

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 26 au 30 AVRIL 1977

TRAITEMENT RADAR PAR FILTRAGE DOPPLER ADAPTATIF

M.M. J.C. GUILLEROT, H. JONCOUR, M. DELAUNEY

THOMSON-C.S.F - 1 rue des Mathurins 92222 BAGNEUX

RESUME

Dans les radars à impulsions l'utilisation de l'information Doppler permet, par un filtrage sélectif d'améliorer considérablement la visibilité des échos d'avions.

Malheureusement ces mêmes techniques s'avèrent insuffisantes en présence de réflexions sur des obstacles lentement mobiles dont la vitesse est inconnue a priori.

Cette étude décrit un traitement de type adaptatif, utilisant l'extension spatiale des signaux parasites et fondé sur une mesure de leur vitesse moyenne.

La méthode de mesure a fait l'objet d'une attention particulière.

Des calculs théoriques et des applications sur signaux simulés tendent à prouver l'intérêt du traitement proposé.

SUMMARY

The use of doppler data, in pulse radars, makes it possible by selective filtering to improve efficiently the visibility of aircraft echoes.

Unfortunately, these same techniques are not sufficient against slowly moving clutter whose speed is not known a priori.

In this study is described an adaptative processing using spatial extension of the interfering signals and based on their average speed measure.

The measuring method has been carefully studied. Theoretical calculations and applications to simulated signals confirm the advantage of the studied processing.



1. GENERALITES

Dans les radars, l'observation des cibles utiles est généralement perturbée par l'existence de réflexions parasites sur le milieu ambiant : sol, nuages, pluie ... Le fouillis d'échos de sol (clutter de sol), dont la vitesse moyenne est nulle dans le cas d'un radar fixe, est atténué par l'utilisation d'un filtre Doppler VCM classique (visualisation des cibles Mobiles) qui présente une bande de réjection centrée autour de la fréquence zéro; par contre, dans le cas d'un fouillis d'échos de pluie ou de nuages, par exemple, le spectre Doppler est d'une part élargi (élargissement provoqué par des turbulences internes, des vitesses de chutes différentes, des modifications de la vitesse du vent en fonction de l'altitude), d'autre part, décalé en fréquence d'une quantité proportionnelle à la vitesse radiale du phénomène observé, c'est ce décalage en vitesse moyenne qui rend généralement inefficace un traitement spécifiquement choisi pour éliminer les échos de sol.

Il est donc nécessaire, si l'on veut assurer la visibilité des cibles utiles dans tous les cas de fouillis d'échos, d'envisager un système de traitement qui tienne compte des caractéristiques spectrales, inconnues a priori, des signaux parasites; c'est l'objet du VCM adaptatif.

2. CARACTERISTIQUES SPECTRALES DES SIGNAUX PARASITES

L'ordre de grandeur du spectre de vitesse des signaux parasites couramment observé est :

vitesse moyenne : $V_c \approx 0$ à 30 m/s

écart-type : $\sigma_{V_c} \approx 1$ à 5 m/s

Les caractéristiques du spectre des fréquences Dopplers s'en déduisent par la relation :

$$f = \frac{2v}{\lambda} \quad \lambda \text{ longueur d'onde d'émission.}$$

Mais ce qui compte du point de vue filtrage dans le cas des radars Dopplers à impulsions c'est la valeur relative des paramètres spectraux par rapport à la fréquence de récurrence du radar :

$$\frac{f_c}{F_r} = \frac{2 V_c}{\lambda F_r} = \frac{V_c}{V(F_r)}$$

$$\frac{\sigma_c}{F_r} = \frac{2 \sigma_{V_c}}{\lambda F_r} = \frac{\sigma_{V_c}}{V(F_r)}$$

F_r = Fréquence de récurrence du radar

$V(F_r) = \frac{\lambda F_r}{2}$ vitesse radiale donnant une fréquence Doppler égale à la fréquence de

récurrence du radar.

