligned}$$

Les diagrammes TF correspondants aux observations X_i sont reportés sur la Figure III.13 en utilisant le spectrogramme (Blackman, $L=53$) et la PCBD ($\gamma=18$).

Discussions et commentaires :

D'après les deux exemples traités dans cette section, nous avons confirmé la faisabilité de la séparation aveugle des sources dans le domaine temps-fréquence par un paramétrage judicieux des RTFs utilisées. Cependant, puisque le mélange des sources actives est supposé aléatoire, on aura besoin de maximum d'observations m qui est supposé dans notre étude égale au nombre d'émetteurs n , pour bien déterminer les paramètres importants suivants à partir, uniquement, des observations disponibles :

- Nombre de sources actives durant la durée d'observation,
- Type de modulation FM de chacun des émetteurs actifs dans le réseau,
- Loi fréquentielle de chacune des sources en indiquant avec le maximum de précision le début et la fin de chaque événement fréquentiel durant l'observation.

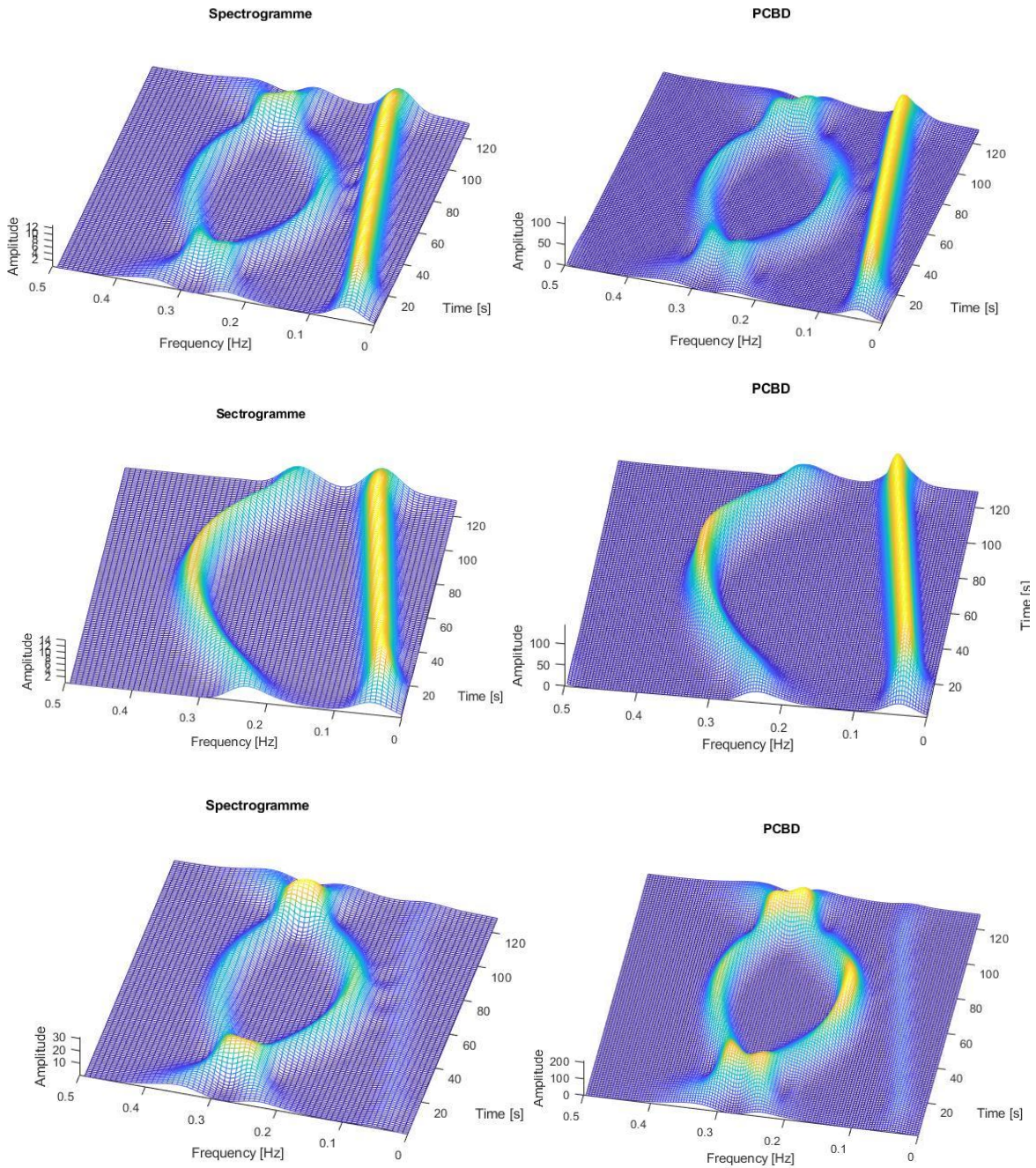


Figure III.13 : Colonne à gauche : Spectrogramme de haut en bas de X_1 , X_2 et X_3 (Blackman $L=53$). Colonne à droite : PCBD de haut en bas de X_1 , X_2 et X_3 ($\gamma=18$) de l'exemple 2.

