

HUITIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

359



NICE du 1^{er} au 5 JUIN 1981

Antennes optimales adaptatives : Deux applications du doublet numérique
(Radar et transmissions décamétriques)

Adaptive array : Two implementations of the digitized two-sensor-array
filter (Radar and HF links)

IPA BILLARD

ISC DROPSY

M. ARTAUD

STCAN Paris Naval - DCAN TOULON/GESTA, Toulon Naval

RESUME

Après un bref rappel théorique sur les antennes optimales adaptatives à deux capteurs (doublets) dans le cas particulier signal préformé, bande étroite, l'exposé aborde deux applications précises des doublets numériques ; d'une part les transmissions HF (décamétriques) du point de vue protection/antibrouillage et goniométrie, d'autre part les radars de veille monopulse du point de vue antibrouillage (brouilleurs dans le lobe principal).

Après avoir précisé les performances et les limitations que l'on peut attendre théoriquement des doublets numériques, l'exposé décrit deux réalisations de laboratoire (non temps réel) et détaille les performances obtenues sur ces deux réalisations testées à l'aide de signaux simulés ou réels.

Les perspectives de prolongation vers des essais en vraie grandeur (signaux réels, fonctionnement en temps réel) sont données en conclusion.

SUMMARY

After a short theoretical review on optimum adaptive array filtering with a two sensor array (doublet) on narrow band signals, this presentation deals with two applications of the digitized two-sensors filter : first HF links from the point of views of antijamming and angle measurement ; second monopulse radar from the point of view of antijamming in the main beam.

Performances and limitations theoretically obtained by the two sensor filter (doublet) are given - two laboratory implementations (non real time) are described and results obtained with simulated or real signals are given.

In conclusion prospects of implementations and experiments with real signals and real time processing are given.



Première partie : Rappels théoriques

1. INTRODUCTION

L'article de référence (1) abordait le problème de l'application au radar des antennes optimales adaptatives (ou filtrage spatial adaptatif) et plus précisément celui de l'antenne à deux capteurs ou doublet. L'exposé ci-dessous prolonge cette étude des applications du doublet, cette fois ci sous sa forme basse fréquence et numérique, et donne deux cas d'applications concrètes : les transmissions radio décimétriques et le radar.

2. RAPPEL SUR LA THEORIE DU FILTRAGE SPATIAL OPTIMAL - NOTATIONS

Les hypothèses de base utilisées pour la suite sont :

- Signaux et bruits décorrélés
- Signaux et bruits à bande étroite, bruits à moyenne nulle

Dans ces conditions, pour une antenne à N capteurs, il existe une batterie de N filtres de branche qui optimise le rapport puissance crête signal/puissance moyenne du bruit.

Le vecteur signal d'entrée s'écrivant $(S) = \begin{pmatrix} a_1 e^{i\omega t} \\ \vdots \\ a_n e^{i\omega t} \end{pmatrix}$

Le vecteur bruit $(B) = \begin{pmatrix} b_1 e^{i\omega t} \\ \vdots \\ b_n e^{i\omega t} \end{pmatrix}$ b_i -- b_n : variables aléatoires

Si (W) est le vecteur filtres de branche $(Y_s = \text{Signal sortie} = W^t [S] + [B])$ on montre que le vecteur optimal est $\hat{W} = R^{-1} S^*$ à une constante identique sur toutes les branches près.

avec $R =$ matrice d'intercorrélation des bruits = $E \{ (B) (B)^t \}$
 R est une matrice NN de coefficient général $C_{ij} = E \{ b_i^* b_j \}$. Les bruits étant à la bande étroite les C_{ij} sont des coefficients complexes (amplitude et phase) et non des fonctions de la fréquence.

On montre que le rapport $\frac{P_{\text{crête signal}}}{P_{\text{moyenne bruit}}}$ est

$$\frac{|W^t S|^2}{W^t R W} = S^t R^{-1} S^*$$

3. CAS DU DOUBLET BASSE FREQUENCE NUMERIQUE

Les signaux d'entrée sont constitués par les suites de valeur du signal échantillonné complexe (avec composante en phase et en quadrature) obtenus après démodulateurs amplitude-phase et codeurs. On dispose de deux entrées sur lesquelles on effectue d'abord les opérations somme et différence (cette opération dont le but est d'obtenir, en voie différence, une référence bruit seul lorsque l'antenne est "préformée" dans la direction du signal, c'est-à-dire lorsque les signaux voie 1 et voie 2 sont identiques, peut s'effectuer directement en hyperfréquence, comme pour le radar dit "monopulse" ou en basse fréquence)