$V(F_r)$ est une caractéristique du radar considéré. Pratiquement pour un radar de veille classique,

$$20 \leq V(F_r) \leq 100 \text{ m/s}$$

De ce fait et compte tenu du repliement dû à l'échantillonnage, le spectre des signaux parasites apparaît selon les cas, soit comme un spectre étroit, soit comme un bruit pseudo blanc (figure 1).

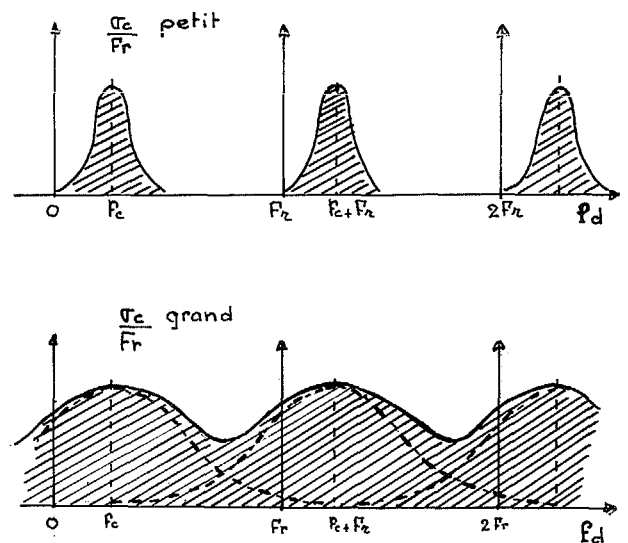


Figure 1 : Spectre Doppler

La stratégie pour s'en débarrasser doit être adaptée à chaque configuration :

Si le spectre du fouillis d'échos est large on s'orientera vers une extraction sélective du signal utile.

Si le spectre du fouillis d'échos est étroit on s'orientera vers une élimination sélective du fouillis d'échos.

Nous ne traiterons ici que du second aspect relatif à l'élimination sélective du fouillis d'échos à bande étroite c'est-à-dire pratiquement

$$\left| \frac{f_c}{F_r} \right| \leq 50 \% \quad \frac{\sigma_c}{F_r} < 10 \%$$

3. PRINCIPE DU TRAITEMENT

Le principe du VCM A consiste à utiliser un ensemble de filtrage présentant une zone de réjection mobile centrée sur le spectre du fouillis d'échos mobiles par l'intermédiaire d'un opérateur qui mesure localement la fréquence centrale des signaux parasites en utilisant leur extension en distance et en gisement.

Cependant, il faut également assurer :

- l'élimination des échos fixes,
- la visibilité des cibles mobiles dont la fréquence Doppler coïncide à $K.F_r$ ($K \gg 1$) avec celles des échos fixes ou du fouillis d'échos mobiles.

D'où la définition de l'ensemble de filtrage numérique qui comprend :

- un premier filtre VCM 1, du type double annulation, qui assure l'élimination des échos fixes,
- un opérateur qui mesure la fréquence moyenne f_c du spectre du fouillis d'échos mobiles et réalise un changement de fréquence de $-f_c$ pour le transposer à la fréquence zéro.
- un second filtre VCM 2, identique au précédent qui assure l'élimination du fouillis d'échos mobiles.

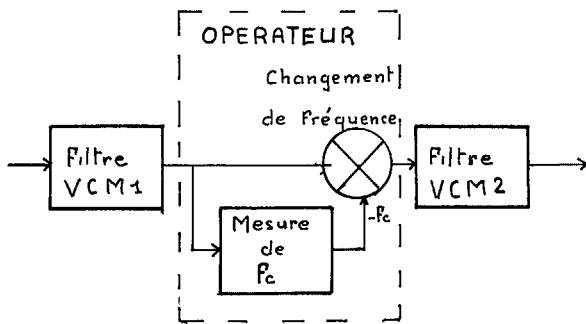


Figure 2 : Structure 1 (couverture basse altitude)

L'élimination préalable des échos fixes est nécessaire pour ne pas perturber la mesure de f_c .

Si le radar utilise un double système de couverture en site, la structure 1 sera réservée à la couverture basse altitude et en couverture haute, où il n'y a pas d'échos fixes, l'opérateur sera placé en amont des filtres réjecteurs.

