

# Utilisation et élimination du mouvement pour l'imagerie et la détection par radar

## Movement Exploitation and Elimination for Radar Imaging and Detection

par François LE CHEVALIER, Christian DELHOTE, Laurent SALESSE

LCTAR (Le Centre Thomson d'Applications Radar)  
6, rue Nieuport  
F-78140 Vélizy-Villacoublay

### *résumé et mots clés*

Le mouvement relatif entre le porteur radar et le paysage ou les cibles qu'il observe est d'abord utilisé classiquement en radar pour séparer et détecter les cibles mobiles par les techniques de filtrage Doppler. Hormis cet emploi, le mouvement est également utilisé – ou éliminé – en radar pour faire une image de la cible (holographie radar, ISAR) : ces procédés permettent à la fois une utilisation du mouvement pour analyser la scène, et une correction ou régularisation du mouvement pour permettre une imagerie correcte (focalisation). Le mouvement du porteur est également utilisé pour réaliser une cartographie du paysage (antenne synthétique) et détecter les cibles rapides, ou éliminé, pour permettre la détection des cibles lentes.

Cet article effectue un survol des méthodes permettant d'exploiter, de corriger, ou d'éliminer le mouvement en radar, en particulier pour l'imagerie de cibles en mouvement et la détection des cibles lentes par radar aéroporté.

Dans une première partie, les principes d'imagerie par holographie radar sont d'abord rappelés, puis appliqués à l'imagerie par « radar à antenne synthétique inverse » (Inverse Synthetic Aperture Radar, ISAR), et une procédure originale de focalisation automatique en ISAR est exposée.

Dans une deuxième partie, après avoir rappelé les particularités spectrales des échos de fouillis vus par un radar aéroporté, on examine les techniques permettant de réaliser une imagerie du terrain en détectant les cibles rapides ou lentes, et on décrit une procédure originale de calibration automatique sur l'image du terrain pour un récepteur comprenant deux ou plusieurs voies de réception.

Ces techniques, reposant sur une analyse fine et une correction de la phase des signaux reçus, sont actuellement en cours d'implantation sur des démonstrateurs radar.

**Radar, imagerie, holographie, antenne synthétique, détection, calibration, fouillis, clutter, traitement spatio-temporel, Formation de Faisceaux par le Calcul (FFC).**

### *abstract and key words*

The relative movement between the radar and the observed targets and background is primarily used by radars to isolate and detect moving targets by Doppler filtering techniques. Movement is also used for imaging targets (radar holography, ISAR) : these techniques take advantage of the movement to analyse the scene, and correct it to allow a correct imaging of the target (focusing). Radar platform movement is also used for cartography (synthetic aperture) and fast moving targets detection, or canceled for slow targets detection.

This article is a survey of methods allowing exploitation, correction, or cancellation of movement in radar, especially for *moving targets imaging* and *slow moving targets detection* with airborne radars.

In a first part, radar imaging using radar holography is reviewed and applied to Inverse Synthetic Aperture Radar (ISAR), and an original technique for automatic focusing is presented.

In a second part, after a summary of spectral properties of clutter echoes in airborne radars, ground imaging techniques with fast and slow moving targets detection are examined, and an original automatic calibration technique on ground echoes is described for a receiver with two or more channels.

These techniques, relying on a precise analysis and correction of the phase of the received signals, are under evaluation or implementation on radar demonstrators.

Radar, transponder, localization, coastal oceanic currents.

# 1. position du problème

Le mouvement relatif entre le porteur radar et le paysage ou les cibles qu'il observe est d'abord utilisé classiquement en radar pour séparer et détecter les cibles mobiles par les techniques de filtrage Doppler. Hormis cet emploi, le mouvement est utilisé – ou éliminé – en radar dans un certain nombre de situations importantes :

- **Mouvement des cibles :** utilisation de ce mouvement pour faire une image de la cible (holographie radar, ISAR) : ces procédés permettent à la fois une utilisation du mouvement pour analyser la scène, et une correction ou régularisation du mouvement pour permettre une imagerie correcte (focalisation).
- **Mouvement du porteur :** utilisation du mouvement du porteur, pour réaliser une cartographie du paysage (antenne synthétique) et détecter les cibles rapides, ou élimination du mouvement du porteur, pour permettre la détection des cibles lentes.

Ce parcours n'est évidemment pas exhaustif : il existe d'autres situations pour lesquelles le mouvement relatif cible — porteur peut être utilisé, comme par exemple celle d'un radar à formation de faisceaux où la cible parcourt plusieurs lobes de diagramme pendant la durée d'intégration Doppler (situation analogue aux « voies défilantes » en sonar). Il suffira cependant pour montrer comment trois fonctions distinctes s'imbriquent étroitement dans ces problèmes : utilisation du mouvement (généralement après correction), compensation ou élimination du mouvement, et calibration des récepteurs. Il montrera également qu'en radar, compensation ou utilisation du mouvement se ramènent généralement à une utilisation particulière de la phase relative des échos entre impulsions successives.

# 2. utilisation du mouvement des cibles pour l'imagerie

Les principes d'imagerie par holographie radar seront d'abord rappelés, puis appliqués à l'imagerie par « radar à antenne synthétique inverse » (Inverse Synthetic Aperture Radar, ISAR), et une procédure originale de focalisation automatique en ISAR, permettant de « régulariser » le mouvement de la cible, sera exposée.

## 2.1. holographie radar

Ce paragraphe est consacré à un rappel des principes d'imagerie par holographie radar [1], et à un examen plus particulier du cas des explorations limitées en gisement.

Considérons la situation représentée sur la figure 1 : une cible de forme quelconque est en rotation autour d'un axe passant par  $O$  et perpendiculaire au plan de la figure, l'angle de rotation étant caractérisé par  $\theta$  (cette cible peut, par exemple, être disposée sur un plateau tournant). Dans un repère lié à l'objet, chacun des points de cette cible est caractérisé par un vecteur  $\vec{x}$ . Faire l'image de cette cible, c'est tracer  $I(\vec{x})$ ,  $I$  étant le coefficient complexe de rétrodiffusion du « point brillant »  $\vec{x}$ .

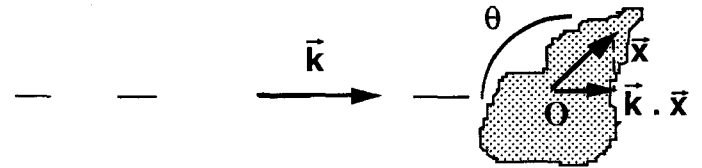


Figure 1. – Mesure holographique.

Si l'onde émise est une onde plane pure (l'émetteur est supposé en champ lointain, de façon que l'objet soit éclairé par une onde plane), de la forme  $e^{2\pi jft}$ , l'onde reçue est la somme de toutes les ondes rétrodiffusées par les « points brillants » élémentaires<sup>1</sup>. L'onde rétrodiffusée par le point situé en  $\vec{x}$  est caractérisée par le coefficient  $I(\vec{x})$  dû à la nature du point brillant, et par le déphasage apporté par le trajet aller-retour en  $\vec{x}$ , soit  $2\vec{k} \cdot \vec{x}$ , si  $O$  est l'origine du repère sur l'objet (les déphasages sont comptés par rapport au front d'onde passant par  $O$ , voir figure 1), et si  $|\vec{k}| = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$ . Le signal reçu s'écrit donc :

$$e^{-2\pi jft} \int_{\text{objet}} I(\vec{x}) e^{2j\vec{k} \cdot \vec{x}} d\vec{x}$$

l'intégrale étant étendue à tous les points de l'objet.

Après démodulation par la porteuse à la fréquence  $f$ , qui ne contient pas d'information, le signal reçu pour une orientation  $\theta$  de la cible (ou du vecteur  $\vec{k}$ , puisqu'il est équivalent de tourner autour de la cible ou de faire tourner la cible) et pour une longueur d'onde  $\lambda$  s'écrit :

$$q(\vec{k}) = \int_{\text{objet}} I(\vec{x}) e^{2j\vec{k} \cdot \vec{x}} d\vec{x} \quad (1)$$

Cette expression du champ rétrodiffusé n'est autre qu'une transformée de Fourier bi-dimensionnelle, les variables conjuguées par la transformée étant  $\vec{x}$ , la position sur la cible, et  $2\vec{k}$ , le double du vecteur d'onde.

La transformée de Fourier étant inversible, l'image  $I(\vec{x})$  peut donc simplement être obtenue par transformée de Fourier inverse, ce qui s'écrit (à un coefficient multiplicatif près) :

$$I(\vec{x}) = \int_{\text{mesures}} q(\vec{k}) e^{-2j\vec{k} \cdot \vec{x}} d\vec{k}$$

1. L'onde émise par le radar de mesure couvre totalement l'objet mesuré, car l'antenne radar n'a pas, en général, une résolution suffisante pour « découper » la cible comme le ferait une caméra.

Cette relation permet théoriquement de reconstituer l'image de la cible, après l'avoir mesurée sous toutes les présentations et à toutes les fréquences.

