

## CHAPITRE 22 : SIGNATURES DES CIBLES ET FOUILLIS

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 1     | PRELIMINAIRE .....   | 2  |
| 2     | BASES DE LA POLARIMETRIE .....                               | 2  |
| 2.1   | GENERALITES .....  | 2  |
| 2.2   | REPRESENTATION DES ONDES MONOCHROMATIQUES.....               | 3  |
| 2.2.1 | Ellipse de polarisation .....                                | 3  |
| 2.2.2 | Représentation complexe .....                                | 4  |
| 2.2.3 | Produit scalaire .....                                       | 4  |
| 2.2.4 | Couplage de polarisation à la réception .....                | 4  |
| 2.2.5 | Changement de repère .....                                   | 5  |
| 2.2.6 | Représentation de POINCARE .....                             | 5  |
| 2.3   | LES ONDES PARTIELLEMENT POLARISEES (PP) .....                | 6  |
| 2.4   | PARAMETRES DE STOKES. VECTEUR DE STOKES .....                | 7  |
| 2.5   | COMPORTEMENT DES CIBLES RADARS .....                         | 8  |
| 2.5.1 | La matrice de diffraction .....                              | 8  |
| 2.5.2 | Polarisations caractéristiques .....                         | 9  |
| 2.5.3 | La matrice de réflexion de Stokes ou matrice de Mueller..... | 10 |
| 3     | DETECTION POLARIMETRIQUE .....                               | 11 |
| 3.1   | PRELIMINAIRE .....   | 11 |
| 3.2   | FILTRE POLARIMETRIQUE REJECTEUR .....                        | 11 |
| 3.3   | FILTRE POLARIMETRIQUE ADAPTE .....                           | 13 |
| 3.4   | TFAC OU FILTRE BLANCHISSANT POLARIMETRIQUES.....             | 14 |
| 3.5   | DETECTEUR DE TRACE.....                                      | 14 |
| 3.6   | DETECTEUR POLARIMETRIQUE OPTIMAL.....                        | 15 |
| 3.7   | PERFORMANCES POTENTIELLES .....                              | 15 |
| 4     | REDUCTION DES SIGNATURES RADAR .....                         | 16 |
| 4.1   | INTRODUCTION .....   | 16 |
| 4.2   | DEFINITION DE LA SURFACE EQUIVALENTE RADAR : SER.....        | 16 |
| 4.3   | PHENOMENOLOGIE DE L'INTERACTION ONDE RADAR -CIBLE .....      | 17 |
| 4.4   | METHODES DE REDUCTION DE LA SER.....                         | 18 |
| 4.4.1 | Adaptation de la forme .....                                 | 18 |
| 4.4.2 | Utilisation de matériaux absorbants .....                    | 18 |
| 4.5   | OUTILS UTILISES.....   | 19 |
| 4.6   | RESULTATS OBTENUS. POTENTIALITES .....                       | 20 |
| 5     | RECONNAISSANCE DES SIGNATURES RADAR.....                     | 20 |
| 5.1   | PRINCIPE GENERAL.....  | 20 |
| 5.2   | CHOIX DES IDENTIFIANTS .....                                 | 20 |
| 5.3   | TRAITEMENT DES IDENTIFIANTS .....                            | 22 |
| 5.4   | PROCEDURE D'IDENTIFICATION .....                             | 22 |
| 5.5   | PROCEDURE DE CLASSIFICATION .....                            | 23 |

## 1 PRELIMINAIRE

Les fonctionnalités classiques du radar sont la détection et la localisation des objets dans un milieu parasite de bruit blanc, fouillis (clutter) et bruit coloré (brouillage). Pour exercer ces fonctionnalités le radar utilise ses facultés naturelles de discrimination qui portent sur les paramètres:

- angulaires: mesure de site et de gisement ;
- temporels: mesure du temps de trajet des ondes ;
- fréquentiels: mesure de la fréquence doppler ;

les mesures correspondantes pouvant être indépendantes ou combinées, et faire appel à des processus linéaires ou adaptatifs.

La recherche de l'optimisation des performances du radar a conduit à développer des méthodes de traitement du signal prenant mieux en compte les caractéristiques des cibles et du milieu parasite, les deux démarches essentielles étant l'adaptativité des traitements et la prise en compte de la signature fréquentielle et/ou polarimétrique du milieu détecté.

En parallèle une démarche complémentaire à la détection a été développée, qui est celle de l'identification ou de la reconnaissance des signatures radar, permettant (à rapport signal sur bruit élevé) de reconnaître un objet particulier parmi un groupe d'objets en fonction de caractéristiques particulières connues à priori.

Ces axes de travail ont permis de développer de nouvelles applications du radar telles que le recalage de navigation, l'évitement d'obstacles, l'observation de la terre (cartographie, recherches géologiques, étude de la végétation... ) et la météorologie. Dans le domaine militaire ces axes sont également exploités pour lutter contre les effets de la réduction des signatures des cibles.

Dans le présent chapitre vont être successivement évoqués :

- les bases de la polarimétrie conduisant aux procédés de détection polarimétrique ;
- les éléments principaux concernant la réduction des signatures radar ;
- les principes des méthodes conduisant à la reconnaissance des signatures radar.

Sans chercher à être exhaustif, le but poursuivi a été d'exposer les idées directrices concernant ces trois sujets pour en découvrir les principes et les potentialités.

## 2 BASES DE LA POLARIMETRIE

### 2.1 GENERALITES

Devant le besoin sans cesse croissant d'améliorer les performances des radars on a été amené à s'intéresser de plus près à l'aspect vectoriel des ondes qu'ils émettent et qu'ils reçoivent, les différents objets éclairés par les ondes radar n'ayant pas le même comportement polarimétrique.

De nombreux travaux se poursuivent dans ce domaine concernant tout autant les applications en imagerie radar, la caractérisation des cibles et l'amélioration de la détection des cibles dans le fouillis.

Dans le présent paragraphe on établira les notions de base de la polarimétrie en résumant dans ce qu'ils ont d'essentiel :

- les principaux modes de représentation de l'état de polarisation des ondes ;
- la description du comportement des cibles radar ;
- les application de ces notions à la détection polarimétrique.

## 2.2 REPRESENTATION DES ONDES MONOCHROMATIQUES

### 2.2.1 Ellipse de polarisation

Lorsqu'une onde est monochromatique, l'extrémité de son champ électrique décrit au cours du temps une ellipse d'équation :

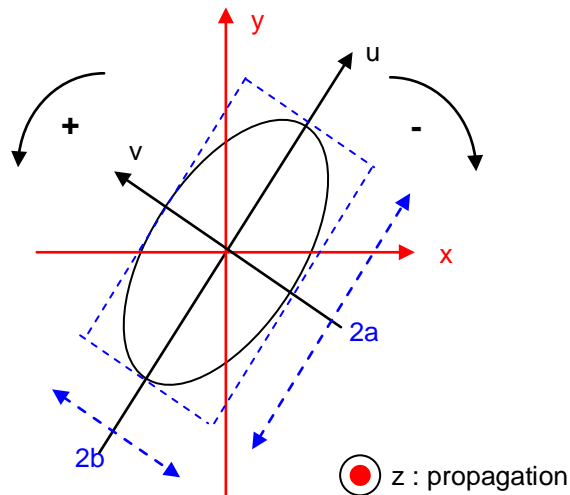
$$\begin{aligned} \mathbf{e}(t) &= u(t) \cdot \hat{u} + v(t) \cdot \hat{v} \\ u(t) &= a \cdot \cos(\omega t + \varphi) \\ v(t) &= \varepsilon \cdot b \cdot \sin(\omega t + \varphi) \end{aligned}$$

- « u » et « v » sont les coordonnées de «  $\mathbf{e}(t)$  » sur les axes principaux de l'ellipse ;
- « a » et « b » les demi axes de l'ellipse d'origine ;
- «  $\omega$  » la polarisation de l'onde et «  $\varphi$  » sa phase à l'origine ;
- «  $\varepsilon$  » définit le sens de la polarisation de l'onde.

Si :  $\varepsilon = 1$  l'onde est dite de polarisation directe, si  $\varepsilon = -1$  de polarisation inverse, la propagation se faisant selon la direction :

$$\hat{z} = \hat{u} \wedge \hat{v}$$

L'ensemble de ces propriétés est schématisé ci après :



On norme généralement l'ellipse de polarisation pour une onde de puissance unitaire pour laquelle :  $a^2 + b^2 = 1$  ce qui permet d'écrire:

$$a = \cos(\tau) \rightarrow \varepsilon \cdot b = \sin(\tau) \rightarrow -\pi/4 < \tau < \pi/4$$

$$\mathbf{e}(t) = \cos(\tau) \cos(\omega t + \varphi) \cdot \hat{u} + \sin(\tau) \sin(\omega t + \varphi) \cdot \hat{v}$$

avec les valeurs caractéristiques suivantes:

- $\tau = 0 \rightarrow$  polarisation rectiligne
- $\tau < 0 \rightarrow$  polarisation inverse
- $\tau > 0 \rightarrow$  polarisation directe
- $|\tau| = \pi/4 \rightarrow$  polarisation circulaire.

