

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



DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electronique

Thème :

**Étude et implémentation d'un radar passif à
illuminateur DVB-T sous Matlab**

Encadré par :

Pr. BELOUHRANI Adel

Réalisé par :

Mr HAKIMI Chems-Eddine

Promotion : Juin 2013

ملخص :

خلال هذا المشروع قمنا بدراسة مبدأ عمل الرادار الخامل و شرحنا فوائد الإشارة OFDM.

قمنا كذلك بتجسيد المستقبل و دالة الغموض باستخدام Matlab.

الكلمات المفتاحية : الرادار الخامل، OFDM ،DVB-T، دالة الغموض.

Résumé :

Dans ce travail, nous avons étudié le fonctionnement d'un radar passif et les avantages apporté par la forme du signal OFDM.

Nous avons implémenté l'étage de démodulation et le calcul de la fonction d'ambiguïté à compression d'impulsion sous Matlab.

Mots clés : Radar passif, OFDM, DVB-T, Fonction d'ambiguïté.

Abstract :

In this project, we have studied the features of passive radar and the advantages of using the OFDM waveform.

We have implemented the radar receiver along with the pulse-compression cross-ambiguity function in Matlab.

Keywords: Passive radar, OFDM, DVB-T, Ambiguity function.

Table des matières

Introduction	3
Chapitre I : Généralités sur les radars passifs.....	4
I.1. Historique.....	4
I.2. Principe du Fonctionnement d'un Radar Passif	5
I.3. Avantages et Inconvénients	6
I.4. Configuration géométrique d'un PBR.....	7
Mesure élémentaire de la distance bistatique	8
Mesure élémentaire du décalage Doppler	9
Equation Radar.....	10
I.5. Fonction d'ambiguïté.....	11
Chapitre II : Structure du signal DVB-T.....	13
II.1. Modulation OFDM.....	13
II.1.1. Principe.....	13
II.1.2. Orthogonalité.....	14
II.1.3. Intervalle de garde :	16
II.1.4. Implémentation.....	17
II.1.5. Formes temporelle et spectrale d'un signal OFDM.....	20
II.2. Paramètres DVB-T	21
II.3. Avantages pour le radar passif.....	24
Chapitre III : Implémentation sur Matlab.....	25
III.1. Description de l'algorithme :	25
III.1.1. La récupération des données des symboles OFDM :	26
III.1.2. Egalisation.....	28
III.1.3. Régénération du signal temporel reçu	29
III.1.4. Calcul de la fonction d'ambiguïté	29
III.2. Résultats de la simulation.....	30
Conclusion.....	35
Références	36

Introduction

Le mot radar est un acronyme formé par les initiaux de l'expression « RAdio Detection And Ranging » qui veut dire en Français : Détection radio et mesure de portée (distance). C'est un système qui permet la détection et la localisation de cibles en mesurant les paramètres des ondes réfléchies par celles-ci, en particulier : le retard, le déplacement Doppler et l'angle d'incidence.

Le radar passif est un type de radar qui profite de sources d'illumination civiles pour irradier ses cibles. Il a l'avantage critique d'être invisible à la détection lui-même, du fait qu'il n'envoie pas le moindre signal qui risque de le divulguer aux radars ennemis. Les sources utilisées sont appelées illuminateurs d'opportunités, on cite parmi elles, les émetteurs de radiodiffusion et de télécommunication terrestre et spatiale.

Le fonctionnement du radar passif consiste à récupérer le signal en chemin directe, dit signal de référence, et de le comparer au signal écho, dit de surveillance. Une inter-corrélation entre le signal de référence et une version déplacée Doppler du signal de surveillance, dite fonction d'ambiguïté, présente des pics de ressemblance en des points (retard, fréquence) correspondant aux coordonnées d'état des cibles.

Dans ce travail, on exploite les avantages d'un radar passif utilisant comme illuminateur d'opportunité, le signal du standard de télévision numérique terrestre : DVB-T. On se base sur l'algorithme présenté en [4] et on propose de substituer la fonction d'ambiguïté utilisée par une fonction d'ambiguïté à compression d'impulsion.

Chapitre I : Généralités sur les radars passifs

I.1. Historique

Les premières origines du radar passif remontent bien avant la deuxième guerre mondiale. En 1935, Sir Robert Watson-watt et son assistant Arnold Wilkins ont conduit une expérience pour détecter un avion Heyford en utilisant l'onde courte provenant de l'émetteur de BBC Empire à Daventry, comme le montre la figure.

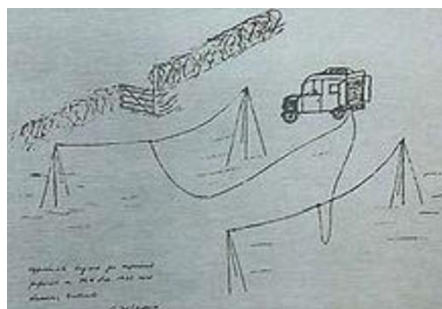


Fig. 1.1. Expérience de Daventry [2]

Quand l'avion survolait la zone, le signal reçu affiché sur l'oscilloscope commença à fluctuer. Ils ont réussi à mesurer une onde radio variable réfléchiée par l'avion. Ce fut la première implémentation réussie d'un radar passif.

Après la guerre, plusieurs études sur le radar passif ont eu lieu. La première version qui a été commercialisée était le radar passif utilisant les émissions radiodiffusées en Radio FM. Il a été créé et développé par Lockheed et Martin, et fut appelé "Silent Sentry". Pour cette application, Thales a développé une antenne HA100.

Le groupe UCL, London, a recherché l'utilisation des transmissions de la télévision analogique pour détecter les avions. Récemment, Fraunhofer FHR ont développé un capteur PCR CORA pour l'exploitation des émissions DAB et DVB-T. [2]



Fig. 1.2. Capteur PCR CORA de Fraunhofer FHR [2]

I.2. Principe du Fonctionnement d'un Radar Passif

Le radar standard est composé d'un émetteur qui rayonne une forme d'onde donnée et d'un récepteur qui récupère les échos de celle-là. Si l'émetteur et le récepteur se trouvent sur la même position topographique, le radar est dit mono-statique, s'ils sont séparés, le radar est dit bistatique.

Le radar passif est un cas particulier du radar bistatique. La différence réside dans le fait que l'émetteur utilisé est complètement indépendant du système radar. De telles sources non coopératives sont appelées illuminateurs d'opportunité.

« La définition exacte d'un radar passif est la suivante : un radar qui n'émet pas de signaux, mais utilise les signaux d'émetteurs non coopératifs. » [1]

Comme l'émetteur n'est pas coopératif, la forme d'onde émise n'est pas connue a priori. Pour pouvoir procéder à la détection, l'onde émise, dite de référence doit être récupérée. Dans le cas général, une antenne particulière dirigée vers l'émetteur lui est dédiée.

Le signal de surveillance est comparé au signal de référence à l'aide d'une fonction d'ambiguïté. C'est une corrélation entre l'un d'eux et une version décalée Doppler de l'autre. Les positions des pics de cette fonction représentent les retards et les déplacements Doppler des cibles; ces valeurs permettent d'estimer leurs portées bistatiques et leurs vitesses radiales.

Les signaux d'illumination utilisables sont :

- _ Diffusion Audio : Radio AM, Radio FM, Radio numérique DAB.
- _ Diffusion Vidéo : Télévision analogique, Télévision numérique terrestre (DVB-T)
- _ Réseaux téléphoniques mobiles : WiFi, WiMAX.
- _ Réseaux métropolitains et locaux : GSM, UMTS.
- _ Émetteurs satellites pour la télécommunication et la géo-localisation : GNSS, Télévision numérique par satellite (DVB-S).

I.3. Avantages et Inconvénients

Les avantages essentiels d'un radar passif sont les suivants :

- _ L'avantage principal d'un radar passif réside dans sa capacité à opérer sans être détectable, puisque la cible ne perçoit rien de plus que le rayonnement civil habituel. Du coup, le radar passif fonctionne en mode couvert et secret, d'où son immunité aux menaces de contre-mesures électroniques (CME). Cet avantage le rend plus attractif qu'un radar actif conventionnel dans certaines missions liées à la défense.
- _ En raison de l'absence d'émetteur, le coût initial et de maintenance est également moins élevé par rapport à un radar bistatique conventionnel.
- _ Il n'est pas nécessaire de demander une allocation supplémentaire de ressources dans le spectre électromagnétique pour émettre un quelconque signal.
- _ Un radar passif admet une petite taille, du coup son déploiement est plus facile surtout dans des endroits où un radar conventionnel ne peut pas être installé.
- _ Un léger impact sur l'environnement et une pollution électromagnétique plus réduite qu'un radar conventionnel comportant une source émettrice de signaux électromagnétiques.

Les inconvénients :

- _ La dépendance aux émetteurs tiers dont on n'a pas la maîtrise : la forme d'onde utilisée n'est pas optimale pour le fonctionnement du radar. Ce signal émis n'est pas contrôlé par le radar et ses caractéristiques peuvent présenter des changements inattendus durant le temps d'émission.
- _ Un autre inconvénient résultant de la dépendance aux émetteurs tiers est que le site et les propriétés radiatives des émetteurs ne peuvent pas être configurés.
- _ Une interférence du signal direct (Direct Signal Interference (DSI) en anglais) à forte puissance et une contribution importante des trajets multiples dans le système de surveillance.
- _ Le besoin d'un système de réception séparé et dédié pour collecter le signal émis, potentiellement affecté par des trajets multiples. [1]

I.4. Configuration géométrique d'un PBR

Un système radar passif est formé d'une antenne de référence dirigée vers l'émetteur dont le rôle est de collecter le signal reçu en trajet direct, et d'une antenne de surveillance pointée dans la direction de la région à surveiller. Les deux antennes sont usuellement colocalisées.