## 2.2. exploration angulaire et fréquentielle limitée

En pratique, les mesures sont effectuées par exemple seulement pour une rotation dans un plan et dans une gamme de fréquences donnée. On est donc conduit à réaliser des images pour un petit secteur angulaire d'observation  $\Delta\theta$  et pour une excursion en fréquence  $\Delta f$  limitée, selon la situation représentée sur la figure 3. Dans cette situation, l'expression (1) s'écrit, en coordonnées polaires  $f, \theta$  sur la mesure et  $r, \alpha$  sur l'image (voir figure 2) :

$$q(f, \theta) = \int_{\text{objet}} I(r, \alpha) e^{\frac{4\pi j}{\lambda} r \cos(\theta - \alpha)} r dr d\alpha$$

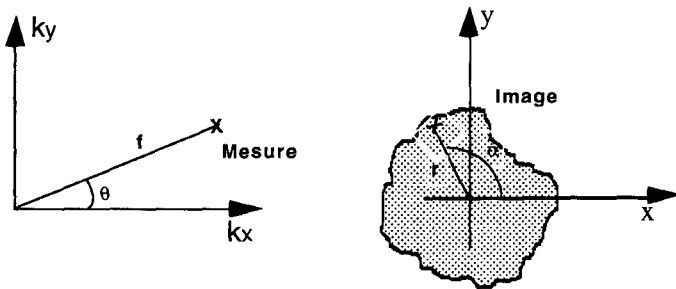


Figure 2. - Holographie : Mesure et image.

La condition de validité de cette approximation est :

$$\frac{4\pi}{\lambda} r \cos \alpha \cos \theta = \frac{4\pi}{\lambda} r \cos \alpha \leftrightarrow \frac{\theta^2}{2} \frac{4\pi}{\lambda} r \cos \alpha \ll \pi$$

Or :  $r \cos \alpha < \Delta x$ , étendue en distance (profondeur) de l'objet

$$\Delta\theta^2 \ll \frac{\lambda}{2 \Delta x} \quad (2)$$

et dans ces conditions, la relation entre l'image  $I$  et la mesure  $q$  s'écrit :

$$q(f, \theta) = \int_{\text{objet}} I(x, y) e^{4\pi j \frac{f}{c} x} e^{4\pi j \frac{\theta}{c} y} dx dy \quad (3)$$

Lorsque la mesure est faite uniquement à présentation angulaire fixe (réponse en fréquence de la cible, par exemple pour  $\theta = 0$ ), l'image est constituée par la réponse impulsionnelle de l'objet, obtenue par transformée de Fourier liant les variables  $\frac{2f}{c}$  et  $x$ . Cette réponse (projection des points brillants le long de l'axe de visée) s'écrit :

$$I_x(x) = \int_{\text{objet}} I(x, y) dy \quad (4)$$

Lorsqu'elle est faite à fréquence fixe (réponse angulaire de la cible), l'image est constituée par la réponse transverse de l'objet, obtenue par transformée de Fourier liant les variables  $y$  et  $\frac{2\theta}{c} f$ . Cette réponse (projection des points brillants transversalement à l'axe de visée, en tenant compte de leurs déphasages le long de l'axe de visée) s'écrit pour  $\theta = 0$  (l'origine des angles étant une direction arbitraire) :

$$I_y(y) = \int_{\text{objet}} I(x, y) e^{4\pi j \frac{f}{c} x} dx \quad (5)$$

Du fait de la relation de transformée de Fourier entre les domaines « mesure » et « image », il existe une relation entre l'étendue dans un domaine et la résolution, ou le pas d'échantillonnage, dans le domaine conjugué : l'étendue totale  $\Delta$  dans un domaine est l'inverse du pas d'échantillonnage — ou de la résolution —  $\delta$  dans le domaine conjugué :

$$\begin{aligned} \delta f &= \frac{c}{2 \Delta x} & \delta\theta &= \frac{\lambda}{2 \Delta y} \\ \delta x &= \frac{c}{2 \Delta f} & \delta y &= \frac{\lambda}{2 \Delta\theta} \end{aligned} \quad (6)$$

Par exemple, une observation sur une bande de 1 GHz avec un pas de 10 MHz permet d'analyser des objets de 15 m de profondeur avec une finesse de 15 cm; en bande X ( $\lambda = 3$  cm), une analyse sur un secteur angulaire de  $6^\circ$  (1/10 radian) avec un pas de  $0,06^\circ$  (1 mrad) permet d'analyser un objet de 15 m d'envergure avec la même finesse de 15 cm.

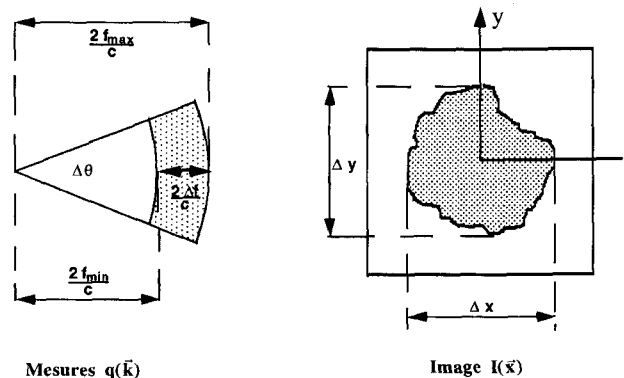


Figure 3. - Résolutions et échantillonnage.

## 2.3. exemple

Un exemple désormais classique d'image obtenue par holographie radar est donné figure 4. L'objet observé est un avion sans pilote CT 20 réel, de dimension hors tout voisine de 6 m, mesuré par l'ONERA dans la bande 8-10 GHz. La figure représente l'image  $|I(\vec{x})|^2$ , pour  $\Delta\theta = 20^\circ$  autour de la présentation de face. La résolution sur l'image est, compte-tenu des relations précédentes, de 7,5 cm en profondeur et de 4,8 cm en transverse. Il apparaît en particulier, à côté de multiples « points brillants » sur le pourtour

de la cible (nez, dièdres d'aile, lèvres d'entrée d'air, etc.), un amas de points brillants vers le culot de l'avion, dus à des ondes qui se sont réfléchies après propagation dans le conduit d'air.

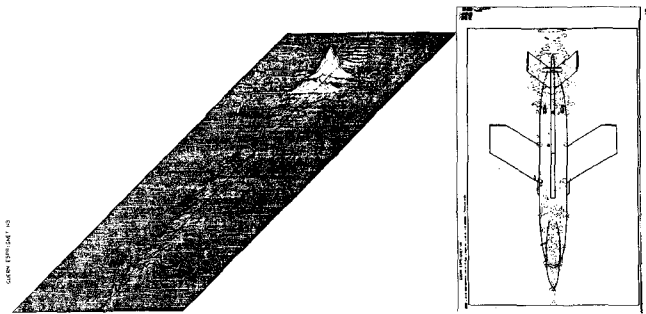


Figure 4. – Imagerie radar d'un CT 20 : Image, vue de face (mesure ONERA).

### 2.4. analyse doppler différentielle

L'imagerie ainsi obtenue peut être interprétée comme une analyse Doppler fine des points brillants de la cible. En effet, d'après la relation (5),  $I_y(y)$ , réponse transverse de la cible, est obtenue par transformée de Fourier du signal  $q(f, \theta)$  reçu à la fréquence fixe  $f$  au cours de l'évolution en rotation régulière à la vitesse angulaire  $\Omega$  de l'objet; cette configuration est représentée sur la figure 5, montrant que le Doppler d'un point  $M$  de l'objet en rotation, soit  $2\frac{\Omega}{\lambda} \rho \sin \Omega t$ , est proportionnel à sa position transverse (distance à l'axe de visée)  $\rho \sin \Omega t$ , lorsque la vitesse angulaire est supposée connue.

La rotation de l'objet produit une évolution de la fréquence Doppler d'un point brillant au cours de la rotation. Pour que l'analyse Doppler se réduise à une transformée de Fourier, il faut que la variation de Doppler pendant la durée d'analyse  $T$  soit inférieure à la résolution Doppler recherchée :  $T \frac{2\Omega^2}{\lambda} \rho \cos \Omega t < \frac{1}{T}$  soit pour le cas extrême :

$$\frac{2\Omega^2}{\lambda} \Delta x < \frac{1}{T^2}$$

$$(\Omega T)^2 = (\Delta\theta)^2 < \frac{\lambda}{2\Delta x} \quad (7)$$

relation équivalente à la relation (2) définissant l'approximation des petits angles en holographie. Sous cette condition, l'analyse Doppler fine de la cible est équivalente à une analyse transverse avec la résolution donnée par les relations (6).

### 2.5. antenne synthétique inverse (isar)

La technique ISAR consiste à effectuer sur une cible en vol une telle imagerie transverse. Dans cette configuration, au mouvement de rotation de la cible<sup>2</sup> s'ajoute le mouvement de translation, éventuellement accéléré, dû à l'avancement et au défilement

2. Que l'on peut raisonnablement supposer bien connu grâce à la trajectographie angle-distance effectuée par le radar.

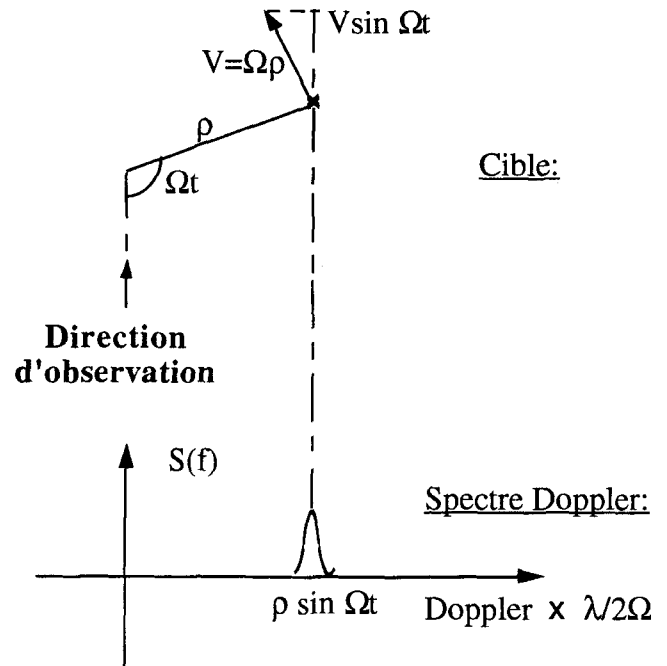


Figure 5. – Imagerie par analyse Doppler différentielle.

de cette cible devant le radar. Pour éliminer cette partie gênante et mal connue du mouvement, il est nécessaire de mettre en œuvre des techniques de correction de mouvement ou d'autofocalisation pour améliorer la qualité de l'image obtenue. Dans ce paragraphe, on expose le problème et on décrit une technique dite « d'autofocalisation d'ordre supérieur », car elle fait intervenir des moments d'ordre 4 du signal temporel reçu.

