

# COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 16 au 21 JUIN 75

---

TRAITEMENT DE SIGNAL NUMERIQUE A GRANDE PERFORMANCE POUR RADAR PULSE  
DOPPLER - DRS/9/078/TR - 162/74

HIGH PERFORMANCE DIGITAL PULSE DOPPLER RADAR SIGNAL PROCESSING  
DRS/9/078/TR - 162/74

Paul JOSSE  
Paul M. JOSSE

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

---

## RESUME

Le présent article donne un exemple de traitement de signal numérique à très grande performance destiné à être associé à un radar pulse Doppler dans le but d'obtenir un gain en contraste signal sur clutter de l'ordre de 70 dB, on examine successivement les problèmes relatifs à la conception des divers sous-ensembles ainsi que le choix des solutions. Pour terminer on donne les principaux résultats obtenus en laboratoire et au cours des essais opérationnels avec le radar sur un site d'expérimentation.

## SUMMARY

The present paper gives an example of very high performance digital doppler signal processing intended to be associated with a pulse doppler radar to obtain an improvement factor in the order of 70 dB. After a brief survey of operational characteristics forseen we give a description of the processing bloc diagram adopted explaining the problems of implementing and the choice of solutions. To end the results obtained in laboratory and on the site during operational testing with the radar are given

1 - INTRODUCTION

L'apparition au cours des dernières années des circuits intégrés logiques et spécialement des circuits MOS a permis un développement rapide des techniques numériques dans le domaine du traitement de signal radar. De ce fait, les techniques de MTI numériques sont devenues classiques, elles équipent une grande majorité des radars actuels.

Néanmoins, la réalisation de traitement Doppler numérique à très grande performance, n'est pas encore une chose simple, à tel point que dans certains cas, on lui préfère toujours les solutions analogiques.

Nous allons exposer ici un exemple de réalisation de traitement Doppler numérique à très grande performance destiné à être associé à un radar pulse Doppler capable d'un SCV supérieur à 60 dB. L'étude de ce traitement fut entreprise à la Division Radar de Surface de la THOMSON-C.S.F. voici maintenant quatre ans, et les essais sur le site du matériel ont eu lieu au cours de l'année dernière.

Après un examen rapide des caractéristiques opérationnelles prévues, nous exposerons le synoptique de traitement adopté en explicitant le choix des solutions. Nous terminerons par les résultats obtenus d'abord en laboratoire, puis ensuite sur le site au cours des essais opérationnels.

2 - TRAITEMENT DOPPLER NUMERIQUE A TRES GRANDE PERFORMANCE.

2.1 - Tout d'abord qu'elles étaient les caractéristiques souhaitées ?

Ce traitement doit être associé à un radar pulse Doppler à ambiguïté de vitesse ayant 3 fréquences de répétition  $F_{R1}$ ,  $F_{R2}$ ,  $F_{R3}$ , associées à 3 largeurs d'impulsions  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ . Celles-ci sont commutées de tour d'antenne à tour d'antenne, de façon que les vitesses aveugles, à l'intérieur du domaine de visibilité, n'apparaissent qu'un tour sur trois.

Le nombre moyen de pulses dans le temps de passage du faisceau d'antenne est de 100 et le SCV global à obtenir est de 60 dB pour une  $P_{fa}$  de  $10^{-3}$  et une  $P_d$  de 50 %.

Une  $P_{fa}$  de  $10^{-3}$  signifie que le seuil de détection doit être fixé à 10 dB environ

au-dessus de la fluctuation des résidus de clutter, c'est-à-dire tel que

$$V_{\text{seuil}} - V_{\text{moyen résidus}} = 3 V_{\text{fluctuation résidus}}$$

La condition de visibilité d'une cible mobile étant que son amplitude soit supérieure au seuil. Ceci nous permet de rattacher le SCV à la formule habituelle.

$$SCV = I_F - F_V$$

dans laquelle  $SCV = 60$  dB et  $F_V = 10$  dB d'où  $I_F \geq 70$  dB.

2.2 - Quel a été le traitement adopté ?

La stabilité globale de l'émetteur n'étant que de l'ordre de 60 dB, il est nécessaire d'utiliser une solution à filtrage vitesse dans le but de réduire la bande de bruit et de ce fait, améliorer la stabilité. Ceci présente en plus l'intérêt d'obtenir une certaine discrimination vitesse et de pallier le manque de discrimination distance dû aux largeurs d'impulsion importantes de ce radar (de l'ordre de 6  $\mu$ s).

Ceci nous conduit au synoptique d'ensemble figure n° 1.

Dans cette solution, nous trouvons successivement une intégration cohérente (8 filtres vitesse) et une intégration non cohérente (postintégration de 8 échantillons indépendants). On aurait pu réaliser une intégration cohérente complète (64 filtres vitesse par exemple) mais ceci conduit à un matériel nettement plus important et le gain est insignifiant puisque lorsque le nombre d'échantillons intégrés est faible, le résultat des deux types d'intégration est quasi identique.