## 2.2.2 Représentation complexe

Le vecteur de JONES :

$$\mathbf{E} = (\cos(\tau) \cdot \hat{u} - j \cdot \sin(\tau) \cdot \hat{v}) \cdot \exp\{j \cdot \phi\}$$

est une représentation complète de la polarisation d'une onde  $\mathbf{E}(t)$  dans la mesure où l'on peut vérifier la relation suivante:

$$e(t) = \text{Réal}\{\mathbf{E} \cdot \exp\{j\omega t\}\}$$

On notera que «  $\mathbf{E}$  » contient toutes les informations concernant la polarisation de l'onde. Dans tout système de référence déduit du précédent par une rotation : «  $\Phi$  » on pourra écrire sous forme matricielle :

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \Phi & -\sin \Phi \\ \sin \Phi & \cos \Phi \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \tau \\ -j \cdot \sin \tau \end{pmatrix} \cdot \exp\{j \cdot \phi\}$$

Et trouver un nouveau repère où l'expression de l'ellipse de polarisation s'écrira :

$$\mathbf{E} = \alpha \cdot \hat{x} + \beta \cdot \hat{y}$$

## 2.2.3 Produit scalaire

Pour des ondes de même sens de propagation on définit un produit scalaire :

$$(\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2) = \mathbf{E}_2^H \cdot \mathbf{E}_1 = \alpha_1 \cdot \alpha_2^* + \beta_1 \cdot \beta_2^*$$

Deux polarisations sont orthogonales, si leur produit scalaire est nul.

La norme de «  $\mathbf{E}$  » s'écrit:

$$\|\mathbf{E}\| = (\mathbf{E}, \mathbf{E})^{1/2} = (|\alpha|^2 + |\beta|^2)^{1/2} = (a^2 + b^2)^{1/2}$$

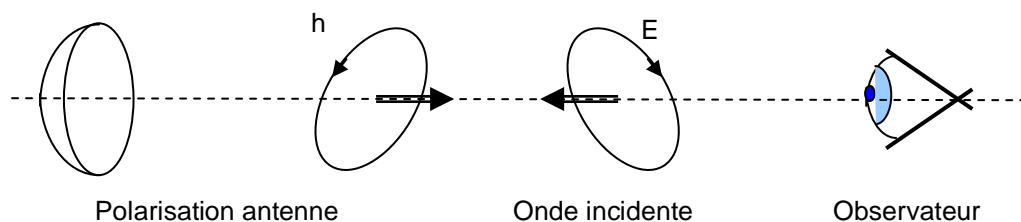
elle répond à l'inégalité de Schwartz:

$$(\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2) \leq \|\mathbf{E}_1\| \cdot \|\mathbf{E}_2\|$$

l'égalité étant obtenue pour les polarisations parallèles.

## 2.2.4 Couplage de polarisation à la réception

La polarisation de l'antenne est représentée par la matrice unitaire «  $h$  », ( $h^H \cdot h = 1$ ), l'état de polarisation de l'onde par la matrice «  $\mathbf{E}$  ».



On démontre que la tension captée par l'antenne a pour expression :

$$V = h^T \cdot \mathbf{E} = \mathbf{E}^T \cdot h$$

compte tenu des conventions de signes illustrés sur la figure ci-avant. Ce qui se traduit pour des ondes de même sens ( $h_1 = h$  ;  $\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}^*$ ) par :

$$V = h^T \cdot \mathbf{E}^*$$

«  $V$  » est nul si «  $E_1$  » et «  $h_1$  » sont orthogonaux, maximal si  $h = E_1 = E^*$  car alors les polarisations sont parallèles.

### 2.2.5 Changement de repère

Soit «  $E$  » l'expression du vecteur complexe dans la base  $[x,y]$ . «  $E_e$  » son expression dans la base  $[e_1,e_2]$  déduite de la précédente par la relation :

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad \text{ou :} \quad \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \end{pmatrix} = |C| \cdot \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$$

deux **ondes de même sens de propagation** dans ces deux bases verront leurs vecteurs complexes réunis par la relation :

$$E = C \cdot E_e \quad \text{ou :} \quad E_e = C^{-1} \cdot E$$

Lorsque le changement de base se fait entre deux bases orthonormées la matrice «  $C$  » est unitaire et en particulier :  $C^{-1} = C^H$ . On remarque que l'on peut alors écrire:

$$E_e = \begin{pmatrix} (E, e_1) \\ (E, e_2) \end{pmatrix}$$

Par contre pour des **ondes se propageant en sens inverse**, la relation conduisant à l'invariance du couplage de l'antenne :

$$V = h^T \cdot E = h_e^T \cdot E_e$$

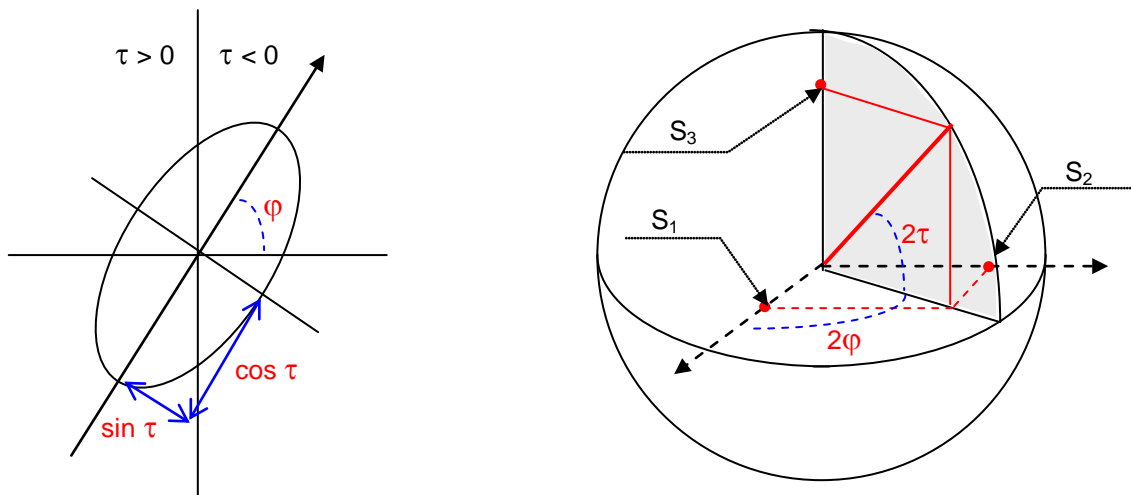
reviendrait à écrire :

$$E_e = C^T \cdot E$$

ce qui n'a pas de réalité physique.

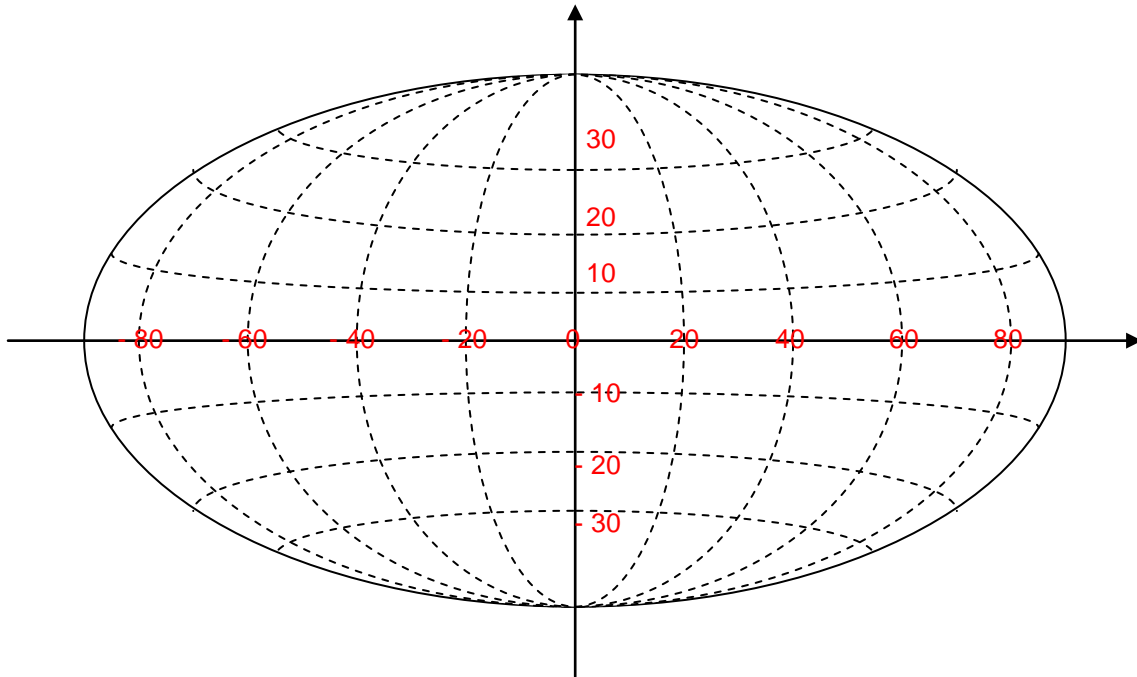
### 2.2.6 Représentation de POINCARE

Une polarisation est complètement définie lorsque l'on connaît «  $\tau$  » compris entre  $-\pi/2$  et  $\pi/2$  et «  $\varphi$  » compris entre 0 et  $\pi$ . D'où la sphère de POINCARE.



$$S_1 = \cos(2\tau) \cdot \cos(2\varphi) \rightarrow S_2 = \cos(2\tau) \cdot \sin(2\varphi) \rightarrow S_3 = \sin(2\tau)$$

Qui est reliée la représentation de AITOFF - HAMMER ou planisphère de POINCARE.



