

Passive RADAR using DVB-T illuminators: an efficient and low-complexity method to extract targets echoes

G. Gassier (*, **), F. Briolle (*), G. Chabriel (), J. Barrère (**)**

(*) : Centre de Recherche de l'Armée de l'air (CReA), BA 701, F-13661 Salon Air

(**) Université du Sud Toulon Var & IM2NP-CNRS UMR 7334, Bat. X, BP 132, F-83957 La Garde

FRANCE

gassier@author email address

ABSTRACT

A bistatic passive Doppler radar system exploits already existing Radio Frequency transmitters (illuminators of opportunity) to detect and localize moving targets. Our interest is focused on Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T) signals, which exhibit a wide bandwidth, providing an interesting resolution in terms of bistatic range.

In passive radar a difficulty is to extract moving target weak reflections masked, in the radar cross-ambiguity diagram, by the clutter induced by the direct path signal and echoes from static reflectors (unwanted zero-Doppler signals).

We propose here a new efficient and low-complexity method to remove unwanted signals (direct path signal and echoes from static reflectors) while preserving echoes from even slow-moving targets. Our method fully exploits the typical structure of DVB-T signals (Orthogonal Frequency Division Multiplexing modulation, with pilots carriers and cyclic prefix) allowing easy estimation of the frequency response of the propagation channel. Noting that, over a relatively large observation time, the frequency response of the propagation channel due to unwanted zero-Doppler signals (resp. to Doppler echoes) is stationary (resp. unstationary and zero-mean), one can estimate the channel response due to unwanted signals through time-averaging over multiple shorter time-blocks. From this channel response estimation, the unwanted signals are synthesized and removed from the received signal. Simulations and experimental results validate the proposed method.

1.0 INTRODUCTION

Un radar passif utilise pour détecter des cibles mobiles, une ou plusieurs sources d'émission présentes dans l'environnement, telles que les émetteurs de télévision numérique terrestres (TNT), de radiodiffusion FM, les antennes relais GSM, etc. [IEE Proceedings 2005]. On s'intéressera ici aux signaux diffusés par des émetteurs d'opportunité TNT selon la norme DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) [ETSI Standard].

A la différence d'un radar actif, l'émetteur ne fait pas partie du système. Cela présente un certain nombre d'avantages tels que le coût, la discrétion, la faible consommation énergétique, etc.. De plus, le radar passif fonctionne dans des gammes de fréquences réservées aux télécommunications civiles qui peuvent être particulièrement adaptées à la détection de cibles lentes volant à basse altitude qui sont difficiles à détecter. Enfin, dans certains environnements, montagneux par exemple, il serait possible, avec des émetteurs d'opportunité, de pallier les déficiences d'un radar actif.

Les difficultés de mise en œuvre d'un radar passif sont liées en partie à la configuration bi-statique et à l'utilisation d'un émetteur non coopératif. Le bi-statisme du radar passif induit des difficultés telles qu'une

An efficient and low-complexity method to extract targets echoes

surface équivalente radar (SER) faible des cibles, une localisation sur un ellipsoïde des cibles (une localisation précise nécessite l'utilisation de plusieurs émetteurs et/ou récepteurs), etc.. Un radar passif ne dispose pas d'émetteur ; il faut donc estimer le signal de référence (trajet direct) émis par la source d'opportunité, auquel sont comparés les échos provenant des cibles mobiles. La plus grande difficulté est que l'émetteur d'opportunité est généralement omnidirectionnel et donc les échos provenant des cibles mobiles sont généralement extrêmement faibles, masqués par le trajet direct et ses réflexions.

La figure ci-dessous illustre une configuration typique de détection d'une cible mobile (avion) par un radar passif utilisant une source d'opportunité. Le signal reçu par le détecteur radar est un mélange du trajet direct provenant de l'émetteur d'opportunité (bleu), des échos réfléchis par la cible mobile (rouge) et les réflecteurs fixes tels que les montagnes, les bâtiments, etc. (noir).