L'inconvénient majeur de cette approche est que, en cas d'une valeur assez petite du facteur d'affaiblissement de canal W_{ij} , ce qui correspond à de fortes atténuations (fading), le séparateur aveugle se trompe dans la détermination du nombre réel des sources actives. Cette situation est constatée dans la Figure III.12 de l'exemple 1, où l'observation X_2 échoue dans la détection du signal de la source S_3 ($f=\text{conste}=0.15$) qui est reçue par le capteur 2 avec un affaiblissement $W_{23}=0.0262$. La même situation est rencontrée en exemple 2 (Figure III.13): De point de vue visuel, l'observation X_2 échoue dans la détection du signal de la source S_2 (NLFM parabolique concave décroissant de $f=0.4$ à $f_{\min}=0.15$) qui est reçue par le capteur 2 avec un affaiblissement $W_{22}=0.0106$. Pour cette raison, on aura toujours besoin de deux capteurs et plus pour récupérer les informations complémentaires de différentes observations.

III.3 conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes focalisés sur une application très particulière de l'analyse temps-fréquence qui est très adaptée aux signaux de radars et de sonar. Il s'agit de la séparation aveugle des sources modulées FM avec la moindre information a priori.

A travers plusieurs exemples et tests, nous avons prouvé la faisabilité ainsi que l'efficacité de l'ATF dans le domaine de la SAS. L'avantage particulièrement intéressant de cette approche est la possibilité de déterminer avec grande précision plusieurs détails relatifs à l'état instantané des entités communicantes, à savoir : le nombre des émetteurs actifs, leurs types de modulation ainsi que leurs fréquences instantanées. Ceci est effectué sans avoir besoin des outils mathématiques très lourds connus dans la littérature par les méthodes statistiques d'ordre supérieur, à savoir l'approche très réputée connue par l'analyse des composantes indépendantes (ACI).

Cependant, un inconvénient est observé lorsque les coefficients d'affaiblissement du canal W_{ij} sont très faibles ce qui falsifie la décision du séparateur aveugle en termes du nombre exacte des sources actives. Le paramétrage approprié de la DTF constitue un deuxième inconvénient et un défi également surtout pour le spectrogramme et la TFCT. La PCBD, cependant, est la plus flexible de point de vue ajustement car son noyau est polynomial. Le troisième inconvénient concerne la localisation temps-fréquence qui est automatiquement dégradée à cause du lissage effectué par le noyau. Ceci explique le fait que la concentration des termes propres du signal obtenue par la WVD est la meilleure.

Il est à noter que la dégradation de cette localisation est le prix à payer pour : 1) limiter les niveaux du bruit de canal et 2) éliminer les interférences générées par la WVD qui falsifieront toute décision de séparation.

Conclusions et recommandations pour les projets futurs

Conclusions et recommandations pour les projets futurs

Conclusions

D'un point de vue pratique, la transformée de Fourier permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel. L'analyse conjointe temps-fréquence quant à elle vise à estimer et à présenter l'évolution de la fréquence instantanée d'un signal dans un plan temps-fréquence.

Il est évident que les signaux périodiques ne bénéficient pas de ces représentations, puisque leur contenu spectral ne varie pas en fonction du temps. Cependant, ce type d'analyse est pleinement adapté à la famille des signaux non-stationnaires, les signaux dont le contenu spectral et les propriétés mathématiques évoluent en fonction du temps.

Dans ce contexte, l'analyse temps-fréquence (ATF) englobe toute représentation permettant de visualiser l'énergie instantanée répartie ou distribuée sur la bande fréquentielle occupée par le signal analysé.

D'autre part, la modulation peut être définie comme le processus par lequel le signal est transformé de sa forme originale en une forme adaptée au canal de transmission. L'importance d'une modulation est de pouvoir transmettre avec une qualité appréciable un signal analogique. Son choix portera sur le type de modulation à prendre en fonction de l'application et le canal dédié.

