

# SYSTEME MIXTE DE GONIOMETRIE A HAUTE RESOLUTION ET DE REJECTION ADAPTATIVE DE BROUILLEURS DANS LA GAMME HF

F.Pipon, P.Chevalier et G.Multedo

THOMSON-CSF

Division RGS, Service Traitement de Signal, 66 rue du Fossé Blanc, 92231 Gennevilliers

## RESUME

Le propos de cet article est de présenter les résultats expérimentaux obtenus, dans la gamme HF, avec un système mixte de goniométrie et de filtrage spatial adaptatif. Une goniométrie à haute-résolution par la méthode MUSIC fournit une estimée des vecteurs directeurs des sources présentes, que le filtrage adaptatif utilise pour mettre en oeuvre le Filtre Adapté Spatial (FAS) à l'une des sources détectées. Après une présentation des techniques utilisées et du système expérimental, les résultats obtenus sont décrits. Ceux-ci sont généralement satisfaisants, aussi bien en ondes de sol qu'en ondes ionosphériques, et dans certains cas approchent même les performances théoriques.

### 1. INTRODUCTION.

Bien que les techniques d'imagerie (localisation angulaire) et de filtrage d'antenne se soient développées indépendamment les unes des autres, leur utilisation conjointe présente un intérêt considérable pour certaines applications en télécommunications. En particulier, dans un contexte d'écoute passive où l'on ne dispose d'aucune information a priori sur les caractéristiques des sources présentes, la mise en oeuvre d'une méthode de goniométrie à haute-résolution à partir des signaux reçus par l'antenne, permet d'obtenir l'information spatiale nécessaire au calcul du filtre adapté spatial (FAS) à l'une des sources détectées.

L'objet de ce papier est précisément de présenter une synthèse des résultats expérimentaux obtenus avec un système mixant les deux techniques dans la gamme de fréquence HF. Cette gamme est particulièrement utilisée en télécommunications puisqu'elle permet des communications à longue distance, mais elle possède aussi des spécificités (forte congestion spectrale et présence de multimodes de propagation) qui rendent l'utilisation de ce système de traitement d'antenne particulièrement déterminant.

Dans les paragraphes 2 et 3 sont décrits respectivement le système et ses performances asymptotiques lorsque la propagation et la réception sont idéales. La dégradation des performances du système, due essentiellement aux imperfections des voies de réception et aux erreurs de modélisation du front d'onde, est évaluée dans le paragraphe 4, où sont également décrites quelques techniques visant à rendre robuste le système vis-à-vis de ces limitations. Enfin, les deux derniers paragraphes présentent une synthèse des résultats expérimentaux obtenus, respectivement en ondes de sol et en ondes ionosphériques.

#### Remarque:

Nous nous intéressons dans ce papier aux résultats en sortie du sous-ensemble filtrage spatial, les principaux résultats de la goniométrie ayant déjà fait l'objet d'une publication [1].

## 2. DESCRIPTION DU SYSTEME.

### 2.1 Principe de fonctionnement.

## ABSTRACT

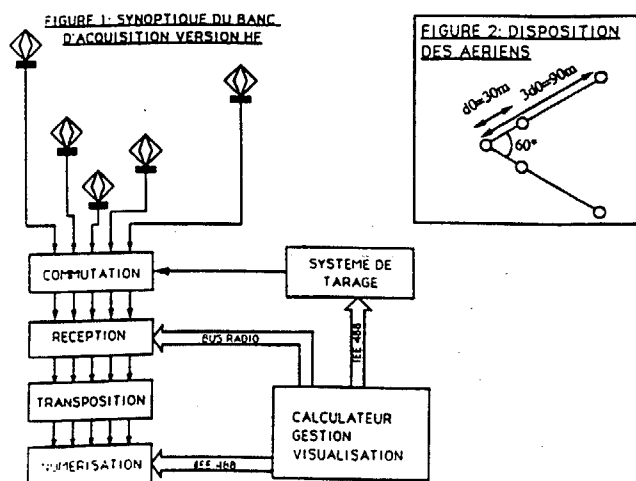
The purpose of this paper is to present experimental results obtained, in the HF band, with a system which performs both high resolution direction finding and adaptive spatial filtering. The MUSIC algorithm is first used to estimate the steering vector of the sources. This information is then used to build the spatial matched filter to one of the sources. After a presentation of the algorithms and the system, the experimental results are described. These are generally quite good for both ground and ionospheric waves. They even reach the theoretical performances in some cases.