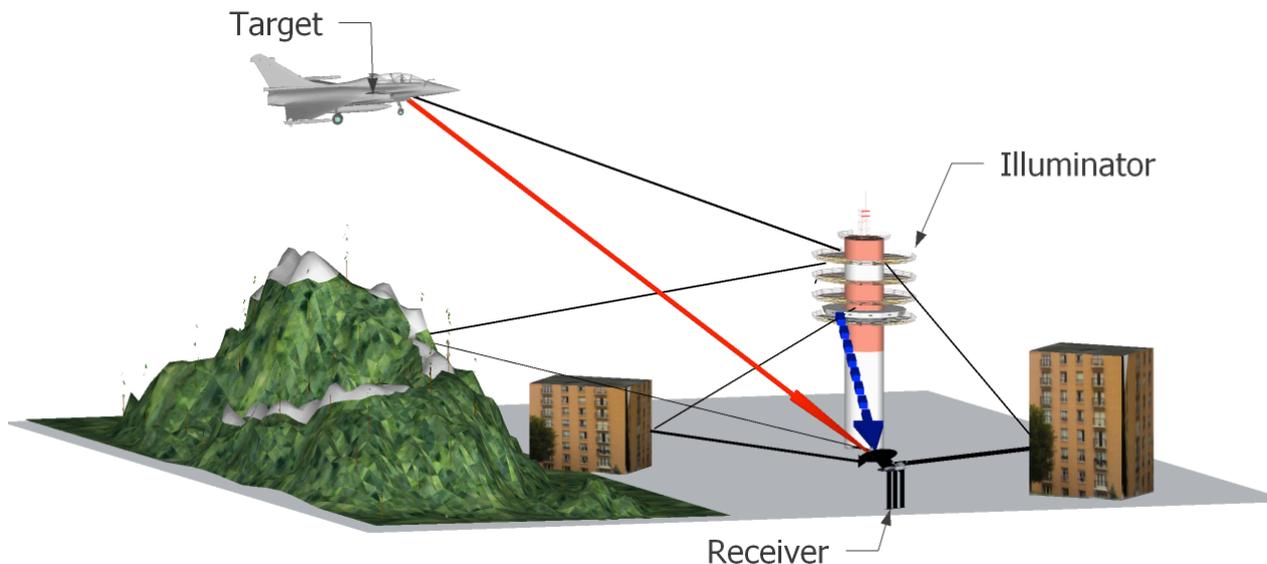


Figure 1 : Un radar passif(receiver) reçoit les signaux provenant d'un émetteur d'opportunité (illuminator) ainsi que les échos sur l'environnement (montagne, bâtiment, sol, ...) et des cibles mobiles (avion). L'émetteur TNT d'opportunité diffuse des signaux selon la norme DVB-T.

2.0 POSITION DU PROBLEME

2.1 Modélisation

Sur l'antenne de réception on considère le signal reçu en bande de base, $s(t)$, comme une combinaison linéaire du signal émis par l'émetteur $s_e(t)$, suivis d'échos provenant de réflecteurs fixes et mobiles, additionnée de bruit.

$$s(t) = \beta_0 s_e(t - t_0) + \sum_{i \neq 0} \beta_i s_e(t - \tau_i - t_0) + \sum_j \gamma_j s_e(t - \tau_j - t_0) \exp(2i\pi f_{d_j} t) + \eta(t).$$

- t_0 est le retard lié à la propagation du trajet direct entre l'émetteur et le récepteur,
- $\tau_i + t_0$, (resp. $\tau_j + t_0$) est retard lié à la propagation du signal provenant de l'émetteur, réfléchi par le $i^{\text{ème}}$ réflecteur fixe (resp. la $j^{\text{ème}}$ cible mobile), et le récepteur,
- f_{d_j} est le décalage en fréquence induit par la vitesse de la $j^{\text{ème}}$ cible mobile (fréquence Doppler),

- β_i et γ_j sont des amplitudes liées à la position et au coefficient de réflexion des différents réflecteurs.
- $\eta(t)$ est du bruit de capteur que l'on suppose stationnaire et blanc, gaussien centré et statistiquement indépendant du signal émis.

Dans le cadre du radar passif, le signal provenant de l'émetteur, $s_e(t)$, n'est pas connu. Avec des signaux émis au format DVB-T, il est possible de reconstituer les données numériques transmises et ainsi de reconstituer, en bande de base, un signal de référence noté $s_{ref}(t)$ [ETSI Standard].

Le signal reçu s'écrit en fonction de $s_{ref}(t)$:

$$s(t) = \beta_0 s_{ref}(t) + \sum_{i \neq 0} \beta_i s_{ref}(t - \tau_i) + \sum_j \gamma_j s_{ref}(t - \tau_j) \exp(2i\pi f_{d_j} t) + \eta(t) \quad (1)$$

Nous cherchons à extraire de ce mélange, les seuls échos provenant de cibles mobiles qui affectent le signal émis d'un décalage fréquentiel lié à leur vitesse. En pratique, les cibles mobiles sont éloignées du récepteur radar et ont un faible coefficient de réflexion. Les facteurs d'amplitude $|\gamma_j|$ seront généralement très petits devant l'amplitude $|\beta_0|$ du trajet direct et la plupart des amplitudes $|\beta_i|$ des réflexions provenant des réflecteurs fixes situés à proximité du récepteur radar, comme des bâtiments, le sol, etc.. Il est donc nécessaire d'amplifier le signal utile, $s_{tar}(t)$ représentant les cibles mobiles,

$$s_{tar}(t) = \sum_j \gamma_j s_{ref}(t - \tau_j) \exp(2i\pi f_{d_j} t) \quad (2)$$

ou de réduire les signaux de Doppler nul, $s_{zD}(t)$, qui le masquent, c'est-à-dire le trajet direct provenant de l'émetteur d'opportunité ainsi que les réflexions qui n'induisent pas de décalage fréquentiel,

$$s_{zD}(t) = \beta_0 s_{ref}(t) + \sum_{i \neq 0} \beta_i s_{ref}(t - \tau_i) \quad (3)$$

Le signal $s_{tar}(t)$ représentant les cibles mobiles sera comparé au signal de référence $s_{ref}(t)$ par la fonction d'ambiguïté, pour détecter leur vitesse et distance bistatiques.

