



Détection de cibles par méthode à Taux de Fausse Alarme Constant et Transformée de Gabor Discrète

O. LEMOINE S. ICART

13S CNRS URA 1376
250 Av. A. Einstein Sophia-Antipolis
06560 Valbonne FRANCE

Résumé

L'approche couramment utilisée pour détecter des échos de cibles radar noyées dans du fouillis (ou clutter) est celle des détecteurs à taux de fausse alarme constant (TFAC). Cette détection est effectuée pour une récurrence (azimut) donnée sur les cases-distance (portée) de l'image radar. L'idée développée ici est d'utiliser un second détecteur qui, lui, procède, pour une case distance donnée, à l'analyse des récurrences. Comme une cible apparaît alors (approximativement) sous forme d'une sinusoïde modulée par une gaussienne, la transformée de Gabor discrète (TGD) utilisant une fenêtre gaussienne semble ici particulièrement adaptée.

Abstract

Detection of radar targets embedded in thermal noise and clutter is usually done by a Constant False Alarm Rate (CFAR) detector. This detection is realized for a given azimuth on the range-cells of the radar image. The idea developed here is to use a second detector that analyses, for a given range-cell, the azimuths. As a target then looks like a sinusoid modulated by a Gaussian envelope, the Discrete Gabor Representation that uses a Gaussian window, seems to be particularly well adapted.

1 Introduction

On dispose d'une carte radar dans le plan récurrences \times cases-distance ($r \times cd$) (cf figure 1), sur laquelle on cherche à détecter la présence éventuelle de cible(s) noyée(s) dans du fouillis. Lorsqu'on se place à une récurrence donnée, l'écho d'une cible mobile se présente, après démodulation, sous la forme d'une sinusoïde de fréquence égale à la fréquence Doppler de la cible. La présence du lobe d'antenne a pour effet de moduler en amplitude cette sinusoïde. En première approximation, on peut donc modéliser l'écho par une sinusoïde modulée par une gaussienne [Sko88].

Un tel problème de détection de signaux transitoires dans du bruit peut être appréhendé grâce à une représentation Temps-Fréquence (TF). La représentation de Gabor a l'avantage sur d'autres représentations TF de bien localiser et concentrer le signal analysé, sans introduire de termes d'interférence. De plus, si on choisit pour fonction fenêtre associée une gaussienne, elle est alors tout à fait adaptée à l'analyse de cibles radar.

On désigne par H_0 l'hypothèse bruit seul, et par H_1 l'hypothèse signal + bruit. Par bruit, on entend à la fois le bruit thermique et les résidus (après filtrage) du fouillis (clutter) du aux échos de mer, de sol, de pluie ...

Le but de cet article est d'analyser les performances d'un détecteur utilisant conjointement une méthode à TFAC et la TGD pour traiter des cartes radar ($r \times cd$). Nous allons donc faire un rappel sur la détection par méthode à TFAC, puis présenter un détecteur utilisant la TGD. Enfin, à partir de simulations, nous analyserons les performances du détecteur global.

2 Détecteur à Taux de Fausse Alarme Constant

2.1 Présentation

Nous travaillons ici à récurrence fixée. Une fois que toutes les cases-distance à cette récurrence ont été traitées, on passe à la récurrence suivante.

Pour chaque cd testée, on estime, à l'aide d'une fenêtre centrée sur cette case, la puissance moyenne du fouillis μ . Si l'on considère en amont un "détecteur d'enveloppe" qui prend le module au carré de chaque échantillon et élimine ainsi l'information de phase (filtre non cohérent), le fouillis que l'on suppose gaussien complexe en entrée, suit maintenant une loi de Rayleigh du type $p(x) = \frac{1}{\mu} \exp(-\frac{x}{\mu})$. L'estimation Z de μ obtenue nous permet, pour chaque case étudiée, d'ajuster le seuil de détection de façon à maintenir une probabilité de fausse alarme constante. Diverses méthodes à TFAC ont été proposées [GK88]. Dans la suite de cet article, nous nous intéresserons au détecteur à TFAC de type "Statistique Ordonnée" (TFAC SO ou OS CFAR) qui a un comportement satisfaisant dans les différents cas critiques : présence de plusieurs cibles et bord de fouillis [Roh83].

A noter qu'ici une cible se présente sous la forme d'un pic localisé sur une ou deux cases-distance.