D'après les relations (3) et (5), le signal reçu dans cette configuration, pour une observation à la fréquence  $f$  s'écrit :

$$q(f, \theta) = \int_{\text{objet}} I_y(y), e^{4\pi j \frac{\theta f}{c} y} dy$$

$I_y(y)$  étant l'image transverse de l'objet (projection des points brillants sur une droite perpendiculaire à l'axe de visée). Ce signal est en pratique obtenu sous forme d'une suite d'échantillons, que l'on supposera régulièrement espacés en  $\theta$ , constituant les réponses successives de la cible aux impulsions émises à la fréquence  $f$ . On suppose ici que la condition d'échantillonnage en angle (6) est bien vérifiée.

Le mouvement de translation produit une évolution de la phase du signal reçu, que l'on peut modéliser par un polynôme en fonction du temps (et donc de l'angle de présentation  $\theta$ ). Si l'on se limite par exemple à l'ordre 3, le signal réellement observé s'écrit :

$$q_{mes}(f, \theta) = e^{2\pi j(a\theta + b\theta^2 + c\theta^3)} \int_{\text{objet}} I_y(y) e^{4\pi j \frac{\theta f}{c} y} dy$$

où le terme de phase parasite  $e^{2\pi j(a\theta + b\theta^2 + c\theta^3)}$  est dû à l'évolution de la distance de la cible en fonction du temps. Le problème consiste donc à éliminer ou estimer les termes  $a, b, c$  dus à la translation. Le terme  $a$  ne constitue pas une gêne réelle, puisque son seul effet est de translater la réponse transverse sans en changer la forme. Les termes  $b$  et  $c$ , en revanche, viennent défocaliser l'image en étalant les raies dues aux différents points brillants.

Le principe de la méthode proposée sera exposé pour l'élimination de  $b$ . Calculons successivement les grandeurs  $q_{mes}(f, -\theta)$  et  $q_{mes}^*(f, \theta)$  :

$$q_{mes}(f, -\theta) = e^{2\pi j(-a\theta + b\theta^2 - c\theta^3)} \int_{objet} I_y(y) e^{-4\pi j \frac{\theta f}{c} y} dy$$

$$q_{mes}^*(f, \theta) = e^{-2\pi j(a\theta + b\theta^2 + c\theta^3)} \int_{objet} I_y^*(y) e^{-4\pi j \frac{\theta f}{c} y} dy$$

Considérons alors les grandeurs  $q_{mes}(f, \theta) \cdot q_{mes}(f, -\theta)$  et  $|q_{mes}(f, \theta)|^2$  :

$$q_{mes}(f, \theta) \cdot q_{mes}(f, -\theta) = e^{4\pi j b \theta^2} \int_{objet} I_y(y) I_y(y') e^{4\pi j \frac{\theta f}{c} (y-y')} dy dy'$$

$$|q_{mes}(f, \theta)|^2 = \int_{objet} I_y(y) I_y^*(y') e^{4\pi j \frac{\theta f}{c} (y-y')} dy dy'$$

Le principe de la méthode consiste à comparer ces deux grandeurs pour mesurer  $b$ . Sous l'hypothèse que les deux images sont constituées de points brillants d'amplitudes complexes  $a_k$  aux positions transverses  $y_k$ , les expressions précédentes s'écrivent :

$$q_{mes}(f, \theta) \cdot q_{mes}(f, -\theta) = e^{4\pi j b \theta^2} \sum_{k,l} a_k a_l e^{4\pi j \frac{\theta f}{c} (y_k - y_l)}$$

$$|q_{mes}(f, \theta)|^2 = \sum_{k,l} a_k a_l^* e^{4\pi j \frac{\theta f}{c} (y_k - y_l)}$$

Par transformée de Fourier en  $\theta$  on obtient deux images —ou autocorrélations d'images— comprenant des raies aux mêmes positions  $y_k - y_l$ , pour tous les couples  $k, l$ . Sur la première image, cependant, ces raies seront étalées par l'effet du terme de phase  $e^{4\pi j b \theta^2}$ , qu'il faut donc compenser pour focaliser. Si le symbole  $\delta$  représente la raie de la fonction d'intercorrélation et  $TF$  la transformée de Fourier, ces grandeurs s'écrivent, à un coefficient multiplicatif près :

$$Q_1(f, b, y) \triangleq TF \left[ e^{4\pi j b \theta^2} \cdot q_{mes}(f, \theta) \cdot q_{mes}(f, -\theta) \right]$$

$$Q_1(f, b, y) = TF \left[ e^{4\pi j b \theta^2} \right] \otimes \sum_{k,l} a_k a_l^* \delta(y - y_k + y_l)$$

$$Q_2(f, b, y) \triangleq TF \left[ |q_{mes}(f, \theta)|^2 \right] = \sum_{k,l} a_k a_l^* \delta(y - y_k + y_l)$$

et l'estimé  $\hat{b}$  de  $b$  est alors donné par une recherche de maximum (par exemple par recherche exhaustive, puisque la maximisation n'est effectuée que sur un paramètre) :

$$\hat{b} = \text{Arg max}_{/b} \left[ \int |Q_1(f, b, y)|^2 \cdot |Q_2(f, b, y)|^2 dy \right]$$

Cette méthode a été appliquée à la focalisation d'images d'avions obtenues par modélisation électromagnétique (méthode de la théorie physique de la diffraction, logiciel ALBEDO [2]). Chaque image bidimensionnelle est obtenue par intégrale en angle (30 angles espacés de 0.05 degrés) et en fréquence (30 fréquences espacées de 10 MHz). L'image sans erreur apportée par le mouvement est donnée sur la figure 6 a, l'image après introduction de l'erreur de mouvement sur la figure 6 b, et l'image après autofocalisation<sup>3</sup> sur la figure 6 c, pour un rapport signal sur bruit de 10 dB, afin de vérifier la bonne tolérance au bruit de l'algorithme. Par ailleurs, une extension de cette méthode à la correction des termes d'ordre 3 a été proposée, en utilisant les mêmes principes de comparaison entre les transformées de Fourier de  $q_{mes}(f, \theta - \alpha) \cdot q_{mes}^*(f, \theta + \alpha)$ , préalablement corrigé du terme de phase en  $b\theta^2$ , et  $|q_{mes}(f, \theta)|^2$ .

Par rapport aux méthodes décrites dans la littérature, celle-ci présente l'avantage de s'appliquer à l'imagerie transverse même si aucune résolution n'est souhaitée en distance (réponse transverse de la cible, ou imagerie 1 D), et de ne nécessiter qu'une faible charge en calcul. En imagerie 1 D, une autre méthode proposée dans la littérature consiste à utiliser des réponses 1 D de courte durée, et à les recalcr (par exemple par corrélations successives) les unes par rapport aux autres [6]. La méthode proposée ici présente l'avantage d'être plus résistante au bruit, car elle utilise d'emblée l'ensemble du signal disponible. Pour l'imagerie 2 D ou le recalage de réponses impulsionnelles, d'autres méthodes peuvent être utilisées : maximisation d'un critère de contraste sur l'image, corrélation des réponses impulsionnelles successives, etc. [6], [7].

### 3. utilisation ou élimination du mouvement du porteur

Dans ce chapitre, après avoir rappelé les particularités spectrales des échos de fouillis vus par un radar aéroporté, on examine

3. Dans cet exemple, le calcul du terme correctif  $b$  a été effectué sur une seule réponse transverse, et le même terme correctif a été appliqué à chacune des réponses transverses obtenues aux différentes fréquences.