Dans ces représentations, l'équateur représente la polarisation linéaire ( $\tau = 0$ ) les pôles la polarisation circulaire ( $[\tau] = \pi/4$ ), le nord les polarisations directes, le sud les polarisations inverses.

Des polarisations orthogonales sont en deux points opposés, des polarisations parallèles en deux points confondus.

### 2.3 LES ONDES PARTIELLEMENT POLARISEES (PP)

Les ondes partiellement polarisées sont issues de cibles complexes composées de points brillants séparés par des distances grandes devant la longueur d'onde et pouvant évoluer pendant la durée de la mesure. «  $\alpha$  » et «  $\beta$  » sont alors des fonctions aléatoires, à l'échelle du temps de mesure du radar, on les considérera comme « localement stationnaires ».

Le vecteur de JONES ou vecteur d'état de l'onde incidente est alors une fonction du temps et s'écrit sur la base  $[x,y]$  :

$$\mathbf{E}(t) = \begin{pmatrix} \alpha(t) \\ \beta(t) \end{pmatrix}$$

D'où, si «  $h$  » est le vecteur d'état de polarisation de l'antenne, la puissance captée s'écrit :

$$W(t,h) = [h^T \cdot E(t)]^2$$

qui a pour valeur moyenne ( $\langle \rangle =$  espérance mathématique) :

$$\overline{W(h)} = \langle [h^T \cdot E(t)]^2 \rangle = \langle h^T \cdot E(t) \cdot E^H(t) \cdot h^* \rangle$$

Soit si on définit la matrice de cohérence de l'onde :

$$\mathbf{J} = \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^H = \begin{pmatrix} \langle [\alpha]^2 \rangle & \langle \alpha \cdot \beta^* \rangle \\ \langle \alpha^* \beta \rangle & \langle [\beta]^2 \rangle \end{pmatrix}$$

Sur cette matrice on définit le **degré de cohérence** de l'onde par :

$$\mu = \frac{\langle \alpha \cdot \beta^* \rangle}{\langle [\alpha]^2 \rangle^{1/2} \cdot \langle [\beta]^2 \rangle^{1/2}}$$

qui prend ses valeurs entre zéro et un car (inégalité de Schwartz) :

$$[\langle \alpha \cdot \beta^* \rangle]^2 \leq \langle [\alpha]^2 \rangle \cdot \langle [\beta]^2 \rangle$$

Une onde est **complètement dépolarisée : CD** si « W » ne dépend pas de « h », ce qui entraîne  $J = \sigma^2 I$ , où « I » est la matrice unité, soit :

$$\mu = 0$$

$$\langle [\alpha]^2 \rangle = \langle [\beta]^2 \rangle = \sigma^2$$

Dans le cas des **ondes monochromatiques**, «  $\alpha$  » et «  $\beta$  » sont constantes. On vérifie alors :

$$|\mu| = 1$$

$$\det(j) = 0$$

Il en est de même si on peut écrire à chaque instant pour une onde où «  $\alpha$  » et «  $\beta$  » sont des fonction du temps :

$$\alpha(t) = \rho \cdot \beta(t)$$

De telles ondes dont les composantes sont mutuellement cohérentes sont des ondes **complètement polarisées : CP**.

Toute onde PP peut être considérée comme la somme d'une onde CP et d'une onde CD, cette décomposition est unique. Cette décomposition se fera en utilisant le degré de polarisation de l'onde :

$$P = \frac{W(\text{polarisée})}{W(\text{totale})}$$

et on pourra écrire la matrice de covariance d'une onde partiellement polarisée de puissance unitaire sous la forme :

$$J = \langle E \cdot E^H \rangle = P \cdot (E_p \cdot E_p^H) + (1-P) \cdot I$$

où «  $E_p$  » est la composante polarisée de l'onde choisie telle que  $E_p^H E_p = 1$ .

## 2.4 PARAMETRES DE STOKES. VECTEUR DE STOKES

Un autre outil utilisé pour décrire les propriétés des ondes est constitué par l'ensemble des paramètres de Stokes, **nombre réels** tels que :

$$s_0 = \langle [\alpha]^2 \rangle + \langle [\beta]^2 \rangle \quad \langle [\alpha]^2 \rangle = 1/2 \cdot (s_0 + s_1)$$

$$s_1 = \langle [\alpha]^2 \rangle - \langle [\beta]^2 \rangle \quad \Leftrightarrow \quad \langle [\beta]^2 \rangle = 1/2 \cdot (s_0 - s_1)$$

$$\langle \alpha \cdot \beta \rangle = 1/2 \cdot (s_2 + js_3)$$

$$s_2 + js_3 = \langle 2\alpha\beta^* \rangle \quad \langle \alpha\beta^* \rangle = 1/2 \cdot (s_2 - js_3)$$

On notera également que la puissance portée par l'onde est :

$$\langle |E|^2 \rangle = s_0$$

Par ailleurs on peut vérifier que:

$$\det(\mathbf{J}) = 1/4 \cdot (s_0^2 - s_1^2 - s_2^2 - s_3^2)$$

qui entraîne, la matrice de covariance de « J » étant définie positive:

$$s_0^2 \geq s_1^2 + s_2^2 + s_3^2$$

l'égalité étant vérifiée pour une seule onde complètement polarisée pour laquelle :  $\det(\mathbf{J}) = 0$ .

Il s'ensuit une expression très simple du théorème de décomposition en considérant les composantes du vecteurs de Stokes :

$$\begin{bmatrix} s_0, s_1, s_2, s_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (s_0 - (s_1^2 + s_2^2 + s_3^2)^{1/2}), 0, 0, 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (s_1^2 + s_2^2 + s_3^2)^{1/2}, s_1, s_2, s_3 \end{bmatrix}$$

Soit : onde PP = onde CD + onde CP. Le degré de polarisation de l'onde s'écrit alors :

$$P = \frac{(s_1^2 + s_2^2 + s_3^2)^{1/2}}{s_0}$$

On notera en outre que pour une **onde monochromatique** :

$$\begin{aligned} s_0 &= 1 \\ s_1 &= \cos(2\tau) \cdot \cos(2\varphi) \\ s_2 &= \cos(2\tau) \cdot \sin(2\varphi) \\ s_3 &= \sin(2\tau) \end{aligned}$$

$s_1, s_2$  et  $s_3$  sont les coordonnées du point représentatif de l'onde sur la sphère de Poincaré.

Par ailleurs le calcul montre que l'on peut exprimer la puissance moyenne perçue par une antenne de vecteur de Stokes «  $s_0$  » lorsqu'elle est éclairée par une onde de vecteur de Stokes «  $s$  », par la relation :

$$W = 1/2 \cdot (s_0^T \cdot s)$$

**NOTA** : Lorsqu'il s'agit de **fouillis** ou de mélanges cibles plus fouillis, certains auteurs notent les **paramètres de Stokes** :  $g_0, g_1, g_2, g_3$  gardant la notation  $s_0, s_1, s_2, s_3$  pour la cible seule.

## 2.5 COMPORTEMENT DES CIBLES RADARS

Le comportement des cibles radar peut être décrit par deux types de matrices autour desquelles certaines propriétés des ondes sont mises en évidence.

### 2.5.1 La matrice de diffraction

Soit:

- $E_0$  : le vecteur d'état de l'onde émise ;
- $E$  : le vecteur d'état de l'onde réfléchi qui dans le cas des ondes PP est une fonction du temps.

«  $E$  » est reliée à «  $E_0$  » par une équation de la forme :

$$E = S \cdot E_0$$

Expression dans laquelle «  $S$  » est une matrice complexe d'ordre 2, de paramètres «  $s_{ij}$  », dite **matrice de diffraction de la cible**, en général fonction du temps du fait de ses évolutions.



Si «  $h$  » est le vecteur d'état de l'antenne de réception, la tension captée par l'antenne s'écrit :

$$V = h^T \cdot E = h^T S \cdot E_0$$

Dans l'autre sens de propagation «  $h$  » est l'onde émise, «  $T$  » la matrice de diffraction, «  $E_0$  » le vecteur d'état de l'antenne réception. On a alors :

$$V = E_0^T T \cdot h = (T \cdot h)^T E_0 = h^T T^T E_0$$

Comme du fait de la réciprocité ces deux tensions sont égales, on en déduit:

$$S = T^T$$

En particulier dans le cas des radars monostatiques pour lesquels :  $S = T$ .  $S$  est alors symétrique, soit :  $S^T = S$ .