2.2 Le Détecteur OS-CFAR

On considère une fenêtre de F cases centrée sur la cellule test Y_0 (cf figure 2). Les variables aléatoires X_1, \dots, X_F sont supposées indépendantes et identiquement distribuées (IID) [Roh83]. On ordonne les valeurs des cellules de la fenêtre par ordre croissant. On choisit alors la $\frac{3}{4}F$ ème valeur comme estimation Z de la puissance du fouillis de la cellule test. Notons E_Z l'espérance mathématique suivant la variable aléatoire Z et $p(y|H_0) = \frac{1}{\mu} \exp(-\frac{y}{\mu})$ la densité de probabilité sous H_0 . Pour une probabilité de fausse alarme donnée P_{fa} , le seuil TZ est alors calculé par

$$\begin{aligned} P_{fa} &= E_Z[\text{Prob}(Y_0 \geq TZ)] \\ &= E_Z\left[\int_{TZ}^{+\infty} p(y|H_0) dy\right] \end{aligned}$$

2.3 Simulations

A partir d'une image radar bruitée (cf figure 1) filtrée par le détecteur d'enveloppe, on obtient grâce au détecteur OS-CFAR une première carte de décision. On étudie les deux cas critiques suivants :



- Présence d'un bord de fouillis, qui peut correspondre par exemple à la limite d'une zone de précipitation ; l'hypothèse X_i IID n'est plus alors vérifiée ;
- Présence de cibles multiples : les cibles secondaires ne doivent pas être confondues avec du bruit.

3 Détecteur par Transformée de Gabor Discrète

3.1 La Transformée de Gabor Discrète

La Transformée de Gabor Discrète, qui s'apparente à une Transformée de Fourier Court Terme discrète, décompose le signal à analyser X_k dans le plan temps-fréquence (PTF) sur une grille de pas d'échantillonnage constant. Pour cela, on montre [WR90] que toute séquence finie de N_1 points X_k que l'on périodise (on note $X[k]$ la séquence de période N_1 correspondant aux X_k) peut se décomposer sur une base de gaussiennes décalées et modulées en amplitude :

$$X[k] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} C_{mn} h[k - mN] \exp(j \frac{2\pi n}{N} k)$$

$$\text{pour } k = 0 \dots N_1 - 1$$

Les C_{mn} représentent les coefficients de Gabor. Sur une période N_1 , $h[k]$ est une fenêtre gaussienne qui doit vérifier la contrainte d'énergie :

$$\sum_{k=0}^{N_1-1} |h(k)|^2 = 1$$

M et N correspondent respectivement aux pas d'échantillonnage selon l'axe des temps et des fréquences. Pour obtenir un codage suffisant et non surabondant de $X[k]$ dans le PTF, il faut que la contrainte $N_1 = MN$ (contrainte d'"échantillonnage critique") soit respectée. La base des gaussiennes n'étant pas orthogonale, les $X[k]$ ne peuvent être calculés directement [Bas80]. Soit donc $\gamma[k]$ la séquence biorthogonale associée à $h[k]$, i.e. telle que h et γ vérifient :

$$\sum_{k=0}^{N_1-1} h[k + mN] \exp(-j \frac{2\pi n}{N} k) \gamma^*[k] = \delta_m \delta_n$$

$$\text{pour } 0 \leq m \leq M - 1 \text{ et } 0 \leq n \leq N - 1$$

Les coefficients de Gabor C_{mn} sont alors donnés par :

$$C_{mn} = \sum_{k=0}^{N_1-1} X[k] \gamma^*[k - mN] \exp(j \frac{2\pi n}{N} k)$$

Remarques :

1. Le calcul de la séquence $\gamma[k]$ nécessite l'inversion d'une matrice $N_1 \times N_1$ [WR90] mais cette inversion peut être effectuée hors ligne une fois la fenêtre gaussienne choisie. Les caractéristiques de la gaussienne seront choisies en fonction des cibles que l'on s'attend à détecter et du lobe de l'antenne du radar.
2. La transformée de Gabor a été retenue de préférence à la Transformée de Fourier Court Terme (TFCT). En effet, on peut montrer que lorsque la fenêtre h choisie, ici une gaussienne, coïncide avec le signal à détecter, tous les coefficients de Gabor sauf un sont nuls, alors que pour la TFCT plusieurs coefficients sont non nuls. De plus, bien que le rapport signal sur bruit obtenu après TFCT soit plus élevé que celui obtenu par TGD, la résolution est meilleure pour la TGD [ABOT90].