2.2 Le signal de référence (pour des signaux DVB-T)

La norme DVB-T [ETSI Standard] permet d'élaborer des signaux transmettant des données numériques qu'un récepteur pourra facilement estimer, malgré l'addition de nombreuses réflexions liées à l'environnement. Cette norme repose sur la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) : les données représentant le signal numérique à transmettre sont portées par K sous-porteuses orthogonales.

2.2.1 Le signal DVB-T

En bande de base, le signal analogique est une suite de symboles $s_m(t)$, de durée T_s . Chaque symbole # m est constitué de K sous-porteuses $\nu_k = \frac{k}{T_u}$. Pour assurer l'orthogonalité, elles sont émises pendant le temps $T_u = KT$ (T est la période élémentaire). Chaque sous porteuse a une amplitude complexe, d_k^m représentant

An efficient and low-complexity method to extract targets echoes

une donnée à transmettre appartenant à un alphabet fini $\{d^1, d^2, \dots, d^L\}$ de taille L . Ce signal $s_e^m(t)$, porteur des données, peut s'écrire :

$$s_e^m(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k^m \exp(2i\pi \frac{k}{T_u} t) \quad 0 \leq t \leq T_u$$

Parmi les sous-porteuses ν_k , certaines, appelées pilotes $\{\nu_p\}_{p=1, \dots, P}$, transmettent une valeur connue d_p^m , fixée par la norme DVB-T.

Pour éviter que des échos viennent brouiller les données, on introduit avant le signal $s_e^m(t)$ un signal $g_e^m(t)$, appelé intervalle de garde, de durée $\tau_\Delta = T_s - T_u$. En effet, les sous-porteuses ν_k étant orthogonales, toute réflexion dont le retard est inférieur à τ_Δ ne peut affecter l'orthogonalité des fréquences et donc brouiller les données. Le symbole $s_m(t)$, de durée T_s , est donc constitué de l'intervalle de garde $g_e^m(t)$ suivi du « signal utile » $s_e^m(t)$, porteur d'information. Dans la norme DVB-T, l'intervalle de garde est constitué de la portion du symbole pour $T_u - \tau_\Delta < t < T_u$. On l'appelle alors préfixe cyclique (CP).

La figure 2 (gauche) représente un exemple de symbole OFDM de durée 1080 μ s : on distingue le préfixe cyclique $g_e^m(t)$ (rouge) de durée 270 μ s, qui est la recopie de la fin du symbole et le « signal utile » $s_e^m(t)$ (bleu) de durée 710 μ s porteur des données. La transformée de Fourier discrète du « signal utile » permet d'accéder aux données. La figure 2 (droite) où la partie imaginaire de la transformée est tracée en fonction de la partie réelle (constellation), représente l'ensemble des valeurs portées par les K sous-porteuses ν_k . Ici les données appartiennent à un alphabet fini de 16 valeurs complexes. L'amplitude des pilotes est réelle vaut +1, -1, +4/3 ou -4/3. Certaines sous-porteuses ont une amplitude nulle.

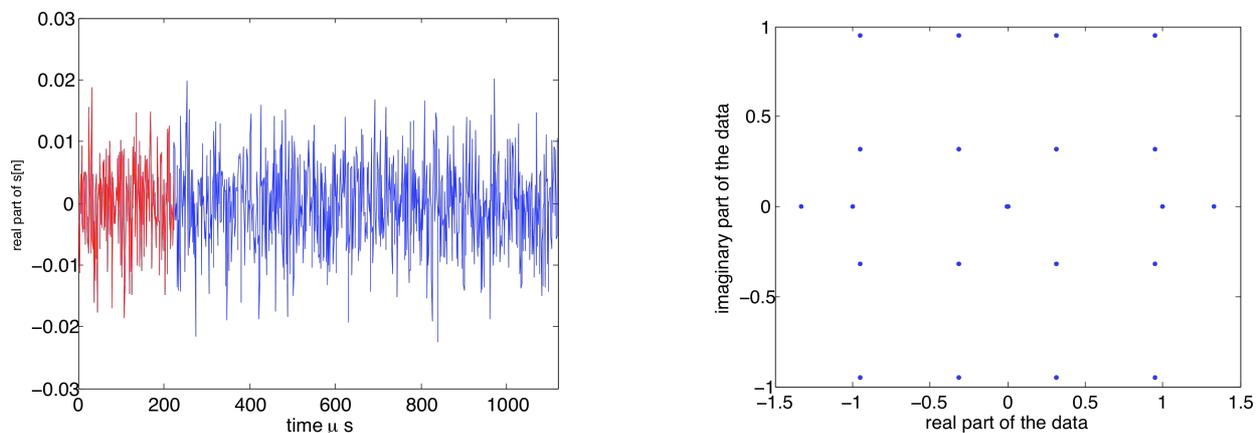


Figure 2 gauche : représentation temporelle d'un symbole OFDM (partie réelle) constitué du préfixe cyclique (rouge) et de la partie $s_e^m(t)$ contenant les données (bleue).
droite : représentation des valeurs portées par les sous-porteuses : partie imaginaire fonction de la partie réelle de la FFT de la « partie utile » de symbole $s_e^m(t)$

2.2.2 Décodage des données

Le signal reçu $s(t)$ est le mélange du trajet direct auquel s'ajoutent de nombreux échos [Eq.1]. Après un échantillonnage à la fréquence $\frac{K}{T_u}$, une synchronisation permet de repérer le début d'un symbole.