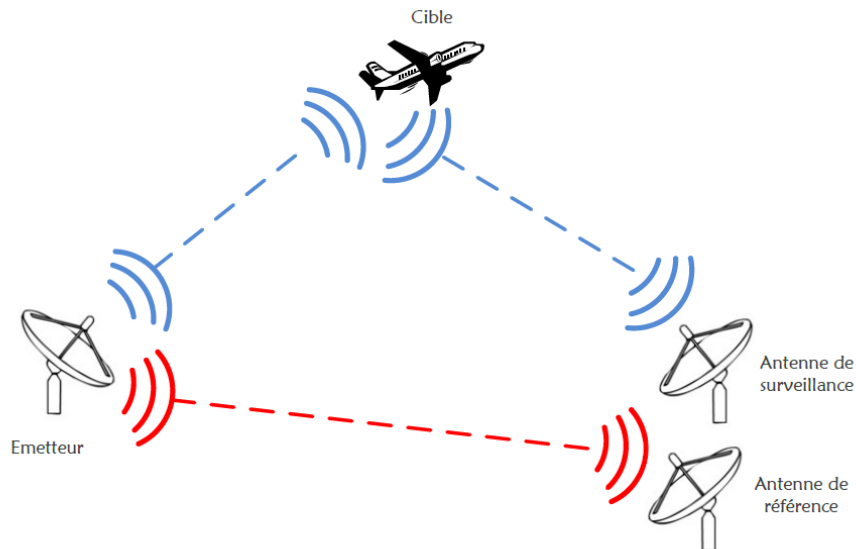


Fig. 1.3. Signal de référence et signal de surveillance

Le récepteur mesure la différence de marche entre le signal qu'il reçoit en trajet direct de l'émetteur, et le signal réfléchi par la cible. Cette mesure permet de déterminer la distance bistatique à l'objet. En plus de la distance bistatique, un radar passif permet de mesurer le décalage de fréquence de l'écho par effet Doppler et dans certaines configurations son azimut. Ces informations étant connues on peut calculer la position et la vitesse de la cible.

Des configurations plus avancées omettent l'antenne de référence dans leurs architectures. De tels systèmes sont capables de séparer le signal de référence et le signal de surveillance à partir d'un mélange reçu. Ils ont donc l'avantage de pouvoir travailler avec une seule antenne sur laquelle on n'exige pas une directivité importante. Ceci dit, il n'y a que quelques formes particulières d'onde qui fournissent cette possibilité, par exemple, le signal OFDM de la DVB-T.

Mesure élémentaire de la distance bistatique

En se propageant sur une distance d , une onde électromagnétique subit un retard défini comme le temps que met l'onde pour parcourir cette distance :

$$\tau = \frac{d}{c}$$

où c est la célérité de la lumière dans le milieu de propagation.

La distance parcourue par l'onde en se propageant de l'émetteur au récepteur, tout en se réfléchissant sur la cible, est la distance bistatique. Cette distance R_b est donnée par :

$$R_b = R_T + R_R$$

où R_T est la distance émetteur-à-cible et R_R est la distance récepteur-à-cible.

Le retard bistatique est alors donné par :

$$\tau = \frac{R_T + R_R}{c}$$

Le retard peut s'exprimer en fonction du vecteur de position de la cible, \mathbf{X} :

$$\tau = \frac{1}{c} (\|\mathbf{X} - \mathbf{X}_R\| + \|\mathbf{X}_T - \mathbf{X}\|)$$

où \mathbf{X}_R et \mathbf{X}_T sont respectivement le vecteur de position du récepteur et de l'émetteur. La distance bistatique localise la cible sur la surface d'une ellipsoïde dont les foyers sont les lieux d'émission et de réception séparés par la ligne de base L , et dont la longueur du grand axe est $2a = R_R + R_T$. L'ellipsoïde d'équidistance (isorange en anglais) est complètement définie par les deux paramètres a et L . La figure montre une coupe de l'ellipsoïde dans le plan bistatique formé par l'émetteur T_X , le récepteur R_X et la cible C .

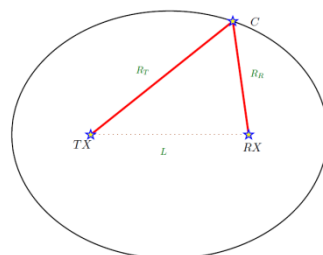


Fig. 1.4. Coupe dans l'ellipsoïde d'équidistance

Mesure élémentaire du décalage Doppler

Lorsque la distance bistatique entre l'émetteur et le récepteur en passant par la cible varie au cours du temps, un effet de décalage de fréquence de l'onde électromagnétique apparaît. On appelle cet effet, largement lié à la vitesse de la cible, effet Doppler.

Par conséquent, le décalage Doppler est défini comme proportionnel au taux de variation de la distance bistatique par unité du temps. Il est donné par :

$$v = -\frac{f_c}{c} \left[\frac{d}{dt} (R_T + R_R) \right]$$

où f_c est la fréquence de propagation.

Le décalage Doppler peut s'exprimer en fonction des vitesses radiales entre l'émetteur et la cible d'une part et le récepteur et la cible d'un autre part.

Ce décalage est donné comme une projection de la vitesse relative sur la direction de propagation :

$$v = -\frac{f_c}{c} \left[(\mathbf{V} - \mathbf{V}_T) \cdot \frac{\mathbf{X} - \mathbf{X}_T}{\|\mathbf{X} - \mathbf{X}_T\|} + (\mathbf{V} - \mathbf{V}_R) \cdot \frac{\mathbf{X} - \mathbf{X}_R}{\|\mathbf{X} - \mathbf{X}_R\|} \right]$$

où \mathbf{V}_R , \mathbf{V}_T et \mathbf{V} sont respectivement les vecteurs vitesse du récepteur, de l'émetteur et de la cible. Lorsque l'émetteur et le récepteur sont supposés immobiles, l'équation devient :

$$v = -\frac{f_c}{c} \mathbf{V} \cdot \left[\frac{\mathbf{X} - \mathbf{X}_T}{\|\mathbf{X} - \mathbf{X}_T\|} + \frac{\mathbf{X} - \mathbf{X}_R}{\|\mathbf{X} - \mathbf{X}_R\|} \right]$$

Par projection, le décalage Doppler s'écrit aussi:

$$v = 2 \frac{f_c}{c} V \cos(\delta) \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)$$

où V est le module de la vitesse de la cible, δ est l'angle que fait le vecteur vitesse avec la bissectrice bistatique et β est l'angle bistatique.

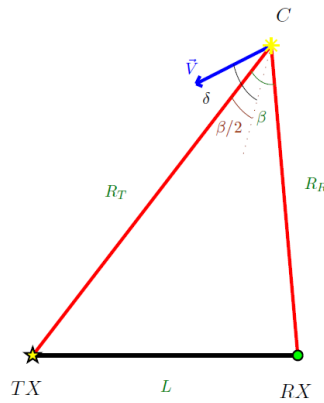


Fig. 1.5. Géométrie pour le décalage Doppler bistatique

Equation Radar

Le bilan de puissance pendant la propagation d'onde est résumé par l'équation radar qui exprime la puissance reçue par le récepteur en fonction de la puissance émise et les paramètres du système :

$$P_R = \frac{P_T G_T F_T G_R F_R \lambda^2 \sigma_e}{(4\pi)^3 L_T L_R (R_T R_R)^2}$$

Avec :

P_T : puissance émise par l'émetteur.

P_R : puissance reçue par l'émetteur.

G_T : gain de l'antenne émettrice.

F_T : diagramme de transmission de l'antenne émettrice.

G_R : gain de l'antenne réceptrice.

F_R : diagramme de transmission de l'antenne réceptrice.

λ : longueur d'onde de propagation.

L_T : perte (>1) sur le chemin émetteur-cible.

L_R : perte (>1) sur le chemin cible-récepteur.

σ_e : surface équivalente radar de la cible.

I.5. Fonction d'ambigüité

Etant donné deux signaux à comparer s et s' , leur fonction d'ambigüité est définie comme la fonction d'inter-corrélation de s_1 avec une version décalée Doppler de s_2 .

$$R_{s,s'}(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot s'^*(t - \nu) e^{-j2\pi\nu t} dt$$

Lorsque l'onde incidente est réfléchiée par une cible mobile, elle subit en plus du retard dû à la différence de parcours, un déplacement de fréquence à cause de l'effet Doppler. La fonction d'ambigüité, calcule la corrélation entre le signal directe et le signal réfléchi pour chaque valeur du couple (retard, fréquence). Les couples correspondants aux pics représentent les coordonnées fréquentio-temporelles des éventuelles cibles.

Sur le calculateur, ont implémente bien évidemment la version discrète suivante :

$$R_{s,s'}(n, m) = \sum_{k=1}^N s(k) \cdot s'^*(k - n + 1) e^{-j2\pi \frac{(m-1)(k-1)}{N-1}} \quad [4]$$

Le calcul de la fonction d'ambigüité en utilisant cette expression se montre très lent. Il s'agit de calculer la décalée Doppler de s' , et puis de calculer son inter-corrélation avec s pour chaque valeur de m ; ce qui résulte en un temps astronomique de calcul. Pour assurer le traitement en temps réel, il faut augmenter la puissance de calcul et donc augmenter le coût de conception et de réalisation.

Une variante plus pratique de cette expression vient résoudre le problème : La compression d'impulsion Doppler. Elle se fait en deux étages :

Le premier consiste à calculer l'inter-corrélation sans Doppler, sur des longueurs élémentaires T_c .

$$A_{s,s'}(\tau, 0, i) = \int_0^{T_c} s(t + iT_c) s'^*(t + iT_c - \tau) dt$$

i étant l'indice du bloc.

Le deuxième étage effectue une DFT sur les blocs, pour chaque valeur du retard.

$$R'_{s,s'}(\tau, \mu) = \sum_{i=-N/2}^{N/2} A_{s,s'}(\tau, 0, i) \exp\left(\frac{-j2\pi}{N} \mu i\right) \approx R_{s,s'}(\tau, \nu)$$

μ étant l'estimation du déplacement Doppler ν . [5]

Pour améliorer le temps de calcul encore plus, la DFT est calculée à l'aide de l'algorithme FFT. L'inconvénient de cette méthode, est le fait que le nombre de points fréquentiels obtenus est défini par la largeur de l'impulsion T_c , et vis-versa.

