



## ANALYSE DE SIGNAUX DE SURFACE EQUIVALENTE RADAR NON STATIONNAIRES

J.M. Ros (\*), J. Garat (\*),  
E. Mandridake (+), M. Najim (+)

(\*) CEA-CESTA, DT/PE/DIS, BP N°2, 33 114 Le Barp  
(+) Equipe Signal et Image, ENSERB, 351 Cours de la Libération, 33405 Talence Cedex

### RÉSUMÉ

Cet article présente une méthodologie d'analyse de signaux non stationnaires issus de mesures de Surface Equivalente Radar (SER) basée sur la combinaison de deux approches d'analyse spectrale: l'approche temps-fréquence et l'approche hyper-résolution. Après avoir rappelé les principes de l'imagerie radar et souligné ses limites dans le contexte non stationnaire, on montre la supériorité de la méthode proposée pour mieux appréhender les phénomènes physiques en jeu. La dernière partie met en évidence les améliorations qu'elle apporte par rapport à l'imagerie classique pour l'analyse de signaux réels issus de mesures en chambre anéchoïque.

### 1 Introduction

La SER est une grandeur qui traduit le degré de réflectivité d'une cible éclairée par une onde électromagnétique. Dans le cas d'un radar monostatique, pour un couple de polarisations d'émission-réception donné, la SER d'une cible dépend de la fréquence de l'éclairement et de l'angle sous lequel elle est observée. En introduisant le vecteur  $\vec{k} = \frac{2\pi f}{c} \vec{u}$  (le vecteur  $\vec{u}$  unitaire indiquant la direction d'éclairement), le coefficient de rétrodiffusion se présente comme une fonction de  $\vec{k}$  à valeurs complexes notée  $C(\vec{k})$  et appelée hologramme radar.

Lors de mesures de SER en environnement contrôlé on cherche non seulement à accéder à une évaluation précise de cette grandeur mais également à une compréhension fine des mécanismes d'interaction onde-cible. C'est dans ce but que des techniques d'analyse du signal rétrodiffusé sont mises en oeuvre.

Nous nous proposons de rappeler dans le paragraphe 2 les principes des méthodes classiques d'analyse par imagerie 1D et 2D. Nous soulignons également les limites de ces traitements basés sur la Transformée de Fourier dans le cas de signaux non stationnaires. Nous présentons dans le paragraphe 3 une démarche associant les approches temps-fréquence et hyper-résolution pour suivre les évolutions des phénomènes observés. L'analyse de signaux réels mesurés en chambre anéchoïque illustre l'intérêt de cette méthodologie et fait l'objet du paragraphe 4.

### 2 Imagerie radar : rappel des principes et des limites

#### 2.1 Modèle de points brillants - Imagerie Radar

Il n'existe pas de modèle universel pour décrire la signature radar des cibles. On adopte pour l'analyse des mesures de SER, un modèle simplifié du signal reçu: le modèle de points brillants [1,2]. L'objet est assimilé à un ensemble de réflecteurs ponctuels,

### ABSTRACT

In the framework of the Radar Cross Section (RCS), we propose an approach for analysing non stationary signals. This approach is jointly based on time frequency representation and high resolution spectral analysis.

After providing a background on radar imaging principles, we arise its drawback for non stationary signal.

The efficiency of the proposed approach is illustrated with results obtained in processing data from an anechoic chamber.

indépendants et isotropes. Selon cette hypothèse, le coefficient de rétrodiffusion s'écrit:

$$C(\vec{k}) = \sum_{i=1}^p a_i e^{-2j\vec{k}\vec{r}_i}$$

où  $p$  est le nombre de réflecteurs élémentaires,  $a_i$  et  $\vec{r}_i$  étant respectivement l'amplitude complexe du point  $i$  et le vecteur "radar-point  $i$ ".

Ce coefficient de rétrodiffusion peut encore s'écrire [2]:

$$C(\vec{k}) = \iiint I(\vec{r}) e^{-2j\vec{k}\vec{r}} d\vec{r}$$

avec:

$$I(\vec{r}) = \sum_{i=1}^p a_i \delta(\vec{r} - \vec{r}_i), \delta \text{ étant le symbole de Kronecker}$$

$I(\vec{r})$ , appelé image radar de la cible, représente la distribution spatiale 3D des point brillants.