Dans un premier temps, l'information spatiale nécessaire au calcul du FAS est acquise par goniométrie. La méthode à haute-résolution MUSIC [2], qui permet de détecter et de localiser plusieurs sources, est utilisée à partir d'un réseau de N capteurs, sous les hypothèses de front d'onde plan et de capteurs identiques. Cette goniométrie fournit les estimées  $\hat{S}_i$  ( $i=1, \dots, P$ ) des vecteurs directeurs  $S_i$  des P sources présentes dans l'environnement.

Dans un second temps, le FAS à la source de vecteur directeur estimé  $\hat{S} = \hat{S}_k$ , est mis en oeuvre par un algorithme des moindres carrés en treillis [3], à partir d'une structure GSLC [4] (Generalised SideLobe Canceller). Cette antenne conduit à une minimisation de la puissance totale de sortie sous une contrainte de gain unité dans la direction pointée par  $\hat{S}$  [5]. Elle est définie, en notant  $R_{XX}$  la matrice de corrélation des signaux reçus par les capteurs, par l'expression suivante de son poids complexe équivalent :

$$W_e = R_{XX}^{-1} \hat{S} / \hat{S}^t R_{XX}^{-1} \hat{S} \quad (2.1)$$

### 2.2 Architecture matérielle.





Le synoptique du banc d'acquisition est rappelé sur la figure 1. Le système est composé de cinq cadres croisés, disposés suivant le schéma de la figure 2, d'un récepteur, d'un système de numérisation, d'un système de tarage et d'un calculateur permettant le traitement en temps différé des signaux.

### 3. PERFORMANCES DU FAS IDEAL.

Les performances asymptotiques du FAS, en absence de toutes les sources d'erreurs décrites dans le paragraphe 4 (*FAS idéal*), ont été étudiées dans la référence [5]. Il a été montré que quelle que soit la position des brouilleurs, le rapport Signal sur (Bruit + Interférences) en sortie du FAS, s'écrit, pour des brouilleurs forts:

$$[\text{SNIR}]_s \cong N\pi_s [1 - |\alpha_{fs}|^2] / \sigma^2 \quad (3.1)$$

où  $\alpha_{fs}$ , défini dans [5], est le coefficient de corrélation spatial entre le signal et les brouilleurs,  $\pi_s$  la puissance d'entrée du signal utile, et  $\sigma^2$  la puissance du bruit de fond.

Lorsque les brouilleurs sont forts et tant qu'ils ne sont pas dans la direction du signal ( $|\alpha_{fs}| \neq 1$ ), le SNIR en sortie du FAS est presque indépendant de la puissance des brouilleurs et dépend essentiellement du coefficient de corrélation spatial  $\alpha_{fs}$ .

**Remarque:** lorsque les interférences sont situées en dehors du lobe principal de l'antenne (pour le réseau étudié, cela correspond à un écart de direction d'arrivée d'au moins  $15^\circ$  par rapport au signal utile),  $|\alpha_{fs}|^2$  est inférieur à 0,5 et on peut approcher le SNIR de sortie par la formule:

$$[\text{SNIR}]_s \cong N\pi_s / \sigma^2 \cong \pi_s / \sigma^2 + 7 \text{ dB} \quad (3.2)$$

Les 7 dB correspondent au gain en SNR de la Formation de Voie Conventionnelle (FVC) à 5 capteurs. Le paragraphe 5.2 montre que notre système permet, dans certaines conditions, d'approcher ces performances idéales.