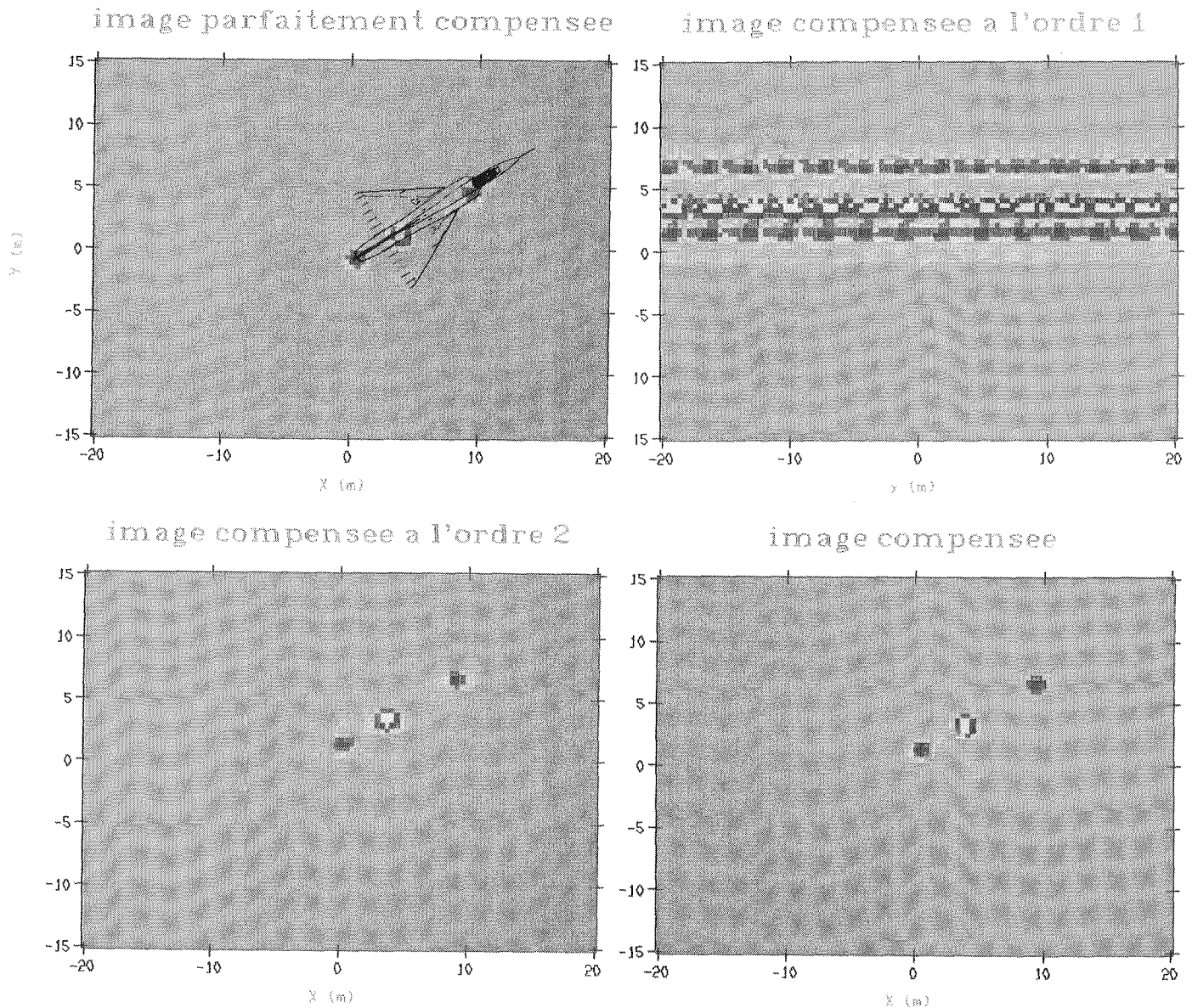


Figure 6. – Analyse Doppler différentielle avec autofocus. a) Image sans erreur de mouvement; b) Image avec erreur de mouvement; c) Image avec correction à l'ordre 2; d) Image avec correction à l'ordre 3.

les techniques permettant de réaliser une imagerie du terrain en détectant les cibles rapides, ou de détecter les cibles lentes, et on décrit une procédure originale de calibration automatique sur l'image du terrain pour un récepteur comprenant deux ou plusieurs voies de réception.

### 3.1. le spectre des échos de fouillis pour un radar aéroporté

Pour un radar aéroporté, les échos de fouillis s'étalent en vitesse radiale entre  $+v$  et  $-v$  (effet Doppler entre  $-2v/\lambda$  et  $+2v/\lambda$ ), si  $v$  est la vitesse du porteur. Lorsqu'ils sont vus à travers une antenne

directive de dimension  $L$  (figure 7), et donc de résolution  $\theta_a = \lambda/L$  (en radians), leur étalement en vitesse est de l'ordre de  $v\theta_a$  (étalement « à 3 dB »). Pour un porteur évoluant à 250 m/s et pour un lobe d'antenne de  $3^\circ$ , soit environ 50 mrad, ceci conduit à un étalement des vitesses aveugles sur environ 12,5 m/s, soit 45 km/h. Ceci a deux conséquences importantes :

- Les échos de fouillis peuvent être séparés en azimut par une analyse Doppler fine (résolution de l'ordre de 1 m/s ou meilleure), ce qui permet de réaliser des cartes de terrain avec une résolution angulaire meilleure que celle de l'antenne réelle utilisée : cette technique est celle du radar de cartographie à « antenne synthétique », dont les principes sont rappelés au

paragraphe 3.2. Les capacités de détection de cibles mobiles par ce type de radar sont examinées au paragraphe 3.3.

- Pour détecter les cibles lentes (vitesses de quelques m/s), il est nécessaire de réduire cet étalement des échos de fouillis : c'est l'objet des méthodes de compensation de mouvement, qui seront décrites aux paragraphes 3.3 et 3.4.

### 3.2. imagerie du terrain par antenne synthétique non focalisée

La résolution en azimut des radars étant limitée, pour des dimensions d'antenne acceptables, à une valeur de l'ordre du degré, il est nécessaire, pour réaliser une image du terrain significative à une portée suffisante (entre 10 et 100 km), de recourir à un principe différent, appelé antenne synthétique (Synthetic Aperture Radar, SAR). Dans son principe, ce procédé consiste, en utilisant un radar aéroporté observant le paysage sur le côté (figure 7), à séparer les points du sol en gisement par leur effet Doppler et en distance par le délai émission-réception.

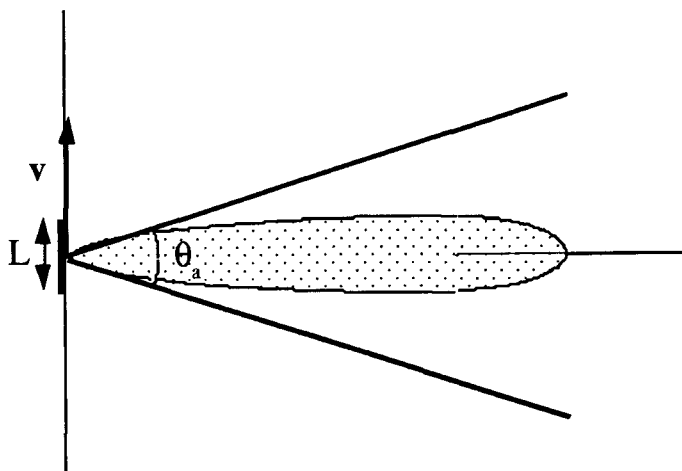


Figure 7. - Lobe d'antenne en gisement.

Le signal émis s'écrit, si  $u(t)$  est l'enveloppe complexe du signal (par exemple une suite d'impulsions non modulées de largeur de bande  $B$  et de fréquence de répétition  $F_r$ ) et  $f_0$  la porteuse :

$$u(t) e^{2\pi j f_0 t}$$

Le signal reçu du point  $M$  de coordonnées  $(x, y)$  (par rapport à une origine  $O$  fixe au sol), de coefficient de rétrodiffusion  $I(x, y)$ , s'écrit (voir figure 8) :

$$I(x, y) u \left( t - \frac{2R}{c} \right) e^{2\pi j f_0 \left( t - \frac{2R}{c} \right)}$$

Avec :

$$R = \sqrt{(R_0 + x)^2 + (y - vt)^2}$$

$$R \simeq R_0 + x + \frac{y^2}{2R_0} - \frac{vty}{R_0}, \text{ si } vt \ll y \quad (8)$$

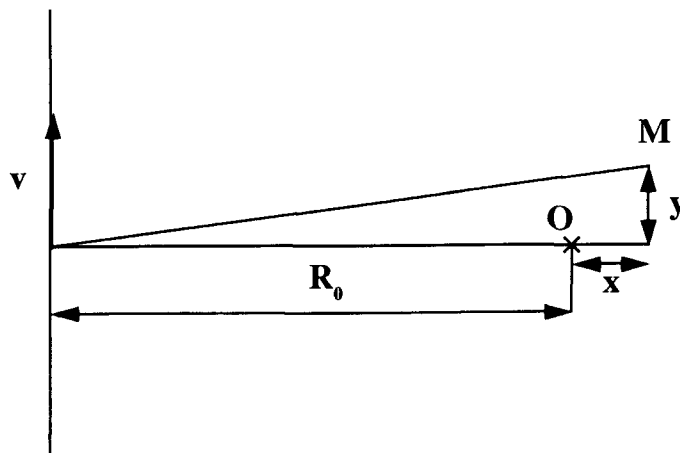


Figure 8. - Radar à vision latérale (antenne synthétique).

Le signal reçu s'écrit alors :

$$I(x, y) u \left[ t - \frac{2(R_0 + x)}{c} \right] \quad (\text{distance})$$

$$\times e^{-4\pi j f_0 (R_0 + x + \frac{y^2}{2R_0})} \quad (\text{terme de phase})$$

$$\times e^{+4\pi j \frac{f_0}{c} \frac{v y}{R_0} t} \quad (\text{Doppler, déphasage } + 4\pi \frac{f_0 v y}{c R_0} T_r \text{ entre impulsions})$$

$$\times e^{2\pi j f_0 t} \quad (\text{porteuse})$$

Le traitement radar habituel (portes distance, filtres Doppler dans chaque porte distance, détection quadratique) produit une image retard/Doppler qui, en chaque point de coordonnées  $(\tau, f_d)$ , a pour valeur  $|I(x, y)|^2$ , avec :

$$|I(x, y)|^2 \text{ au point } (\tau, f_d),$$

$$\tau = \frac{2(R_0 + x)}{c}, \quad f_d = \frac{2 f_0 v y}{c R_0}$$

Les résolutions en  $x$  et  $y$  obtenues pour ce radar à antenne synthétique se déduisent immédiatement de celles obtenues par un radar classique (résolution distance :  $c/2B$ , résolution Doppler :  $1/T$ , si  $T$  est la durée de la rafale traitée) :

$$\delta x = \frac{c}{2B} \quad (9a)$$

$$\delta y = \frac{1}{2} \frac{R_0 \lambda}{v T} \quad (9b)$$

On obtient la même résolution qu'une antenne de longueur  $2 v T$ , d'où le terme d'« antenne synthétique » (les échantillons de champ prélevés sur cette étendue  $v T$  sont sommés en amplitude et phase,

soit par l'antenne, soit par le traitement Doppler; le coefficient 2 traduit le fait que, dans le traitement Doppler, l'aller-retour intervient, alors que la directivité d'antenne est donnée pour un trajet aller simple).