Cette image peut être calculée par la Transformée de Fourier Inverse (TFI) de  $C(\vec{k})$ :

$$I(\vec{r}) = \iiint C(\vec{k}) e^{2j\vec{k}\vec{r}} d\vec{k}$$

#### 2.2 Mise en oeuvre

Dans la pratique, il n'est possible d'accéder qu'à des mesures sur des explorations limitées et discrètes de  $C(\vec{k})$  du fait de la bande finie du radar, des possibilités du positionneur et du mode d'acquisition. A partir de ces données, on obtient une image correspondant à la convolution de l'image 3D avec la TFI de la fonction d'appareil  $G(\vec{k})$  du domaine exploré.

#### 2.2.1 Imagerie 2D - Focalisation

La plupart des positionneurs de cible permettent de faire des rotations d'angle  $\theta$  autour d'un axe vertical (rotation en gisement)



pour un site fixé de l'objet. Les images 2D résultantes [2] ne différent pas les points de la maquette suivant l'axe vertical. Elles représentent la projection de l'image 3D sur le plan horizontal  $xOy$ , où  $x$  paramètre la droite de visée du radar (axe longitudinal) et  $y$  la droite perpendiculaire à  $Ox$  (axe transverse):

$$\hat{I}(x, y) = \int \int f C(f, \theta) G(f, \theta) e^{2j\pi f^2 \frac{(x \cos \theta + y \sin \theta)}{c}} df d\theta$$

Les variables duales sont  $k_x = 2f \cos \theta / c$  et  $x$  d'une part,  $k_y = 2f \sin \theta / c$  et  $y$  d'autre part. Or le mode d'acquisition des mesures ne permet pas d'accéder à un échantillonnage régulier des données en  $k_x$  et  $k_y$ . Pour faire le calcul d'image par FFT, on doit effectuer une transformation polaire/rectangulaire connue sous le nom de focalisation [3] afin d'obtenir les données dans un repère cartésien  $(k_x, k_y)$ .

Estimer les caractéristiques des points brillants à partir d'une analyse par imagerie 2D suppose que ceux-ci sont invariants en fréquence et en angle. C'est pourquoi dans le cas où il existe une variation en fonction d'un seul des deux paramètres, on fait appel à des traitements 1D, malgré la dégradation de la capacité de discrimination spatiale correspondante.

### 2.2.2 Imagerie 1D

#### a) Réponse Impulsionnelle Longitudinale (RIL)

La RIL est obtenue par TFI en fréquence du coefficient de rétrodiffusion pour un gisement  $\theta_0$  fixé [3]. Elle fournit la projection des points brillants sur l'axe longitudinal cible-radar (axe  $Ox$ ):

$$RIL(x_{\theta_0}, \theta_0) = \int C(f, \theta_0) G(f, \theta_0) e^{2j\pi \frac{2f}{c} x_{\theta_0}} df$$

La juxtaposition des différentes RIL (notée RILJ) calculées pour tous les gisements peut ensuite révéler des fluctuations en fonction de l'angle du niveau, de la localisation et du nombre de points brillants. Elle indique alors s'il est possible ou non de calculer une image.

#### b) Réponse Impulsionnelle Transverse (RIT)

La RIL ne permet pas de distinguer deux points qui, situés sur un plan orthogonal à l'axe radar, auraient une projection identique. Afin de les séparer, on utilise l'information fournie par la rotation de l'objet [4] à fréquence fixe  $f_0$ . Les données ainsi acquises se situent sur des arcs de cercle du plan  $(k_x, k_y)$ . Dans le cas de très faibles excursions angulaires (approximation dite "petits angles"), la projection sur l'axe transverse peut être obtenue par:

$$RIT(y, f_0) = \int C(f_0, \theta) G(f_0, \theta) e^{2j\pi \frac{2f_0}{c} y \theta} d\theta$$

Cependant, dans la plupart des cas, pour obtenir une estimation correcte de la projection, il est nécessaire de procéder à une focalisation des données qui permet de se placer sur une droite du plan  $(k_x, k_y)$ . On parle alors de Réponse Impulsionnelle Transverse Focalisée (RITF).