2.3 - Ensemble de conversion analogique digitale et filtre anticlutter.

La figure n° 2 représente le synoptique plus détaillé des sous-ensembles F.I. conversion analogique digitale et filtre anticlutter.

En ce qui concerne le sous-ensemble F.I. constitué d'un amplificateur et d'un démodulateur cohérent à deux voies I et Q, peu de chose à dire sauf, peut être en ce qui concerne la linéarité (harmoniques inférieures à 70 dB) et le filtre adapté qui est réalisé en vidéo par



ligne à retard : c'est un filtre en  $\frac{\sin x}{x}$   
de façon à éviter le traînage des signaux  
qui dans le cas présent sont relativement  
longs  $\tau_{\text{moyen}} = 6 \mu\text{s}$ .

Le problème du convertisseur analogique digi-  
talisé est son nombre de bits et sa vitesse.  
Le nombre de bits  $n$  est lié aux dynamiques  
de traitement  $D$  par les relations :

$$D_E = D_S - G_{S/B} \text{ PI} - G_{S/B} \text{ FV} - G_{S/B} \text{ FAC}$$

$$\neq 70 - 8 - 8 - 2$$

$$= 52 \text{ dB}$$

$$= \left[ (n - p) 6 - 3 \right] \text{ dB}$$

où  $p$  représente le nombre de bits non utiles  
à la dynamique (bit de signe et quantifica-  
tion dans le bruit). Généralement  $p = 2$ , d'où  
 $n = 11, 2$ .

Nous avons pris  $n = 12$

La vitesse de codage dépend à la fois :

- de la largeur  $t_c \leq \frac{\tau}{2}$  (2 échantillons à  
coder I et Q),

- de la capacité mémoire des MOS existants  
la plus voisine du nombre d'échantillons  
 $N$  dans la récurrence. Dans notre cas  
 $N = 60$  (30 I et 30 Q) et nous avons pris  
100 échantillons de façon à utiliser des  
MOS à 100 bits existants :

$$\text{d'où } t_c = \frac{30 \tau}{100} = 0,3 \tau$$

Le codage est donc réalisé de la façon sui-  
vante :

un ensemble d'échantillonneurs bloqueurs  
mémoires simultanément tous les  $0,6 \tau$  les  
informations I et Q provenant du démodulateur  
cohérent, il est suivi d'un codeur 12 bits  
travaillant à une vitesse double  $0,3 \tau$  et  
codant successivement les informations I et  
Q.

#### Filtre anticlutter

Celui-ci est représenté sous la forme de  
3 filtres cascade.

- le premier représente un zéro, il est cons-  
titué d'un retard égal à la récurrence et  
d'un opérateur différence,
  - le second est constitué de 2 pôles et deux  
zéros avec les coefficients indiqués,
  - le troisième a une structure identique au  
deuxième avec des coefficients différents.
- Pourquoi cette structure ? Tout d'abord parce

qu'elle représente une expression mathémati-  
ques simple de la structure canonique habi-  
tuelle et ensuite parce qu'elle permet une  
mise au point plus facile.

#### 2.4 - Filtres vitesse détection et postintégration

##### Filtres vitesse

Pour le filtrage vitesse, trois solutions  
sont possibles :

- réaliser 8 filtres vitesse par filtres cen-  
trés à la fréquence désirée à l'intérieur  
de la bande du filtre réjecteur,
- réaliser une transformée de Fourier rapide  
suivant un algorithme du type Cooley-Tukey,
- réaliser une transposition de fréquence  
égale à la fréquence Doppler, puis intégrer  
en vidéo.

C'est la troisième que nous avons choisie par-  
ce qu'elle permet un matériel plus simple dans  
le cas de notre application et nécessite des  
coefficients moins complexes pour un taux de  
raies parasites désiré.

Cet ensemble est donc constitué d'un ensemble  
changement de fréquence qui réalise dans le  
temps de  $0,6 \tau$  les 8 rotations correspondant  
à chaque filtre. Chacune des composantes vidéo  
obtenue est ensuite intégrée par un intégrate-  
ur à 2 pôles. On dispose d'un intégrateur  
pour chaque composante et les informations  
des 8 filtres sont multiplexées dans le temps.

La détection qui suit est une détection linéai-  
re obtenue par l'intermédiaire d'un algorithme  
simple du type : plus grande des composantes,  
plus la moitié de la plus petite. Ceci donne  
une représentation du vecteur à 10 %.