On démontre alors dans ce cas pour un changement de base de matrice orthogonale unitaire «  $C$  », compte tenu du sens opposé des ondes aller et retour :

$$S_c = C^T S \cdot C$$

## 2.5.2 Polarisation caractéristiques

On rapporte les polarisations de l'onde reçue à celle de l'onde émise par les termes :

- copolarisation ou « co-pol » parallèle à l'onde émise ;
- polarisation croisée ou « x-pol », orthogonale à l'onde émise.

Pour certaines positions de l'antenne émission réception on pourra rencontrer les cas de **couplage radar cible en monostatique** suivants.

### a -Polarisation pseudo propre ou «x-pol null»

Dans ce cas le signal reçu est à un coefficient près le conjugué du signal émis  $E_0$ , du fait du changement de sens de propagation, donc («  $v$  » coefficient complexe) :

$$E = S \cdot E_0^* = v \cdot E_0^*$$

On peut alors écrire :

$$S^H S \cdot E_0 = v \cdot S^H E_0^* = v \cdot S^* E_0^*$$

Car «  $S$  » est symétrique ( $S = S^T$  ;  $S^* = S^H$ ).

Soit, en faisant apparaître la matrice de Graves :  $G = S^H S$  et en notant que :  $S^* E_0^* = v^* E_0$  :

$$G \cdot E_0 = |v|^2 E_0$$

Les solutions sont alors les vecteurs propres de la matrice de Graves. De plus si on prend ces vecteurs propres comme nouvelle base, la matrice «  $G$  » est donc par conséquence la matrice «  $S$  » sont diagonales. Ces propriétés permettent de rechercher une position de «co-pol max ».

Dans le cas où les valeurs propres de «  $G$  » sont égales, on démontre que la densité de puissance portée par l'onde réfléchi est indépendante de la polarisation émise. De telles cibles sont dites « isotropes ».

### b - Polarisation nulles ou « co-pol null »

Dans ce cas le signal reçu: «  $S \cdot E_0$  » est orthogonal au signal émis «  $E_0$  », ce qui, en tenant compte de l'inversion de la propagation, se traduit par la relation :

$$E_0^T(S \cdot E_0) = 0$$

La recherche de ces polarisations se fait dans la base pseudo propre de l'opérateur de diffraction, où la matrice « **S** » est diagonale.

Lorsque la solution trouvée est unique la **cible est dite «linéaire»**.

### c -Polarisations « x-pol max »

Il existe des polarisations d'émission, telles que la densité de puissance véhiculée par l'onde réfléchie en polarisation croisée soit maximale. Ces polarisations sont dites « x-pol max ».

Il y a en général deux solutions, correspondant à deux polarisations orthogonales entre elles.

### d - Propriétés particulières

Dans le repère « pseudo propre » formé des vecteurs propres de la matrice de Graves, la matrice **S** a pour expression :

$$S = \begin{vmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{vmatrix}$$

Et la puissance portée par l'onde réfléchie s'écrira :

$$W = [E]^2 = [S \cdot E_0]^2 = [v_1]^2 [\alpha]^2 + [v_2]^2 [\beta]^2$$

Expression où «  $\alpha$  » et «  $\beta$  » sont les composantes du vecteur d'état de l'onde émise.

Si la **cible est isotrope**, cette puissance ne dépend pas de «  $E_0$  » la solution est alors:

$$[v_1] = [v_2]$$

Si la **cible est linéaire** la recherche d'une solution unique à l'équation :

$$E_0^T S \cdot E_0 = 0 \Rightarrow v_1 \cdot \alpha^2 + v_2 \cdot \beta^2 = 0$$

entraîne, si on pose  $[v_1] > [v_2]$ , la condition  $v_2 = 0$ .

Si on se place en outre dans le cas d'une **base pseudo propre réelle**, on pourra toujours écrire pour une cible quelconque :

$$\begin{vmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} v_1 - v_2 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} v_2 & 0 \\ 0 & v_2 \end{vmatrix}$$

Cible quelconque = cible linéaire + cible isotrope

### 2.5.3 La matrice de réflexion de Stokes ou matrice de Mueller

C'est la matrice qui relie le vecteur de Stokes de l'onde réfléchie « **s** » au vecteur de Stokes de l'onde émise «  $s_e$  » telle que :

$$s = M \cdot s_e$$

C'est une matrice réelle symétrique qui s'exprime à partir des paramètres de la matrice de réflexion « **S** ». Si «  $s_r$  », est le vecteur de Stokes associé à la polarisation de l'antenne de réception on démontre que la puissance moyenne reçue peut s'écrire :

$$W = 1/2 \cdot (s_r^T s) = 1/2 \cdot (s_r^T M \cdot s_e)$$

forme symétrique si les deux antennes sont confondues ( $s_r = s_e$ ).

### 3 DETECTION POLARIMETRIQUE

#### 3.1 PRELIMINAIRE

Les propriétés polarimétriques relatives des cibles et du fouillis ou clutter peuvent être utilisées soit comme identifiant, soit comme paramètres de filtrage du signal.

Dans le premier cas il s'agit de reconnaître le comportement polarimétrique d'un objet déterminé dans un environnement généralement composé de fouillis. On recherche alors à mettre en évidence un identifiant caractéristique de l'objet par exemple :

- le degré de polarisation (Cf § 2.3 et 2.4) ;
- la présence de cibles linéaires (Cf, § 2.5.2).

On n'accepte alors un objet que s'il se trouve dans une fourchette bien définie de l'identifiant choisi.

Dans le second cas il s'agit de placer dans le traitement du signal un filtre polarimétrique dans le but :

- d'optimiser le rapport signal utile sur fouillis ;
- de réduire au mieux les signaux de fouillis ;
- de « blanchir » le fouillis et/ou de le réguler en puissance.

Selon le paramètre mis en priorité on pourra parler de filtrage polarimétrique ou de TFAC polarimétrique. Les principes des procédés les plus connus vont être décrits ci-après, ils supposent la réception de deux voies de polarisations orthogonales et l'émission d'une polarisation unique.

#### 3.2 FILTRE POLARIMETRIQUE REJECTEUR

Il est basé sur le fait que les signaux en provenance du fouillis ont une composante fortement polarisée et dont l'état de polarisation varie peu dans le temps, rendant l'hypothèse de stationnarité locale réaliste. Les figures page suivante présentent ces types de polarisation. Le procédé consiste alors, sur la base d'un apprentissage de la polarisation du fouillis, à réaliser un filtre qui annule au mieux cette composante polarisée.

Deux bruits indépendants de puissance «  $B$  » sur les deux voies de réception ont pour vecteur d'état «  $X_b$  » et pour matrice de cohérence :

$$J_b = \langle X_b X_b^H \rangle = B \cdot I$$

Par ailleurs un clutter partiellement polarisé a pour matrice de covariance (Cf § 2.3) :

$$J_c = \langle X_c X_c^H \rangle = g_0 \cdot (P \cdot (E_p E_p^H) + (1-P) \cdot I)$$

si «  $g_0$  » est la puissance moyenne du fouillis.

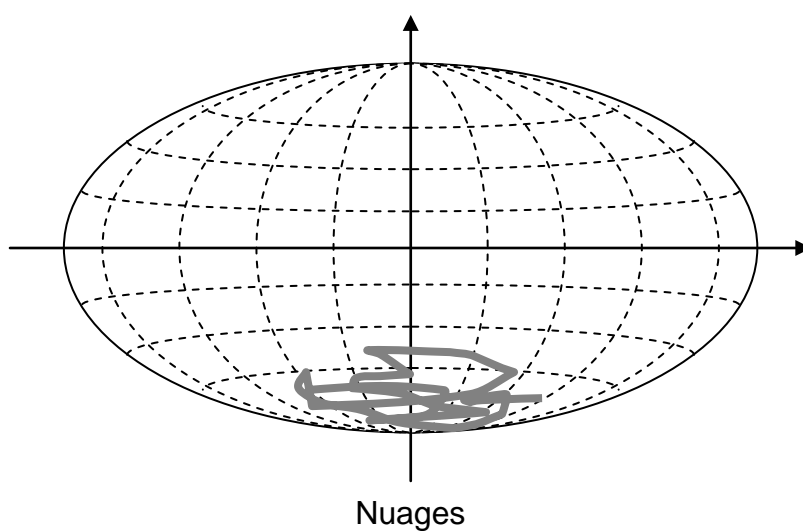
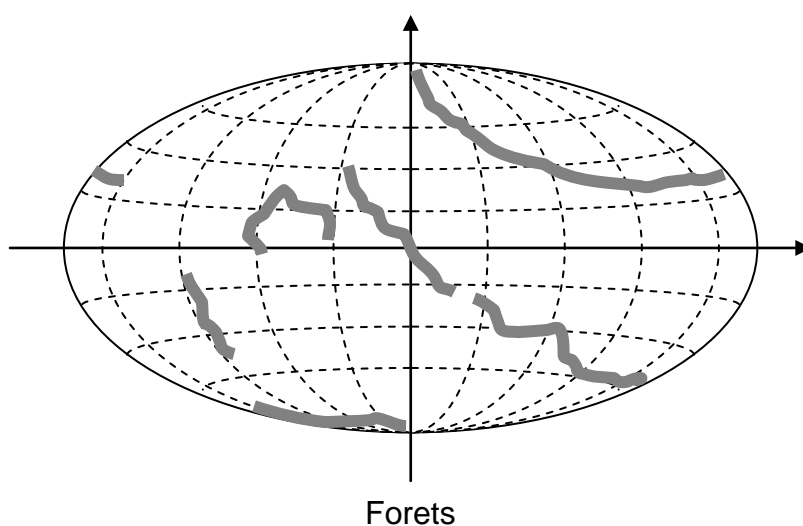
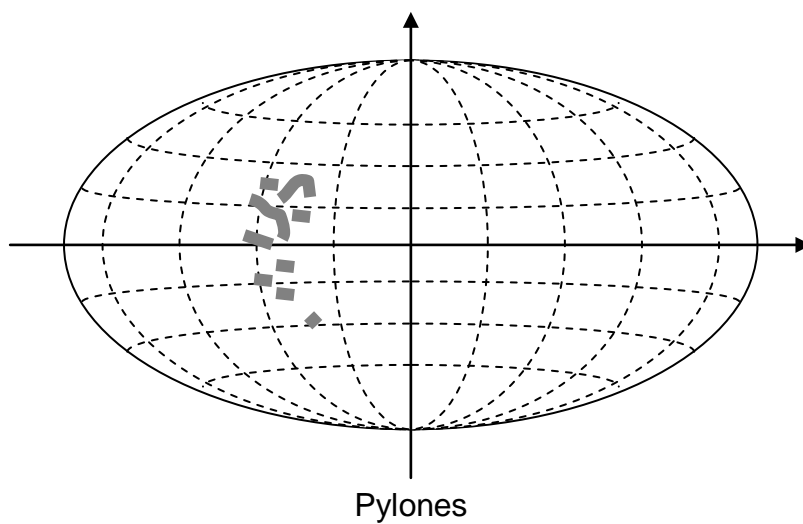
Le filtre polarimétrique réjecteur «  $R$  » cherche à minimiser le rapport clutter sur bruit :