L'ensemble des RIT calculées pour chaque fréquence (noté RITJ) met en évidence les variations des caractéristiques des points brillants en fonction de la fréquence.

### 2.3 Limites

Si la forme du signal réellement rétrodiffusé par la cible diffère de celle correspondant au modèle de points brillants, l'analyse par imagerie conduit à des erreurs d'estimation. Or dans la pratique, on constate souvent une dépendance de l'amplitude des points brillants ainsi que de leur nombre en fonction de la fréquence et de l'angle c'est à dire du vecteur d'onde  $\vec{k}$ . Nous avons mis au point des

traitements complémentaires adaptés à ce type de non-stationnarités. Ils permettent d'assurer la poursuite des paramètres caractéristiques du signal.

### 3 Méthode proposée pour l'analyse de signaux SER évolutifs

L'idée est de combiner deux types d'approche afin de pallier les inconvénients liés à l'emploi de la TFI.

La première étape consiste à employer des méthodes d'analyse par Transformée de Fourier à court terme qui permettent d'apprécier l'évolution du signal et de cerner les zones de quasi stationnarité.

La capacité de discrimination spatiale ainsi obtenue peut se révéler insuffisante. Par conséquent, on est conduit à envisager l'utilisation de techniques d'hyper-résolution. Nous proposons alors la mise en oeuvre de méthodes d'analyse spectrale paramétriques adaptées à un modèle de raies complexes et ayant un bon comportement dans le cas d'un faible rapport signal à bruit. Notre choix s'est ainsi porté sur la méthode du goniomètre MUSIC [4,5].

Ces deux approches utilisées pour des signaux temporels sont immédiatement transposables aux signaux fréquentiels.

Par contre, nos études ont montré qu'il est absolument nécessaire de réaliser une focalisation préalable pour les signaux angulaires ou de type hologramme même si les données sont acquises sur une faible excursion angulaire. En effet, l'algorithme MUSIC suppose que le signal est constitué de raies pures et est très sensible aux déviations par rapport à ce modèle. La qualité de la focalisation détermine, en grande partie, les performances que l'on peut attendre d'une analyse des signaux angulaires par MUSIC.

#### 3.1 Transformée de Fourier à court terme: RI Glissante

Une idée pour suivre les évolutions d'un signal non stationnaire est de découper la bande étudiée en fenêtres de largeur égale sur lesquelles on réalise une analyse par Transformée de Fourier. En introduisant une fenêtre d'analyse glissante, on obtient une représentation du signal fonction des variables fréquence et distance longitudinale pour un signal fréquentiel (RILG), et angle et distance transverse pour un signal angulaire (RITG).

L'examen des résultats obtenus pour différentes largeurs de fenêtre permet d'identifier les zones de stationnarité où il est possible d'utiliser des techniques d'hyper-résolution.

#### 3.2 Hyper-résolution: MUSIC (Multiple Signal Classification)

La méthode MUSIC [4, 5] exploite la décomposition de la matrice de covariance en éléments propres, et les propriétés d'orthogonalité des espaces signal et bruit.

L'estimateur classique rend la matrice de covariance singulière: on fait alors appel aux techniques habituelles de moyennage spatial SSP (Spatial Smoothing Procedure) [6] et MSSP (Modified Spatial Smoothing Procedure) [7]. Pour construire ces estimateurs, on divise l'ensemble des  $N$  échantillons disponibles notés  $C_i$  en  $M$  paquets de  $Q$  points ( $Q > p$  et  $N = Q + M - 1$ ). Les conditions à vérifier sont  $M > p$  [6] et  $M > p/2$  [7].