Chaque symbole est traité séquentiellement : après élimination du préfixe cyclique, on obtient la « partie utile » du symbole $s^m[n]$. Les valeurs portées par les sous-porteuses sont obtenues par transformée de Fourier discrète :

$$\tilde{d}_k^m = \sum_{n=0}^{K-1} s^m[n] \exp(-2i\pi \frac{kn}{K}) \quad 0 \leq k \leq K-1, \quad .$$

Certaines d'entre elles, portées par les pilotes $\{v_p\}_{p=1 \dots P}$ sont connues ; elles permettent de calculer la réponse en fréquence du canal de transmission à ces fréquences :

$$H^m[v_p] = \frac{\tilde{d}_p^m}{d_p^m} \quad (5)$$

On estime la réponse en fréquence du canal de transmission pour l'ensemble des fréquences $\{v_k\}_{k=0, \dots, K-1}$ par interpolation. On peut donc obtenir une estimée des données transmises :

$$\hat{d}_k^m = \frac{\tilde{d}_k^m}{H^m[v_k]} \quad 0 \leq k \leq K-1$$

Comme la valeur \hat{d}_k^m appartient à l'alphabet fini $\{d^1, d^2, \dots, d^L\}$, si le signal reçu n'est pas trop bruité, on est capable, par clustering, de retrouver les données transmises :

$$\hat{d}_k^m \longrightarrow d^l \quad 0 \leq k \leq K-1$$

2.2.3 Le signal de référence

Les valeurs d_k^m obtenues après décodage pour chaque symbole m permettent de reconstituer par une transformée de Fourier discrète inverse, la « portion utile » du symbole :

$$s_e^m[n] = \sum_{k=0}^{K-1} d_k^m \exp(2i\pi \frac{kn}{T_u}) \quad 0 \leq n \leq K-1$$

Après insertion du préfixe cyclique, le symbole $s_m(t)$ est reconstitué. Le signal $s_{ref}(t)$ est constitué par la succession de symboles $\{s_m(t)\}_{m=1, \dots, M}$.

3.0 UNE METHODE D'EXTRACTION DES ECHOS DE CIBLES MOBILES

3.1 Etat de l'art

L'annulation du signal direct et des échos sur des réflecteurs statiques est un enjeu crucial pour la détection de cibles mobiles. L'utilisation des antennes directives permet d'atténuer partiellement les trajets multiples. Cependant, elles ne sont pas suffisantes et des techniques de traitement du signal ont été développées pour réduire davantage les échos indésirables, [Colone 2006, Cardinali 2007a, Colone 2009, Gunner 2003, Haykin 2002, Howland 2005, Kulpa 2004, Kulpa 2005, Poullin 2005, Raout 2008]. Les différentes approches : annulation itérative des échos, filtrage adaptatif, annulation séquentielle (ECA Extensive Cancellation Algorithm) minimisent le critère décrit par l'équation (4).

Ces méthodes nécessitent la connaissance d'un signal de référence. Celui-ci est souvent estimé avec une antenne directive de référence, pointée sur l'émetteur. On notera qu'avec des signaux DVB-T, le signal de référence peut être estimé avec précision (§ 2.2).

La méthode monocapteur ECA [Colone 2009] consiste à estimer l'amplitude complexe β_i (et indirectement le retard τ_i) [Eq. (1)] de $D-1$ échos statiques indésirables, en minimisant le critère des moindres carrés :

$$\mathcal{E}(\hat{\beta}_i) = \sum_{n=1}^N \left| s[n] - \sum_{i=0}^{D-1} \hat{\beta}_i s_{ref}[n-i] \right|^2 \quad (4)$$

Cette équation peut s'écrire sous forme matricielle :

$$\mathcal{E}(\hat{\beta}) = \|s - X\hat{\beta}\|^2 \quad (5)$$

Avec $s = [s[1], s[2], \dots, s[N]]^T$, $\hat{\beta} = [\hat{\beta}_0, \hat{\beta}_1, \dots, \hat{\beta}_{D-1}]^T$ et X la matrice de dimension $N \times D$ contenant, sur ses colonnes les versions retardées du signal de référence. Si $D \leq N$, l'équation (5) admet un minimum unique au sens des moindres carrés $\hat{\beta} = X^\dagger s$, où X^\dagger est la pseudo-inverse de X . Une estimation du trajet direct et des échos statiques est donc $X\hat{\beta} = XX^\dagger s$, que l'on peut éliminer du signal reçu sur l'antenne de réception [Eq. (1)]. On obtient ainsi le signal contenant uniquement les échos des cibles mobiles :

$$\tilde{s}_{tar} = [I_N - XX^\dagger]s$$

Cette approche nécessite une grande capacité de stockage des données puisqu'il est nécessaire d'inverser la matrice XX^H de dimension $N \times N$ pour l'obtention de X^\dagger . D'autre part le coût calculatoire est très important : il nécessite $ND^2 + D^2 \log D$ opérations. Par exemple, en utilisant 90 symboles d'un signal DVB-T (8K) et 256 copies retardées du signal (intervalle de garde de $T_u/32$), le nombre d'opérations est de l'ordre de $4,8 \cdot 10^{10}$.