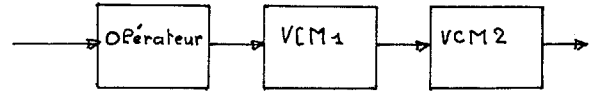


Figure 3 : Structure 2 (couverture haute altitude)

La visibilité des cibles aux vitesses aveugles ($K.F_r, f_c + K.F_r$) est assurée en modifiant la période de récurrence du radar d'impulsion à impulsion (staggering).

Les coefficients des filtres VCM 1 et VCM 2 varient en fonction des périodes de récurrences pour conserver un bon niveau de réjection sur les échos parasites.

4. MESURE DE LA FREQUENCE CENTRALE DES SIGNAUX PARASITES

4.1 - Principe

La fréquence centrale est mesurée par l'intermédiaire de la différence de phase $\Delta\phi$ entre les signaux reçus d'une même case distance à deux récurrences successives.

En principe $\Delta\phi$ est liée à f_c par la relation

$$\Delta\phi = 2\pi f_c T_r \quad T_r = 1/F_r \text{ période de récurrence.}$$

En fait $\Delta\phi$ est une fonction aléatoire et toute la difficulté consiste à construire un estimateur $\hat{\Delta\phi}$ de $\Delta\phi$ précis et surtout juste.

4.2 - Estimation de $\Delta\phi$

Dans un radar à impulsions on peut considérer que le fouillis d'échos est un processus aléatoire échantillonné, localement stationnaire dont on possède au même instant N représentations indépendantes (de case distance à case distance à la même récurrence radar).

Dans ces conditions il semble naturel de prendre comme estimateur

$$\hat{\Delta\phi}_1 = \frac{1}{N} \sum_1^N \Delta\phi_i$$

en prenant soin de choisir les $\Delta\phi_i$ dans un voisinage de la case distance à tester.

Malheureusement les essais entrepris avec ce type d'estimateur n'ont pas donné tous les résultats escomptés.

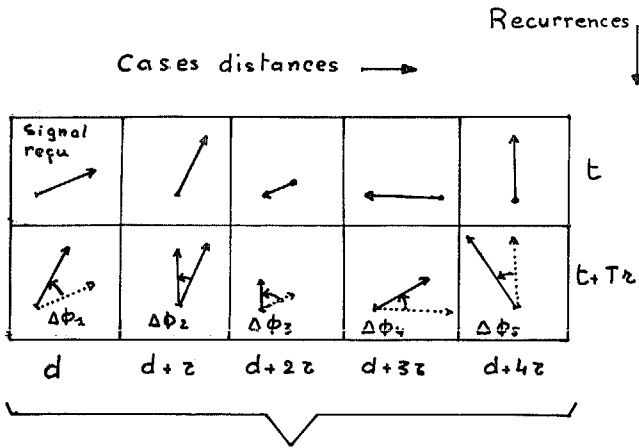


Figure 4 : N représentations indépendantes du même processus échantillonné aux instants $t + n T_R$

4.3 - Analyse de $\Delta\hat{\phi}_1$ dans le cas d'un processus gaussien.

Faisons l'hypothèse que le fouillis est un processus gaussien à bande étroite.

Dans ce cas on peut calculer la loi de densité de la variable aléatoire $\Delta\phi$ (référence 1 et 2) qui s'écrit :

$$f(\Delta\phi) = \frac{1 - \rho^2}{2\pi} g(\rho \cdot \cos(\Delta\phi - a + \psi))$$

$$g(u) = (1 - u^2)^{-3/2} [u(\frac{\pi}{2} + \text{Arc sin } u) + \sqrt{1 - u^2}]$$

avec pour un spectre de clutter gaussien de paramètres (f_c, σ_c)

$$\rho = \exp(-2\pi^2 \sigma_c^2 T_R^2)$$

$$\psi = 0$$

$$a = 2\pi f_c \cdot T_R$$

$$\phi_0 \leq \Delta\phi \leq \phi_0 + 2\pi$$

On en déduit l'expression de l'espérance et de la variance de la variation de phase entre deux récurrences successives.