Pour que le traitement puisse être effectué, il faut évidemment que la parcelle de fouillis soit restée éclairée par l'antenne pendant la durée  $T$  de la rafale. Cette limitation s'écrit :

$$\theta_a R_0 > vT$$

Ceci impose une limitation sur la résolution atteignable en azimut, d'après la relation (9) :

$$\delta y > \frac{1}{2} \frac{R_0 \lambda}{\theta_a R_0} = \frac{L}{2}, L \text{ étant la dimension d'antenne.} \quad (10)$$

La résolution au sol est donc limitée par la dimension d'antenne. On verra au paragraphe suivant que ceci constitue une limitation pour la détection des cibles mobiles lentes.

Pour que le traitement Doppler puisse être effectué par un filtrage Doppler classique, il faut que le Doppler d'un point du sol n'ait pas varié, pendant la durée de la rafale traitée, de plus que la résolution Doppler recherchée (c'est aussi la condition pour négliger les termes en  $v^2 t^2$  dans le développement (8) de  $R$ ). Ceci impose la contrainte :  $vT < \delta y$ , qui se traduit, compte-tenu de la relation (9), par une limitation sur la résolution en  $y$  :

$$\delta y > \sqrt{\frac{R_0 \lambda}{2}} \quad (11)$$

Cette condition d'antenne synthétique « non focalisée » est l'équivalent, en cartographie, des relations (2) et (7) définissant les « petits angles d'observation » en imagerie des cibles. Sous cette condition, il est possible de réaliser des images avec une définition de l'ordre de 30 m au sol à une distance de 50 km, à 10 GHz de fréquence porteuse. Pour obtenir une image à plus haute résolution, il est nécessaire d'effectuer un filtrage du signal reçu adapté à l'évolution du Doppler pendant la durée de la rafale (antenne synthétique focalisée).

Par ailleurs, les accélérations du porteur induisent des évolutions parasites de la phase qui défocalisent les images obtenues. En ordre de grandeur, ces accélérations sont gênantes dès qu'elles conduisent à des vitesses comparables à la résolution vitesse cherchée. La condition est donc :

$$\gamma T < \delta v = \frac{\lambda}{2} \frac{1}{T}$$

soit, compte-tenu de la relation (9) :

$$\gamma < \frac{\lambda}{2T^2} = \frac{2v^2 (\delta y)^2}{\lambda R_0^2} \quad (12)$$

Cette contrainte conduit à réserver les modes de fonctionnement en antenne synthétique de préférence aux porteurs rapides.

### 3.3. détection des cibles rapides par antenne synthétique réseau

#### 3.3.1. Filtrage hors fouillis des échos mobiles

Si la vitesse de la cible est supérieure à celle des échos de fouillis, et si l'ambiguïté Doppler du radar le permet, la cible peut être séparée des échos de fouillis par un simple filtrage Doppler<sup>4</sup>. En effet, on a vu que, pour une antenne de dimension  $L$ , donc de résolution  $\theta_a = \lambda/L$ , les échos de fouillis s'étalent en vitesse sur une étendue  $v\theta_a$ , soit par exemple, pour une antenne de 60 cm fonctionnant à 3 cm de longueur d'onde, et pour un porteur évoluant à 250 m/s, une étendue en vitesse de 12,5 m/s. Par conséquent, des cibles dont les vitesses sont supérieures à 6,25 m/s ou inférieures à -6,25 m/s peuvent être détectées par simple filtrage Doppler<sup>4</sup>. En fait, les niveaux de SER des cibles étant généralement bien inférieurs à ceux des échos de fouillis, c'est seulement à partir de vitesses radiales de l'ordre de  $+v\theta_a$  ou  $-v\theta_a$  que la détection commence à être assurée avec une certaine efficacité. On voit que, si cette limitation n'est pas gênante pour la détection des aéronefs (pour laquelle il est de toute façon souhaitable d'éliminer les véhicules, donc les vitesses lentes), elle constitue une contrainte de base pour la détection des véhicules à partir d'un radar aéroporté, favorisant l'emploi de porteurs lents et d'antennes directives pour ces missions de surveillance du sol.

#### 3.3.2. détection des cibles mobiles par mesure angle-Doppler

Lorsque la vitesse de la cible est comprise entre  $-v\theta_a/2$  et  $+v\theta_a/2$ , son mouvement se traduit sur l'image du terrain effectuée par antenne synthétique par un positionnement erroné en azimut. Cette erreur peut alors être détectée par comparaison entre l'azimut donné par le traitement du radar à vision latérale et celui qu'indique l'écartométrie monopulse (comparaison entre les phases des signaux reçus par deux capteurs proches). Cette opération est effectuée en comparant, pour chaque point de l'image obtenue par antenne synthétique, la position angulaire  $y/R_0$  à l'écartométrie effectuée dans la même case distance-Doppler : l'écho est déclaré comme provenant d'une cible mobile lorsque ces deux grandeurs diffèrent de plus qu'une certaine valeur, fixée en fonction de la résolution angulaire du traitement par antenne synthétique et de la précision de l'écartométrie monopulse (et donc du rapport signal sur bruit).

Ce traitement ne permet cependant pas de détecter les cibles dont les échos sont plus faibles que ceux du fouillis, puisque

4. Pour relâcher cette contrainte et améliorer la vitesse minimale détectable, il faudrait augmenter la dimension d'antenne pour réduire sa largeur de lobe; ceci conduit, d'après la relation (10), à dégrader la résolution sur l'image du terrain : il existe bien, en principe, une opposition entre cartographie à haute résolution et détection des cibles lentes, même si certaines adaptations peuvent permettre d'y remédier.



l'écartométrie obtenue dans ce cas sera celle du fouillis, et coïncidera donc avec l'azimut obtenu par antenne synthétique.

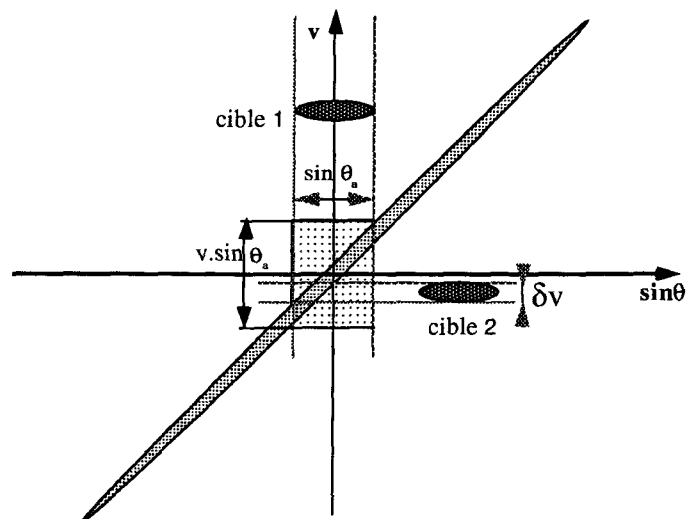


Figure 9. – Cartographie angle-Doppler.

Si le radar comprend un réseau de réception, le même principe conduit à comparer la mesure angulaire donnée par le réseau à celle que donne le traitement d'antenne synthétique effectué sur chaque voie de réception. Cette situation est représentée sur la figure 9, où est schématisée la sortie du radar, dans une porte distance, pour les directions données par la formation de faisceaux (résolution  $\theta_a$  en angle) et les vitesses données par l'analyse Doppler (résolution  $\delta v$  en vitesse). La zone grisée alignée selon la diagonale représente les échos de fouillis « idéaux », c'est-à-dire pour une résolution infinie en angle et en Doppler : leur étalement parallèlement à l'axe des vitesses est uniquement dû aux mouvements propres du fouillis (typiquement de l'ordre de 1 m/s). Vue par le radar, cette tache s'étale pour deux raisons : la résolution Doppler est limitée à  $\delta v$  (étalement parallèlement à l'axe des ordonnées), et surtout la résolution angulaire est limitée à  $\theta_a$  (étalement parallèlement à l'axe des abscisses).

Les échos de fouillis et de cibles provenant d'une case angulaire, par exemple la case  $\theta = 0$ , sont séparés par l'analyse Doppler (cas de la cible 1), pourvu que la vitesse radiale de la cible soit suffisante, c'est-à-dire sous la condition indiquée au paragraphe précédent :  $|v_{cible}| > 2|v \sin \theta_a|$  et inversement, dans une case Doppler donnée, l'analyse angulaire permet de séparer une cible mobile (cas de la cible 2) des échos de fouillis — si la résolution angulaire est suffisante. Par rapport à la situation décrite au paragraphe précédent, il s'agit ici réellement d'un filtrage spatial (et non d'une simple mesure de direction de l'ensemble cible + fouillis) dans une case Doppler, et par conséquent la cible peut être détectée même si son niveau est inférieur à celui des échos de fouillis, pourvu que sa vitesse radiale soit suffisante.