Soit $X_s = a_1 + a_2$ $X_\Delta = a_1 - a_2$
 ou après numérisation $X_s^i = P_s^i + j Q_s^i$ $X_\Delta^i = P_\Delta^i + j Q_\Delta^i$

L'opération doublet consiste alors en

1. L'estimation des coefficients de R^{-1} soit

$$R^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} b_{22}^* b_{11} & -b_{21}^* b_{11} \\ -b_{12}^* b_{11} & b_{21}^* b_{11} \end{pmatrix}$$

en réalité on n'estimera que les 2 coefficients complexes $b_{22}^* b_{11}$ et $-b_{21}^* b_{11}$ que l'on calculera en effectuant

$$\begin{cases} X_\Delta^* X_\Delta = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_\Delta^2 + Q_\Delta^2 \\ -X_\Delta^* X_s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_\Delta^i P_s^i + Q_\Delta^i Q_s^i + j (P_\Delta^i Q_s^i - P_s^i Q_\Delta^i) \end{cases}$$

L'absence de signal en voie différence (X_Δ) et l'élimination du signal dans le calcul de $X_\Delta^* X_\Delta$ (du fait de la décorrélation signal/bruit) garantit que le calcul ci-dessus donne une estimation non biaisée des intercorrélations de bruits.

2. Le calcul des filtres de branche $\hat{W} = R^{-1} S^* = R^{-1} (0)$

Soit $\hat{W} = \begin{pmatrix} X_\Delta^* X_\Delta \\ -X_\Delta^* X_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_\Delta \\ -P_\Delta \end{pmatrix}$ (à un coefficient près)
 ou, de manière identique $\hat{W}_s = 1$ $\hat{W}_\Delta = -\frac{X_\Delta^* X_s}{X_\Delta^* X_\Delta}$

3. Le calcul du signal de sortie

$$Y_s = \hat{W}_s X_s + \hat{W}_\Delta X_\Delta = X_s - \frac{X_s^* X_\Delta}{X_\Delta^* X_\Delta} X_\Delta \quad (2)$$

Le nombre n d'échantillons utilisés pour les estimations est le résultat d'un compromis entre précision de l'estimation (n grand) et adaptativité (constantes de temps de filtrage réduites donc n petit). Bien entendu le temps d'échantillonnage choisi est tel que deux échantillons de bruit successifs soient décorrélés

4. PERFORMANCES DU DOUBLET NUMERIQUE

La puissance du signal en sortie doublet s'écrit d'après (2)

$$\overline{Y_s^* Y_s} = P_s - \frac{|X_s^* X_\Delta|^2}{P_\Delta} \quad \text{avec} \quad P_s = \frac{X_s^* X_s}{n} \quad (3)$$

$$P_\Delta = \frac{X_\Delta^* X_\Delta}{n} \quad (3)$$

L'explicitation de cette formule implique le choix d'un modèle d'environnement (nature des bruits). Nous supposons que les bruits sont issus de n sources ponctuelles à l'infini, décorrélées entr'elles et affectées d'un bruit additif non cohérent spatialement (bruit thermique) c'est-à-dire non corrélé sur les voies 1 et 2, et non corrélé avec les sources de bruit. On écrira :

$$X_s = 2\Delta + \sum a_i + b_i e^{i\theta_i} \quad X_\Delta = \sum a_i - b_i e^{i\theta_i}$$

Les a_i, b_i sont des variables aléatoires complexes mais à terme de phase constant (arg $a_i = \arg b_i =$ terme de phase caractéristique de la source i)

On a par ailleurs $a_i^* a_i = b_i^* b_i = P_i$

$$\theta_i = \frac{2\pi l}{\lambda} \sin \theta_i = \text{angle de phase caractéristique de la direction } \theta_i \text{ de la source}$$

enfin $a_i^* b_i = a_i^* b_i^* = \rho_i P_i$
 $\rho_i =$ décorrélation des bruits voies 1 et 2 = $\frac{N_i}{N_i + 1}$
 avec $N_i = \frac{\text{Puissance source}}{\text{Puissance bruit incohérent}}$

Dans ces conditions l'explicitation de (3) donne

$$\overline{Y_s^* Y_s} = P_s + \sum P_i (1 - \rho_i \cos \theta_i) - \frac{(\sum P_i \rho_i \sin \theta_i)^2}{\sum P_i (1 - \rho_i \cos \theta_i)} \quad (4)$$