Chapitre II : Structure du signal DVB-T

Dans le but de comprendre les avantages du signal DVB-T pour le radar passif, on propose une description brève de sa structure générale.

II.1. Modulation OFDM

II.1.1. Principe

Le principe général de l'OFDM est simple. Au lieu de moduler l'information binaire par une seule porteuse à haute fréquence, on utilise quelques milliers de sous-porteuses à basses fréquences, régulièrement espacées. La durée du symbole devient très grande devant le retard du canal ce qui réduit énormément les interférences inter-symboles. Le débit binaire total reste constant grâce au nombre élevé des sous-porteuses.

La propriété principale donnant possibilité à cette méthode, est l'orthogonalité des porteuses. C'est une condition nécessaire pour la récupération du contenu binaire au niveau du récepteur ; elle exige le choix de l'espacement inter-porteuses. En pratique, la modulation revient à effectuer une transformation de Fourier rapide : FFT.

Deux autres accessoires intéressants renforcent encore la performance de l'OFDM : Les sous-porteuses pilotes et l'intervalle de garde. Bien-que l'OFDM précédemment décrite présente une robustesse contre le bruit et un minimum d'ISI (Inter-Symbol Interference), elle n'élimine pas ce dernier définitivement. Le retard du canal tout en étant petit devant la durée du symbole, perturbe la condition d'orthogonalité. Pour pallier à cela, la fin du symbole est copiée et collée à son début, c'est l'intervalle de garde. Cet intervalle est ignoré lors de la démodulation de sorte que les interférences qui y ont lieu, ne soit pas prises dans l'intégrale et ne perturbe donc pas l'orthogonalité.

Le deuxième atout est l'insertion de porteuses dites pilotes. Elles servent à compenser la réponse fréquentielle du canal (Equalization). Les amplitudes de ces porteuses étant connues, il est possible de mesurer l'influence du canal sur chacune d'elles à la réception. Une interpolation polynomiale (généralement linéaire) permet d'estimer la fonction de transfert du canal, et donc l'inversement de son effet.

II.1.2. Orthogonalité

En mathématique, l'orthogonalité est synonyme d'indépendance. La modulation OFDM attribue l'information binaire modulée QAM aux différentes sous-porteuses. Pour pouvoir restituer cette information, il est impératif que les sous-porteuses n'interfèrent pas entre elles.

Soient deux porteuses différentes s_k et s_l . Elles sont orthogonales si et seulement si leur produit scalaire est nul. Ceci se traduit par la formule suivante :

$$s_k \cdot s_l = \int_t^{t+T_u} s_k(t) s_l(t)^* dt = \begin{cases} T_u & \text{pour } k=l \\ 0 & \text{pour } k \neq l \end{cases}$$

T_u étant la durée du symbole OFDM.

Les porteuses étant des exponentielles complexes, l'orthogonalité est satisfaite en choisissant des fréquences multiples de la fréquence fondamentale $f=1/T_u$.

$$s_k \cdot s_l = \int_t^{t+T_u} s_k(t) s_l(t)^* dt = \int_t^{t+T_u} e^{\frac{j2\pi kt}{T_u}} e^{-\frac{j2\pi lt}{T_u}} dt$$

Pour $k=l$, on obtient :

$$s_k \cdot s_l = \int_t^{t+T_u} e^0 dt = T_u$$

Pour $k \neq l$, on obtient :

$$\begin{aligned} s_k \cdot s_l &= \int_t^{t+T_u} e^{\frac{j2\pi(k-l)t}{T_u}} dt = \frac{e^{\frac{j2\pi(k-l)(t+T_u)}{T_u}} - e^{\frac{j2\pi(k-l)t}{T_u}}}{\frac{j2\pi(k-l)}{T_u}} = \frac{e^{\frac{j2\pi(k-l)t}{T_u}} (e^{\frac{j2\pi(k-l)T_u}{T_u}} - 1)}{\frac{j2\pi(k-l)}{T_u}} \\ &= \frac{e^{\frac{j2\pi(k-l)t}{T_u}} (1 - 1)}{\frac{j2\pi(k-l)}{T_u}} = 0 \end{aligned}$$

L'orthogonalité est vérifiée donc en choisissant des fréquences multiples de l'inverse de la période du symbole. Il n'y a aucune condition sur l'espacement entre ces fréquences. Ceci dit, pour une utilisation optimale de la bande passante, on se doit de choisir l'espacement le plus petit possible qui assure l'orthogonalité, soit $\Delta f = 1/T_u$.

Dans le domaine fréquentiel :

Le spectre d'une exponentielle complexe limité dans le temps n'est autre que la fonction sinus cardinal « sinc » multipliée par la période T_u . Le maximum du sinc se positionne sur la fréquence de la porteuse.

$$\text{sinc}(f T_u) = \frac{\sin(\pi f T_u)}{(\pi f T_u)}$$

A première vue, la fonction sinc est à support illimité. Il n'y a donc pas possibilité d'utiliser plusieurs porteuses sans recouvrement. Néanmoins, on remarque que la fonction sinus cardinal s'annule périodiquement en partant de son maximum à droite et à gauche chaque $1 / T_u$. Il s'agit donc de faire coïncider le maximum de chaque porteuse à un zéro de toute autre. Cette valeur de l'espacement est identique à celle imposée par la condition d'orthogonalité élaborée dans le domaine temporel.

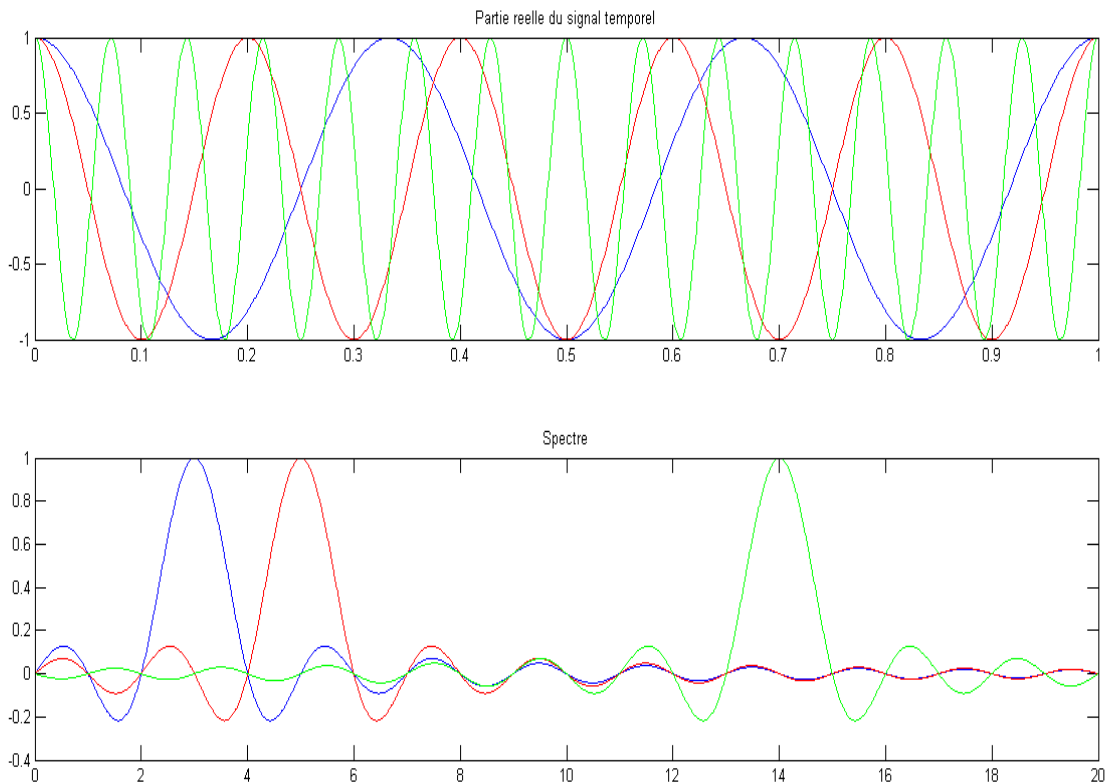


Fig. 2.1. Partie réelle de trois porteuses de fréquences : 3, 5 et 14Hz et leurs spectres

II.1.3. Intervalle de garde :

La robustesse de l'OFDM contre les interférences inter-symboles ISI, découle déjà du fait que le retard du canal (à cause des trajets multiples) est négligeable devant la durée de ses symboles. Malheureusement, ce n'est pas suffisant ! Bien que la durée sur laquelle les symboles interfèrent soit petite, et donc n'influe pas sur le mécanisme de la décision lors de la réception, elle détruit la condition de l'orthogonalité. Sans cette dernière la démodulation dégrade et le système perd toute sa puissance.

Pour résoudre ce problème, on introduit l'intervalle de garde. L'intervalle de garde est tout simplement une portion à la fin du symbole OFDM copiée à son début. La longueur doit être choisie supérieure au retard maximal apporté par le canal. Les symboles vont interférer donc sur des intervalles plus courts que l'intervalle de garde. Lors de l'intégration, l'intervalle de garde est ignoré et les phénomènes qui ont lieu à l'intérieur sont par conséquent sans effet !