$$\frac{C}{B} = \frac{\langle X_c^H \cdot R \cdot X_c \rangle}{\langle X_b^H \cdot R \cdot X_b \rangle}$$

«  $R$  » est choisi de telle manière que la variable :  $y = X^H \cdot R \cdot X$ , soit une forme quadratique,

C'est donc une matrice hermitienne positive, de forme générale :  $R = V \cdot V^H + |v|^2 \cdot I$

## SIGNATURES DES CIBLES ET FOUILLIS



POLARISATIONS CARACTERISTIQUES D'ECHOS DE FOUILLIS  
(Emission en polarisation circulaire gauche, données Thomson-CSF)

Dans le cas présent, le filtre de matrice « R » aura le même effet sur le bruit et sur la partie non polarisée du fouillis, on peut donc le spécialiser sur la partie polarisée du fouillis et choisir :  $R = V V^H$  de telle manière qu'il annule cette partie polarisée, ce qui revient à écrire en ne considérant que la partie polarisée du fouillis :

$$y = \langle X_c^H \cdot V \cdot V^H \cdot X_c \rangle = \langle V^H \cdot X_c \cdot X_c^H \cdot V \rangle = V^H \cdot \langle X_c \cdot X_c^H \rangle \cdot V = V^H \cdot J_c \cdot V$$

$$y = g_0 \cdot P \cdot V^H \cdot E_p \cdot E_p^H \cdot V = g_0 \cdot P \cdot \left| V^H \cdot E_p \right|^2$$

Annuler « y » entraîne la condition :

$$V^H \cdot E_p = 0$$

Le vecteur d'état « V » de la matrice « R » doit donc être orthogonal à « E<sub>p</sub> ». Le rapport clutter sur bruit à la sortie du filtre réjecteur s'exprime alors par la relation :

$$\frac{C}{B} = \frac{\langle V^H \cdot X_c \cdot X_c^H \cdot V \rangle}{\langle V^H \cdot X_b \cdot X_b^H \cdot V \rangle} = \frac{\langle V^H \cdot J_c \cdot V \rangle}{\langle V^H \cdot J_b \cdot V \rangle} = \frac{g_0 \cdot (1-P)}{B}$$

Par contre un signal d'une cible quelconque de matrice de cohérence :

$$J_s = s_0 \cdot (P \cdot (E \cdot E^H) + (1-P) \cdot I)$$

donnera vu par le même filtre un signal de puissance :

$$S = s_0 \cdot (P \cdot [V^H \cdot E]^2 + (1-P))$$

Cette puissance sera d'autant plus grande que V et E sont colinéaires.

Ce filtre revient donc à engendrer une antenne fictive polarisée orthogonalement au fouillis. Sa mise en œuvre demande une analyse préliminaire du fouillis, entretenue selon une procédure automatique.

### 3.3 FILTRE POLARIMETRIQUE ADAPTE

Toujours avec le même type de forme quadratique, on recherche à maximiser le rapport signal sur clutter par filtrage par un filtre polarimétrique « A », soit le rapport :

$$\frac{S}{C} = \frac{\langle X_s^H \cdot A \cdot X_s \rangle}{\langle X_c^H \cdot A \cdot X_c \rangle}$$

Où « X<sub>c</sub> », est le vecteur d'état du fouillis et « X<sub>s</sub> », le vecteur d'état de la cible.

Ne pouvant jouer que sur les parties polarisées du signal et du fouillis on pose alors (U matrice unitaire) :

$$A = V \cdot V^H$$

$$\frac{S}{C} = \frac{V^H \cdot J_s \cdot V}{V^H \cdot J_c \cdot V} = \frac{s_0}{g_0} \cdot \frac{V^H \cdot U_s \cdot V}{V^H \cdot U_c \cdot V}$$

La relation précédente peut s'écrire ( $V^H U_c V > 0$  par définition) :

$$\frac{S}{C} = \frac{s_0}{g_0} \cdot \left[ 1 + \frac{V^H \cdot (U_s - U_c) \cdot V}{V^H \cdot U_c \cdot V} \right]$$

Rapport qui est maximal si  $V^H (U_S - U_C) V$  prend une valeur maximale positive. La solution de ce problème revient à rechercher le plus grand réel «  $\lambda$  » possible tel que :

$$U_S \cdot V = \lambda \cdot U_C \cdot V$$

Dans ce cas on peut écrire après filtrage :

$$\frac{S}{C} = \lambda \cdot \frac{s_0}{g_0}$$

Un tel filtre, dont le calcul suppose une connaissance à priori de la matrice de cohérence de la cible et une mesure de celle du fouillis. Il ne dépend pas des puissances des cible et fouillis.

### 3.4 TFAC OU FILTRE BLANCHISSANT POLARIMETRIQUES

Supposons possible l'existence d'un filtre blanchissant «  $H$  » tel que :

$$X_n = H \cdot X_c \text{ et } \langle X_n \cdot X_n^H \rangle = I$$

On écrira alors :

$$I = \langle X_n \cdot X_n^H \rangle = \langle H \cdot X_c \cdot X_c^H \cdot H^H \rangle = H \cdot J_c \cdot H^H$$

$$I = H \cdot J_c \cdot H^H \Rightarrow H^{-1} = J_c \cdot H \Rightarrow I = J_c \cdot H^H \cdot H$$

Relation déjà rencontrée dans les antennes auto-adaptatives:

$$H^H \cdot H = J_c^{-1}$$

La puissance du fouillis à la sortie de ce filtre est alors:

$$W_n = \langle X_n^H \cdot X_n \rangle = 2$$

On constate donc qu'elle est régulée, d'où le nom de TFAC polarimétrique. L'opération réalisée sur un signal quelconque de vecteur d'état «  $X$  » sera alors la forme quadratique :

$$y = X^H \cdot J_c^{-1} \cdot X$$

On démontre que la matrice «  $J^{-1}$  » a pour expression :

$$J^{-1} = \frac{2}{g_0} \cdot \left[ \frac{E_p \cdot E_p^H}{1+P} + \frac{F_p \cdot F_p^H}{1-P} \right]$$

ou «  $E_p$  » est le vecteur unitaire représentatif de la polarisation du fouillis et «  $F_p$  » le vecteur unitaire orthogonal à  $E_p$ . Le signal vu par le TFAC s'écrit alors :

$$y = \frac{2}{g_0} \cdot \left[ \frac{[E_p^H X]^2}{1+P} + \frac{[F_p^H X]^2}{1-P} \right]$$

On voit, comme dans le cas du filtre réjecteur, que c'est la composante du signal orthogonal à la polarisation du clutter qui est bien détectée et ceci d'autant plus que le degré de polarisation de l'onde «  $P$  » est voisin de 1.

### 3.5 DETECTEUR DE TRACE

Ce détecteur se contente de comparer la puissance instantanée du signal reçu  $X^H X$  à la puissance moyenne du clutter en calculant :

$$y = \frac{X^H \cdot X}{\langle X_c^H \cdot X_c \rangle} = \frac{\hat{g}_0}{g_0}$$

C'est un simple détecteur de contraste valable pour les forts rapports signal sur clutter, qui permet en outre de récupérer toute la puissance portée par le signal réfléchi.