La postintégration est précédée d'un limiteur  
de dynamique du type linéaire logarithmique :  
linéaire de 0 à 40 dB, logarithmique de 40 à  
75 dB. Le filtre de postintégration est un  
filtre à deux pôles avec un couplage entre  
pôles tel que le biais azimutal apporté au  
signal varie peu en fonction du niveau, et  
aussi que son élargissement soit faible, con-  
trairement au filtre 1 pôle.

#### 2.5 - Régulation de la fausse alarme et élaboration de la vidéo (figure n° 4).

Le dispositif de régulation de fausse alarme



est constitué de deux systèmes en cascade :  
une suppression de la valeur moyenne, une  
régulation de fausse alarme à deux paramè-  
tres.

Le but du dispositif de suppression de va-  
leur moyenne est d'améliorer la fausse alar-  
me sur les résidus d'échos fixes : on mesure  
la valeur moyenne sur l'ensemble des 8 fil-  
tres et celle-ci est retranchée du signal  
instantané au niveau de chaque filtre.

La régulation de fausse alarme sur bruit  
thermique et brouilleurs est faite au ni-  
veau de chaque voie vitesse par asservisse-  
ment de deux seuils de fausse alarme :  
 $S_0 = 0,5$  et  $S_1 = 0,25$  qui permettent d'obtenir  
le seuil P.F.A. désiré  $S$  par une formule du  
type :  $S = K (S_1 - S_0) + S_0$ . Le facteur de  
multiplication  $K$  ajustable de 0 à 15 permet  
une fausse alarme réglable entre 0,5 et  
 $10^{-10}$ .

Après seuil, un interface permet de distri-  
buer les informations soit à une visu par  
l'intermédiaire d'un "OU" pris sur l'ensem-  
ble des voies vitesse, soit à un calcula-  
teur sous la forme gisement distance vites-  
se.

### 3 - PERFORMANCES OBTENUES

#### 3.1 - Essais en laboratoire

Les principaux résultats des essais en labo-  
ratoire figurent sur la planche n° 5.

##### Filtre anticlutter

- . bande passante à 0 dB: 80 % de  $F_R$   
( $0,1 F_R < F < 0,9 F_R$ )
- . bande atténuée à 70 dB: de 0 à 2,5 % de  $F_R$
- . ondulation crête à crête dans la bande  
passante : 1 dB

##### Filtre vitesse

- . 4 filtres sont représentés avec leur fré-  
quence de fonctionnement.
- . largeur à 0 dB : 10 % de  $F_R$
- . ondulation dans la bande : 0,5 dB
- . pente 12 dB/octave
- . atténuation maximum 28 dB

L'ensemble filtre anticlutter et filtre  
vitesse est aussi représenté.

#### 3.2 - Essais sur le site

- . S.C.V mesuré : 60 dB pour une fausse alar-  
me de  $10^{-3}$  et une probabilité de détection  
de 50 %. (figure n° 6).
- . Des essais de comparaison ont été réalisés  
entre la solution décrite et celle modi-  
fiée pour un traitement de filtrage vites-  
se avec un seul bit (le signe). Ce fonc-  
tionnement est très satisfaisant, les per-  
tes supplémentaires sont de l'ordre de  
1 dB.

Les figures 7 et 8 permettent respective-  
ment de comparer les fonctions de trans-  
fert des filtres vitesse et les probabi-  
lités de détections pour deux valeurs de  
fausse alarme des deux modes de traite-  
ment.



DIGITAL PULSE DOPPLER RECEIVER

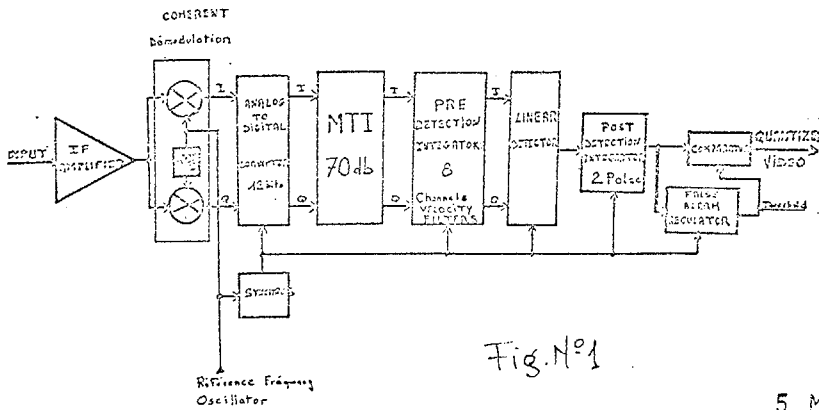
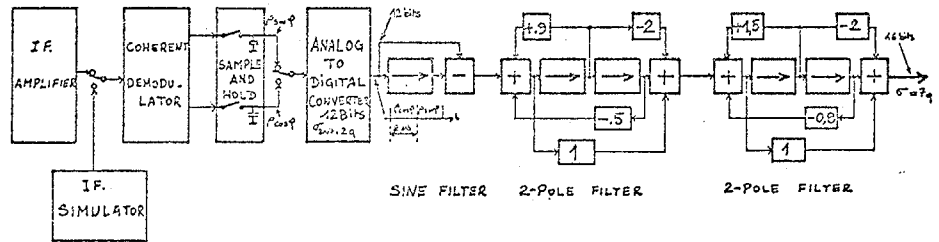