5. CAS PARTICULIER DE L'ELIMINATION D'UN BROUILLEUR

Avec un seul brouilleur, caractérisé par P_b, ρ_b et θ_b

(4) devient $\overline{Y_s^* Y_s} = P_s + P_b (1 - \rho_b \cos \theta_b) - \frac{\rho_b^2 P_b \sin^2 \theta_b}{P_b (1 - \rho_b \cos \theta_b)}$

$$\textcircled{5} \quad \overline{Y_s^* Y_s} = P_s + \frac{P_b (1 - \rho_b^2)}{1 - \rho_b \cos \theta_b}$$

On voit que lorsque N_b est grand $\rho_b = \frac{N_b}{N_b + 1} \approx 1 \Rightarrow \frac{1 - \rho_b^2}{1 - \rho_b \cos \theta_b} \approx 0$
 si $\theta_b \neq 0$

c'est l'élimination du brouilleur simple. La performance du doublet peut être mesurée par $G = \frac{\text{Puissance Signal sortie doublet}}{\text{Puissance bruit source doublet}} = \frac{\text{Puissance Signal source}}{\text{Puissance bruit source}} = \frac{P_s (1 - \rho_b \cos \theta_b)}{P_b (1 - \rho_b \cos \theta_b)}$
 on retrouve une formule de la réf.1 $G = \frac{1 - \rho_b^2 \cos^2 \theta_b}{1 - \rho_b^2}$

Cas des voies mal préformées en amplitude

Si $|a_1| \neq |a_2|$ on trouve $X_\Delta^* X_\Delta = (|a_1| - |a_2|)^2 + P_b (1 - \rho_b \cos \theta_b)$
 d'où $\overline{Y_s^* Y_s} = P_s + P_b (1 - \rho_b \cos \theta_b) - \frac{P_b^2 \rho_b^2 \sin^2 \theta_b}{(|a_1| - |a_2|)^2 + P_b (1 - \rho_b \cos \theta_b)}$

Soit, tous calculs fait, une diminution de performance par rapport au cas précédent de

$$\textcircled{6} \quad G' = G \frac{1 + K}{1 + K G} \quad \text{avec} \quad K = \frac{\text{Puissance Signal voie } \Delta}{\text{Puissance bruit source}} = \frac{(|a_1| - |a_2|)^2}{P_b (1 - \rho_b \cos \theta_b)}$$

6. CAS PARTICULIER DE LA GONIOMETRIE SUR UN BROUILLEUR SEUL

Si on ramène la puissance sortie doublet à la puissance voie somme dans le cas d'un brouilleur simple et après avoir introduit un déphasage φ entre voies 1 et 2 on trouve

$$\frac{\overline{Y_s^* Y_s}}{P_s} = \frac{1 - \rho_b^2}{1 - \rho_b^2 \cos^2(\theta_b - \varphi)}$$

La mesure de $\frac{P_s}{\overline{Y_s^* Y_s}} = 1 + \frac{\rho_b^2 \sin^2(\theta_b - \varphi)}{1 - \rho_b^2}$ donne donc une méthode de détermination de l'angle électrique φ_b du brouilleur.

Antennes optimales adaptatives ; deux applications du doublet numérique
(Radar et transmissions décimétriques)

En fait le minimum de $\frac{P_e}{P_s}$ est obtenu pour $|X_A^* X_B| = 0$
donc pour $(P_{b1} - P_{b2})^2 + 4 P_{b1} P_{b2} Z_b^2 \sin^2(\varphi_1 - \varphi_2) = 0$

L'asservissement de l'amplitude et de la phase différentielle des deux voies du doublet pour minimiser $|X_A^* X_B|$ ou $P_b / \sqrt{P_s} - 1$

- permet donc :
- 1) d'égaliser les amplitudes différentielles voies 1 et 2
 - 2) de déterminer la phase ou angle électrique du brouilleur. Ce procédé s'apparente au monopulse dit à exploitation de phase.

Deuxième partie : Les transmissions décimétriques

Les performances du doublet numérique ont été testées, en calcul temps différé, dans le domaine radio (ondes décimétriques) sur des signaux synthétiques et réels.

1. DESCRIPTION DU SYSTEME EXPERIMENTAL

Le système est constitué, comme le montre la fig.1, d'une double chaîne de réception Radio comprenant, sur les deux voies :

- une antenne (active)
- un récepteur à grande dynamique
- un convertisseur analogique numérique (C.A.N.)
- un transformateur de Fourier Rapide (TFR)

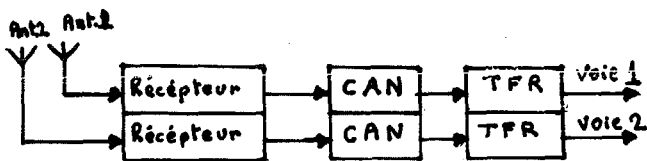


Figure 1.