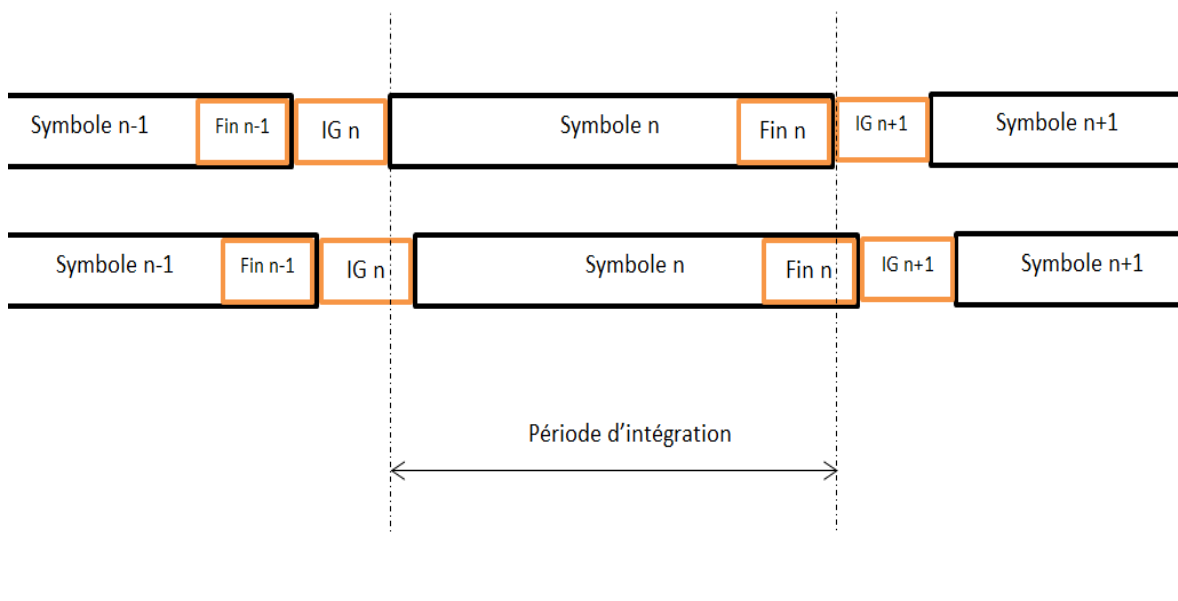


Fig. 2.2. Interférence en présence de l'intervalle de garde

L'ajout de l'intervalle de garde restaure la condition d'orthogonalité et élimine les ISI. Les effets des trajets multiples sont réduits à de petits déphasages.

Le symbole OFDM de durée T_s se compose désormais d'un intervalle de garde de longueur T_g et d'un symbole utile de durée T_u .

II.1.4. Implémentation

Le synoptique suivant illustre un émetteur OFDM :

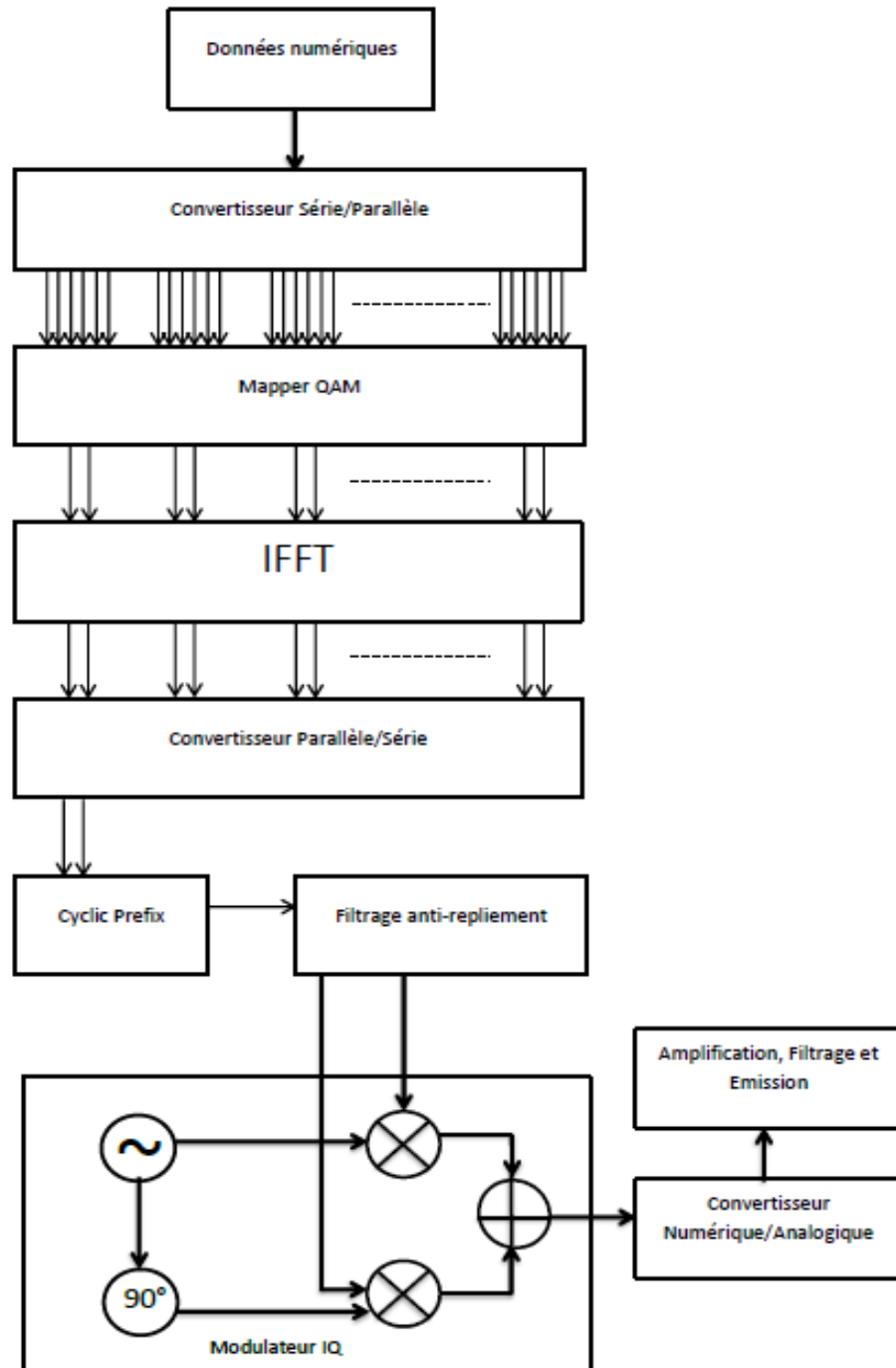


Fig. 2.3. Schéma synoptique d'un modulateur OFDM typique

Le convertisseur série/parallèle :

Il a pour fonction de grouper les bits des données, à priori en suites suffisamment longues pour coder tous les points de la constellation numérique utilisé. Par exemple, dans le cas du 64-QAM, on a besoin de 6 bits pour coder un point. Ensuite, il regroupe ces suites en suites dont la taille est égale au nombre de sous-porteuses OFDM. Si on utilise 1000 sous-porteuses, le symbole OFDM consistera de 1000 symbole QAM, et donc le convertisseur série/parallèle transmet au mapper 1000 suites de 6 bits simultanément.

Le mapper :

C'est un modulateur numérique. Le mapper permet de traduire l'information binaire en points d'une constellation donnée sur le plan signal formé par deux fonctions sinusoïdales en quadrature. On utilise notamment les constellations QPSK, 16 QAM et 64 QAM. A la sortie du mapper, on récupère les coordonnées des points signal modulés.

Le modulateur OFDM :

Théoriquement, ce bloc comporte autant d'oscillateurs locaux que de sous-porteuses OFDM. Chaque symbole complexe QAM est multiplié par une sous-porteuse et puis les signaux résultants sont sommés. Cette méthode est en pratique impossible à utiliser. Il faudra implémenter des milliers d'oscillateurs locaux à faible bruit et il faudra les synchroniser parfaitement. Ce qui engendre un coût d'implémentation astronomique, une consommation énergétique importante et un encombrement du circuit.

Une méthode plus simple, plus performante et moins chère fut inspirée de la forme temporelle du signal (en bande de base):

$$s(t) = \sum_{k=1}^N c_k e^{j2\pi kt / T_u}$$

Où :

c_k est le symbole complexe QAM

k est l'indice de la sous-porteuse

T_u est la période du symbole utile

Cette forme est bien celle d'une transformation de Fourier discrète inverse de la suite $\{c_k\}$. On pense immédiatement à utiliser l'algorithme de transformation de Fourier rapide inverse iFFT. Bien entendu, pour pouvoir l'utiliser, quelques facteurs supplémentaires doivent être considérés, à savoir : La fréquence d'échantillonnage et le nombre de point iFFT. Ce dernier doit être une puissance de 2. Comme en pratique ce n'est jamais le cas, on complète par des zéros pour atteindre une puissance de 2 : c'est le « zéro-padding ».

L'utilisation de l'iFFT permet d'économiser des milliers d'oscillateurs, de filtres, l'espace qu'ils occuperaient ainsi que l'énergie qu'ils auraient consommée.

Le bloc iFFT reçoit les parties réelles et imaginaires des symboles complexes QAM, qui sont du coup dans le domaine fréquentiel, calcule leur transformation inverse contenant le même nombre de points temporels, chacun avec sa partie réelle et imaginaire.

Le convertisseur parallèle/série :

Il a pour rôle de transformer le vecteur en sortie du bloc iFFT en séquence temporelle.

Le bloc CP :

« Cyclic Prefix » ou intervalle de garde est inséré à ce niveau. On copie la fin de chaque symbole et on la colle à son début. Le rapport cyclique de l'intervalle de garde sur la durée du symbole utile, est déterminé par le standard ou la norme choisie.

Le modulateur IQ :

Le signal OFDM ainsi obtenu est numérique en bande de base, pour pouvoir le transmettre, il faudra le filtrer et le transposer vers les radiofréquences. Le modulateur dispose d'un oscillateur local accordé à la fréquence désirée et d'un déphaseur de 90° . La partie réelle du signal OFDM est multipliée par la porteuse cosinus et la partie imaginaire est multipliée par la porteuse sinus et les sorties sont sommées. Avant d'envoyer la sortie finale au préamplificateur, elle est bien évidemment convertie en analogique au niveau du convertisseur numérique analogique.

II.1.5. Formes temporelle et spectrale d'un signal OFDM

La forme finale du signal OFDM émis est la suivante :

$$s(t) = \text{Re} \left[e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \varphi_{m,l,k}(t) \right]$$

$$\varphi_{m,l,k}(t) = \exp \left(j2\pi \frac{k'}{T_u} (t - \Delta - l.T_s - 68m.T_s) \right)$$

Pour $(l + 68 m)T_s < t < (l + 68 m + 1)T_s$ et 0 ailleurs.