### 3.3.3. nécessité d'une calibration

Ce raisonnement schématisé fait apparaître un point délicat de ce type de traitement : il est nécessaire, pour que l'élimination des échos de fouillis soit effective, que les antennes élémentaires soient parfaitement identiques (identité des diagrammes de rayonnement en amplitude et phase, pour chaque direction), de façon à ce que le diagramme de l'antenne totale ne soit pas affecté de lobes secondaires trop élevés, qui masqueraient les cibles mobiles. On verra également au paragraphe 3.4 que cette identité des diagrammes des antennes élémentaires est nécessaire pour que les techniques de compensation de mouvement pour la détection des cibles lentes puissent être appliquées.

Dans la réalité, cette condition d'identité des diagrammes de rayonnement élémentaires n'est évidemment pas parfaitement remplie, pour différentes raisons :

- les chaînes de réception placées derrière chaque capteur ne peuvent pas être parfaitement identiques en amplitude et phase, même si des procédés de calibration interne par injection de signaux tests sont mis en œuvre (l'imperfection résiduelle peut difficilement être ramenée en dessous de 0,5 dB en amplitude et  $1^\circ$  en phase);
- les antennes élémentaires elles-mêmes ne sont pas parfaitement identiques, et les couplages entre elles non plus;
- les diagrammes de rayonnement des antennes élémentaires sont affectés par les éléments de la structure de l'avion (ailes, moteurs, etc.) qui les environnent. Ceci est particulièrement vrai en basse fréquence, où les distances entre ces éléments proches et les antennes élémentaires sont faibles, comparées à la longueur d'onde.

Cette non-identité des diagrammes des antennes élémentaires rend nécessaire une calibration des signaux reçus, avant traitement d'élimination des échos de fouillis. Cette calibration doit être différente pour chaque direction d'observation, puisque ce sont bien les diagrammes de rayonnement des antennes élémentaires qui sont différents, et non pas seulement les gains complexes de ces antennes.

Un moyen envisageable pour effectuer cette calibration consiste à utiliser les échos renvoyés par le fouillis. En effet, ces échos sont naturellement distinguables en direction par l'effet Doppler qui les affecte. Plus précisément, un écho de fouillis situé à la distance  $R$  et affecté d'un effet Doppler  $f_d$  provient nécessairement d'une direction  $\theta_s$  en site (fixée par  $R$ , pour une altitude donnée du porteur) et  $\theta_g$  en gisement, par rapport au porteur (en vertu de la relation entre Doppler et azimut induite par le mouvement du porteur), représentée sur la figure 10, où l'angle de site  $\theta_s$  est l'angle entre le plan  $P$  (défini par la normale à l'axe du réseau de réception, et la direction de visée) et la verticale, et où  $\theta_g$  est l'angle, dans ce plan, entre l'axe de visée et la normale à l'axe du réseau. Cet écho étant simultanément reçu par les différentes antennes élémentaires, affecté des mêmes distance et Doppler, il est possible de comparer les signaux correspondants

pour compenser les écarts entre les diagrammes de rayonnement des antennes élémentaires.

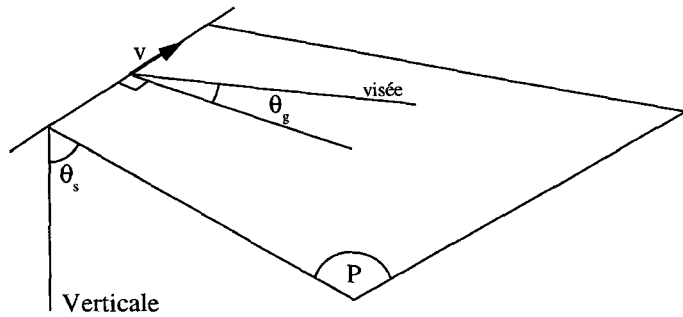


Figure 10. - Antenne aéroportée.

### 3.3.4. notations

Le système radar considéré est constitué d'un aérien d'émission  $E$  peu directif placé sur le porteur et d'un ensemble d'aériens de réception (ou capteurs)  $C_i$  situés le long du flanc du porteur (configuration de formation de faisceaux par calcul, où l'émission est large grâce à un seul aérien peu directif et la réception directive par combinaison en phase des signaux reçus sur un ensemble d'aériens de réception). Pour cette description, on supposera que cet alignement est parallèle à l'axe du porteur, et que les aériens élémentaires sont régulièrement espacés d'une distance  $D$ . On adoptera également au paragraphe 3.4 l'hypothèse simplificatrice (sur l'avancement du porteur) selon laquelle, en un temps  $\Delta t$  égal à la période de répétition des impulsions, le capteur  $C_i$  prend la place du capteur  $C_{i+1}$  (angle de dérive nul, vitesse sol parfaitement connue)<sup>5</sup>.

Dans la suite, on notera  $x_{ik}$  le signal complexe (après démodulation vectorielle) reçu par le capteur n°  $i$  pour la  $k^e$  récurrence de la rafale d'impulsions, dans la porte distance n°  $R$ . La transformée de Fourier de cette suite d'échantillons correspondant aux récurrences successives  $k = 0, 1, \dots, M - 1$ , est constituée des échantillons Doppler correspondant à cette même porte distance  $R$  (et toujours pour le capteur n°  $i$ ) :

$$\tilde{x}_{il} = \sum_{k=0}^{M-1} p_k x_{ik} e^{-2\pi j \frac{kl}{M}}, \text{ où} \quad (13)$$

- $p_k$  est une fenêtre de pondération permettant de réduire les lobes secondaires en Doppler.
- la fréquence Doppler réelle échantillonnée (filtre n°1) est :

$$\frac{l}{M T_r} = \frac{l F_r}{M} \pmod{F_r}$$

Pour les signaux reçus du fouillis, on a vu que si  $v$  est la vitesse du porteur (figure 10), il existe une correspondance entre les Doppler

$f_d$  des échos fixes et les directions de visée  $\theta$  (angle de gisement dans le plan réseau - axe de visée, tel que cet angle est défini dans la figure 10) :

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \sin \theta$$

soit encore :

$$\frac{l F_r}{M} = \frac{2v}{\lambda} \sin \theta_l \pmod{F_r} \Rightarrow l = \frac{2v}{\lambda} \sin \theta_l \frac{M}{F_r} \pmod{M} \quad (14)$$

Pour ces signaux de fouillis, les échantillons reçus peuvent donc aussi s'écrire, pour la sortie du filtre associé à la direction  $\theta_l$  (correspondant au filtre Doppler n°1) :

$$\tilde{x}_{il} = \sum_{k=0}^{M-1} p_k x_{ik} e^{-\frac{4\pi j v}{\lambda} \frac{k \sin \theta_l}{F_r}} \quad (15)$$

où  $p_k$  est la même fenêtre de pondération que précédemment, permettant de réduire les lobes secondaires en Doppler.

Par exemple, à une distance de 100 km, et pour une longueur d'onde de fonctionnement de l'ordre de 1,5 m, une analyse Doppler sur une durée de l'ordre de 1s, pour un porteur se déplaçant à une vitesse de 200 m/s, permet de synthétiser une antenne synthétique de 400 m (paragraphe 3.2), et donc d'obtenir une résolution angulaire sur les échos de fouillis de 1,5/400 radians, soit 3,75 mrad (environ 0,25°), ou 375 m à 100 km. Si la fréquence de récurrence est de 500 Hz, cette analyse Doppler est effectuée par une transformée de Fourier des 500 échantillons successifs obtenus dans une porte distance, pour une rafale de 500 impulsions.

C'est cette résolution angulaire obtenue par antenne synthétique qui déterminera la finesse angulaire de la calibration du réseau d'antennes de réception.

### 3.3.5. calibration

La calibration consiste à comparer les signaux reçus du fouillis, par les capteurs consécutifs n°  $i$ , dans la case distance  $R$  et pour une direction  $\theta_l$  : si la calibration était parfaite, ces signaux seraient égaux, à un terme de phase près provenant de la direction (qui induit un déphasage entre les capteurs successifs). Plus précisément, si  $\tilde{X}_{il}$  est le signal calibré correspondant à  $\tilde{x}_{il}$ , la relation suivante doit être vérifiée sur les spectres Doppler des échos de fouillis :

$$\tilde{X}_{il} = \tilde{X}_{i+1l} e^{\frac{2\pi j}{\lambda} D \sin \theta_l} \quad (16)$$

Pour que cette relation soit vérifiée, il est nécessaire de calibrer le signal  $\tilde{x}_{il}$  par le coefficient de calibration  $a_{il}$ , le premier capteur étant par exemple pris comme référence :

$$\begin{aligned} \tilde{X}_{1l} &= \tilde{x}_{1l} \\ \tilde{X}_{2l} &= a_{2l} \tilde{x}_{2l} \\ \tilde{X}_{il} &= a_{il} \tilde{x}_{il} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\text{avec : } a_{il} = \frac{\tilde{x}_{il} \tilde{x}_{i+1l}^*}{|\tilde{x}_{i+1l}|^2} e^{-\frac{2\pi j}{\lambda} D \sin \theta_l} \quad (18)$$

5. La technique de calibration décrite peut également être étendue au cas d'une dérive non nulle et d'une vitesse inconnue.

la moyenne indiquée par le trait supérieur étant effectuée sur quelques cases distance adjacentes, telles que le site n'ait pas sensiblement varié. Cette moyenne permet de réduire l'effet perturbateur des cibles éventuelles, pour cette opération de calibration.

On vérifie bien que, sous cette condition, la relation (16) de calibration entre les signaux  $\tilde{X}_{il}$  est satisfaite. Le coefficient  $a_{il}$  estime donc le rapport (complexe) des diagrammes des capteurs  $i$  et  $i + 1$  dans la direction  $\theta_l$ .