Ce système est conçu à l'origine pour détecter et goniométrer les émissions de la bande HF (ondes décimétriques). Le traitement optimal d'antenne permet d'envisager l'extraction, par filtrage spatial d'un signal utile masqué par un brouilleur (avec connaissance a priori des caractéristiques spatiales du signal utile).

2. DISPOSITIF D'ACQUISITION ET DE TRAITEMENT

Le système expérimental ne permet pas, à l'heure actuelle, d'effectuer en temps réel le filtrage spatial optimal. L'acquisition des échantillons complexes sortant des TFR est réalisée par un calculateur HP21MX qui transcrit les données sur bande magnétique. Le traitement doublet en temps différé est réalisé par ce même calculateur. Le schéma de principe de ce traitement est donné en figure 2.

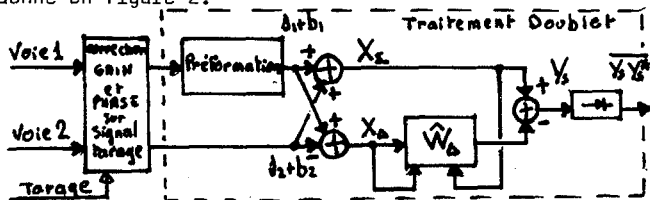


Figure 2.

Le filtrage est effectué sur une raie du spectre complexe issu du TFR. On est donc dans le cas de la bande étroite, où le gain optimal \hat{W}_D a la forme $\hat{W}_D = \frac{X_A X_B}{X_A X_B}$

3. EXPERIMENTATION AVEC SIGNAL ET BROUILLEUR SYNTHETIQUES

3.1. Dispositif expérimental

Les essais ont été réalisés en simulant deux émetteurs de directions différentes. Deux générateurs HF distincts ont été utilisés pour ce faire selon le montage représenté en figure 3. ci-dessous :

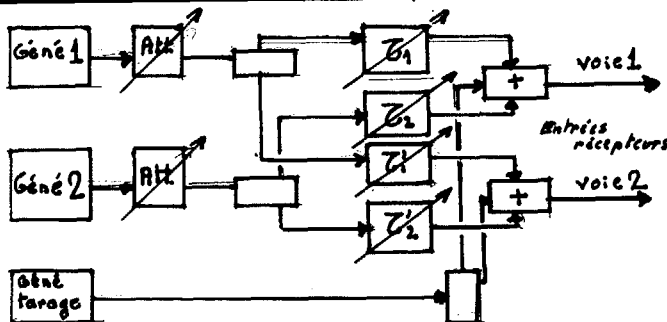


figure 3.

$Z_b, Z_{b1}, Z_{b2}, Z_{b2}$ sont des retards modifiables permettant de créer des déphasages entre voies, donc de simuler des directions d'arrivée différentes. L'un des générateurs est utilisé comme source du signal utile, l'autre comme source de bruit.

3.2. Première expérimentation

Son but est de mettre en évidence la réjection maximale obtenue après filtrage, lorsque les deux voies sont parfaitement préformées sur le signal utile (égalité d'amplitude et phase sur les deux voies), et pour des directions d'arrivée assez éloignées.

Le générateur 1 représente le brouilleur (fig.4a)

- caractéristiques : onde entretenue pure
- niveau -60 dBm (= 106 dB sur la figure 4)
- goniométrie + 9° (angle géométrique)

Le générateur 2 représente le signal utile (fig.4b)

- caractéristiques : onde entretenue découpée période 400 ms
- résiduelle de modulation - 50 dB
- niveau -60 dBm (= 106 dB figure 4)
- goniométrie - 26° (géométriques)

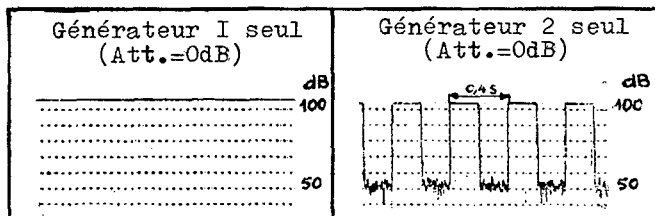


fig.4a

fig.4b

La figure 5 ci-après résume les résultats obtenus par le traitement optimal. Les courbes de gauche représentent les signaux avant filtrage (signaux voie somme) ; celles de droite les signaux filtrés. Différentes valeurs du niveau signal (générateur 2) sont utilisées, allant de 0 dB/brouilleur (courbe du haut jusqu'à - 60 dB/brouilleur (courbe du bas).