A noter que, avec ces notations, le vecteur de Stokes du clutter s'écrit  $[g_0, g_1, g_2, g_3]$  et le vecteur de Stokes dit dégénéré de l'échantillon  $[\hat{g}_0, \hat{g}_1, \hat{g}_2, \hat{g}_3]$ .

### 3.6 DETECTEUR POLARIMETRIQUE OPTIMAL

Il est basé sur l'optimisation du « rapport de vraisemblance » qui revient à (Cf. Chapitre 23) rechercher le maximum du rapport :

$$\frac{P\{X \text{ si signal et fouillis}\}}{P\{X \text{ si fouillis seul}\}}$$

pour un échantillon de vecteur d'état  $X$ .

Soit, comme pour des signaux à composantes gaussiennes centrées on peut écrire, en première approximation, les densités de probabilité :

$$f_k(X) = \exp\left\{-X^H \cdot J_k^{-1} \cdot X\right\}$$

écrire le rapport des probabilités de «  $X$  si signal », sur «  $X$  si bruit seul », revient à maximiser la fonction :

$$y = X^H \cdot (J_c^{-1} - J_{s+c}^{-1}) \cdot X$$

Où «  $J_c$  » est la matrice de cohérence (mesurable) du fouillis seul et «  $J_{s+c}$  » la matrice de cohérence de la somme cible plus fouillis, dont le calcul exige de faire une hypothèse a priori sur la matrice de cohérence de la cible, comme pour le filtre polarimétrique adapté objet du paragraphe 3.3.

### 3.7 PERFORMANCES POTENTIELLES

Le détecteur polarimétrique optimal est par nature celui qui devrait permettre la meilleure optimisation possible de la probabilité de détection de la cible. Il exige cependant une connaissance a priori de la matrice de cohérence de la cible, ce qui limite son utilisation à des fonctions d'identification plutôt que de détection. Il en va de même du filtre polarimétrique adapté.

Pour ce qui concerne les deux autres types de filtre, si on considère leur comportement moyen sur une cible de polarisation inconnue ou sur une cible complètement dépolarisée :

- en présence de fouillis peu ou moyennement polarisé, le TFAC polarimétrique est préférable au filtre réjecteur ;
- en présence de fouillis fortement polarisé, le filtre réjecteur donne des performances meilleures que le TFAC polarimétrique et permet de ressortir du fouillis des échos dont le rapport signal sur clutter initial était faible.

Une association filtrage doppler, filtre polarimétrique, qui permet d'appliquer le filtre polarimétrique à des échos de fouillis plus homogènes, car triés par sous bandes doppler, permet de rendre plus efficace le filtrage polarimétrique et d'améliorer le contraste cible sur clutter de 10 à 30 dB par rapport au filtrage doppler seul.

La mise en oeuvre du filtrage polarimétrique se rapproche de celle des antennes adaptatives (Cf. chapitre 19) les filtres réjecteurs étant très proches des systèmes type OLS et les TFAC polarimétriques des antennes à formation de faisceaux adaptative.

## 4 REDUCTION DES SIGNATURES RADAR

### 4.1 INTRODUCTION

La réduction des signatures radar des cibles est un des éléments de la survivabilité des systèmes militaires ou d'efficacité de leur mission, dans un contexte général prenant en compte :

- le temps d'exposition aux systèmes adverses, lié à la vitesse des véhicules, à leur capacité de suivi de terrain et aux possibilités d'évitement, à prendre en compte dans la préparation des missions ;
- la furtivité, de ces cibles devant les moyens de détection adverses ;
- les autres procédés de neutralisation de ces moyens de détection, dont le leurrage et le brouillage.

Il est clair que la furtivité des cibles apparaît comme un élément prépondérant de cet ensemble. Elle repose à la fois sur la réduction de la signature radar et infra-rouge et sur la discrétion électromagnétique. Dans ce qui suit nous nous intéressons uniquement à la réduction des signatures radar.

### 4.2 DEFINITION DE LA SURFACE EQUIVALENTE RADAR : SER.

Par définition la surface équivalente radar est le rapport entre la «puissance» ré-émise de manière supposée omnidirectionnelle par la cible et la densité de puissance de l'onde incidente à son niveau.

$$\sigma = \frac{P_r}{\delta P_i}$$

On peut donc écrire en considérant la densité de puissance de retour au niveau du radar :

$$\delta P_r = \frac{P_r}{4\pi D^2}$$

$$\sigma = 4\pi D^2 \cdot \frac{\delta P_r}{\delta P_i}$$

- $\delta P_r$  : densité de puissance réfléchi au niveau du radar ;
- $\delta P_i$  : densité de puissance incidente au niveau de la cible.

Ces densités de puissance étant proportionnelles au carré du champ électrique des ondes incidentes et réfléchies on écrira également :

$$\sigma = 4\pi D^2 \cdot \frac{[E_r]^2}{[E_i]^2}$$

- $E_r$  : champ électrique réfléchi au niveau du radar.
- $E_i$  : champ électrique incident au niveau de la cible

Sous cette forme, l'expression de «  $\sigma$  » suppose implicitement que l'on regarde l'onde reçue dans la même polarisation que l'onde émise. Il conviendrait donc pour être parfaitement



général de définir le comportement de la cible dans la polarisation d'émission et dans la polarisation croisée, ce qui peut être fait à partir des paramètres de la matrice de diffraction de la cible.

### 4.3 PHENOMENOLOGIE DE L'INTERACTION ONDE RADAR -CIBLE

La valeur de la SER est fonction de la nature des surfaces de la cible, de sa forme, de son orientation, de la polarisation et de la fréquence des ondes. Si on envisage d'une manière générale l'interaction d'une onde plane avec une cible quelconque on peut montrer qu'il existe une correspondance entre les champs électrique et magnétique de l'onde et les courants de surface qui s'exprime en tout point de la surface par la relation:

$$\vec{J} = \vec{\eta} \wedge \vec{H} : \text{densité de « courant électrique »}$$

$$\vec{M} = -\vec{\eta} \wedge \vec{E} : \text{densité de « courant magnétique »}$$

On peut ainsi considérer que les champs incidents induisent des courants à la surface de la cible et que ces courants, notamment quand ils rencontrent des discontinuités ou lorsque se produisent des phénomènes de résonance sur une partie ou sur l'ensemble de la structure, re - rayonnent à leur tour.

Les phénomènes suivants ont une incidence sur le résultat :

- dimensions de la cible (rapport  $L/\lambda$ ) des oscillations pouvant apparaître lorsque «  $\lambda$  » est voisin de «  $L$  ». Généralement en radar  $L$  est grand devant  $\lambda$  (sauf pour les radars métriques et les radars HF). Par contre certains éléments de structure peuvent rayonner si leurs dimensions sont voisines de la longueur d'onde ;
- types de réflexion qui se partagent en réflexion spéculaire (ou de surface) généralement importante et directive (effet miroir) et la diffraction sur les discontinuités de diverses natures ;
- présence de structures complexes pouvant fonctionner comme des cavités à résonances multiples (entrées d'air, verrières... ) avec dans certains cas couplage à des mouvements de pièces internes (compresseurs des réacteurs... ) ;
- discontinuités diverses telles qu'arêtes, coins, fentes, transitions de nature de matériaux (fuselage, verrière...), variations brutales de courbures; structures à réflexions multiples, dièdres, trièdres.

Ces différents contributeurs peuvent se classer par ordre d'importance:

- **très importants** :  
effets de cavité,  
réflexions spéculaires,  
réflexions multiples,  
réflexions des emports extérieurs ;
- **importants** :  
diffraction des arêtes,  
diffraction de surface,  
rayonnement des éléments de structure,  
antennes,  
discontinuités de forme ou de matériaux,  
discontinuités liées aux fixations et points d'accrochage ;
- **faibles** :  
ondes rampantes, état de surface, détails isolés non résonnants.

## 4.4 METHODES DE REDUCTION DE LA SER

Deux voies complémentaires permettent d'aboutir à des réductions significatives des SER.

### 4.4.1 Adaptation de la forme

Plusieurs voies peuvent être suivies pour aboutir à une diminution des réflexions gênantes :

- « facétisation » de la surface de manière à créer des directions de réflexions très précises et rarement gênantes compte tenu des évolutions de la cible (type F- 117)
- concentration des réflexions dans des directions «poubelles» de signatures importantes par une architecture générale adaptée comme sur le schéma suivant (type B-2) à associer avec une structure à faible développement vertical (pas d'empennages verticaux).
- distribution optimale des arêtes et des continuités pour contrôler le rayonnement global correspondant ou le concentrer dans une direction déterminée.
- positionnement optimal des éléments fortement rayonnants dièdres, entrées et sorties d'air des réacteurs, verrières, trappes.
- suppression des emports, utilisation d'antennes conformes.

### 4.4.2 Utilisation de matériaux absorbants

Les matériaux absorbants peuvent être utilisés pour absorber les courants de surface, mais aussi et surtout pour affaiblir les rayonnements des arêtes et discontinuités.

Pour ce qui concerne les cavités, leurs entrées pourront être filtrées par des absorbants sélectifs : grilles devant les entrées et sorties de réacteurs, radômes semi -transparentes...