### 4. LIMITATIONS DES PERFORMANCES DU SYSTEME ET METHODES DE TRAITEMENTS ROBUSTES.

Le comportement du FAS a été bien étudié dans la référence [5]. Il a en particulier été montré qu'une telle antenne possède un certain nombre de limitations dont les deux principales sont liées à:

- une mauvaise estimation du vecteur directeur du signal utile,
- l'existence de trajets corrélés avec le signal utile.

Ce paragraphe présente donc les principales difficultés rencontrées ainsi que les solutions qui ont été retenues.

#### 4.1. Limitations liées à une mauvaise estimation du vecteur directeur.

##### a) Causes.

Sur signaux réels, les causes d'erreurs d'estimation du vecteur directeur sont nombreuses et peuvent se répartir en deux catégories essentielles:

- erreurs liées à une *mauvaise modélisation du front d'onde*: champ proche, réflexion sur les obstacles proches, sol non homogène...
- erreurs liées à une *mauvaise connaissance de la chaîne de réception*: différence de gain complexe entre les capteurs, positions des capteurs connues approximativement, mauvaise orientation des cadres croisés, longueur des câbles différentes...

A ces deux catégories d'erreurs, on peut ajouter une troisième source d'erreurs liée au *biais et à la variance de la méthode de goniométrie MUSIC* à nombre d'échantillons finis.

##### b) Conséquences.

Lorsque le vecteur directeur du signal utile a été mal estimé, le FAS considère le signal utile comme un brouilleur puisque celui-ci

possède un vecteur directeur  $S$  différent du vecteur directeur de "pointage"  $\hat{S}$ .

Il se produit alors une dégradation des performances du FAS [5], qui est d'autant plus importante que:

- l'erreur d'estimation du vecteur directeur est importante,
- le signal utile est de forte puissance.

Cette dégradation est, en première approximation, indépendante de la puissance et du nombre des interférences.

##### c) Solutions.

Aux deux facteurs intervenant dans la dégradation des performances, nous avons opposé deux classes de solutions:

- la première consiste à améliorer l'estimation du vecteur directeur du signal utile. Pour cela, on modifie la méthode MUSIC en projetant le vecteur directeur estimé par cette méthode sur l'espace signal de  $\hat{R}_{XX}$ . On exploite ici la propriété suivante: le véritable espace signal est engendré par l'ensemble des vecteurs directeurs de toutes les sources présentes. Cette méthode est efficace à fort S/B ou à fort BT.

- la seconde consiste à diminuer la puissance apparente du signal utile. Pour cela, on génère sur chaque capteur un *bruit fictif* blanc gaussien de puissance  $\delta$  que l'on ajoute au signal reçu [6]. Le vecteur poids équivalent  $W$  est calculé sur les données ainsi bruitées, puis utilisé pour filtrer les données non bruitées. Il faut donc souligner que le bruit fictif n'est pas ajouté physiquement aux données.

Le vecteur poids  $W$  s'exprime toujours par la formule (2.1), mais cette fois en utilisant la matrice de corrélation "bruitée"  $R'_{XX}$  définie par:

$$R'_{XX} = R_{XX} + \delta \text{ Id.} \quad (4.1)$$

Cette méthode assure la protection du signal utile puisque celui-ci est vu avec une puissance moins forte. Cette protection possède une contrepartie puisque les interférences sont, pour la même raison, moins bien réjectées.

Il existe donc un *bruit fictif optimal* qui réalise le compromis entre une bonne protection du signal utile et une réjection suffisante des interférences. Les résultats du paragraphe 5.2 mettent en évidence l'existence de ce bruit fictif optimal.

#### 4.2. Limitations liées à l'existence de trajets corrélés avec le signal utile.

##### a) Causes.

Dans la gamme HF, l'existence de trajets corrélés entre eux est courante. Ils sont dus à la propagation ionosphérique: une émission peut se réfléchir sur les différentes couches de la ionosphère et arriver sur l'antenne suivant plusieurs trajets d'azimuts voisins, mais possédant chacun leurs caractéristiques propres (angle de site, puissance, décalage Doppler et temps de retard).