Pour limiter les ressources mémoire, la méthode ECA-batches [Colone 2009] consiste à découper le signal s de N échantillons en b blocs de N/b échantillons et d'appliquer le traitement à chacune des portions. Le coût calculatoire est un peu plus important, $ND^2 + bD^2 \log D$. Le problème est que les échos provenant de cibles à faible fréquence Doppler, fortement corrélés au signal de référence, seront éliminés par ce traitement.

3.2 Description d'une méthode efficace

La méthode exploite les propriétés des signaux DVB-T, en particulier :

- la démodulation du signal DVB-T permet, après décodage, de connaître l'ensemble $\{d_k^m\}_{k=0, \dots, K-1}$ des data transmises par chaque symbole et donc de reconstituer un signal de référence $s_{ref}(t)$, proportionnel, à un retard près, au signal émis,
- la mesure des amplitudes $\{\tilde{d}_k^m\}_{k=0, \dots, K-1}$ des sous-porteuses $\{v_k\}$ de chaque symbole permet d'estimer avec précision la réponse en fréquence du canal de transmission pendant le temps d'émission du symbole :

$$H^m(v_k) = \frac{\tilde{d}_k^m}{d_k^m} \quad 0 \leq k \leq K - 1$$

Nous avons modélisé le signal reçu comme un mélange de signaux affectés d'un effet Doppler, $s_{tar}(t)$, réfléchis par des cibles mobiles [Eq. 2] et sans effet Doppler, $s_{ZD}(t)$, constitué du trajet direct et des échos sur des réflecteurs fixes [Eq. 2], et du bruit de capteurs $\eta(t)$. Cette modélisation nous permet de considérer le canal de transmission de réponse en fréquence $H[v]$ comme la somme :

- d'un canal de transmission du signal direct et des échos sur des réflecteurs fixes tels que le sol, des bâtiments, etc. de réponse en fréquence $H_{ZD}[v]$. Nous faisons l'hypothèse que la réponse en fréquence $H_{ZD}[v]$ de ce canal est stable pendant la durée d'émission de $M(\sim 100)$ symboles,

- d'un « canal de transmission des réflexions » sur les cibles mobiles.

Pour chaque symbole m , après élimination du préfixe cyclique, la « partie utile » de durée T_u peut s'écrire, après échantillonnage, comme :

$$\begin{aligned} s^m[n] &= s_{ZD}^m[n] + s_{tar}^m[n] + \eta^m[n] \quad 0 \leq n \leq K - 1 \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} H_{ZD}\left(\frac{k}{T_u}\right) d_k^m \exp(2i\pi \frac{kn}{T_u}) + s_{tar}^m[n] + \eta^m[n] \end{aligned}$$

Sa transformée de Fourier discrète s'écrit :

$$\begin{aligned} S^m[k] &= H_{ZD}\left(\frac{k}{T_u}\right) d_k^m + S_{tar}^m[k] + N^m[k] \quad 0 \leq k \leq K - 1 \\ &= H^m\left(\frac{k}{T_u}\right) d_k^m \end{aligned}$$

où $S_{tar}^m[k]$ et $N^m[k]$ sont les transformées de Fourier discrètes respectives de $s_{tar}^m[n]$ et $\eta^m[n]$. Le valeur complexe $H^m\left(\frac{k}{T_u}\right)$ est la valeur de la réponse en fréquence du canal de transmission à la fréquence $v_k = \frac{k}{T_u}$, pendant le temps d'émission du symbole m .

An efficient and low-complexity method to extract targets echoes

En divisant la transformée de Fourier discrète $S^m[k]$ par les données d_k^m on obtient :

$$H^m\left[\frac{k}{T_u}\right] = H_{ZD}\left(\frac{k}{T_u}\right) + \frac{S_{tar}^m[k]}{d_k^m} + \frac{N^m[k]}{d_k^m} \quad 0 \leq k \leq K-1$$

On constate numériquement que le canal moyen: $\tilde{H}_{ZD}\left(\frac{k}{T_u}\right) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M H^m\left[\frac{k}{T_u}\right] \quad 0 \leq k \leq K-1$

est une estimation fiable de la réponse en fréquence du canal de transmission du signal direct et des échos sur des réflecteurs fixes. Elle s'estime à partir des réponses en fréquence du canal de transmission pendant l'émission des symboles. Pour le symbole m , elle est égale à :

$$H^m\left[\frac{k}{T_u}\right] = \frac{\tilde{d}_k^m}{d_k^m} \quad 0 \leq k \leq K-1$$

avec d_k^m la donnée portée par la fréquence ν_k , \tilde{d}_k^m la valeur portée par la fréquence ν_k reçue sur le récepteur.