On rappelle que l'estimateur SSP utilise les données directes [6]:

$$\hat{T}_{SSP} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M [C_i][C_i]^+$$

où  $[C_i] = (C_i, \dots, C_{i+Q-1})$  et + l'opérateur "transposé conjugué"

Quant à l'estimateur MSSP, il utilise les données directes et rétrogrades [7]:

$$\hat{T}_{MSSP} = \frac{1}{2M} \sum_{i=1}^M ([C_i][C_i]^+ + J([C_i][C_i]^+)^+ J)$$

La décomposition en éléments propres permet d'identifier les espaces signal et bruit qui forment une somme directe de l'espace

d'observation. On détermine alors le nombre et la position des points brillants sur l'axe longitudinal pour les signaux fréquentiels et transverse pour les signaux angulaires focalisés par projection sur l'espace bruit  $\Pi_b$ :

$$[z(x_i)]^+ \prod_b [z(x_i)] = 0 \quad \forall i \in [1, p] \text{ où } \prod_b = \prod_{i=p+1}^Q [e_i][e_i]^+$$

Les  $(e_i)_{p+1 < i < Q}$  représentent les vecteurs propres associés à l'espace bruit et les  $[z(x_i)]_{1 \leq i \leq p}$  engendrent l'espace signal. Dans le cas de signaux fréquentiels,  $z(x)$  se met sous la forme:

$$z(x) = (1, \dots, e^{-j2\pi(Q-1)\delta_f \frac{2x}{c}}), \text{ et dans le cas de signaux angulaires focalisés sous la forme: } z(x) = (1, \dots, e^{-j2(Q-1)\delta_k x}).$$

Enfin, l'estimation des amplitudes des points brillants est réalisée par résolution d'un système au sens des moindres carrés.

La même procédure s'applique pour un signal bidimensionnel préalablement focalisé en remplaçant  $Q$  par  $Q_x Q_y$  et en utilisant un projecteur focalisé  $z_{2D}(x,y)$  de taille  $Q_x Q_y$ :

$$z_{2D}(x,y) = [z(x), \dots, e^{-j2(Q_y-1)\delta_k y} z(x)]$$

$$\text{où } z(x) = [1, \dots, e^{-j2(Q_x-1)\delta_k x}]$$

#### 4 Illustration des traitements sur des signaux réels

Nous avons choisi d'illustrer cette méthodologie sur des signaux réels acquis en chambre anéchoïque. Avec un radar monostatique, on mesure le signal rétrodiffusé par une pyramide métallique à base carrée. Cette caractérisation a été effectuée entre 2 et 10 GHz, pour une gamme d'incidence variant de  $-10^\circ$  à  $70^\circ$ . La position  $0^\circ$  axiale correspond au positionnement de la base carrée perpendiculairement à l'axe de visée du radar.

##### 4.1 Traitements classiques

Afin de suivre l'évolution des points brillants en fonction de l'angle, on réalise une analyse par RILJ calculée sur 2-10 GHz (fig1).

On s'aperçoit ainsi que la pointe avant de l'objet n'est visible que pour des incidences supérieures à  $50^\circ$  alors que l'onde rampante (qui fait le tour de la base carrée avant d'être diffractée et ne peut donc être rattachée à la géométrie de la maquette) s'évanouit pour des gisements supérieurs à  $20^\circ$ . On identifie aussi deux points brillants correspondant à des diffractions par les arêtes. Leurs projections sur l'axe longitudinal sont confondues pour la position axiale. En outre, cette étude permet d'isoler les points caractéristiques de l'environnement de mesures: ainsi on identifie un écho parasite dû à la diffraction par le mât dont la projection est identique quel que soit le gisement.

Les RILJ permettent de suivre l'évolution du signal en fonction de l'angle tout en moyennant les phénomènes fréquentiels sur 2-10 GHz: c'est pourquoi il est intéressant de compléter cette étude par une analyse distance-fréquence pour chaque angle. Dans la suite, nous nous limiterons à l'examen de la position axiale.

##### 4.2 Analyse de l'évolution en fréquence en position axiale ( $0^\circ$ )

Rappelons que les deux arêtes et l'onde rampante contribuent à la SER de la cible en position axiale et qu'un écho dû au mât est également présent dans le signal mesuré.