Le gain adaptatif \hat{W}_D a été calculé en utilisant des estimées d'intercorrélations sur 5 points (n = 5)

Commentaires

- sur la figure 5a (non filtré) l'intermodulation est importante (signal et brouilleur au même niveau)
- figure 5a filtré : la résiduelle observée à - 54 dB est celle du modulateur de G2
- figure 5b non filtré : l'intermodulation est faible
- figure 5b filtré : la résiduelle de modulation de G2 est ici inférieure au bruit système. On constate que la réjection brouilleur est voisine de 60 dB.
- figure 5c et 5d : en non filtré, l'intermodulation n'est plus visible. En filtré : malgré un faible rapport signal sur brouilleur on peut encore observer le signal utile.

Le temps d'intégration, choisi ici égal à 5 périodes d'échantillonnage, ce qui est très intéressant du point de vue charge de calcul, sera choisi en fonction des caractéristiques du brouilleur. Si celui-ci émet en AI le temps d'intégration devrait être supérieur aux creux de modulation, faute de quoi le filtre aurait tendance, en l'absence de brouilleur, à estimer la résiduelle signal utile dans la voie différence (équilibre imparfait des gains voies 1 et 2) et donc à éliminer le signal utile.



Antennes optimales adaptatives : deux applications du doublet numérique
(Radar et transmissions décimétriques)

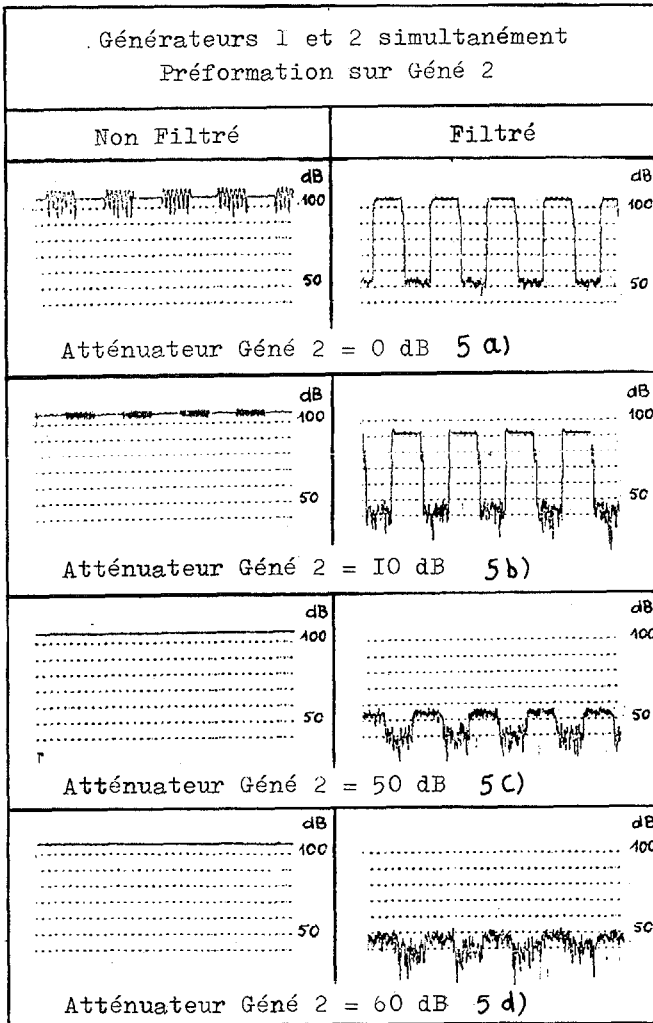


Figure 5. a) b) c) d)

3.3. Deuxième expérimentation

Cette influence négative du déséquilibre d'amplitude entre voies a été étudiée pour un rapport signal à brouilleur (Géné.2/Géné.1) supérieur à 1. Les résultats figurés ci-dessous (fig.6) montrent l'influence de déséquilibre sur les performances du filtre.