On obtiendra donc une estimation des échos sur les cibles mobiles, affectées du bruit de canal :

$$\tilde{S}_{tar}^m[k] = S^m[k] - \tilde{H}_{ZD}\left[\frac{k}{T_u}\right]d_k^m$$

On reconstitue, par transformée de Fourier discrète inverse et insertion du préfixe cyclique, le signal $s_{tar}^m(t)$ qui représente les échos réfléchis par les cibles mobiles pendant l'émission du symbole m .

L'algorithme permettant d'extraire les échos provenant des cibles mobiles est décrit Fig. 3. Le coût calculatoire de la méthode est faible : soit M le nombre de symboles et K le nombre de sous-porteuses, et $N_1=K*M$, il faut réaliser $4*N_1$ opérations (divisions, additions, multiplications et soustractions) dont les $\frac{3}{4}$ peuvent être réalisées en parallèle sur chaque symbole. Par rapport à la méthode ECA, le nombre d'opération est diminué au d'un facteur $D^2/4$, D étant le nombre de retards des échos statiques à éliminer (\sim longueur de l'intervalle de garde).

4.0 SIMULATIONS NUMERIQUES

4.1 Le simulateur

Nous avons développé un simulateur « PBRs : Passive Bistatic Radar Simulator » qui nous permet d'encoder un flot de données au format DVB-T (randomisation des données (scrambling) – codage externe (Reed-Solomon RS) – codage Viterbi (entrelacement interne, codeur interne, entrelacement fréquentiel) – modulation COFDM (mapping, insertion des pilotes, IFFT, insertion de l'intervalle de garde).

A partir du signal obtenu par encodage d'un film au format MPEG-2, nous pouvons simuler le signal reçu sur les capteurs de l'antenne, mélange du signal direct auquel s'ajoutent les échos provenant de réflecteurs fixes et mobiles ainsi que du bruit. Ce simulateur, développé avec l'interface GUIDE de MatLab, nous permet de tester différents traitements, comme l'extraction des échos de cibles mobiles.