Fig. N°1

5- MEMORY DIGITAL FILTER.



$$D_1 = D_0 - G \frac{1}{2} P_1 - 4 \frac{1}{2} V_1 - 4 \frac{1}{2} A_1$$

$$D_2 = [(n-p) 6 - 3] \text{ dB}$$

VELOCITY FILTERING CHANNEL

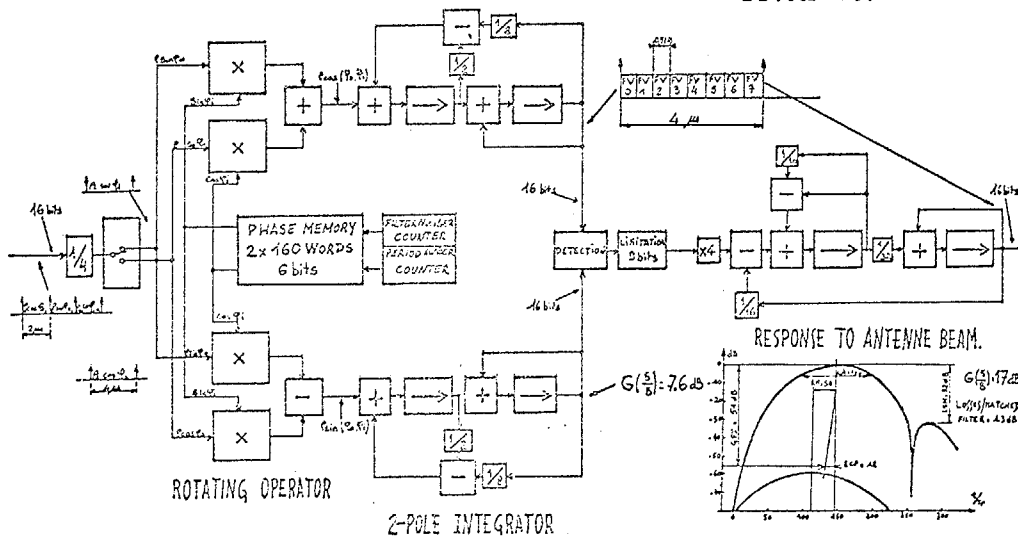


Fig No.3

PFA REGULATION and VIDEO QUANTIZATION

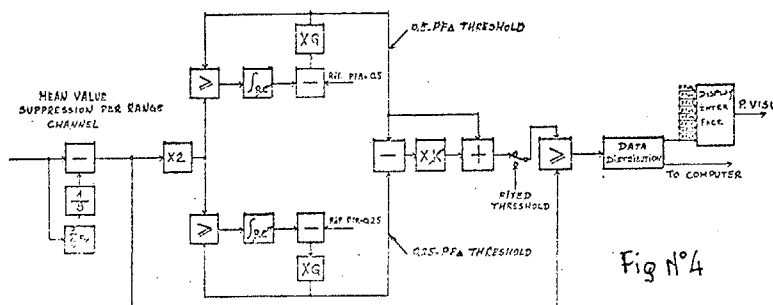


Fig N°4

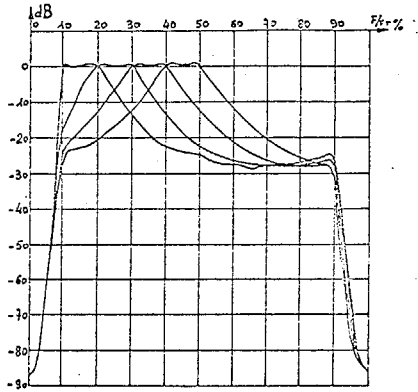
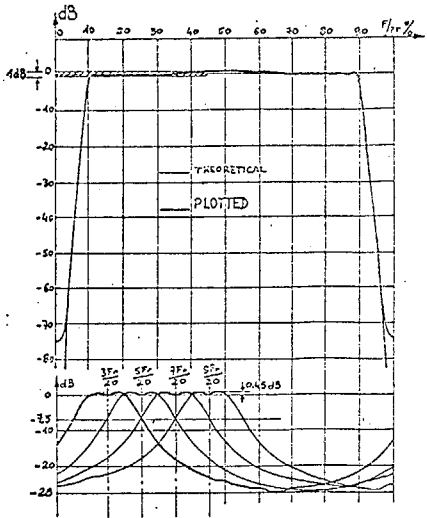


Fig No.5