3.2 Cas du suréchantillonnage

Le degré de liberté supplémentaire introduit en choisissant M et N tels que $N_1 < MN$ est souvent recommandé [HBB92]. D'une part, il permet d'imposer une contrainte telle que le minimum d'énergie pour γ , qui correspond à un minimum de variance pour les C_{mn} , d'où une plus grande clarté d'interprétation ; d'autre part, lorsque l'on traite des données bruitées, un certain degré de suréchantillonnage permet une meilleure stabilité numérique [HBB92].

Par la suite, nous considérerons la TGD avec $N_1 = 256$, $M = 32$, $N = 16$; la contrainte supplémentaire imposée est celle d'un minimum d'énergie pour γ . Le choix de $M > N$ provient du fait que l'on recherche avant tout une bonne localisation en temps, de façon à pouvoir connaître précisément l'instant d'apparition d'une cible. L'information fréquence a tout de même son importance car elle permet de distinguer, dans le PTF, des signaux présents à un même instant et qui n'ont pas les mêmes caractéristiques fréquentielles (cibles à différentes vitesses, fouillis ...).

3.3 Le détecteur de Gabor

Une fois la transformée de Gabor du signal étudié effectuée, on calcule le module au carré des coefficients. Remarquons qu'en procédant ainsi, nous éliminons la phase et n'avons pas besoin d'un détecteur d'enveloppe en amont. Le bruit étant supposé gaussien, les C_{mn} sont également gaussiens et leurs modules au carré suivent une loi de Rayleigh.

On compare alors les coefficients $|C_{mn}|^2$ à un seuil fixé en fonction de la P_{fa} désirée :

$$P_{fa} = \int_{seuil}^{+\infty} p(y|H_0) dy$$

où $p(y|H_0)$ est la densité de probabilité des $|C_{mn}|^2$ sous l'hypothèse bruit seul. Les paramètres inconnus de $p(y|H_0)$ sont estimés par maximum de vraisemblance. On suppose pour cela que l'on dispose d'une référence bruit seul.

On construit ainsi une représentation Temps-Fréquence quadratique.

3.4 Simulations

A partir d'une image radar bruitée et pour chaque case distance, on calcule et on élève au carré la transformée de Gabor du signal. Le signal étudié est ainsi décomposé dans le plan temps-fréquence sur une grille dont la largeur des mailles est fixée par la valeur des entiers M et N : $M = 32$ (axe temporel) et $N = 16$ (axe fréquentiel). On obtient donc, pour chaque cd, une matrice de dimension $M \times N$, que l'on ramène, par projection sur l'axe des temps, à un vecteur de dimension M : pour chaque instant (m), on conserve le $|C_{mn}|^2$ le plus grand.

Comme dans le cas du détecteur à TFAC, on étudiera le cas multicibles et les bords de fouillis.

4 Résultats et analyse

Pour comparer les performances de ces deux détecteurs, nous avons considéré trois cas critiques [Roh83] :

4.1 Modèle 1 : fouillis uniforme

On considère pour la méthode OS-CFAR une cible d'amplitude et de largeur unité, noyée dans un bruit de Rayleigh dont on fait varier l'écart type. Pour chaque Rapport Signal sur Bruit (RSB), on lance 1000 fois la méthode en changeant le bruit à chaque itération (le RSB est calculé en prenant le rapport du carré de l'amplitude maximale du signal sur la variance du bruit). On choisit T tel que $P_{fa} = 10^{-6}$. On obtient ainsi la courbe COR (Caractéristique Opérationnelle du Récepteur) expérimentale de la méthode OS-CFAR (figure 3).

Pour étudier le comportement de la TGD dans ce cas, nous considérons un signal présentant une cible d'amplitude 1,

de fréquence et de largeur fluctuant de façon aléatoire suivant une loi uniforme. On y ajoute un bruit blanc complexe centré dont on fait varier l'écart-type. La TGD est aussi calculée pour une P_{fa} de 10^{-6} . Pour chaque Rapport Signal sur Bruit (RSB), on calcule 1000 fois la TGD en changeant le bruit et les paramètres du signal à chaque itération. La courbe COR obtenue est tracée sur la figure 3. La TGD se comporte mieux en détection que la méthode CFAR, quel que soit le Rapport Signal sur Bruit.