Avec :

k : numéro de la porteuse f_c : fréquence central du signal RF

l : numéro du symbole OFDM Δ : durée de l'intervalle de garde

m : numéro de la trame

T_s : durée du symbole $k' = k - (K_{\max} + K_{\min}) / 2$

T_u : durée utile $c_{m,l,k}$: symbole complexe

Le spectre est pratiquement plat sur toute la bande passante est de la forme :

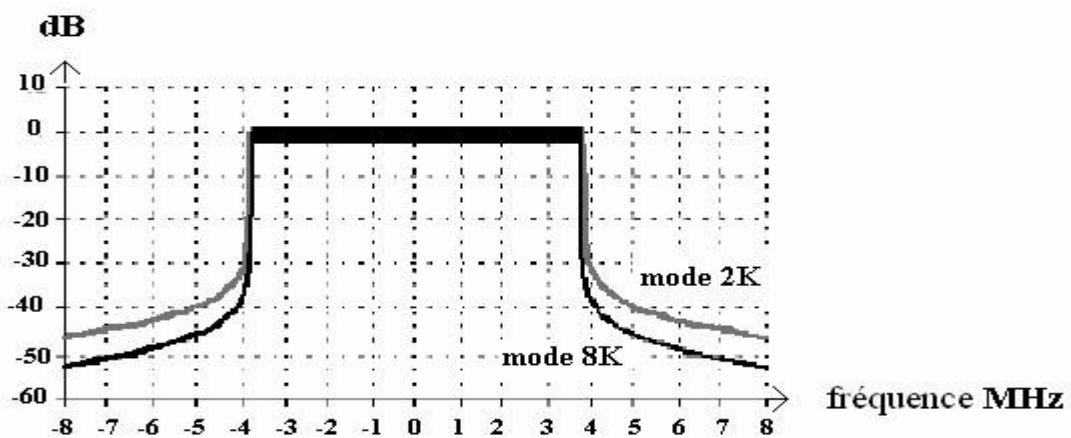


Fig. 2.4. Spectre réel d'un signal OFDM [6]

II.2. Paramètres DVB-T

Comme expliqué précédemment, la modulation OFDM est effectuée à l'aide d'un calculateur d'iFFT. Le nombre de points iFFT utilisée varie selon le mode de transmission DVB-T. Le mapping numérique utilisé est le 64-QAM.

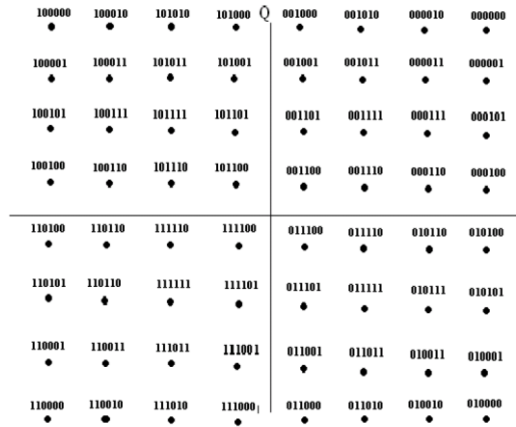


Fig. 2.5. Constellation 64-QAM

Le rapport de la largeur de l'intervalle de garde à la durée totale du symbole varie entre $\frac{1}{4}$ et $\frac{1}{32}$.

Les symboles sont groupés en trames (68 par trame). Chaque 4 trames forment une super-trame.

Modes 2k et 8k :

Le standard DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) comporte deux modes : 8K et 2K. Le premier règne en Europe et le deuxième en Australie. Les dénominations 8K et 2K viennent du nombre de points de l'iFFT utilisé, respectivement 8192 et 2048 points. La bande passante peut être 8, 7 ou 6 MHz.

Dans le mode 8K l'espacement inter-porteuses est d'1 KHz (1ms) et dans le mode 2K il est de 4 KHz (250µs). Le premier est visiblement plus robuste contre les ISI mais vulnérable aux décalages fréquentiels de Doppler. Le deuxième est donc plus adapté aux récepteurs mobiles.

Porteuses

Dans le standard DVB-T, on n'utilise pas tous les points de l'IFFT. Effectivement, dans le mode 2K, 1512 porteuses utiles sur 2048 et dans le mode 8K, 6048 sur 8192.

On note 5 types de porteuses dans le standard DVB-T :

- Porteuses inactives à positions fixes (Amplitude nulle)
- Porteuses utiles à positions fixes
- Porteuses pilotes continues à positions fixes
- Porteuses pilotes disséminées à positions variables
- Porteuses TPS à positions fixes

Les porteuses utiles : Ce sont les porteuses qui « portent » effectivement l'information numérique. Elles sont modulées par les coefficients complexes fournis par le mapper QAM.

Les pilotes continus : 177 en mode 8K et 45 en mode 2K. Elles occupent l'axe réel avec une phase 0° ou 180° . Elles sont amplifiées de 3dB par rapport à l'amplitude moyenne du signal. Elles sont utilisées pour le control automatique de fréquence AFC. Selon le standard elles sont utilisées pour compenser les effets du canal. En DVB-T, elles servent à calculer la réponse fréquentielle du canal pour les fréquences qui leurs correspondent. Ensuite, la réponse fréquentielle est estimée par interpolation linéaire entre ces points. Le spectre récupéré à la réception est divisé par cette réponse pour annuler son effet ; c'est l'égalisation du canal.

Les pilotes dispersées : 524 en mode 8K et 121 en mode 2K. Elles glissent de sorte à balayer le spectre de façon dynamique.

Au sein du même symbole, on trouve une sous-porteuse pilote dispersées chaque 12 sous-porteuses. Chacune d'elle se déplace de 3 positions dans le prochain symbole OFDM.

Comme les pilotes continus, les pilotes dispersés servent à estimer la réponse fréquentielle du canal. Elles permettent d'améliorer la qualité de l'estimation grâce à leur déplacement le long du support spectral.

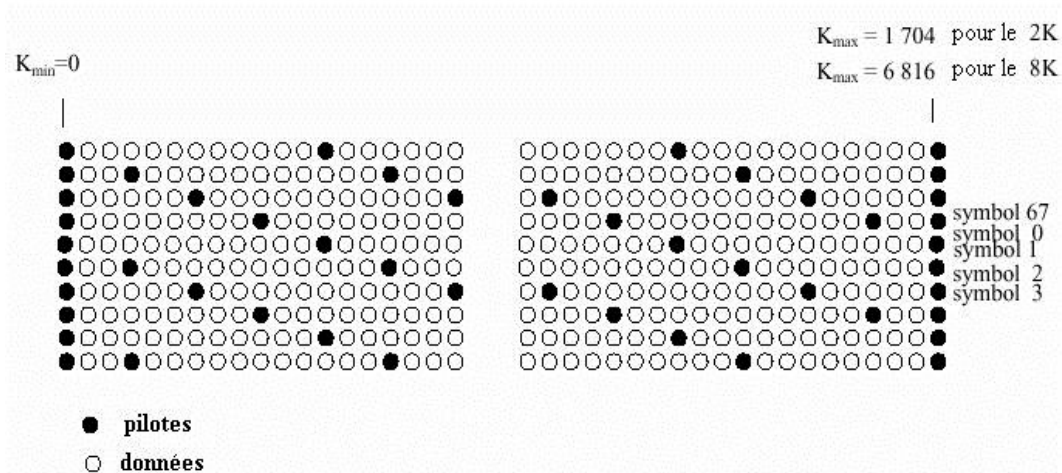


Fig. 2.6. Pilotes dispersées

Les porteuses de transmission des paramètres du signal TPS (Transmission Parameter Signal) : transportent un seul et unique bit sur 17 porteuses par symbole en mode 2K et 68 porteuses par symbole en mode 8K.

Les informations transportées par ces porteuses sont :

- Mode (2K ou 8K)
- Longueur de l'intervalle de garde (1/4 , 1/8, 1/16, 1/32)
- Type de modulation (QPSK, 16QAM, 64QAM)
- Rendement de code (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)
- Utilisation de hiérarchie

On note que le récepteur doit à priori connaître le mode et la longueur de l'intervalle de garde.

	2K	8K
Nombre de porteuses	2048	8192
Nombre de porteuses utilisées	1705	6817
Nombre de pilotes disséminées	142/131	568/524
Nombre de pilotes continus	45	177
Nombre de porteuses TPS	17	68
Nombre de porteuses utiles	1512	6048

Le nombre des différentes sous-porteuses en mode 2k [3]

Fréquences

La fréquence d'échantillonnage est définie pour 8MHz comme suit :

$$f_{\text{sample IFFT 8MHz}} = 64/7 \text{ MHz} = 9.142857143 \text{ MHz}$$

On note que le nombre de sous-porteuses réellement utilisées est inférieur au nombre de points iFFT, ce qui veut dire que la bande passante véritable du signal OFDM est inférieur à 8 MHz, soit 7.6 MHz.

Les fréquences pour les bandes 7MHz et 6MHz se déduisent en multipliant par les rapport 7/8 et 6/8 :

$$f_{\text{sample IFFT 7MHz}} = 64/7 \text{ MHz} \cdot 7/8 = 8 \text{ MHz}$$

$$f_{\text{sample IFFT 6MHz}} = 64/7 \text{ MHz} \cdot 6/8 = 48/7 \text{ MHz} = 6.857142857 \text{ MHz}$$

II.3. Avantages pour le radar passif

La forme d'onde OFDM est conçue spécialement pour les canaux à trajets multiples. Ce qui veut dire dans le cas particulier où il y a un seul chemin indirect provenant de la cible, un démodulateur OFDM peut facilement récupérer le contenu informatif du signal. L'avantage réside dans l'utilisation d'une **antenne unique** au lieu de plusieurs. Il suffit de récupérer le signal mélange (direct + écho), de le démoduler, de régénérer le signal temporel et à la fin de le substituer au mélange pour obtenir le signal écho.

L'utilisation d'une seule antenne de faible directivité, diminue le coût de réalisation du radar et offre une meilleure dissimulation visuelle.

Chapitre III : Implémentation sur Matlab

III.1. Description de l'algorithme :

L'objectif est le tracé de la fonction d'ambiguïté. [4]

Le signal de référence doit être reconstruit à partir de la démodulation du signal reçu.