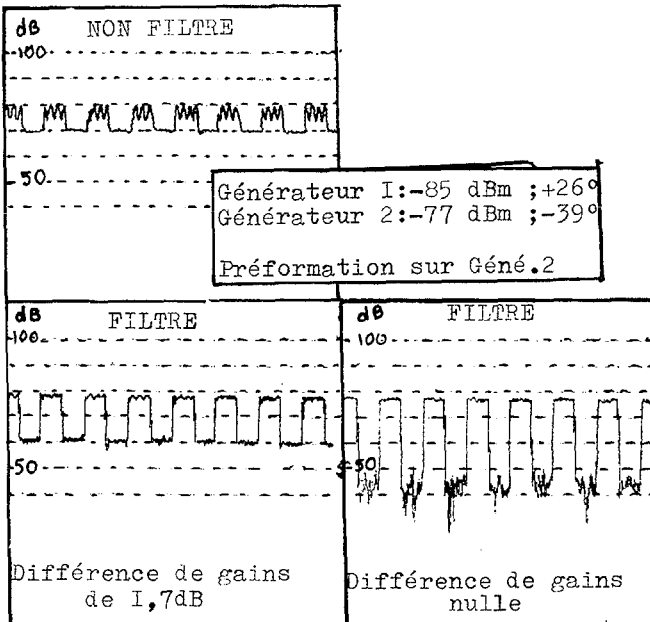


Figure 6.

On note que pour un déséquilibre entre voies de 1,7dB, le rapport signal sur brouilleur après traitement passe de 30 à 18 dB, donc la performance du doublet (G) passe de 22 à 10 dB, soit une diminution de 12 dB, ce qui donne, en reprenant (G) $\frac{I + K}{I + KG} = 15,8 \Rightarrow K = \frac{15,8}{158} = 0,1$

Les données expérimentales donnent : $\frac{|b_1|^2}{|b_2|^2} = 1,48$ donc $(|b_1| - |b_2|)^2 = 0,05 |S_1|^2$

d'où $K = \frac{0,05 |b_1|^2}{(1 - 2,6 \cos 46) P_b} \approx 0,1$ ce qui confirme le calcul théorique

Il faut noter que cette dissymétrie des gains est un problème d'autant plus difficile à régler que la dynamique des récepteurs est importante.

3.4. Troisième expérimentation

Il s'agit d'utiliser le traitement doublet pour effectuer une goniométrie. Seul le générateur 1 (brouilleur) est actif, avec les caractéristiques suivantes :

- émission continue (CW)
- niveau -60 dBm
- goniométrie - 9°

Les courbes de la figure 7 représentent l'évolution en dB du rapport puissance doublet/puissance voie somme, lorsqu'on fait varier le déphasage entre voies (préformation).

Sur la fig.7a le gain W est estimé sur 20 points

Sur la fig.7b W est estimé sur 50 points

Sur la fig.7c W est estimé sur 20 points et le déséquilibre entre voies est de l'ordre de 1 dB

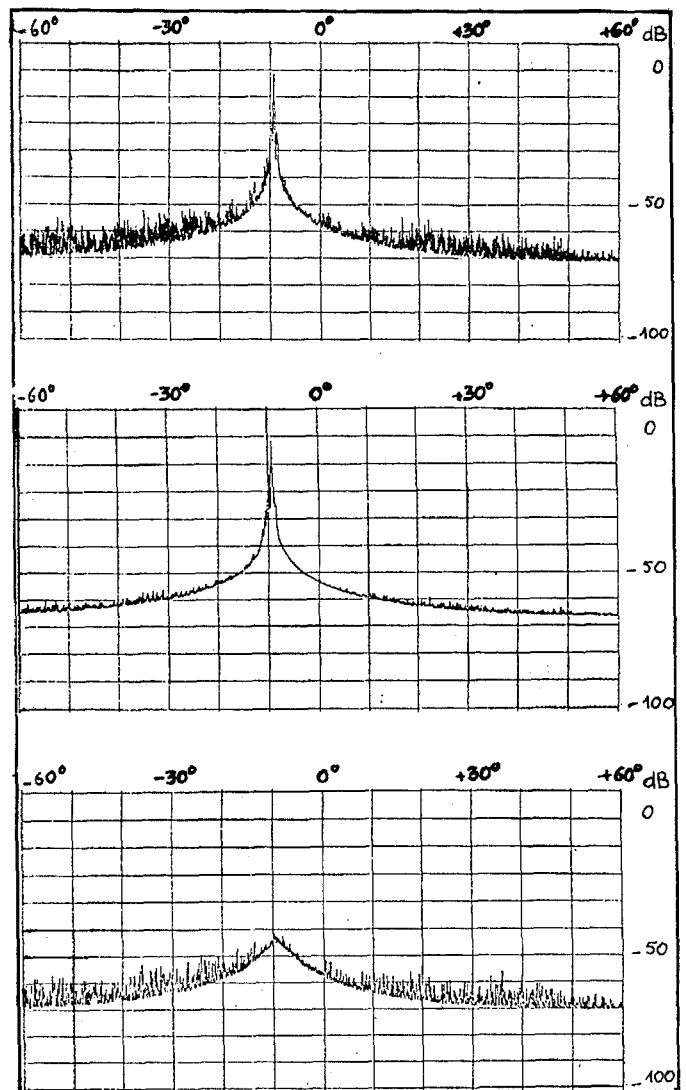


Figure 7.