Une analyse par RILG sur 2 GHz de bande (fig2) fait apparaître une évolution du nombre de points brillants et de leurs amplitudes en fonction de la fréquence. Ainsi le mât ne signe pas de façon sensible à basse fréquence. Elle montre par exemple que la SER est stationnaire entre 3 et 5 GHz. Cependant, la résolution spatiale est insuffisante pour distinguer les points brillants de la cible.

Une analyse sur la bande 3-5 GHz par l'algorithme MUSIC ( $Q=25$ ,  $M=40$  et trois valeurs propres attribuées à l'espace signal)

discrimine quant à elle les deux points brillants correspondant d'une part aux arêtes et d'autre part à l'onde rampante (fig3).

##### 4.3 Analyse à la fréquence 4 GHz autour de la position axiale

On choisit d'analyser le signal à la fréquence 4 GHz autour de la position axiale (excursion angulaire  $-10^\circ/10^\circ$ ). Les RILJ ont montré l'existence de l'onde rampante dans cette zone. Une focalisation préalable des données est réalisée. Etant donné la mauvaise résolution transverse, la RITF ne permet pas de faire une analyse correcte (fig 4). L'algorithme MUSIC ( $Q=20$ ,  $M=30$  et quatre valeurs propres attribuées à l'espace signal) discrimine quant à lui parfaitement les trois points brillants liés aux deux arêtes et à l'onde rampante (fig 4).

##### 4.4 Traitements bidimensionnels

On se propose de montrer l'amélioration apportée par l'hyper-résolution 2D sur une portion du signal identifiée comme étant stationnaire (3-5 GHz sur  $-10^\circ/10^\circ$ ).

Sur la figure 5 (MUSIC2D avec  $Q_x=10$  et  $Q_y=6$ ), on discrimine parfaitement les deux arêtes ainsi que l'onde rampante (le point brillant paraissant étalé). Cette "dispersion" de la position de l'onde rampante est due à la particularité de ce phénomène physique qui conduit à une variation en angle de la phase du signal rétrodiffusé différente de celle correspondant au modèle de points brillants (déviations par rapport au modèle de raies pures même après focalisation).

En revanche, dans ce même cas l'imagerie 2D classique ne permet pas de distinguer les trois points brillants (fig6).

#### 5 Conclusion et perspectives

Les résultats obtenus montrent l'intérêt de combiner les méthodes temps- fréquence et hyper-résolution afin d'affiner ceux fournis par l'imagerie radar.

Nous sommes en train de tester d'autres techniques d'analyse type Transformée en Ondelettes. Celles-ci pourront être utiles afin de détecter des apparitions ou disparitions de points brillants qui correspondent par exemple à des passages ombre lumière. Ce travail se situe par ailleurs dans la perspective d'une évaluation avec d'autres méthodes de type Prony, Esprit ou le développement de nouvelles approches [8].

Nous remercions la Société Dassault Electronique qui a également contribué à la réalisation de ces travaux.

#### Références

- [1] C. Pouit - "Holographie radar", Revue de l'armement, n°59, Fev 1980, pp 17-41.
- [2] G. Le Certen - "Reconstruction cohérente d'images de cibles radar", Thèse de l'Université de Rennes I, Juin 1985.
- [3] J. Garat, S. Morvan - "Le Traitement du Signal dans l'exploitation des mesures de SER", Revue Chocs n°8.
- [4] R. Schmidt - "Multiple emitter location and signal parameter estimation", IEEE AP, vol 34 n°2, March 1986, pp 276-280.
- [5] H. Yamada, M. Ohmiya, Y. Ogawa, K. Itoh - "Super Resolution Techniques for Time Domain Measurements with a network analyser", IEEE AP, vol 39 n°2, Feb 1991, pp 177-183.
- [6] T. Shan, M. Wax, T. Kailath - "On spatial smoothing for direction of arrival estimation of coherent signals", IEEE ASSP, vol 33 n°4, Aug 1985, pp 806-811.
- [7] R. Williams, S. Prasad, A.K. Mahalanabis, L. Sibul - "An improved Spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment", IEEE ASSP, vol 36 n°4, Ap 1988, pp 425, 432.
- [8] Y. Berthoumieu, M. Najim - "Extension of the SVD for high resolution spectrum estimation into 2D sinusoidal signals", IEEE 8th Workshop on Image and Multidimensional Signal Processing, pp 8, 10 - Cannes.