### 3.3.6. réjection du fouillis

Après ces opérations de calibration, il est possible d'effectuer un traitement spatial classique (ou adaptatif) de formation de faisceaux par le calcul, qui somme les signaux  $\tilde{x}_{il}$  correspondant aux  $N$  différents capteurs  $i$ , calibrés pour chaque direction d'observation  $\theta$ , de façon à former un faisceau dans la direction  $\theta$ . Si  $\tilde{F}_{\theta l}$  est le signal correspondant à la direction  $\theta$  et au Doppler  $l$ ,  $\tilde{F}_{\theta l}$  est obtenu en formation de faisceaux par transformée de Fourier spatiale des échantillons  $\tilde{x}_{il}$  reçus sur les capteurs  $i = 1, 2, \dots, N$  :

$$\tilde{F}_{\theta l} = \sum_{i=0}^{N-1} w_i a_{i\theta} \tilde{x}_{il} e^{-\frac{2\pi j}{\lambda} \frac{iD \sin \theta}{N}} \quad (19)$$

où  $w_i$  est une fenêtre de pondération permettant de réduire les lobes secondaires en angle.

Pour cette rafale débutant à l'instant  $t$  et pour cette case distance  $R$ , on peut donc dresser une image angle<sup>6</sup>, Doppler du terrain ( $N$  angles,  $M$  Doppler), représentée sur la figure 9. Dans cette image, on a vu que les échos de fouillis sont concentrés le long de la droite d'équation :

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \sin \theta$$

La suppression des échos de fouillis est effectuée dans cette image, par fixation d'un contour à l'intérieur duquel tout écho est réputé provenir d'un élément du fouillis, ou par réglage d'un seuil de détection adapté localement en fonction des niveaux de fouillis observés dans les cases adjacentes (en angle Doppler, et éventuellement distance).

Comme la calibration a été effectuée sur les échos de fouillis, cette élimination des échos de fouillis est efficace, puisqu'ils ne s'étalent pas en dehors de la zone hachurée de la figure 9, ce qui serait le cas si aucune calibration n'avait été effectuée.

### 3.3.7. extraction des cibles

Les cibles ne sont pas simplement détectables sur la figure 9, car pendant la durée d'intégration nécessaire à cette fonction de type antenne synthétique (environ 1 s), le Doppler d'une cible mobile peut avoir sensiblement varié : par exemple, la durée de cohérence

d'une cible est en effet généralement inférieure, aux longueurs d'onde métrique, à environ 0,1 s. Pour extraire les cibles, il est donc nécessaire de revenir dans le domaine temporel et d'effectuer des analyses Doppler plus courtes. Les opérations à effectuer sur le signal dépouillé des échos de fouillis par le traitement précédent sont donc les suivantes :

- Transformée de Fourier inverse des signaux, pour chaque direction de pointage et chaque case distance;
- Analyse Doppler par transformée de Fourier directe des signaux sur une durée plus courte (environ 0,1 s);
- Détection des cibles sur les rafales successives de 0,1 s.

On voit que ce traitement permet de profiter de la meilleure résolution Doppler pour éliminer les échos de fouillis, et ensuite d'utiliser une durée d'intégration (donc une résolution Doppler) adaptée à la stationnarité des cibles recherchées.

## 3.4. détection par compensation de mouvement

Pour détecter correctement les cibles dont le Doppler est voisin de celui des échos de fouillis, pour une direction de visée donnée, il paraît préférable de « stabiliser » artificiellement le récepteur radar, en utilisant plusieurs récepteurs qui viennent successivement, au fur et à mesure de l'avancement du porteur, prendre la place d'un récepteur fixe dans l'espace. Dans ce paragraphe, on analysera le principe de fonctionnement de ce type de radar, avant d'établir au paragraphe 3.5 l'équivalence entre compensation de mouvement et traitement spatio-temporel.

### 3.4.1. « displaced Phase Center Antenna (DPCA) »

Le procédé de « compensation de mouvement » connu sous le nom de Displaced Phase Center Antenna (DPCA) consiste à disposer sur le côté du porteur deux antennes identiques  $C_1$  et  $C_2$  (figure 11), de façon qu'au cours de l'avancement de l'avion la deuxième antenne vienne se placer, un intervalle de temps  $\Delta t$  après la première, aux mêmes positions que cette première antenne. Si l'on soustrait les signaux reçus à l'instant  $t$  de la première antenne de ceux reçus à l'instant  $t + \Delta t$  de la deuxième antenne, on soustrait donc ainsi les signaux successifs reçus par un capteur virtuellement immobile, et donc on effectue une fonction de type MTI de suppression des échos fixes.

En fait, le raisonnement doit prendre en compte également l'avancement de l'antenne d'émission, ce qui conduit à un espacement entre capteurs  $D = v \Delta t / 2$ .

### 3.4.2. compensation de mouvement

Le traitement d'antenne réseau décrit au paragraphe 3.3 ne réalise pas de compensation de mouvement. Pour effectuer une telle compensation, il est nécessaire de remplacer les opérations 3.3.6

6. Ou plus exactement sinus de cet angle.

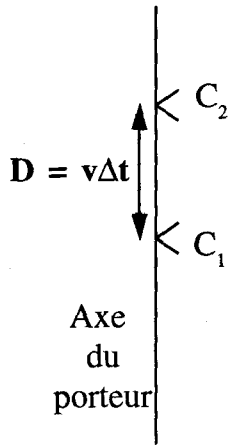


Figure 11a. – Compensation de mouvement pour un couple de capteurs.

et 3.3.7 précédentes, pour chaque direction  $\theta_p$  visée, par les étapes suivantes :

– Formation de nouvelles séquences  $X_{ik}$  de  $M$  échantillons reçus des capteurs virtuels immobiles, à partir des séquences  $x_{ik}$  (extraits selon les diagonales représentées sur la figure 12), après calibration de chaque capteur pour cette tranche distance et dans cette direction, par le coefficient  $a_{ip}$  précédemment déterminé selon l'étape 3.3.5 :

$$X_{ik} = a_{i+k,p} * x_{i+k,k} \quad (20)$$

pour  $k = 0, 1, 2, \dots, M - 1$ ,

et pour  $i = 0, 1, 2, \dots, N - M$ , ( $M - 1$  capteurs sont donc « perdus », au sens de la directivité, pour compenser le mouvement du porteur sur une rafale de  $M$  échantillons).

– Formation du faisceau dans la direction  $\theta_p$ , effectuée classiquement<sup>7</sup> par sommation cohérente des  $X_{ik}$  affectés du déphasage correspondant à la direction visée  $\Delta_p$ , selon l'expression :

$$F_{pk} = \sum_{i=0}^{N-M} w'_i X_{ik} e^{-\frac{2\pi j}{\lambda} \frac{iD \sin \theta_p}{N-M+1}} \quad (21)$$

Dans chaque direction  $\theta_p$  est ensuite effectuée une analyse Doppler, pour chaque case distance  $R$ , par transformée de Fourier de la série de  $M$  échantillons  $F_{pk}$  ( $k = 0, 1, \dots, M - 1$ ) :

$$\tilde{F}_{pl} = \sum_{k=0}^{M-1} p'_k F_{pk} e^{-2\pi j \frac{kl}{M}} \quad (22)$$

L'extraction des cibles est ensuite effectuée classiquement, comme dans le cas d'un radar au sol (par exemple par élimination des filtres vitesses correspondant aux vitesses faibles, puis seuillage pour les autres filtres). L'analyse Doppler par transformée de

7. Cette formation de faisceaux peut également être effectuée par un algorithme de type Capon, puisque la calibration a été effectuée pour la direction visée (ceci suffit pour garantir le bon fonctionnement de ce type d'algorithme).

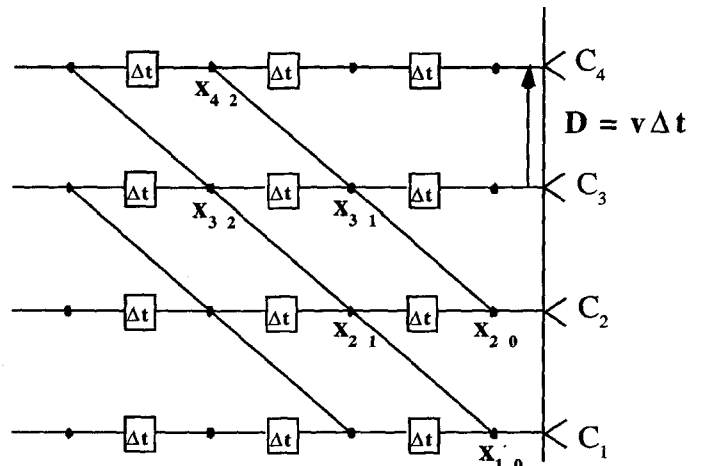


Figure 11b. – Compensation de mouvement sur un réseau d'antennes.

Fourier peut être remplacée par toute technique d'analyse Doppler à haute résolution jugée appropriée, en particulier si le nombre  $p$  d'échantillons dans la rafale est faible, ce qui est souhaitable pour conserver sa directivité au réseau. Une intégration incohérente peut également être effectuée pour sommer les résultats obtenus par les rafales successives.