Les absorbants de surface ont pour but de ramener l'impédance de surface «  $Z_s$  » définie par la relation :

$$\vec{E}_T = Z_s \cdot (\vec{\eta} \wedge \vec{H}_T)$$

la plus proche possible de l'impédance de l'air ( $Z_0 = 377 \Omega$ ). Ils doivent contenir en outre des éléments consommant l'énergie portée par les courants de surface, sous forme résistive ou par couplage magnétique.

Ces matériaux peuvent se présenter comme des écrans accordés en fréquence (effet de cavité fonction de  $\mu$  et  $\varepsilon$  et de l'épaisseur), par nature sélectifs en fréquence, ou des écrans à gradient d'impédance amenant progressivement l'impédance de la surface traitée au niveau de l'impédance de l'air. On peut en donner la classification sommaire suivante:

| Types de structures   | Charges                | Mise en oeuvre |
|-----------------------|------------------------|----------------|
| Monocouche            | Diélectriques          | Projection     |
| Monocouche résonnante | Magnétiques            | Collage        |
| Matériaux à gradient  | Diélectro- magnétiques | Moulage        |
| Multicouches          |                        |                |

Toutes les combinaisons de structures, charges et mise en oeuvre sont envisageables.

Des absorptions sélectives de l'ordre de 15 dB sont couramment obtenues en monocouche résonnante (peinture, élastomère) pour des épaisseurs de 1 à 2 mm selon la fréquence.

Les matériaux multicouches présentent des atténuations supérieures dans une plus large bande mais au détriment de l'épaisseur totale et du poids.

Les absorbants de structure sont utilisés pour la protection des arêtes, discontinuités, intérieurs des cavités où des épaisseurs plus élevées sont envisageables. On peut citer :

- les mousses dopées,
- les nids d'abeilles pré -imprégnés,
- les matériaux à structure chargée à matrice organique ou céramique,
- les matériaux ferro-magnétiques,
- les sandwichs ou matériaux multicouches à gradient.

Les atténuations obtenues peuvent atteindre 20 à 25 dB dans une large bande.

Citons enfin les dispositifs de camouflage écrans, filets spécialement utilisés pour le camouflage des cibles terrestres.

La difficulté réside dans l'obtention d'une atténuation des ondes tout en respectant les formes des objets (courbures) les contraintes d'environnement (température, pluie.), la tenue mécanique et la tenue à l'érosion, avec des contraintes de production : reproductibilité, épaisseur, poids, coûts...

## 4.5 OUTILS UTILISES

Ces outils sont de deux sortes : moyens expérimentaux et calculs numériques de prédiction.

### a -Les moyens expérimentaux

Ils vont de la caractérisation des matériaux aux mesures complètes de SER, soit globales, soit par holographie radar (analyse à large bande des réponses angulaires des cibles) pour permettre d'identifier la contribution des divers points brillants.

### b - Les calculs théoriques

Les calculs de prédiction de SER font appel à différentes méthodes mathématiques:

- *les méthode exactes* :
  - éléments finis de surface en régime harmonique ou temporel ;
  - éléments finis de volume en régime harmonique ;
  - couplage des éléments finis volumiques/surfaciques en régime harmonique ;
  - différences finies dans le domaine temporel.

Toutes ces méthodes entraînent un maillage des surfaces ou volumes en éléments de taille inférieure à la longueur d'onde, entraînant une très forte charge de calcul dès que les formes deviennent complexes et/ou les fréquences élevées.

- *les méthodes asymptotiques*
  - théorie géométrique de la diffraction: GTD ;
  - théorie uniforme de la diffraction: UTD ;
  - optique physique: PO
  - théorie physique de la diffraction: PTD.

De mise en oeuvre plus simple, elles permettent de dégrossir les prédictions de SER ou, après étalonnage par une méthode exacte, d'extrapoler vers les hautes fréquences, des calculs de SER élaborés à des fréquences inférieures.

Pour donner un ordre de grandeur on pourra retenir :

- méthodes exactes sur stations de travail ;
- méthodes exactes sur super-computers et/ou calculateurs vectoriels ;
- extrapolation des méthodes asymptotiques et/ou mise en oeuvre de méthodes hybrides.

## 4.6 RESULTATS OBTENUS. POTENTIALITES

Dans le domaines des avions, des progrès considérables ont été réalisés. Les avions «classiques» avaient des surfaces équivalentes de 10 m<sup>2</sup> (M 2000, F 18, MIG 29, avec emports) à 100 m<sup>2</sup> (B 52). Les avions furtifs (F 117, B 2) présentent dans la plupart des conditions opérationnelles des surfaces équivalentes inférieures à 1/100<sup>ème</sup> de m<sup>2</sup>, mais au détriment d'autres performances (vitesse, maniabilité, coût de développement).

Sans entrer dans des programmes aussi ambitieux des avions discrets restant manoeuvrants (Rafale, YF 22, YF 23) pourront présenter des surfaces équivalentes inférieures au m<sup>2</sup> et pouvant atteindre 0,1 m<sup>2</sup>. Ces mesures techniques appliquées à des missiles devraient permettre de réduire leurs surfaces équivalentes à des valeurs inférieures au 1/100<sup>ème</sup> de m<sup>2</sup>.

Des techniques analogues peuvent être appliquées pour réduire les surfaces équivalentes et modifier les signatures des véhicules terrestres et maritimes.

## 5 RECONNAISSANCE DES SIGNATURES RADAR

### 5.1 PRINCIPE GENERAL

La reconnaissance des signatures radar a pour but l'identification ou la «classification» des objets, dans des familles ou par un apprentissage préalable un certain nombre de caractéristiques particulières ou « identifiants », ont été quantifiés.

Il s'agira en conséquence de déterminer à quelle «famille» d'objets appartient un objet détecté par le radar, le nombre de familles identifiées dépendant du problème posé par exemple :

- discrimination d'un char dans le fouillis (deux familles ou plus) ;
- reconnaissance d'un bateau ou d'un avion (X familles).

### 5.2 CHOIX DES IDENTIFIANTS

Les identifiants sont bien évidemment des paramètres mesurables par le radar pouvant contenir, outre les indications classiques de position et vitesse radiale, des informations propres aux objets à identifier, notamment :

- extension angulaire (clutter versus objets ponctuels) ;
- spectre doppler (détection des pièces mobiles),
- réponse transverse (analyse fine du spectre doppler: holographie, radars à antennes latérales)
- réponse impulsionnelle (analyse fine de la réponse en distance par un signal à large bande)
- réponse polarimétrique
  - degré de polarisation
  - paramètres de la matrice de rétrodiffusion :

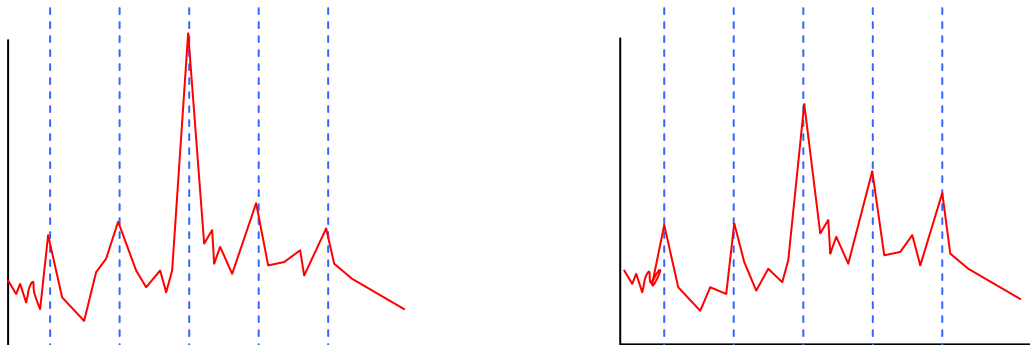
en polarisation linéaire : 
$$\begin{vmatrix} S_{VV} & S_{VH} \\ S_{HV} & S_{HH} \end{vmatrix}$$

en polarisation circulaire : 
$$\begin{vmatrix} S_{GG} & S_{GD} \\ S_{DG} & S_{DD} \end{vmatrix}$$

Certains de ces paramètres pourront être liés entre eux, fonction du temps ou de la fréquence émise, par exemple :

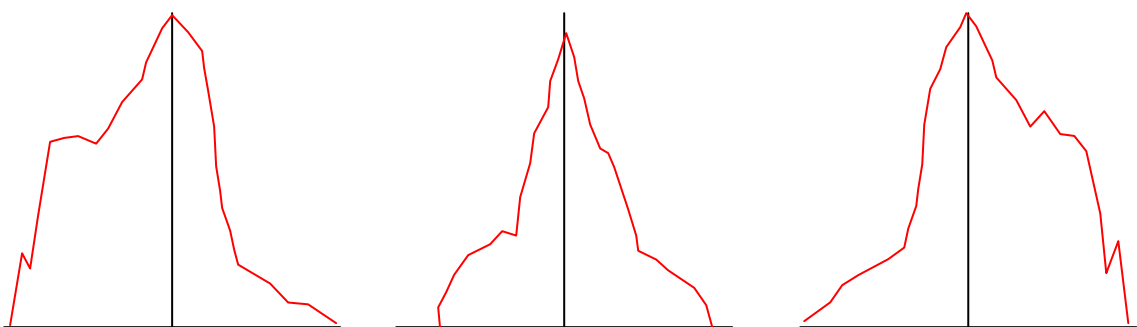
- sur un navire, la réponse polarimétrique en certains points de la réponse impulsionnelle permet d'identifier les éléments linéaires et surfaciques ;
- évolution au cours du temps du spectre doppler d'un hélicoptère qui se modifie pendant la durée des « flashes » de pales, ceux ci élargissant le spectre doppler vers les valeurs positives (pale en rapprochement) ou négatives (pale en éloignement) ;
- corrélation en fonction du temps et/ou de la fréquence des réponses polarimétriques d'objets de formes géométriques.