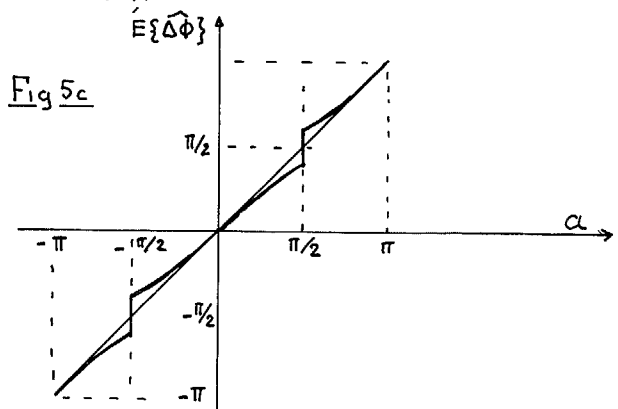
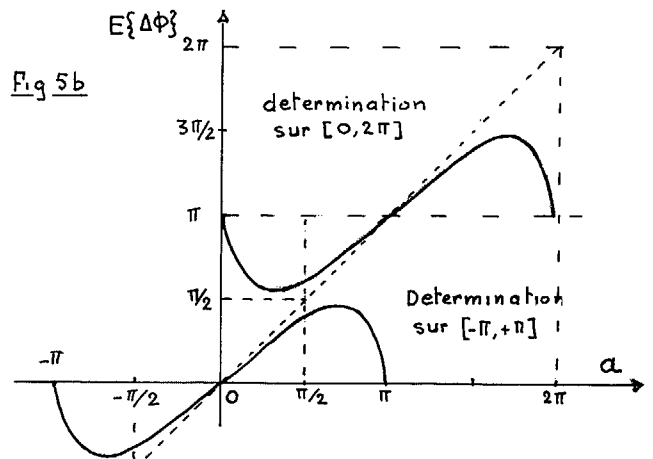
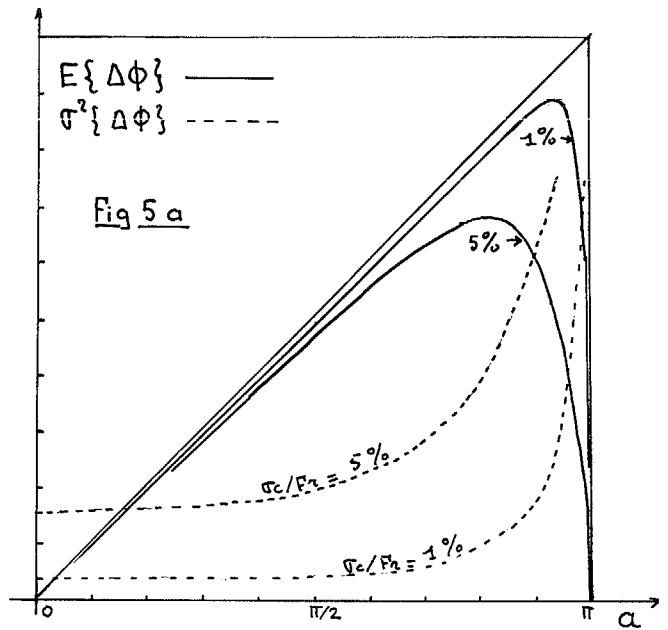
$$E(\Delta\phi) = \pi + \phi_0 + \text{Arc cos}[-\rho \cos(\phi_0 - a)] \frac{\rho \sin(\phi_0 - a)}{\sqrt{1 - \rho^2 \cos^2(\phi_0 - a)}}$$

$$\sigma^2(\Delta\phi) = \frac{\pi^2}{12} + \text{Arc}^2 \cos(\rho \cos(\phi_0 - a)) \frac{1 - \rho^2}{1 - \rho^2 \cos^2(\phi_0 - a)} - \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\rho^{2n}}{n^2}$$

Avec $\phi_0 = -\pi$ si la phase est définie sur l'intervalle $[-\pi, +\pi]$

$\phi_0 = 0$ pour l'intervalle $[0, 2\pi]$

On a représenté à la figure 5 les variations de $E(\Delta\phi)$ et $\sigma^2(\Delta\phi)$ en fonction de a pour deux valeurs de σ_c/F_r (1 et 5%).