##### b) Conséquences.

Le trajet principal est utilisé comme signal utile. Si les trajets secondaires sont corrélés avec le signal utile, l'antenne calcule un vecteur poids qui permet une recombinaison en opposition de phase du signal utile et des multitrajets de manière à minimiser la puissance totale de sortie.

En conséquence, le signal utile est annulé en sortie, et ce phénomène est d'autant plus important que la corrélation entre les trajets est élevée. En effet, la puissance de sortie peut s'écrire, pour deux trajets dont le coefficient de corrélation est de module  $\rho$  et dont les puissances sont fortes par rapport au bruit de fond:

$$P_s = \pi_s (1 - \rho^2) \quad (4.2)$$

##### c) Solutions.

Pour éviter cette annulation du signal utile, deux types de solutions sont envisageables:

- on peut jouer sur l'effet de *décorrél*ation des multitrajets introduit par le temps d'observation. Cet effet est causé par la différence de décalage Döppler existant entre chacun des multitrajets. Le filtrage adaptatif pourra s'effectuer après un certain temps de *décorrél*ation, lorsque les coefficients de corrélation des multitrajets seront proches de 0 (<0.3).

- on peut utiliser une *contrainte multiple*: la puissance de sortie est toujours minimisée sous contrainte de gain unité dans la direction  $\hat{S}$ , mais on ajoute les contraintes d'annulation de tous les trajets secondaires repérés par la goniométrie. Cette méthode permet en outre d'éviter l'égalisation lorsqu'elle est nécessaire pour remettre en phase tous les multitrajets.

## 5. RESULTATS SUR ONDES DE SOL.

### 5.1 Conditions d'expérimentations.

Les essais ont été réalisés sur un terrain situé à Coulommiers au mois de Juillet 90.

Le tarage, l'acquisition et l'égalisation sont successivement réalisés sur site. Seules les données après égalisation sont conservées et traitées en temps différé sur le calculateur.

La fréquence porteuse des signaux est comprise entre 5 et 10 MHz, fréquences pour lesquelles les situations de multimodes, spécificité de la gamme HF, sont les plus fréquentes. La longueur d'onde des signaux est donc comprise entre 30 et 60 m, ce qui correspond à un réseau dont l'ouverture est comprise entre 1,5 et 3  $\lambda$ .

### 5.2 Description des expériences réalisées.

Pour vérifier la validité des méthodes destinées à compenser une erreur d'estimation du vecteur directeur (projection du vecteur directeur et ajout du bruit fictif: cf §4.1.c), des expériences ont été réalisées sur des bi-émissions en ondes de sol, à l'aide de porteuses pures générées par des émetteurs HF. Les résultats obtenus sont donnés en terme de SNIR après une analyse spectrale de type FFT.

Différents enregistrements ont été effectués, en faisant varier la position des sources ainsi que leurs puissances, l'écart entre les émetteurs étant compris entre 6° et 33°. Aucun test en sensibilité n'a été réalisé: les signaux sont toujours de puissance très supérieure à la puissance de bruit de fond ( $\pi_e / \sigma^2 > 15$  dB).

Les courbes donnant le SNIR de sortie du FAS en fonction de la puissance de bruit fictif additif sont tracées, en utilisant directement le vecteur directeur du signal utile estimé par la goniométrie et en utilisant la projection de ce vecteur sur l'espace signal (voir figure 3).

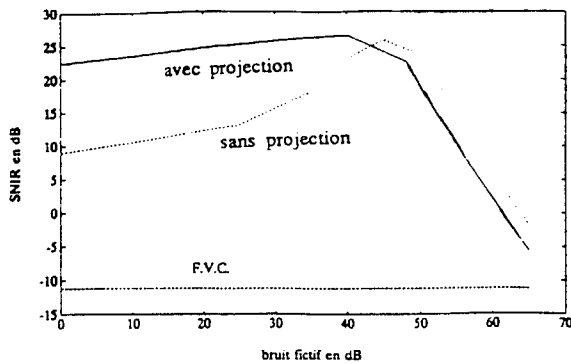


Figure 3: Courbes SNIR=f( $\epsilon$ )

L'utilité du bruit fictif et de la projection du vecteur directeur ainsi que l'existence d'un bruit fictif optimal apparaissent clairement au vu des résultats donnés dans les paragraphes suivants.