4.2 Modèle 2 : cas multi-cibles

Nous considérons, dans le cas du CFAR, deux cibles espacées de deux cases ; elles seront ainsi présentes en même temps dans la fenêtre du CFAR. Le calcul de T est fait pour une P_{fa} de 10^{-6} . De même, nous considérons pour la TGD le cas le plus défavorable : deux cibles de fréquences différentes, de même enveloppe et suffisamment proches de façon à ce que la fenêtre biorthogonale, lorsqu'elle glisse sur le signal, les recouvre partiellement. Comme dans le cas précédent, ces cibles changent à chaque itération et on prend une $P_{fa} = 10^{-6}$ (cf figure 4). Là encore, la TGD se comporte mieux que la méthode CFAR, pour n'importe quel RSB. Ces deux courbes sont complémentaires, car lorsque la TGD traite le cas de deux cibles (deux cibles à case-distance fixée, en fonction des récurrences), il est peu probable que le processeur à TFAC ait aussi deux cibles (tout du moins pour chaque récurrence), et réciproquement.

4.3 Modèle 3 : bord de fouillis

Un moyen de comparer les performances des deux méthodes dans le cas d'un bord de fouillis est de considérer un signal présentant une cible dans du fouillis (que l'on appellera bruit) ainsi qu'un saut de puissance du fouillis (cf figure 5). On choisit le bruit de telle sorte que la probabilité de détection soit égale à 0.95 ; on fait ensuite varier le Rapport Fouillis sur Bruit (RFB) en augmentant la puissance du fouillis. Il est alors intéressant de regarder comment évolue la probabilité de fausse alarme. A titre indicatif, nous représentons figure 6 l'évolution de la P_{fa} entre 10^{-2} et 1, en fonction du RFB pour la TGD.

Pour un fouillis de largeur supérieure à $\frac{1}{4}F$, la méthode OS-CFAR ne semble pas faire apparaître de fausse alarme, quel que soit le RFB. Pour un fouillis de largeur inférieure à $\frac{1}{4}F$, elle génère systématiquement une fausse alarme, alors que la TGD suit toujours le même comportement.

5 Conclusions

Les résultats précédents nous permettent de tirer les conclusions suivantes :

- La détection par Transformée de Gabor Discrète est plus performante que celle par méthode OS-CFAR dans les cas "fouillis uniforme" et "multi-cibles". Par contre, pour un bord de fouillis de largeur supérieure à $\frac{1}{4}F$, le processeur CFAR est plus fiable car il n'introduit pas de fausse alarme.
- L'utilisation conjointe de ces deux méthodes nous permet, lorsque l'une traite un "cas difficile" (cibles proches ou bord de fouillis), d'exploiter l'information fournie par l'autre. Ainsi (cf figure 1), la méthode OS détectera probablement mieux la cible 1 que la TGD ; les cibles 2 et 3 seront plus facilement repérables par la TGD (qui traite ici le cas d'une cible dans un fouillis uniforme), alors que les cibles 4 et 5 seront probablement mieux détectées par la méthode OS.

Pour obtenir une caractérisation plus fiable des performances de la TGD dans le cas d'un bord de fouillis, il serait intéressant de poursuivre les simulations pour une P_{fa} inférieure à 10^{-2} . Ceci sera fait dans une communication ultérieure.

Par ailleurs, la détection de cibles radar par Transformée de Gabor Discrète pourrait s'adapter aisément au cas où la

fréquence de répétition varie d'une rafale à l'autre [BAM93].

Enfin, une étude analogue avec la Transformée de Wigner-Ville, qui a souvent été adaptée à la détection de signaux transitoires, pourrait être menée.