Ces courbes montrent que :

- quelle que soit la détermination choisie l'estimateur $\widehat{\Delta\phi}_1$ proposé est un estimateur biaisé de f_c (sauf pour $a = 0$ sur $[-\pi, +\pi]$ et $a = \pi$ sur $[0, 2\pi]$)
- que sa variance peut être beaucoup plus grande que la valeur généralement admise de $\frac{2\pi \sigma_c T_r}{N}$ (référence 3).

5. RECHERCHE D'UN ESTIMATEUR PLUS PERFORMANT

Les calculs précédents montrent que pour réduire le biais de la mesure il faut choisir la bonne détermination de $\Delta\phi$.

Ce résultat peut être obtenu en modifiant l'estimateur de la façon suivante :

On construit :

$$\widehat{\Delta\phi}_m = \frac{1}{N} \sum_i \Delta\phi_m(i) \text{ définis sur } [-\pi, +\pi]$$

$$\widehat{\Delta\phi}_p = \frac{1}{N} \sum_i \Delta\phi_p(i) \text{ définis sur } [0, 2\pi]$$

Le choix entre $\widehat{\Delta\phi}_m$ et $\widehat{\Delta\phi}_p$ se fait en construisant

$$\widehat{\Delta\phi}_a = \frac{1}{N} \sum_i |\Delta\phi_m(i)|$$

et en comparant $\Delta\phi_a$ à un seuil S voisin de $\frac{\pi}{2}$

Si $\Delta\phi_a \leq S$ on prendra $\widehat{\Delta\phi}_2 = \widehat{\Delta\phi}_m$

Si $\Delta\phi_a > S$ on prendra $\widehat{\Delta\phi}_2 = \widehat{\Delta\phi}_p$

de manière à obtenir la caractéristique de la figure (5 c)

Toujours dans le but de parvenir à un estimateur plus performant on peut remarquer et le vérifier expérimentalement, que la phase du processus est d'autant plus mal définie que son amplitude est faible.

Plus précisément si on considère non pas la loi marginale de $\Delta\phi$, mais la loi de $\Delta\phi$ conditionnelle au couple A_1, A_2 (A_1 et A_2 amplitude du processus aux instants $t_1, t_2 = t_1 + T_r$) on trouve pour

$$A_1 A_2 \gg E(A^2) = 2\sigma_x^2$$

$$f(\Delta\phi | A_1, A_2) \sim \frac{1}{\alpha \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\sin^2(\Delta\phi - a)}{2\alpha^2}}$$

avec $\alpha^{-2} = \frac{A_1 A_2}{\sigma_x^2} \cdot \frac{\rho}{(1 - \rho^2)}$

et donc $E(\Delta\phi | A_1, A_2 \gg 2\sigma_x^2) \sim a$

Sauf pratiquement pour $a = \pi$ ou 0 suivant l'intervalle de mesure choisi.

L'amplitude est un indicateur de la qualité de la mesure de phase.

Pour réduire le biais il faut utiliser un estimateur du type

$$\widehat{\Delta\phi} = \frac{1}{N} \sum_i f(A_i, \Delta\phi_i)$$

Par exemple en pondérant la phase par l'amplitude

$$\widehat{\Delta\phi} = \frac{\sum_i A_i \Delta\phi_i}{\sum_i A_i}$$

6. RESULTATS

Les possibilités du traitement proposé ont été évaluées par simulation sur ordinateur en assimilant le fouillis à un processus gaussien de densité spectrale gaussienne (f_c, σ_c).

Deux types d'opérateur ont été simulés.

Le premier utilise uniquement l'information de phase avec levée d'ambiguïté, le second utilise à la fois l'information de phase et l'information d'amplitude. Dans les deux cas, le nombre N d'échantillons indépendants utilisés pour réduire la variance de l'estimateur est égal à 10.