### 5.3 Filtrage adaptatif.

#### a) Utilité du bruit fictif optimal:

Les performances obtenues avec le bruit fictif optimal dépendent des puissances relatives du signal utile et des interférences: il doit assurer une protection suffisante du signal utile tout en permettant la réjection des interférences. On peut distinguer trois types de configurations suivant la valeur de ces puissances relatives, et pour chacune d'elles prévoir le SNIR que l'on peut obtenir en utilisant le bruit fictif optimal. Pour chacune de ces configurations, des exemples sont donnés avec des émetteurs situés en des points notés P1 ( $\theta=23^\circ$ ) et P2 ( $\theta=56^\circ$ ) espacés angulairement de  $33^\circ$ .

- 1er cas: le signal utile est 10 dB en-dessous des interférences.

C'est le cas le plus favorable à la réalisation du filtrage spatial. C'est aussi le cas où le filtrage spatial est le plus nécessaire puisque le SNIR de départ est inférieur à -10 dB. L'utilisation du bruit fictif optimal permet à l'antenne d'atteindre des performances très proches de celles atteintes par le FAS idéal (§3).

Le SNIR de sortie est toujours supérieur au SNR d'entrée: il est compris entre SNR et SNR+7dB. L'interférence est réjectée en dessous du bruit de fond.

#### exemple 1:

utile (P1): SNR = 19 dB      interférence (P2): SNR = 37 dB.

L'écart entre les sources est ici de -18dB. Sur les deux courbes de la figure 3, qui ont été tracées pour cet exemple, on lit la valeur du SNIR obtenu à l'optimum: SNIR = 26 dB.

=> le gain par rapport au SNR d'entrée est de 7 dB: on atteint les performances optimales en absence d'erreurs (formule 3.2).

=> le gain par rapport au SNIR d'entrée est de 26-(-18), soit 44 dB.

- 2ème cas: le signal utile est 15 dB au-dessus des interférences.

On utilise la FVC pour améliorer le SNIR: on ne parvient pas à trouver un bruit fictif optimal qui protège suffisamment l'utile tout en assurant l'élimination du brouilleur.

Le SNIR est uniquement amélioré par le gain de la FVC:  $\alpha = (S^+J) / [(S^+S)(J^+J)]^{1/2}$ . Le filtrage adaptatif (FAS) ne permet pas d'améliorer le SNIR de la FVC: cela n'est pas trop pénalisant car le SNIR de départ est déjà supérieur à 15 dB.

#### exemple 2:

utile (P2): SNR = 37 dB      interférence (P1): SNR = 19 dB.

Le SNIR de départ est ici de 18dB. Le SNIR obtenu à l'optimum est: SNIR = 25 dB.

=> le gain par rapport au SNIR d'entrée est de 25-18, soit 7 dB, ce qui correspond au gain en SNIR de la FVC dans le cas considéré.

#### - 3ème cas:

Dans les cas intermédiaires des deux cas précédents, les performances avec le bruit fictif optimum sont comprises entre les performances obtenues pour les deux cas précédents. L'antenne réalise un compromis entre la FVC et le FAS idéal. Le gain réalisé par rapport à la FVC est d'autant plus important que le signal utile est de puissance faible devant la puissance de l'interférence.

#### exemple 3:

P2: SNR = 32 dB      P1: SNR = 23 dB.

En s'adaptant sur la source P1, le SNIR optimum est de 28 dB. Il est encore égal à SNR + 5 dB, c'est-à-dire que l'on est très proche des performances du FAS idéal.

En s'adaptant sur la source P2, le SNIR optimum est inférieur et vaut 20 dB. Dans ce second cas, il faut aussi remarquer que la FVC fournit un SNIR de 16 dB: un écart voisin de +10 dB entre les sources correspond à la limite d'utilité du filtrage spatial.