La technique FM, est l'une des techniques de modulations avantageuses, étant plus robuste que la modulation d'amplitude pour transmettre un message dans des conditions difficiles (atténuation et bruit importants).

Puisque la fréquence instantanée de ce type de signaux varie le long du temps, il est intuitif de les analyser dans le domaine conjoint temps-fréquence en particulier en utilisant les distributions temps-fréquence quadratiques.

Parmi les applications possibles, nous nous sommes limités à la séparation aveugle de différents émetteurs FM linéaires et non-linéaires de telle sorte de pouvoir déterminer avec le minimum d'information a priori le nombre de sources actives, leurs types de modulation FM, leurs lois fréquentielles en se basant sur les observations seulement. Ces dernières sont supposées d'être des contributions pondérées des n sources récupérées à partir de $m=n$ capteurs ou transducteurs.

A travers plusieurs tests, nous avons prouvé la faisabilité de la SAS par l'ATF sans nécessité de traitement statistique complexe dans le domaine du temps ou de la fréquence. Cependant, trois inconvénients majeurs persistent :

- 1- Si les coefficients d'affaiblissement du canal W_{ij} sont très faibles alors la décision du séparateur aveugle en termes du nombre exact de sources actives est erronée,
- 2- La distribution temps-fréquence utilisée doit être convenablement paramétrée de sorte d'assurer la meilleure résolution, la meilleure concentration des termes propres au signal et la meilleure élimination d'interférences et de bruit. Nous avons montré l'avantage de la PCBF dont le réglage se fait à travers un entier par rapport au spectrogramme et la TFCT qui nécessitent un choix judicieux et de la fenêtre et de sa longueur,
- 3- La localisation temps-fréquence est automatiquement dégradée à cause du lissage effectué par le noyau. Ceci explique le fait que la concentration des auto-termes du signal obtenue par la WVD est la meilleure au détriment de l'apparition de plusieurs termes croisés et d'une faible immunité au bruit.

Recommandations pour les projets futurs

Nos recommandations pour les projets futurs s'orientent vers les axes suivants :

- Considération d'autres types de modulation FM non-linéaires,
- Considération d'autres applications pratiques de l'ATF/SAS,
- Conversion des diagrammes TF obtenus en images puis l'introduction du deep learning pour effectuer la séparation aveugle des sources présentes dans les observations, avec le minimum d'informations préalables, en passant par les trois étapes fondamentales suivantes: Prétraitement, apprentissage et reconnaissance. Le problème de la SAS se résumera alors un problème de reconnaissance de formes.

Bibliographie

- [1] Ilephysique [Enligne], la modulation d'amplitude, cité le 15 Mai 2012. Disponible sur : www.ilephysique.net
- [2] Asif Shaik, Modulation Definition Physics and Radio Electronics. Disponible sur : www.physics-and-radio-electronics.com
- [3] Jean Philippe Muler, la modulation de fréquence, version Juillet 2002
- [4] Gary Lewis Frost, The Evolution of Frequency Modulation Radio.1902-1940. 2004
- [5] Article sur la modulation de fréquence et ses applications. Disponible sur : www.elprocus.com
- [6] Ni [Enligne], Frequency Modulation, cité le 02 Septembre 2020. Disponible sur: www.ni.com
- [7] P.Poulichet ; Modulation Analogique en Amplitude et en Fréquence ; Ecole de La Chambre de La Commerce et d'Industrie de Paris , Mars 2010.
- [8] Jean PhilippeMuler, la Modulation d'amplitude, version Juillet 2002.
- [9] Epsic [Enligne], radiohf , excursion de fréquence . Disponible sur : www.epsic.ch.
- [10] Communications Analogiques, Dominique ventre, Juin 1991. Edition ellipses.
- [11] Dr BELKHEIR Mohammed, Dr ROUISSAT Mehdi, communications Analogiques, Centre Universitaire Nour Bachir El-Bayadh Institut des Sciences et de la Technologie.
- [12] B. Pontalier , Modulation Et La Demodulation de La Frequence, Preparation Agregation Sciences Physiques, Académie de Martinique.
- [13] Nadjah TOUATI. Optimisation des formes d'ondes d'un Radar d'aide à la conduite automobile, robustes vis-à-vis d'environnements électromagnétiques dégradé. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis. 2015.
- [19] Élisabeth Burrell. Deamstime [Enligne]. 19 avril 2014.Disponible sur : www.dreamstime.com.
- [14] Sasmita ; Explain the Difference between Narrow band FM and Wide band FM ; 1 Mars 2016. Disponible sur : electronicspost.com
- [15] Mdulation angle, Modulation de Frequence et Modulation de Phase , septembre 2017.
- [16] S.Leblood , l'Effet Doppler , Lycée Saint-Exupéry de Mantes-la-Jolie, 23 octobre 2012.
- [17] Designua. Deamstime [Enligne]. 15 Janvier 2010. Disponible sur : www.dreamstime.com
- [18] BENSALÉM Merouane, DEKHLI Nassim, Etude des proprietes du signal radar LFM, Institut d'Aeronotique et des Etudes Spatiale, Université BLIDA 1, 2014/2015 .
- [19] Boucles a Vérouillage ae Phase ; M. Girard ; Ediscience International.