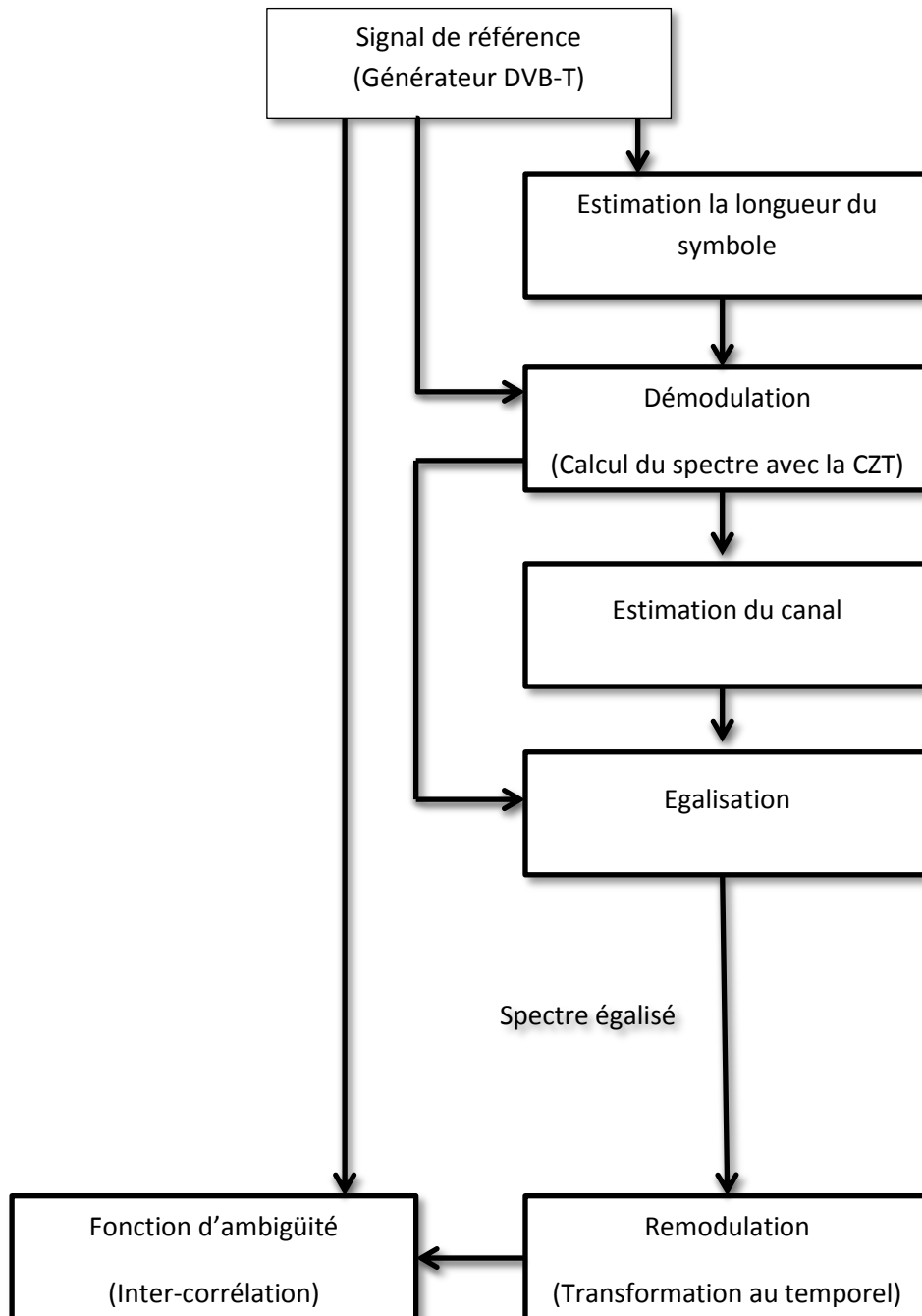


Fig. 2.7. Organigramme du radar

III.1.1. La récupération des symboles fréquentiels :

Cette étape consiste à démoduler le signal et récupérer les symboles complexes portés par les différentes porteuses OFDM. Le symbole OFDM étant obtenu en effectuant une transformé de Fourier rapide inverse (IFFT) la démodulation devrait se réduire à effectuer la transformation dual, donc FFT.

Le problème qui se pose, c'est la différence entre les fréquences d'échantillonnage de l'émetteur et du récepteur. En effet, la fréquence d'échantillonnage spécifiée par le standard DVB-T est de $64/7=9.14\text{MHz}$, valeur indisponible sur les gammes de fréquence des convertisseurs analogiques numériques disponibles. Cette incompatibilité fait que l'application de l'FFT sur le signal ainsi échantillonné génèrerait un spectre erroné car les fréquences calculées se trouveront sur des points qui ne leurs correspondent pas. Les symboles récupérés seront faux et le signal temporel, éventuellement reconstruit, sera fortement distordu.

Pour pallier à ce phénomène, plusieurs approches sont envisageables. On peut penser à sur-échantillonner le signal récupéré à la fréquence originale en interpolant les points intermédiaires. Cette méthode est facilement implémentable mais apporte beaucoup de distorsions.

Une autre méthode consiste à substituer l'FFT ordinaire par la transformation CZT (Chirp Z Transform). L'utilisation de cette dernière nécessite la connaissance précise de la durée du symbole ; d'où le bloc « Estimation de la durée du symbole ».

Estimation de la durée du symbole :

Les symboles OFDM sont équipés d'intervalles de gardes ; ce sont des copies des fins des symboles attachées à leurs débuts. Cette opération, apporte au signal de la redondance ou de l'auto-similarité. En retardant une version du signal par rapport à l'original pour calculer la fonction d'autocorrélation, on remarque que pour un retard valant exactement la durée du symbole utile, les deux versions coïncident le long de l'intervalle de garde. La fonction d'autocorrélation présentant en temps normal un pic correspondant à un retard nul, possède désormais deux autres de part et d'autre du principal. Le calcul de la durée du symbole, revient à calculer la distance entre le pic principal et un des pics secondaires.

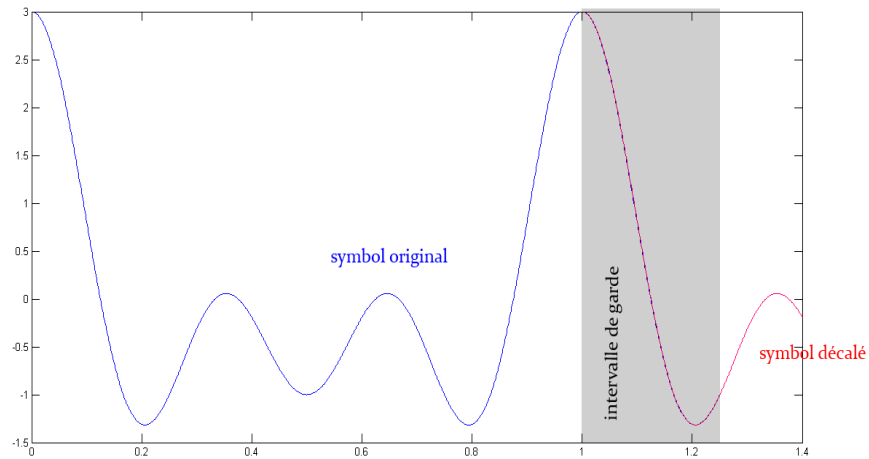


Fig. 3.1. Coïncidence entre les deux versions du symbole temporel (3 porteuses)

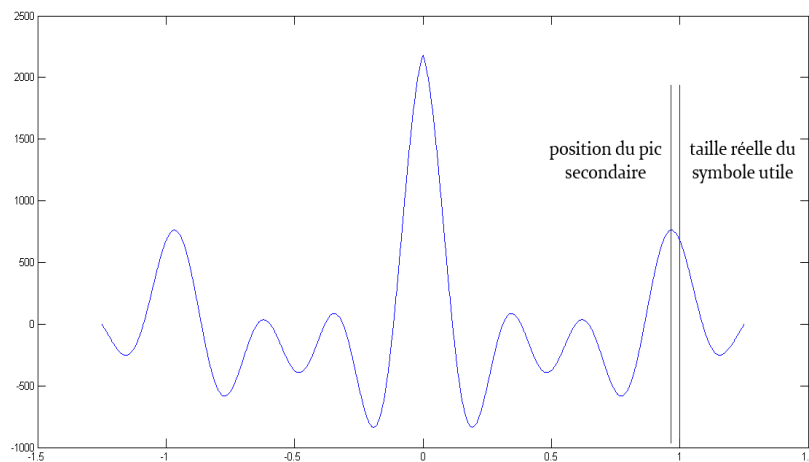


Fig. 3.2. Fonction d'autocorrélation

On remarque une légère différence entre la position du pic secondaire par rapport au principal et la vraie durée du symbole. Cette erreur diminue avec l'augmentation du nombre de porteuses.

Calcul de la CZT :

La transformation CZT est une transformation en Z, calculée le long d'un contour hélicoïdal. Elle est utilisée à la place de la transformée de Fourier rapide FFT, lorsque il y a inadéquation de nombre de points.

En lui précisant la durée du symbole, la CZT permet de calculer le spectre du signal en attribuant chaque porteuse à un point fréquentiel. Elle est utilisée comme suit :

$$X_i(k) = W^{k^2} \sum_{\theta=0}^{[\hat{T}_u]-1} (r_{s,i}(\theta) A^\theta W^{\theta^2}) W^{-(k-\theta)^2}$$

Avec :

$$A = e^{-j2\pi\frac{1}{T_u}} \quad \text{Première porteuse}$$

$$W = e^{-j\pi\frac{N}{T_u}}$$

N : Nombre de porteuses par symbole

\hat{T}_u : Estimation de la durée du symbole sans l'intervalle de garde

Le spectre ainsi calculé, n'est autre que l'ensemble des symboles complexes modulant le signal temporel.

III.1.2. Egalisation

Le canal étant équipé d'une fonction de transfert sélective en fréquence, apporte des distorsions au signal. Le spectre du signal OFDM reçu est donc infecté de cette fonction de transfert ; de même pour les symboles récupérés. Pour inverser cet effet, la fonction de transfert du canal doit être calculée et inversement appliquée au spectre.