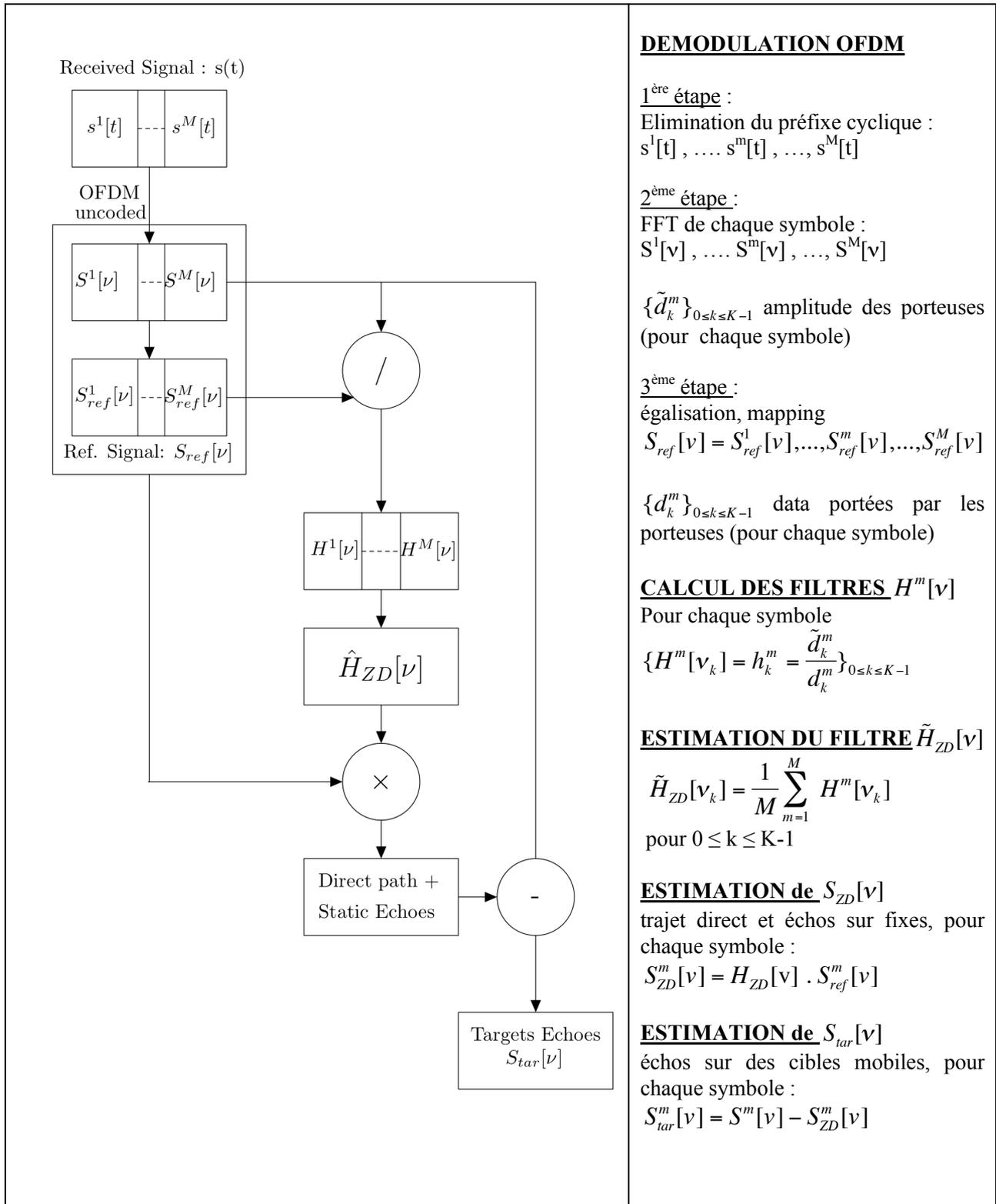


Figure 3 : Description de la méthode

4.2 Les simulations

Le signal reçu sur les capteurs de l'antenne est un signal DVB-T (QAM-64, 8K, $\tau_\Delta = T_u/16$) composé de 90 symboles. C'est un mélange du signal direct, additionné d'échos. Les échos provenant de 100 réflecteurs fixes proches (le retard τ_k des échos est tel que $\tau_k < \tau_\Delta$) sont atténués d'au moins 30 dB par rapport au signal direct. Le bruit de capteur est gaussien, atténué de 40 dB. Trois cibles mobiles sont présentes dans l'environnement. Deux d'entre elles sont proches des capteurs (leurs échos ont un retard $\tau_{tar} < \tau_\Delta$) et sont atténuées de 50 dB ; l'une d'elle a une vitesse faible : les décalages Doppler induits sont respectivement égaux à 20 Hz et 125 Hz. La troisième cible située à 30 km est atténuée de 60 dB ; le décalage Doppler est de -150 Hz.

	Doppler freq. (Hz)	Attenuation (dB)	Range (km)
echoes (100)	0	> 30	< 16
Target #1	20	50	10
Target #2	125	50	12,5
Target #3	-150	60	30

4.3 Résultats

La fonction d'inter-ambiguïté $\chi(x, \nu)$, est un outil essentiel de la théorie de la détection en radar et en sonar ([Woodward 1980], [Le Chevalier 2002], [Griffiths 2005]). Elle permet de mesurer le retard et le décalage Doppler d'un écho renvoyé par une cible mobile.

$$\chi(x, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_{ref}(t) s_{tar}^*(t - x/c) \exp(2i\pi\nu t) dt$$

La représentation de la fonction $\chi(x, \nu)$ dans le plan distance bistatique (km) fréquence Doppler (Hz) permet de détecter les cibles mobiles (plots rouges dans l'image)

La fonction d'inter-ambiguïté calculée avec le signal de référence $s_{ref}(t)$ et le signal reçu $s(t)$ non traité ne donne aucun résultat exploitable : le signal provenant directement de l'émetteur est de forte puissance et masque les échos des cibles mobiles.

Nous avons donc éliminé le signal direct et les échos provenant des réflecteurs fixes en utilisant deux méthodes :

- La méthode ECA-batches, développée par Colone et al. ([Colone 2009]). Le signal reçu $s(t)$ est découpé en 30 blocs de 3 symboles. Chacun d'eux est traité pour éliminer le signal direct et ses échos provenant de réflecteurs fixes proches (situés à moins de 15 km) selon la méthode exposée en 3.1. Les résultats présentés sur la Fig.4 (droite) permettent de distinguer seulement deux cibles rapides (Target #2 et #3) de fréquence Doppler respective 125 Hz et -150 Hz. La cible Target #2 qui est proche, 12.5 km est détectée, par contre la cible lente Target#1 de fréquence Doppler 20 Hz n'est pas détectée : l'écho de cette cible est fortement corrélé au signal de référence. Le temps de calcul est très long (nombre d'opérations de l'ordre de $6,8 \cdot 10^9$).

- La méthode exposée en 3.2 permet de distinguer les trois cibles, comme le montre la Fig.4 (gauche). Il est à noter que le signal direct et les échos provenant de réflecteur fixes ont été totalement éliminés. Le temps de calcul est extrêmement rapide, quelques secondes : le nombre d'opérations n'est que de $2,2 \cdot 10^6$, soit environ $3 \cdot 10^3$ fois moins d'opérations comparativement à la méthode ECA-Batches.