### 3.5. équivalence entre traitement spatio-temporel et compensation

En conclusion, il est intéressant de comparer les deux traitements décrits aux paragraphes 3.3 et 3.4. Pour mieux saisir la similitude entre eux, il est préférable de comparer le traitement sans compensation sur  $N - M + 1$  capteurs avec le traitement par compensation de mouvement. Selon les équations (13), (15), (19), (20), (21), et (22), ces traitements s'écrivent (sortie, dans la case distance considérée, pour la direction  $\theta$  et pour le Doppler  $n^\circ 1$ ) :

Sans compensation :

$$\tilde{F}_{\theta l} = \sum_{\substack{i=0, \dots, N-M \\ k=0, \dots, M-1}} p_k w_i a_{i\theta} x_{ik} e^{-\frac{2\pi j}{\lambda} \frac{iD \sin \theta}{N-M+1}} e^{-2\pi j \frac{kl}{M}} \quad (23)$$

Avec compensation :

$$\tilde{F}'_{\theta l} = \sum_{\substack{i=0, \dots, N-M \\ k=0, \dots, M-1}} p'_k w'_i a_{i+k\theta} x_{i+k,k} e^{-\frac{2\pi j}{\lambda} \frac{iD \sin \theta}{N-M+1}} e^{-2\pi j \frac{kl}{M}} \quad (24)$$

Compte-tenu de la transformation en Doppler effectuée par la compensation de mouvement, il faut comparer  $\tilde{F}_{\theta, l}$  et  $\tilde{F}'_{\theta, l-l_c}$ , où  $l_c$  est le  $n^\circ$  du filtre pollué par le clutter, pour la direction de visée  $\theta$  :

$$l_c = \frac{2v}{\lambda} (\sin \theta) \frac{M}{F_r} = \frac{2D}{\lambda} (\sin \theta) M$$

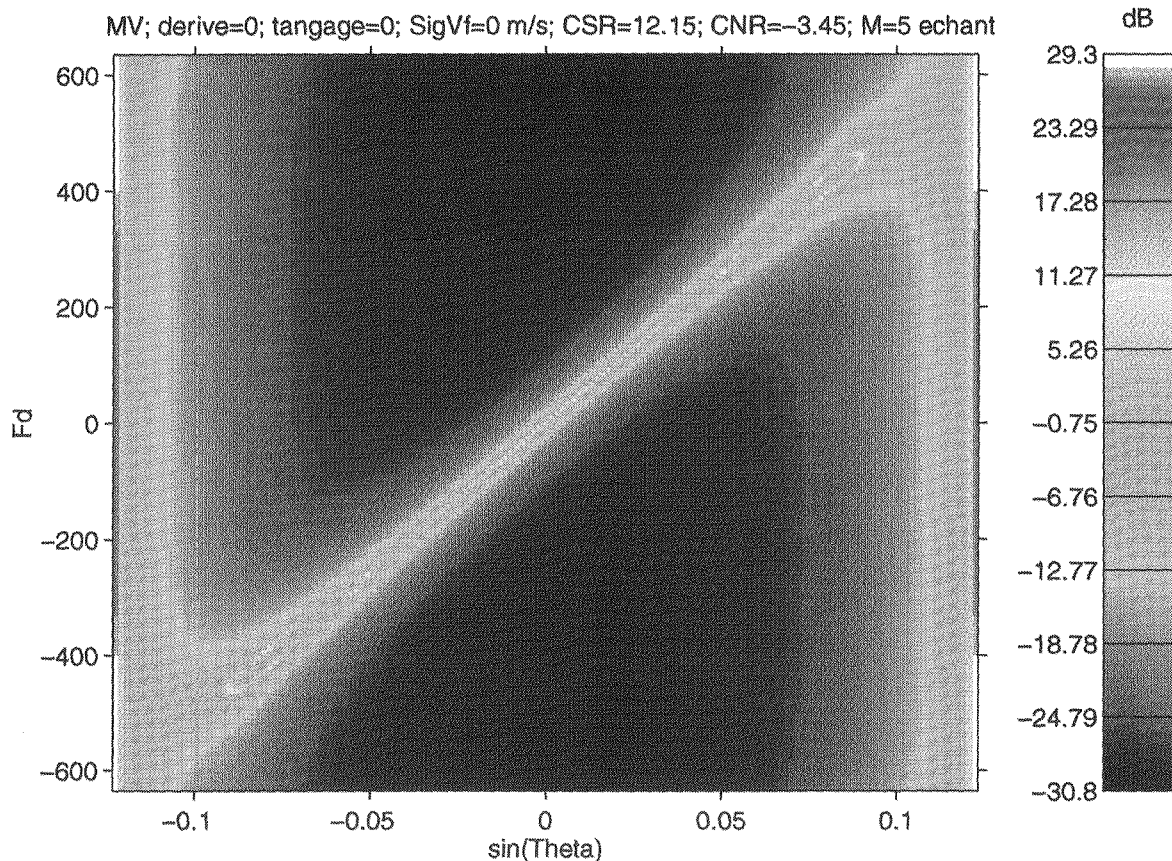


Figure 12. – Résultat du traitement sans compensation de mouvement – (réseau de 48 éléments en 5 sous-réseaux).

Démontrer l'égalité entre les deux traitements, c'est démontrer, pour  $i_0$  et  $k_0$  donnés, l'égalité des pondérations appliquées sous le signe somme à  $x_{i_0 k_0}$ . On obtient comme condition d'égalité :

$$p_{k_0} w_{i_0} = p'_{k_0} w'_{i_0 - k_0} e^{\frac{2\pi j}{\lambda} k_0 D(\sin \theta) \frac{N-M}{N-M+1}} \quad (25)$$

$$p_{k_0} w_{i_0} = 0 \quad \text{pour } (i_0, k_0) \text{ tel que } i_0 < k_0$$

On voit que cette égalité n'est possible que si l'on modifie le traitement spatio-temporel sans compensation pour introduire une pondération en  $k$  dépendant de  $i$  et de l'angle visé  $\theta$ , c'est-à-dire un traitement véritablement bidimensionnel angle-Doppler. Sous cette condition, il y a équivalence entre les traitements avec et sans compensation de mouvement.

En illustration, la figure 12 présente une simulation des résultats obtenus pour un réseau composé de 5 sous-réseaux de 16 éléments chacun, avec recouvrement de 8 éléments, et une rafale de 5 impulsions. La vitesse du porteur est de 200 m/s, et la longueur d'onde de 3 cm. Les coefficients de pondération du traitement sans compensation (23) sont obtenus par l'algorithme bidimensionnel de Capon. Sur cet exemple, on obtient une réjection du fouillis supérieure à 40 dB.

## 4. conclusion

Ce survol des méthodes permettant d'exploiter, de corriger, ou d'éliminer le mouvement en radar a permis d'examiner particulièrement les techniques d'imagerie de cibles en mouvement et de détection des cibles lentes par radar aéroporté. Pour simplifier la présentation, les traitements SAR et ISAR ont été exposés dans le cas « non focalisé » (Doppler constant pendant la durée d'analyse). Dans chaque cas, l'exposé des principes de base a été illustré par la présentation d'une technique de traitement appropriée : autofocalisation d'ordre supérieur en ISAR, détection des cibles lentes (avec calibration des capteurs élémentaires) par filtrage hors fouillis puis par compensation de mouvement, en radar aéroporté — et équivalence entre ces traitements. Ces techniques, reposant sur une analyse fine et une correction de la phase des signaux reçus, sont actuellement en cours d'implantation sur des démonstrateurs radar.

### Remerciements

Les auteurs remercient la DGA (DRET et STTE), qui ont piloté certains des travaux présentés dans cet article.

## Utilisation et élimination du mouvement

Sans l'assistance et l'orientation de M. Poinsard (consultant), l'algorithme de calibration n'aurait pas existé. La simulation de l'algorithme de traitement spatio-temporel a été effectuée par MM. L. Savy et F. Durnez.

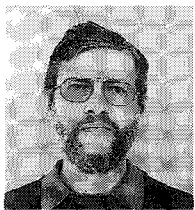
### BIBLIOGRAPHIE

- 1C. Pouit, « Imagerie radar à grande bande passante », *Colloque international SEE sur le radar*, 1978.
- 2M. Soiron, « Modélisation géométrique et calcul de la SER de cibles complexes », *Radar 89*, Paris.
- 3F. Le Chevalier, H. Poinsard, « Calibration d'un radar aéroporté sur fouillis de sol », Demande de Brevet N° 9506529.
- 4P.G. Richardson, « Analysis of the adaptive space-time processing technique for airborne radar », *IEE Proceedings Radar, Sonar, Navigation*, Vol. 141, N°4, August 1994.
- 5R. Klemm, « Adaptive airborne MTI with two-dimensional motion compensation », *IEE Proceedings F*, Vol. 136, N°6, 1991.
- 6D.R. Wehner, « High resolution radar », *Artech House*, 1995 (2nd edition).
- 7L. Vignaud, « Imagerie micro-ondes de scènes instationnaires », *Thèse de Doctorat de l'Université Paris 6*, soutenue le 5 avril 1996.

*Manuscrit reçu le 10 octobre 1995.*

### LES AUTEURS

#### François LE CHEVALIER



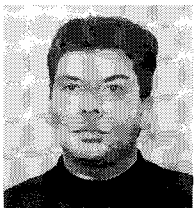
Ingénieur Télécom Paris 1974, membre du Collège Scientifique de Thomson, Directeur Technique de TCAR (Thomson-CSF Applications Radar), Unité LCTAR, Président du Club 29 (Traitement du Signal et de l'Image) de la SEE, 6 - rue Nieuport - BP 86 - 78143 Vélizy cedex

#### Christian DELHOTE



Ingénieur Télécom Paris 1978, Chef du Service Nouveaux Concepts à TCAR (Thomson-CSF Applications Radar). Ses axes principaux de recherche se situent dans la conception de radars futurs et des traitements associés (radar basse fréquence, radar imageur, identification, etc.).

#### Laurent SALESSE



DEA d'Automatique et de Traitement du Signal de l'Université de Paris Sud Orsay 1991, Ingénieur à TCAR (Thomson-CSF Applications Radar), Activités : étude de nouveaux concepts radar.