=> Dans tous les cas, les performances obtenues sont bonnes: soit le SNIR de départ est élevé et le filtrage spatial ne l'améliore pas beaucoup, soit il est faible et le filtrage spatial l'améliore (d'autant plus qu'il est faible).

Il faut donc noter que plus l'interférence est de forte puissance, plus l'antenne la rejette facilement. L'antenne est malgré tout





limitée par la dynamique de 72 dB due à la quantification: une interférence de trop forte puissance "masquera" le signal utile.

b) Utilité de la contrainte de projection du vecteur directeur sur l'espace signal.

Comme le montrent les courbes de la figure 3, la projection du vecteur directeur sur l'espace signal, si elle n'améliore pas notablement les performances réalisées avec le bruit fictif optimal, permet une meilleure protection du signal utile pour les faibles valeurs du bruit fictif et par la suite une plus grande tolérance sur le choix du bruit fictif additif. Cette tolérance est indispensable pour un système temps réel où le choix du bruit fictif doit être automatique.

c) Résolution du filtrage adaptatif.

Les résultats précédents sont valables lorsque les sources sont écartées de plus de 8°. Les résultats obtenus pour des émissions écartées de 6° montrent une dégradation des performances du filtrage adaptatif. Cette dégradation est causée par une limitation de la méthode de goniométrie lorsque les sources sont trop proches (difficulté pour séparer les émissions et diminution de la précision d'estimation des angles d'arrivée lorsque les sources sont effectivement séparées) ainsi que par une limitation de la méthode de filtrage spatial adaptatif (voir formule 3.1, le coefficient  $|\alpha_f|^2$  se rapproche de 1).

## 6. RESULTATS SUR ONDES IONOSPHERIQUES.

### 6.1 Conditions d'expérimentations.

Voir paragraphe 5.1.

### 6.2 Description des expériences réalisées.

La validité des méthodes du paragraphe 4.2.c, destinées à compenser la présence de trajets secondaires corrélés avec le trajet principal, est testée en présence de deux émissions ionosphériques possédant chacune deux multitrajets.

Les résultats sont obtenus après démodulation en amplitude ou en fréquence, en utilisant le bruit fictif optimal. Cette démodulation est comparée à la démodulation obtenue sur les fichiers filtrés *fréquentiellement* (par un filtre de 3 KHz) de manière à isoler l'émission considérée.

Pour illustrer les conclusions de l'étude effectuée sur ondes ionosphériques, les résultats obtenus sur un exemple sont présentés par la suite.

### 6.3. Filtrage spatial adaptatif.

a) Présentation de l'exemple.  $F_0=8.51$  MHz

L'analyse du spectre (figure 4) montre la présence de deux émissions prépondérantes de modulation A1 (morse manuelle) situées à  $f/f_e=0,2$  (émetteur Toulouse - azimut de 192°) et à  $f/f_e = 0,45$  (émetteur inconnu).

La goniométrie localise deux modes pour chacune des émissions:

$$* f/f_e = 0,2 \quad (\theta=192,2^\circ - \Delta=42,3^\circ) \quad (\theta=191,7^\circ - \Delta=56,8^\circ)$$

$$* f/f_e = 0,45 \quad (\theta=323,7^\circ - \Delta=56,8^\circ) \quad (\theta=323,4^\circ - \Delta=24,2^\circ)$$

On s'intéresse à la démodulation de l'émission à  $f/f_e=0,45$  dont la puissance est 10dB environ plus faible (voir spectre).

La courbe 3 de la figure 5 montre le résultat de la démodulation d'amplitude du signal filtré fréquentiellement autour de la fréquence  $f/f_e=0,45$ .

Sur cette courbe, on remarque que l'amplitude reçue varie au cours du temps: l'émission est affectée par le phénomène de fading.