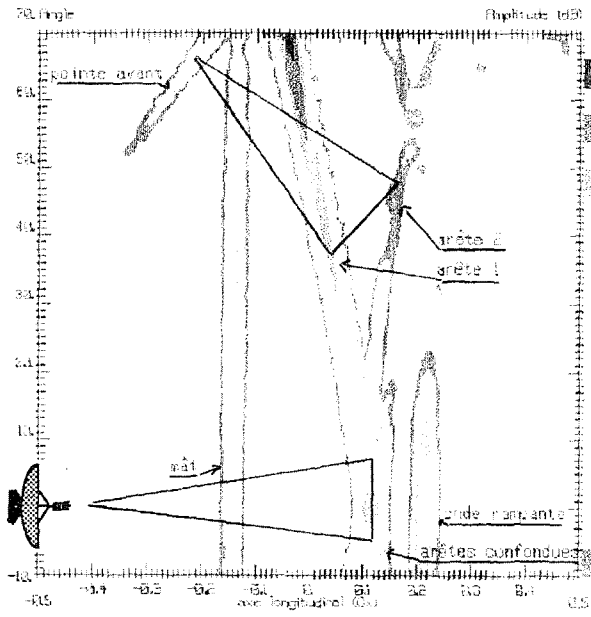


fig1: RILJ sur 2-10 GHz en fonction de l'angle

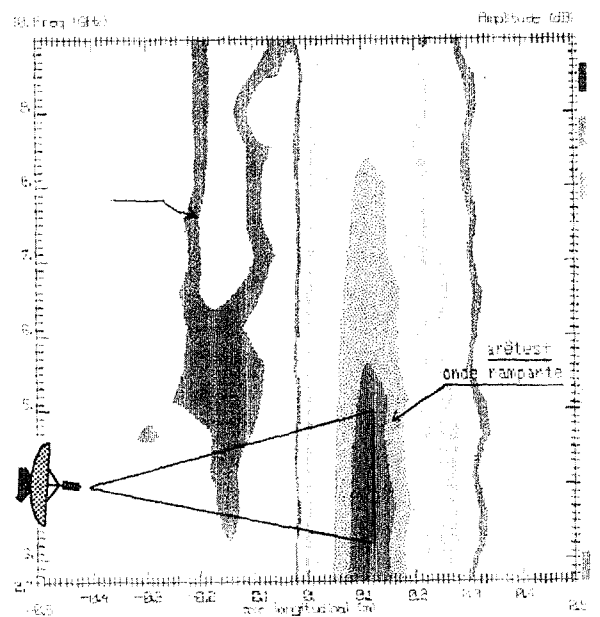


fig 2: RILG sur 2 GHz de bande à 0° (position axiale)