L'estimation de la réponse fréquentielle du canal peut être établie à l'aide des sous-porteuses pilotes. Les pilotes sont d'amplitude connue, boosté à l'émission de quelques dB par rapport à la puissance moyenne du signal. Elles sont réparties sur toute la bande passante et subissent donc des atténuations ou amplifications dépendant de leurs positions dans le spectre et des valeurs de la réponse fréquentielle dans ces positions-là. Pour estimer la réponse fréquentielle, on a qu'à interpoler les points formés par les pilotes et leurs amplitudes. Il suffit à ce niveau de diviser le spectre trouvé à l'aide de la CZT, par la fonction de transfert ainsi obtenue.

Pour plus de détails sur l'estimation du canal et l'égalisation, consulter notre projet de fin d'études.

III.1.3. Régénération du signal temporel reçu

Le spectre étant correctement construit et égalisé, on peut finalement procéder à la génération d'un signal temporel localement, à partir des symboles complexes récupérés. Le procédé est le même que celui de l'émetteur, il s'agit d'un modulateur OFDM complet et conforme au standard.

Le signal régénéré est de qualité meilleur que sa version reçue, car il est dépourvu de toute trace d'écho ou de bruit.

III.1.4. Calcul de la fonction d'ambigüité

Il a été mentionné précédemment que la fonction d'ambigüité, sert à déterminer les pics présents dans l'autocorrélation du signal de référence, et les éliminer pour qu'ils ne soient pas déclarés comme cibles. Elle permet aussi de mesurer la qualité du signal reconstruit. Plus tard, la fonction d'inter-ambigüité servira à la détection de cibles.

III.2. Résultats de la simulation

III.2.1. Tracé de la fonction d'ambiguïté

Pour plusieurs configurations du signal de surveillance reçu, le signal de référence est reconstruit avec succès. La fonction d'ambiguïté à compression d'impulsion est tracée pour chaque cas. On note l'utilisation de signal sans le préfixe cyclique pour éviter les pics d'ambiguïté qui en résultent

1^{er} cas : Signal de référence seul

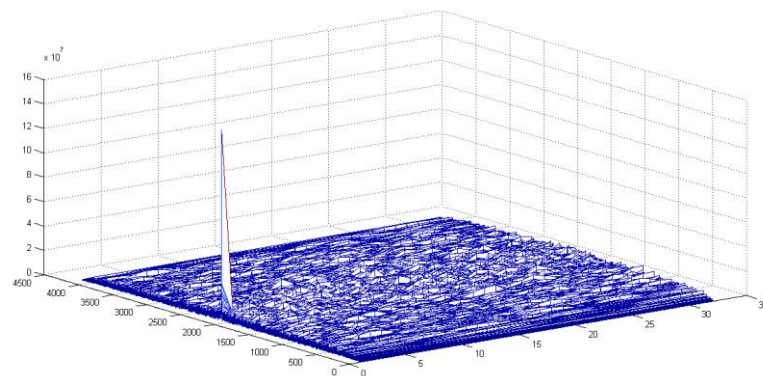


Fig. 3.3. Module de la fonction d'ambiguïté

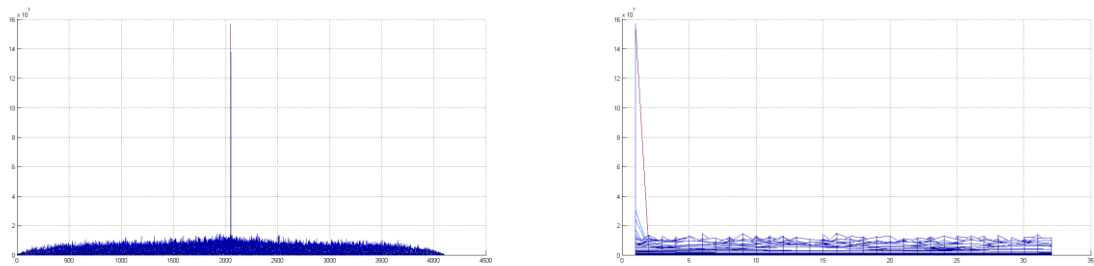


Fig. 3.4. Coupe pour zéro Doppler (à gauche), coupe pour zéro retard (à droite)

Les courbes ci-dessus, représentent le module de la fonction d'ambiguïté du signal de référence pour un SNR de 30dB. Un seul et unique pic se manifeste pour un retard nul et un décalage Doppler, également nul.

2^{ème} cas : Signal de référence + écho retardé de 1000 points (cible fixe)

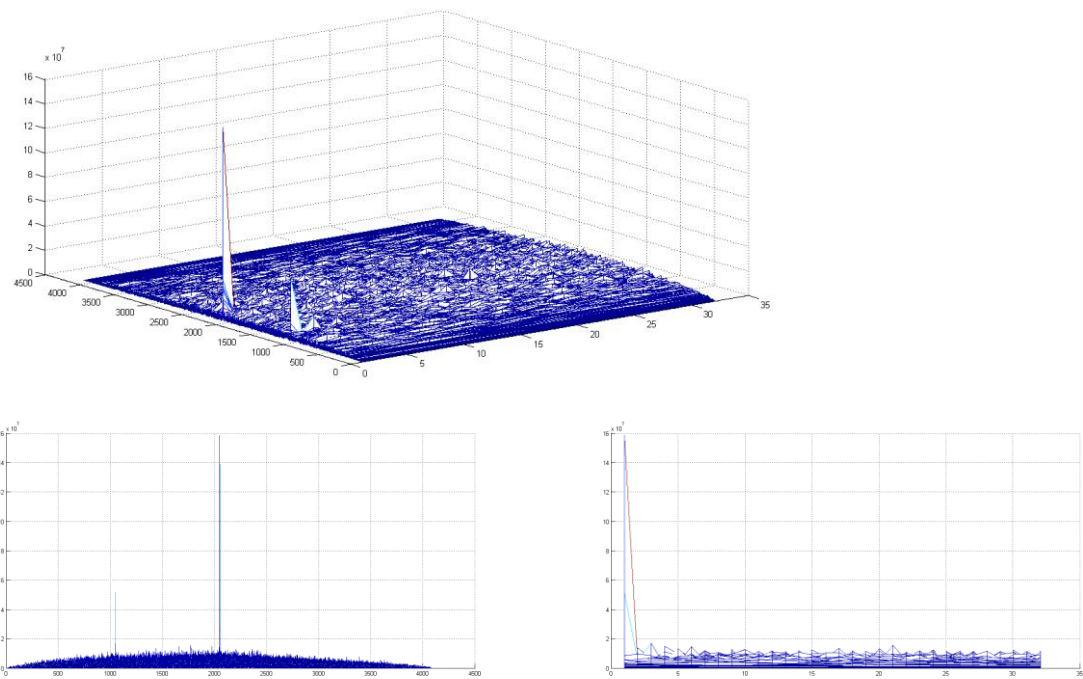


Fig. 3.5. Module d'ambiguïté (en haut), coupe à 0 Doppler (à gauche), à 0 retard (à droite)

3^{ème} cas : Signal de référence + écho décalé Doppler de 30 (cas fictif)

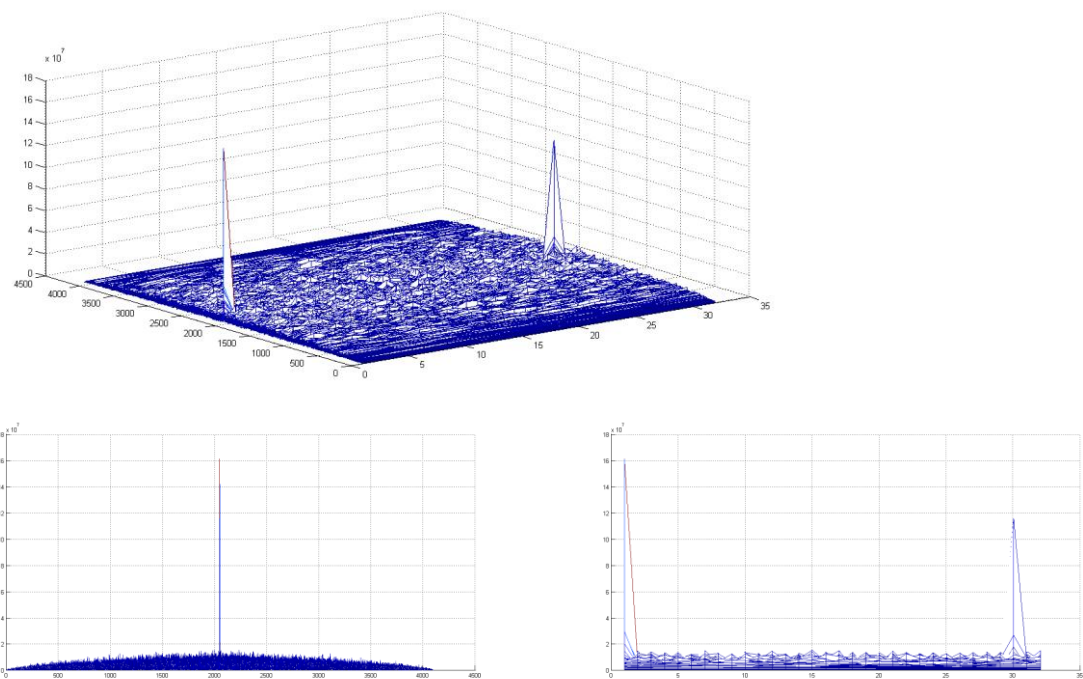
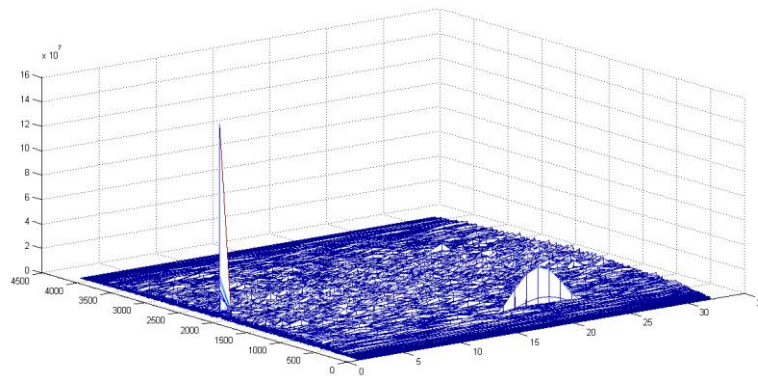


Fig. 3.6. Module d'ambiguïté (en haut), coupe à 0 Doppler (à gauche), à 0 retard (à droite)

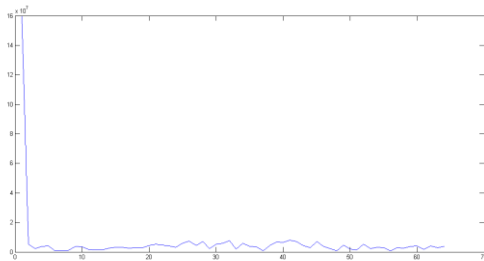
Les figures, montrent la fonction d'ambiguïté en 3D ainsi que ses coupes pour des retards et Dopplers nuls. La fonction d'ambiguïté dessinée est à compression d'impulsion, on voit que les pics sont en bon contraste avec le fond pour une valeur d'SNR raisonnable de 30dB.