Références

- [ABOT90] L. Auslander, C. Buffalano, R. Orr, and R. Tolimieri. A comparison of the gabor and short-time fourier transforms for signal detection and feature extraction in noisy environments. *SPIE Advanced Signal-Processing Algorithms, Architectures, and Implementations*, 1348:230-247, 1990.
- [BAM93] C. Berenguer, A. Ferrari, and L. Martinet. Cartographie doppler et detection de cibles radar. *GRETSI*, 1993. En cours de publication.
- [Bas80] M. J. Bastiaans. Gabor's expansion of a signal into gaussian elementary signals. *Proceedings of the IEEE*, 68(4):538-539, April 1980.
- [GK88] P.P. Gandhi and S.A. Kassam. Analysis of CFAR Processors in Nonhomogeneous Background. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 24(4):427-445, July 1988.
- [HBB92] F. Hlawatsch and G.F. Boudreaux-Bartels. Linear and quadratic time-frequency signal representations. *IEEE SP Magazine*, pages 21-67, April 1992. page 29.
- [Roh83] H. Rohling. Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 19(4):608-621, July 1983.
- [Sko88] M. Skolnik. *Introduction to Radar Systems*. Mc Gaw-Hill, 1988.
- [WR90] J. Wexler and S. Raz. Discrete gabor expansions. *Signal Processing*, 21(3):207-220., Nov 1990.