Antennes optimales adaptatives : deux applications du doublet numérique
(Radar et transmissions décamétriques)

On remarque que le maximum donne bien une estimation non biaisée de l'angle géométrique, même en cas de déséquilibre entre voies. Par contre la précision de mesure dépend bien sûr de la variance de W (donc du nombre d'échantillons utilisés) et de l'équilibre des voies.

4. EXPERIMENTATION AVEC BROUILLEUR NON SYNTHETIQUE

Seul le générateur signal (G2) est conservé ; il est mélangé aux signaux réels provenant des antennes. Le montage est donné ci-dessous (figure 8)

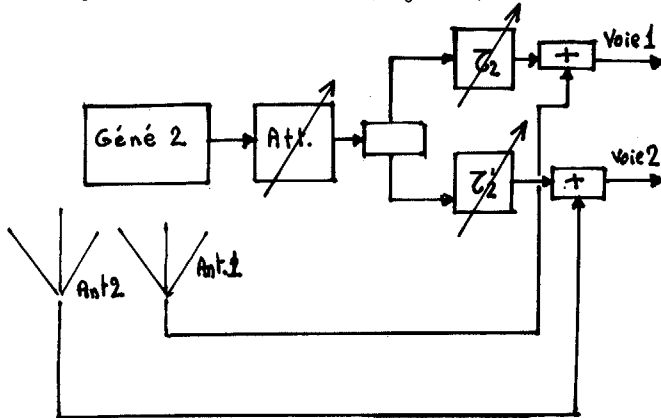


figure 8.

Z_1 et Z_2 sont les retards permettant de créer un déphasage entre voies.
Le brouilleur choisi, dans cette expérimentation, est une porteuse de A3 soumise aux perturbations ionosphériques. Ses caractéristiques (amplitude et angle d'arrivée) fluctuent donc au rythme de ces perturbations. La goniométrie effectuée avant enregistrement indiquait un angle spatial de $+30^\circ \pm 10^\circ$
La figure 9 présente l'évolution temporelle du signal avant traitement et après traitement doublet. Les caractéristiques du signal utile (géné.G2) sont :

- émission A1 découpée période 400 ms
- goniométrie - 26°
- niveau - 56 dBm (= 106 dB fig.9) en 9-a
- 76 dBm (= 86 dB fig.9) en 9-b

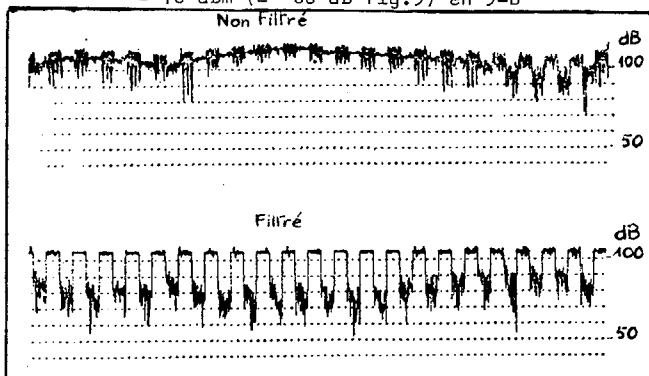


Figure 9 a)

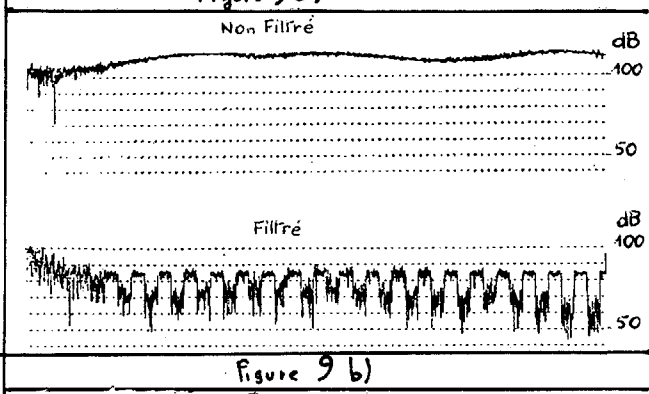


Figure 9 b)

On observe : sur la figure 9a la réjection du brouilleur est bonne et atteint 35 dB lorsque le niveau brouilleur est fort. On constate une fois de plus que la réjection est d'autant meilleure que le rapport signal/brouilleur est faible.