Le filtrage spatial est réalisé sur une durée de 2,621 secondes avec un bruit fictif de 42 dB pour les deux types de traitement. Les courbes 1 et 2 de la figure 5 montrent le résultat de la démodulation

en amplitude pour les deux types de traitement: filtrage spatial avec et sans contrainte multiple.

b) Filtrage spatial sans contrainte multiple.

Pour un temps d'intégration court (première partie de la courbe 2), les deux trajets étant fortement corrélés causent l'annulation du signal utile en sortie du GSLC (cf formule 4.2).

En utilisant une durée d'intégration plus longue (supérieure à 600 ms environ), on parvient à démoduler correctement le signal sans utiliser de contrainte multiple: l'algorithme d'adaptation profite de l'effet de décorrélation progressive des multitrajets du à la différence de décalage Doppler entre les deux trajets. Cette décorrélation se traduit par une augmentation de l'amplitude lorsque le temps d'intégration augmente, facilitant ainsi la démodulation.

c) Filtrage spatial avec contrainte multiple.

L'utilisation de la contrainte multiple (courbe 1) permet de démoduler, quelle que soit la valeur du temps d'intégration.

En sortie du filtre spatial avec contrainte multiple, l'amplitude du signal est constante. Un seul trajet étant présent en sortie d'un tel filtre, le phénomène de fading n'apparaît plus. Ce résultat est intéressant car il est conforme au résultat donné par le modèle de l'université de Rennes, qui explique le fading par une recombinaison des différents modes de propagation arrivant avec un temps de retard et un décalage Doppler différents.

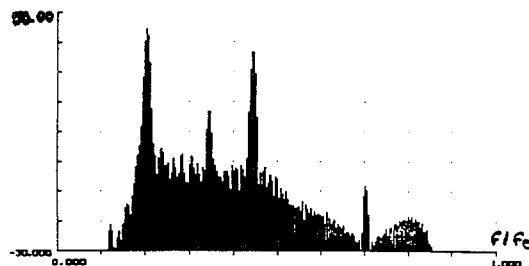


Figure 4: spectre de l'exemple

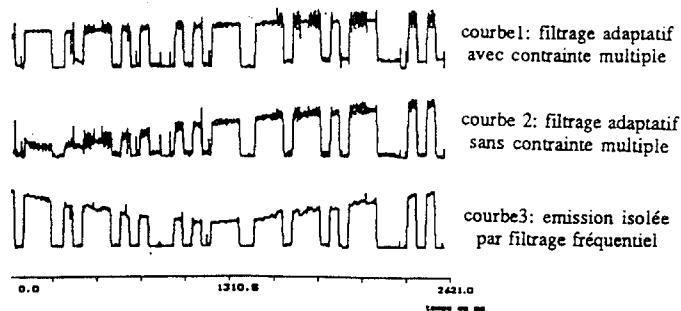


Figure 5: démodulation en amplitude

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.L. ROGIER, G. MULTEDO, L. BERTEL, V. BALTAZART, "Ionospheric multi-paths separation with a high resolution finding algorithm mapped on an experimental system", IEE, 5° International Conf. on 'HF radio systems and techniques', Edimbourg, Juil. 91
- [2] R.O. SCHMIDT, "Multiple Emitter location and Signal parameter estimation", IEEE Trans on Ant Prop, vol AP-34, n°3, p 276, mars 1986.
- [3] L. FETY, "Méthodes de traitement d'antenne adaptées aux radiocommunications", Thèse de doctorat, ENST (Paris), Juin 1988
- [4] L.J. GRIFFITHS, C.W. JIM, "An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming.", IEEE Trans. Ant. Prop. ,vol AP-30, pp 27-34, Jan. 1982.
- [5] P. CHEVALIER, "Antenne adaptative: d'une structure linéaire à une structure non linéaire de Volterra", Thèse de doctorat, Université de Paris-Sud, Centre d'Orsay, Juin 1991.
- [6] N.K. JABLON, "Steady State Analysis of the Generalized Sidelobe Canceller by Adaptive Noise Cancelling Techniques." IEEE Trans. Ant. Prop. ,vol AP-34, n°3, March 1986.