- [20] Kuno Toming. . Dreamstime [Enligne]. 27 Juillet 2016. Disponible sur : www.dreamstime.com.
- [21] Alexis Mours. Localisation de Cible en Sonar Actif. Université Grenoble Alpes, 2017.
- [22] Y. K. Chan, M. Y. Chua, and V. C. Koo ; Sidelobes Reduction Using Simple Two and Tri-Stages Non Linear Frequency Modulation (NLFM), Faculty of Engineering & Technology ;Multimedia University, 2009
- [23] Shruti Parwana, Dr. Sanjay Kumar, Analysis of LFM and NLFM Radar Waveforms and their Performance Analysis, International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Mai 2015
- [24] M. Luszczuk and A. Labudzinski,,Side Lobe Level Reduction for Complex Radar Signals With Small Base, International Radar Symposium, 2012.
- [25] Frequency SWEPT SIGNALS, Scipy-cookbook, 19 Mai 2011, Disponible sur : www.scipy-cookbook.readthedocs.io .
- [26] Mahdi SALEH, Contributions to High Range Resolution Radar Waveforms: Design of Complete Processing Chains of Various Intra-Pulse Modulated Stepped Frequency Waveforms, Ecole Doctorale des Sciences Physiques et de L'ingénieur, 27 Février 2020.
- [27] Léonard, F. Spectrogramme de phase et spectrogramme de fréquence. *TS. Traitement du signal*. 2000.
- [28] Flandrin, P. (1993). Temps-fréquence. Hermès
- [29] R. L. ALLEN et D. MILLS, Signal Analysis : Time, Frequency, Scale and Structure., John Wiley & Sons, 2004.
- [30] M. Abed, Time-Frequency Distributions : Compact Support Kernels, Performances and Implementations, PhD Thesis in Signal Processing, Ecole Nationale Polytechnique, Electronics department, 2015.
- [31] B. Boualem, Time-Frequency Signal Analysis and Processing : A Comprehensive Reference, Amsterdam: Elsevier, 2003.
- [32] B. Boashash, Time-Frequency Signal Analysis and Processing: A Comprehensive Reference, UK: Academic press, 2016.
- [33] P. MEYER et F. Yves, Time-Frequency/Time-Scale Analysis. Wavelet Analysis and its applications, 1999.
- [34] SENINETE Sara, Practical estimation of real-life signals' energy using time-frequency distributions derived from kernels with compact support (KCS), thèse de doctorat LMD en électronique, faculté de science et de la technologie, département de génie électrique, 2019/2020

- [35] F. Auger, P. Flandrin, P. Gonçalvès et O. Lemoine, Time-frequency toolbox, CNRS France-Rice University, 1996.
- [36] E. P. WIGNER, On The Quantum Correction for Thermodynamic Equilibrium,, *Physical Review*,
- [37] J. VILLE, Théorie et applications de la notion de signal analytique, *Cables et Transmission*.
- [38] F. HLAWATSCH et G. F. BOUDREAUX-BARTELS, Linear and Quadratic Time-Frequency Signal Representations, *IEEE Signal Processing Magazine* ;1992
- [49] Hlawatsch, F. (1984). Interference terms in the wigner distribution. *Proc. Int. Conf. on Digital Signal Processing*, Florence,
- [41] Qian, S. and Chen, D. (1999). Joint time-frequency analysis. *Signal Processing Magazine, IEEE*,
- [42] S. KADAMBE et G. F. BOUDREAUX-BARTELS, A comparison of the existence of 'cross terms' in the Wigner distribution and the squared magnitude of the wavelet transform and the short-time Fourier transform, *IEEE Transactions on signal processing*, 1992
- [43] L. COHEN, « Time-frequency distributions-a review, *Proceedings of the IEEE*, 1989
- [44] A. Belouchrani et M. Cheriet, Method and system for measuring the energy of a signal», November 2002.
- [45] H.-I. Choi et W. J. Williams, Improved time-frequency representation of multicomponent signals using exponential kernels, 1989