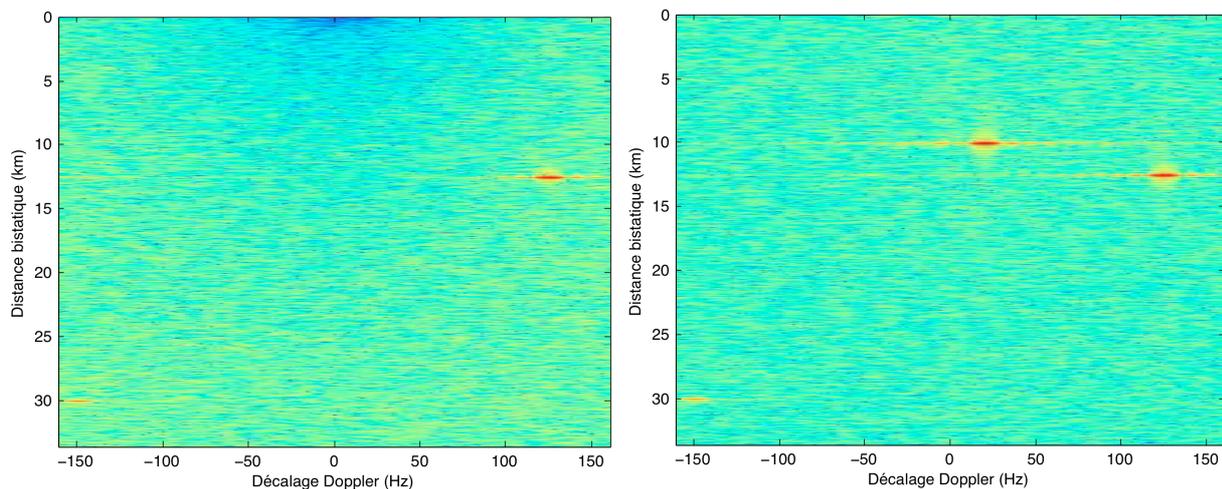


Figure 4 Représentation de la fonction d'inter-ambiguïté
gauche : Elimination du signal direct et des échos fixes par la méthode ECA-batches.
droite : Elimination du signal direct et des échos fixes par la nouvelle méthode (§3.2)

5.0 CONCLUSIONS

Les émetteurs de Télévision Numérique Terrestre sont des émetteurs d'opportunité particulièrement intéressants pour un radar passif : ils permettent d'obtenir une bonne résolution en distance (émission large bande) et couvrent une grande partie du territoire européen. Les signaux émis selon la norme DVB-T permettent de reconstituer avec une grande précision le signal émis, ainsi que le canal de transmission. C'est cette caractéristique que nous exploitons pour estimer le signal direct provenant de l'émetteur et ses échos sur des réflecteurs fixes, qui seront soustraits au signal reçu.

Cette méthode, contrairement à la méthode ECA-batches, permet de conserver les échos provenant de cibles proches qui se déplacent à vitesse lente. Elle est en cours de validation sur des signaux réels. Cette méthode « monocapteur » sera associée à des traitements d'antenne tels que la formation de voie ou la séparation semi aveugle de sources qui renforceront son efficacité.

6.0 BIBLIOGRAPHIE

[IEE Proceedings 2005] IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation (Special Issue on Passive Radar Systems) 152, 3, June 2005.

[ETSI Standard] ETSI Standard : EN 300 744 V1.5.1 « Digital Video Broadcasting (DVB) ».

[Cardinali 2007] R. Cardinali, F. Colone, C. Ferretti et P. Lombardo ; *Comparison of clutter and multipath cancellation techniques for passive radar*. In Radar Conference IEEE, 2007, 469-474.

An efficient and low-complexity method to extract targets echoes

[Colone 2006] F. Colone, R. Cardinali et P. Lombardo ; *Cancellation of clutter and multipath in passive radar using a sequential approach*. In Radar Conference IEEE, 2006.

[Colone 2009] F. Colone, D. W. Ohagan, P. Lombardo et C. J. Baker ; *A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 45, no. 2, April 2009, 698-722.

[Griffiths 2005] H.D. Griffiths, C.J. Baker ; *Measurement and analysis of ambiguity functions of passive radar transmissions*. Proc. IEEE Radar Conf., May 2005, 321–325.

[Gunner 2003] A. Gunner, M. A. Temple et R.J. Claypoole. ; *Direct-path filtering of DAB waveform from PCL receiver target channel*. Electronics Letters, vol. 39, no. 1, January 2003, 118-119.

[Haykin 2002] S. Haykin ; *Adaptive filter theory*. Ed. Lavoisier, 2003.

[Howland 2005] P.E. Howland, D. Maksimiuk et G. Reitsma. ; *FM radio based bistatic radar*. IEE Proc. Radar Sonar Navig., vol. 152, no. 3, June 2005, 107-115.

[Kulpa 2004] K.S. Kulpa et Z. Czekaia ; *Ground clutter suppression in noise radar*. In Radar Conference IEEE, October 2004, 18-22.

[Kulpa 2005] K.S. Kulpa et Z. Czekaia ; *Masking effect and its removal in PCL radar*. IEE Proc. Radar Sonar Navig., vol. 152, no. 3, pages 174-178, 2005.

[Le Chevalier 2002] F. Le Chevalier ; *Principles of radar and sonar signal processing*. Artech House 2002

[Poullin 2005] D. Poullin ; *Passive detection using digital broadcasters (DAB, DVB) with COFDM modulation*. IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation (Special Issue on Passive Radar Systems)152, 3 , June 2005, 143-152.

[Raout 2998] J. Raout ; *Sea-target détection using passive DVB-T based radar*. In Radar Conference IEEE, September 2008, 695-700.

[Woodward 1980] P. Wood Ward ; *Probability and Information Theory with Applications to Radar*. Artech House, 1980.