Les tableaux ci-dessous donnent le facteur d'amélioration du système c'est-à-dire :

FA = GB/GC

GB gain sur du bruit blanc,

GC gain sur le fouillis d'échos

Pratiquement FA définit l'atténuation des signaux parasites par rapport au signal utile.

Le tableau 1 correspond au traitement en couverture basse (VCM 1 + opérateur + VCM 2).

Le tableau 2 correspond au traitement en couverture haute (opérateur + VCM 1 + VCM 2).

Pour éliminer les zones à vitesse aveugle la période radar est modifiée suivant le motif :

$T_1 = T_r, T_2 = T_r - \Delta T, T_3 = T_r + \Delta T$ avec $\Delta T/T_r = 0,1$ (la première fréquence aveugle est rejetée à 10 Fr).

Les coefficients des filtres VCM 1 et VCM 2 sont modifiés en fonction de la suite des périodes émises pour donner une réjection maximale lorsque



TRAITEMENT RADAR PAR FILTRAGE DOPPLER ADAPTATIF

$f_c/F_r = 20\%$ (de manière à conserver une bonne efficacité dans la bande 0,50 % de Fr).

$\frac{f_c}{F_r} \%$	Opérateur 1 (phase)	Opérateur 2 (phase + amplitude)
0	49	50
10	-	48
20	30	38
30	19	28
40	-	20
50	11	12

Tableau la : FA en dB, $\sigma_c/F_r = 3\%$, couverture basse

$\frac{f_c}{F_r} \%$	Opérateur 1 (phase)	Opérateur 2 (phase + amplitude)
0	36	37
10	-	40
20	23	29
30	-	21
40	13	14
50	5	9

Tableau lb : FA en dB, $\sigma_c/F_r = 5\%$, couverture basse

$\frac{f_c}{F_r} \%$	Opérateur 1 (phase)	Opérateur 2 (phase + amplitude)
0	29	40
10	29	40
20	26	40
30	23	40
40	24	40
50	29	40

Tableau 2a : FA en dB, couverture haute, $\sigma_c/F_r = 3\%$

$\frac{f_c}{F_r} \%$	Opérateur 1 (phase)	Opérateur 2 (phase + amplitude)
0	23	31
10	-	31
20	21	31
30	-	31
40	-	31
50	20	31

Tableau 2b : FA en dB, couverture haute, $\sigma_c/F_r = 5\%$

On notera que les deux types d'opérateurs proposés permettent d'opérer sur un domaine élargi de fréquences Doppler.

CONCLUSIONS

De conception simple le VCM A n'est en fait utilisable que dans la mesure où on lui associe un algorithme de mesure de la fréquence centrale du clutter sans ambiguïté.

Nous avons montré que cette condition était réalisable en utilisant uniquement la variation de phase du signal reçu entre deux récurrences successives mais que l'on avait intérêt à utiliser simultanément les informations de phase et d'amplitude.

Quantitativement les résultats obtenus par simulation mettent en évidence l'intérêt du traitement proposé dans tous les cas où les paramètres relatifs du fouillis d'échos mobile satisfait à la condition :

$$\left| \frac{f_c}{F_r} \right| \leq 50\% \quad \frac{\sigma_c}{F_r} < 10\%$$

Cette étude a été réalisée avec le concours de la S.E.F.T. (Section d'Etudes et de Fabrications des Télécommunications) au Service de Traitement du signal de Monsieur JOSSE (Division des Radars de surface - THOMSON-C.S.F.).

BIBLIOGRAPHIE

- (1) D. Middleton : "An introduction to statistical communication theory". Mc Graw-Hill Book Company 1960
- (2) W.B Dawenport WL Root : "Random signals and noise" Mc Graw-Hill Book Company 1958.
- (3) F.E Nathanson : "Radar design principles" Mc Graw Hill company 1969.
- (4) R. Voles "Effects of noise in clutter-locking MTI systems" "PROC IEE Vol 122 n° 7 july 1975.
- (5) P. Benvenuti and P.F Guarguaglini "Improvement factor evaluation of open loop adaptative digital MTI" IEEE 1975 International Radar Conference.