4^{ème} cas : Signal de référence + écho retardé de 1500, décalé Doppler de 20 (cible mobile)

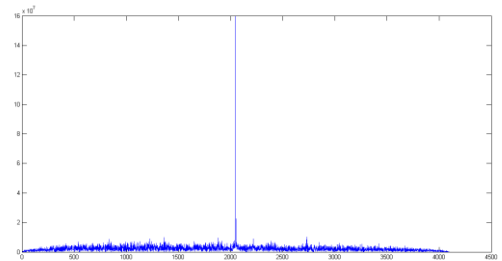
C'est le cas général et le plus réaliste d'une cible mobile. Le signal de référence a été mélangé à un écho retardé de 1500 points temporels et décalé en fréquence de 20 points.



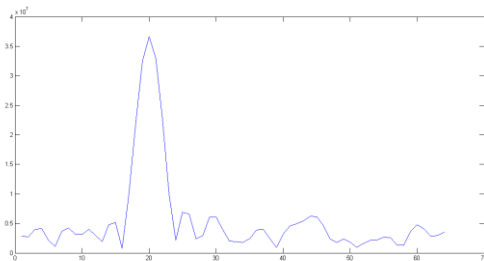
(a)



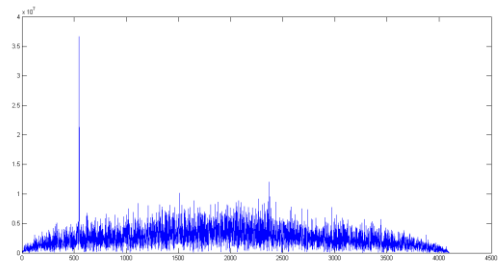
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 3.7. Module d'ambiguïté de la fonction d'ambiguïté

La fonction d'ambiguïté en 3D représenté sur la figure 3.7. (a) montre deux pics : un au point (0,0) correspondant au signal de référence, le deuxième au point (1500,20) correspondant à l'écho.

Les figures 3.7. (b) et (c) montrent deux coupes dans le module de la fonction d'ambiguïté, pour un retard nul et décalage Doppler nul respectivement. Elles montrent le pic correspondant au signal de référence.

Les figures 3.7. (d) et (e) montrent deux coupes dans le module de la fonction d'ambiguïté, pour un retard de 1500 et un décalage Doppler de 20 respectivement. Elles montrent le pic correspondant à l'écho.

III.2.2. Variation du temps de calcul avec la largeur de l'impulsion compressée

La fonction d'ambiguïté a été calculée pour plusieurs valeurs de la largeur d'impulsion. Les résultats sont présentés dans le tableau suivant.

Largeur d'impulsion	Temps de calcul (s)	Rapport pic écho/puissance	Niveau pic écho/puissance (dB)
8	45.7697	16.1738	12.0881
16	22.3714	15.8901	12.0113
32	11.0017	14.3449	11.5670
64	5.5474	8.8164	9.4529
128	2.7938	1.8193	2.5990
Sans compression	53.5884	19.1503	12.8218

Tab. 3.1. Influence de la largeur d'impulsion sur la performance de la fonction d'ambiguïté

On note que le temps de calcul sans compression est supérieur à celui de la compression la plus lente.

Les graphes suivants représentent les variations du temps de calcul et le niveau de l'écho en fonction de la largeur d'impulsion compressée.

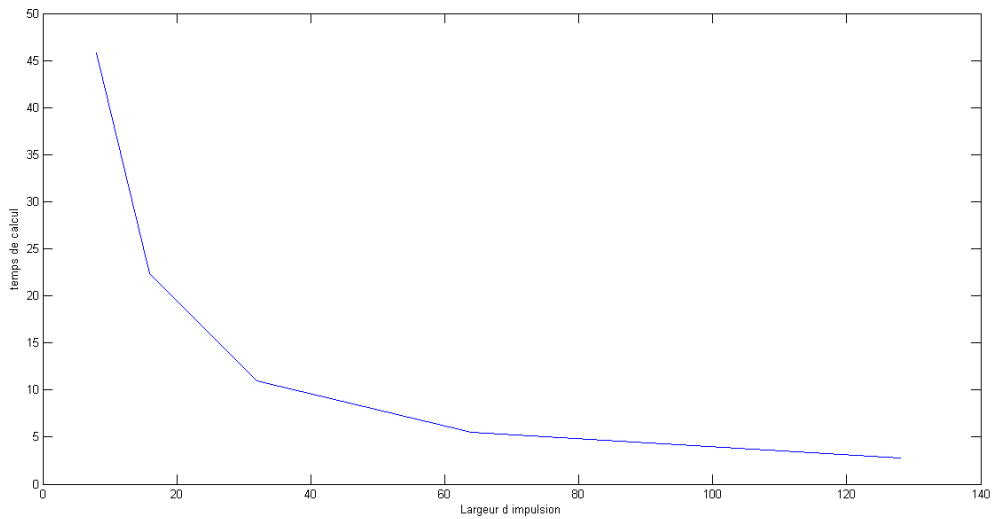


Fig. 3.8. Variation du temps de calcul de la fonction d'ambiguïté en fonction de la largeur d'impulsion

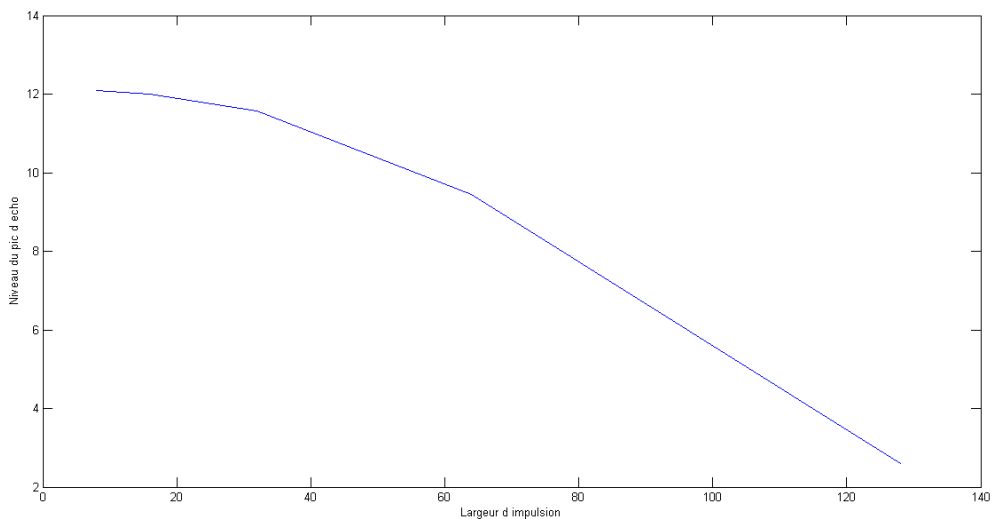


Fig. 3.9. Variation du niveau du pic de l'écho (en dB) en fonction de la largeur d'impulsion

Interprétation :

Comme le montre la figure 3.8, le temps de calcul de la fonction d'ambiguïté diminue significativement en augmentant la largeur de l'impulsion choisie. La figure 3.9. montre que le pic de l'écho se noie dans les vagues du fond. Le choix de la largeur d'impulsion est donc un compromis entre un temps de calcul raisonnable et un pic d'écho détectable.

Conclusion

Dans ce travail, nous avons exploité les capacités particulières de la modulation OFDM dans le signal DVB-T pour le radar passif. Le radar passif ayant pour illuminateur d'opportunité les émetteurs DVB-T, permet de démoduler le signal reçu même en présence d'échos ; et donc la récupération du signal de référence. Il a donc un avantage décisif de pouvoir détecter les cibles avec une antenne unique.

La démodulation et le tracé de la fonction d'ambiguïté ont été réalisés avec réussite sous Matlab et ce en utilisant un signal DVB-T authentique et conforme au standard. La fonction d'ambiguïté permet déjà une estimation grossière des coordonnées d'état (retard, fréquence) des cibles, ce qui se traduit par une très bonne qualité du signal de référence reconstruit.

Références

- [1] Khalil JISHY, thèse de Doctorat : Pistage de cibles manouvrantes en radar passif par filtrage à particules gaussiennes. Mars 2011, Université Pierre et Marie Curie – Paris VI.
- [2] Vedaprabhu Basavarajappa, Master of Science thesis: Design of a wideband conformal array antenna system with beamforming and null steering, for application in a DVB-T based passive radar. Juillet 2012, Delft University of Technology.
- [3] W. Fischer, Digital Video and Audio Broadcasting Technology. Third edition.
- [4] Marcin Kamil Baczyk & Mateusz Malanowski : Decoding and Reconstruction of Reference DVB-T Signal in Passive Radar Systems
- [5] James E. Palmer, H. Andrew Harms, Student Member, Stephen J. Searle and Linda M. Davis, Senior Member : DVB-T Passive Radar Signal Processing