Enfin compte tenu de la fluctuation des réponses analysées certains paramètres ne pourront être obtenus qu'en moyenne. Quelques exemples d'identifiants sont donnés ci après



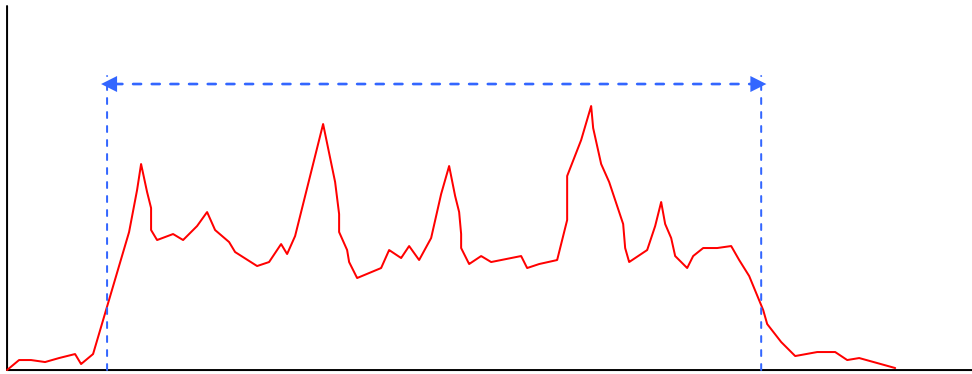
Spectre doppler d'avion à réaction

*Paramètre caractéristique* : raies harmoniques d'amplitudes variables mais de positions constantes



Spectre doppler d'hélicoptère

*Paramètre caractéristique* : déformation périodique du spectre dû au « flash » des pales



### Réponse impulsionnelle de navire

*Paramètre caractéristique : grande étendue, pics importants, polarimétrie*

## 5.3 TRAITEMENT DES IDENTIFIANTS

Les paramètres cités ci-avant peuvent être «Pollués» par les évolutions de la cible à identifier (distance, vitesse, accélération, rotation...). Il conviendra d'une part d'effectuer les mesures dans un temps compatible avec la nature de ces évolutions d'autre part de prendre des précautions lors de la prise en compte des groupes d'échantillons à analyser (exemple : compensation en distance avant analyse doppler des signaux, basée sur la vitesse de rapprochement moyenne dans les SAR de satellites).

Par ailleurs on pourra transformer ces identifiants pour les corriger des données polluantes par:

- centrage de l'observation distance sur l'objet présumé ou poursuite distance ;
- correction du doppler moyen ou poursuite doppler ;
- construction de fonctions insensibles à ces éléments de biais :
  - fonction d'ambiguïté des signaux traités,
  - réponse holographique,
  - corrélation du module du spectre doppler pour repérer les raies périodiques ou harmoniques (réponses de réacteurs),
  - corrélation de la réponse temporelle d'un objet pour chercher ses réponses périodiques (flash des pales d'hélicoptères),
  - etc...

## 5.4 PROCEDURE D'IDENTIFICATION

Lorsque l'identifiant est de nature simple : par exemple degré de polarisation, une simple analyse mono- dimensionnelle peut permettre un début de classification par différentes approches :

- comptage des cas «voisins» dans les différentes familles sur la base d'une fourchette de tolérance ;
- délimitation à priori de «zones de vraisemblances» (tout ou rien ou cotation) pour les différentes familles ;
- calcul d'une «distance» aux différentes familles.

Lorsque l'identifiant est plus complexe : par exemple raies harmoniques dans un spectre doppler ou maxima d'une réponse impulsionnelle, cette analyse doit prendre en compte la nature de la caractéristique recherchée : par exemple :

- filtre en peigne sur les raies doppler avec refus si absence d'une ou plusieurs raies ;
- produit de distances entre des maxima identifiés ;
- somme pondérée de ces distances ;
- pour des signaux complexes corrélations avec des signaux de référence.

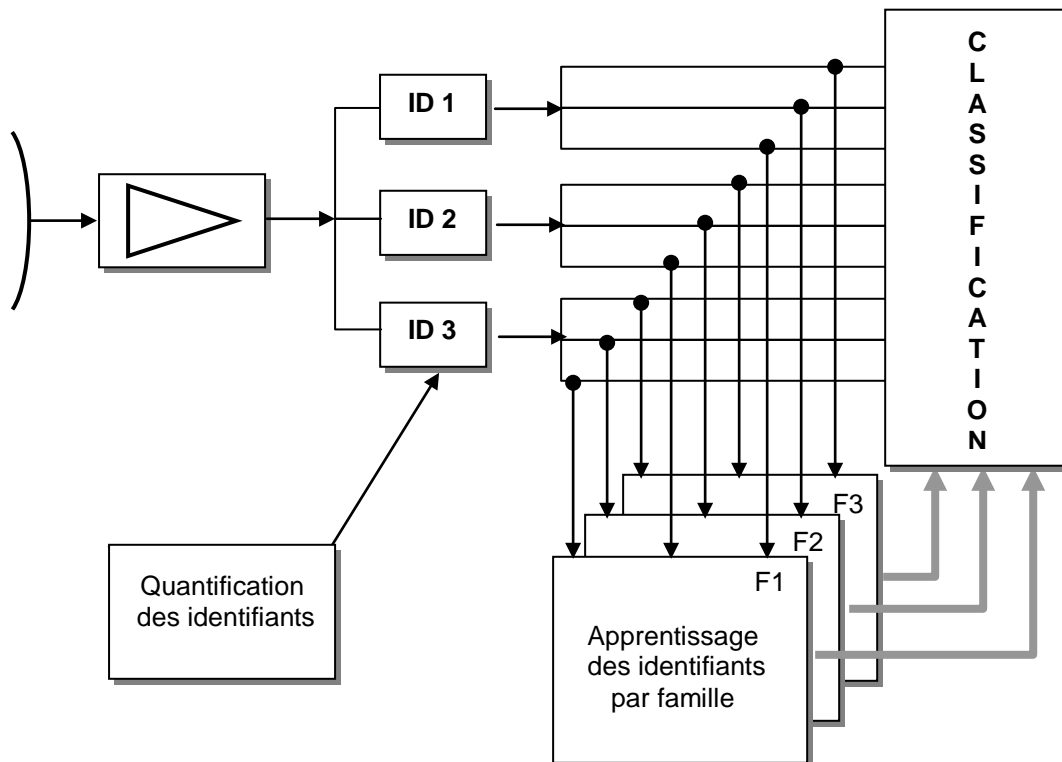
Dans tous les cas une cotation doit être établie de manière à disposer d'un critère numérique caractéristique soit de la «distance» entre le paramètre à identifier et l'identificateur, soit séparément de la «position» de ce paramètre et du ou des identificateurs.

## 5.5 PROCEDURE DE CLASSIFICATION

Dans la mesure où les différents identifiants ont donné lieu à des mesures quantifiées, la classification consiste à faire une synthèse globale dans le but:

- de déterminer la famille dans laquelle l'objet examiné doit être classé (la mention «sans famille» n'étant pas exclue à priori) ;
- si possible d'accorder un poids à cette association objet famille.

Un schéma général pour une classification pourrait être le suivant (3 identifiants, 3 familles) :



PROCEDURE GENERALE DE CLASSIFICATION

Dans les grandes lignes, dans l'espace à N dimensions, défini par les identifiants, on déterminera pour chaque famille d'objet (et/ou) :

- une zone ou des zones probables d'existence associées à des probabilités ;
- un «nuage» de positions issu d'un apprentissage préalable ;
- un barycentre.

L'objet à classer sera attribué à la famille dont il recoupera la zone d'existence avec un poids pouvant être selon les cas :

## SIGNATURES DES CIBLES ET FOUILLIS

- sa distance au barycentre ;
- la zone de probabilité dans laquelle il se trouve ;
- sa distance pondérée aux différents points du nuage ;
- le nombre de points englobés dans une zone d'incertitude préalablement choisie...

Le nombre de dimensions de l'espace utilisé est généralement un bon critère de robustesse du procédé.

Ces méthodes rencontrent un très grand succès, citons la classification des navires par leur réponse impulsionnelle, l'identification des raies de réacteur, le filtrage adapté aux flashes de pales d'hélicoptères, la reconnaissance polarimétrique multi-fréquences des objets terrestres.

\*\*\*\*\*