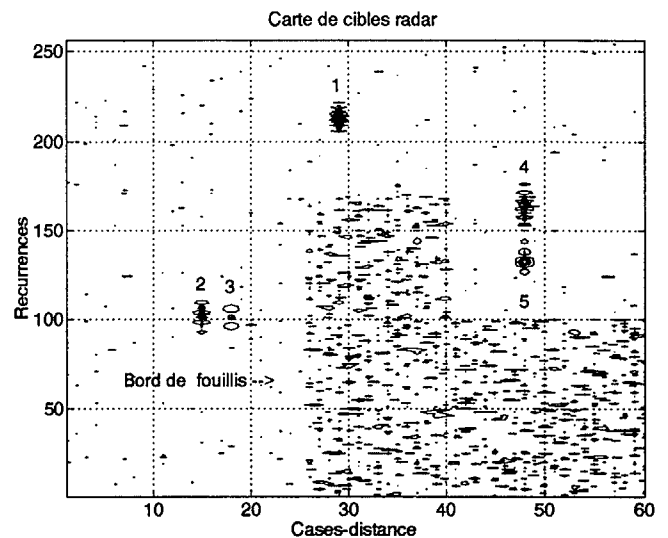


Figure 1: Carte radar

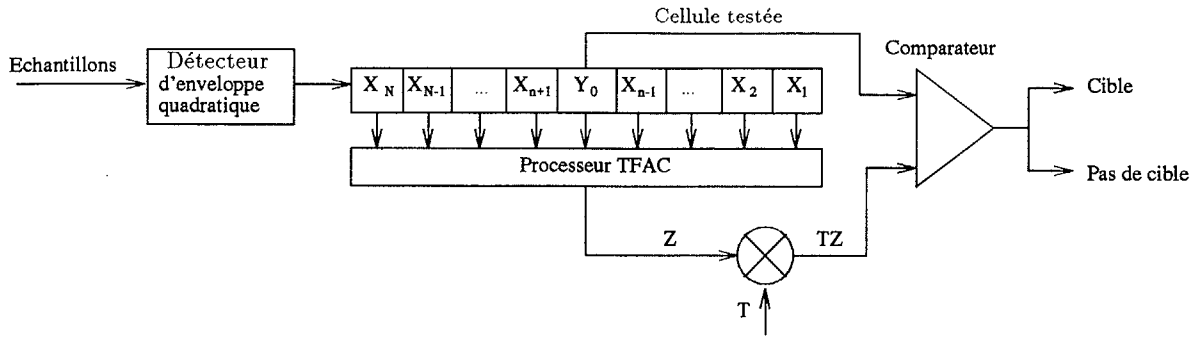


Figure 2: Schéma d'un processeur CFAR

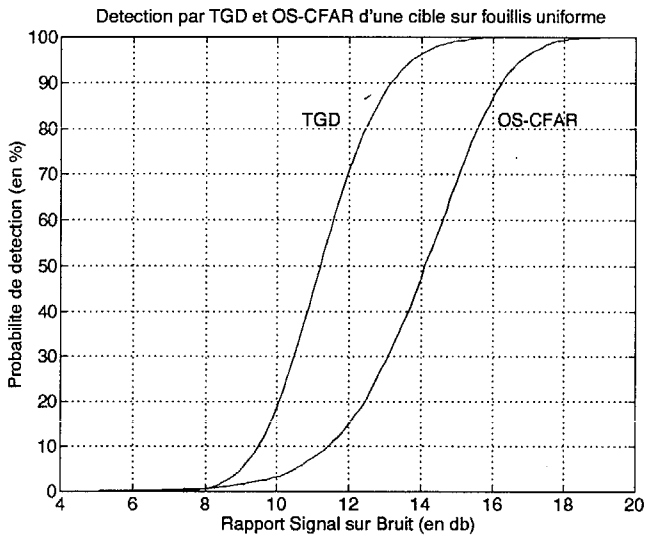


Figure 3: Courbes COR : cas d'une cible

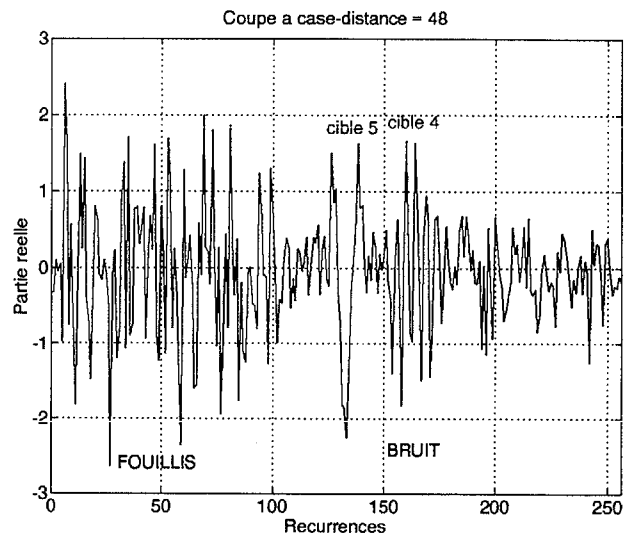


Figure 5: Signal à case-distance fixée

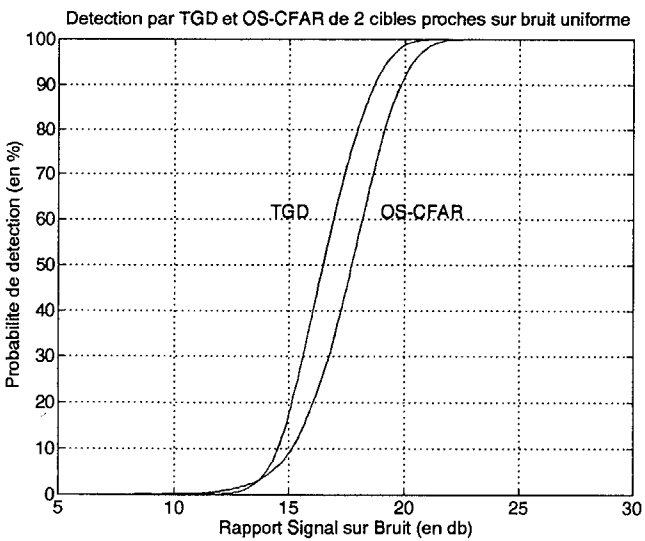


Figure 4: Courbes COR : cas de deux cibles

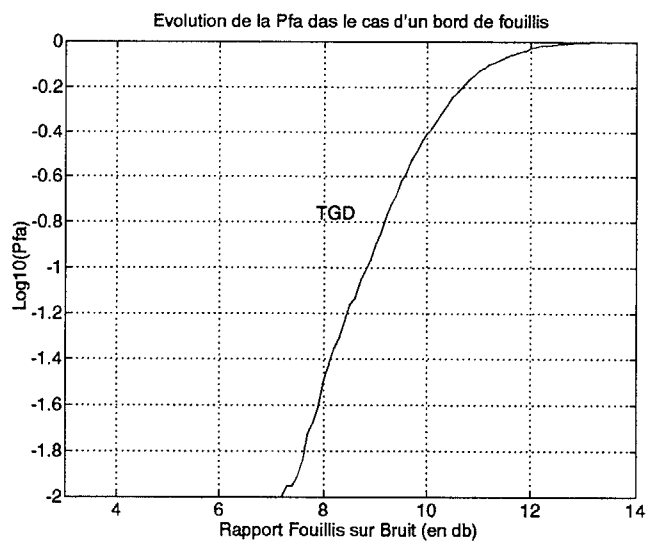


Figure 6: Cas d'un bord de fouillis