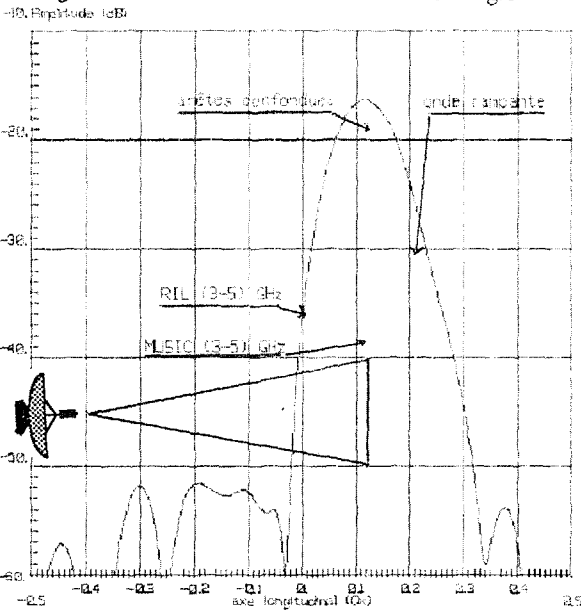


fig3: RIL et MUSIC (Q=25, M=40) sur 3-5 GHz à 0°

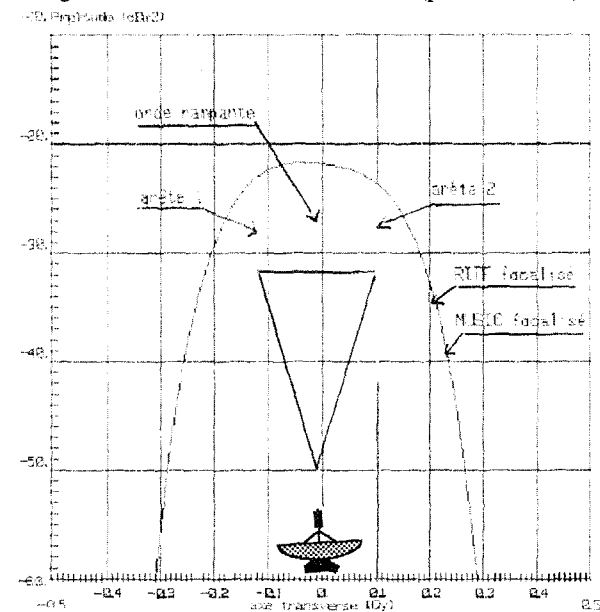


fig4: RIT et MUSIC focalisé (Q=20, M=30) à 4 GHz sur -10°/10°

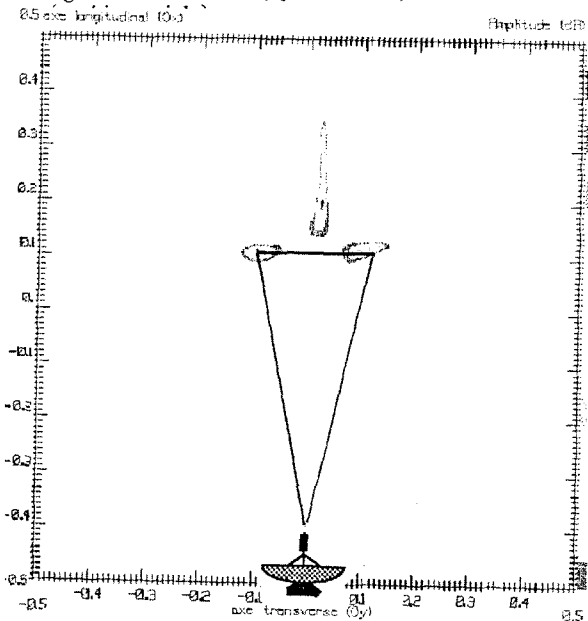


fig5: MUSIC2D focalisé sur 3-5 GHz et -10°/10°

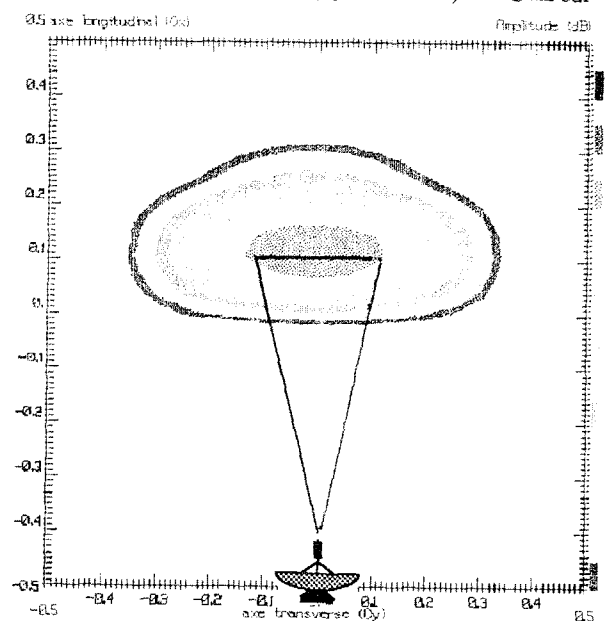


fig6: Image 2D focalisée sur 3-5 GHz et -10°/10°