Sur la fig.9b la réjection brouilleur est toujours supérieure à 30dB et on observe assez nettement le signal utile après filtrage, alors qu'avant filtrage il disparaît complètement derrière la porteuse parasite (rapport signal à brouilleur entre - 20 et - 30 dB).

5. CONCLUSIONS SUR LA DEUXIEME PARTIE

Les traitements de type doublet -ou multiplet- sont applicables aux transmissions décamétriques en numérique basse fréquence derrière un dispositif du type Transformateur de Fourier Rapide. Ils donnent d'excellents résultats pour de forts niveaux de brouillage. Le problème le plus délicat à résoudre est celui de la préformation sur le signal utile (en amplitude et phase) car - la symétrie des gains est difficile à maintenir sur une grande dynamique

- les angles d'arrivée fluctuent

Néanmoins même si la préformation est imparfaite le doublet (ou multiplet) amène une amélioration non négligeable. Une possibilité pour maintenir la préformation est d'asseoir amplitude et phase différentielle en minimisant $|\overline{X_0^* X_2}|$ dans un filtre de la TFR, ou à

des instants, dont on sait qu'ils ne contiennent que le signal utile.

Enfin les expérimentations effectuées ont montré que de très bons résultats pouvaient être obtenus en effectuant les estimées d'intercorrélation sur un petit nombre d'échantillons (5 et même 2 dans certains cas !)

La goniométrie est une retombée naturelle du multiplet. Elle s'apparente au monopulse de phase dans le cas du doublet mais offre des possibilités supplémentaires dans le cas du triplet ou du multiplet (goniométrie de N-1 sources à l'infini).

Troisième partie : Le Radar

1. INTRODUCTION

De nombreux radars modernes, qu'ils soient destinés à la surveillance ou à la poursuite des cibles, disposent d'un ensemble aérien-tête hyperfréquence permettant d'effectuer une mesure angulaire dite monopulse, soit en site soit en gisement (soit les deux). Il s'agit en fait de l'équivalent d'un ensemble de 2 capteurs d'antenne suivi d'un dispositif réalisant en hyperfréquence la somme et la différence des signaux issus des deux capteurs.

On voit que cette disposition, associée au fait que les signaux radar sont par essence en bande étroite, prédisposait parfaitement le radar à des traitements de type doublet.

Une étude de ces traitements réalisés en analogique et moyenne fréquence a été effectuée par la DCAN TOULON vers 1975-76 et a fait l'objet d'une communication précédente au GRETSI (référence 1).

Les difficultés rencontrées alors peuvent se résumer ainsi :

- problème d'estimation en analogique de $|\overline{X_0^* X_0}|$ (CAG d'amplitude)
- problèmes d'équilibre des voies en analogique et de déphasages
- problèmes de dynamique

A ces problèmes rencontrés lors de l'expérimentation sur maquette s'étaient ajoutées les difficultés rencontrées pour effectuer un double changement de fréquence sur les voies somme et différence en FI (selon le schéma figure 10 ci-après) lorsqu'il avait fallu adapter le doublet analogique réalisé à un radar existant.



Antennes optimales adaptatives : deux applications du doublet numérique
(Radar et transmissions décamétriques)

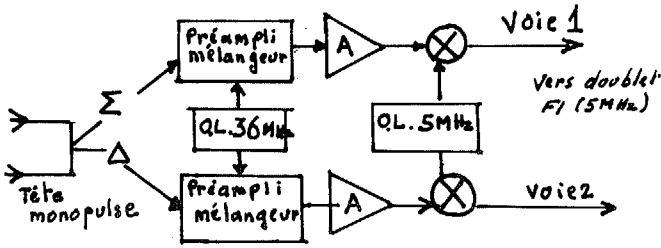


figure 10.

Malgré ces nombreuses causes d'erreur, les résultats obtenus sur maquette (amélioration ≥ 16 dB) puis sur radar réel (amélioration ≥ 10 dB) pouvaient être considérés comme encourageants.

L'avènement de radars monopulse modernes à chaînes de réception entièrement cohérentes et à traitement de signal numérique permet dorénavant le passage au doublet numérique basse fréquence travaillant sur les voies somme et différence numérisées (composante en phase et en quadrature). Ce qui fait disparaître bon nombre des difficultés précitées.

Il a donc été décidé, dans un premier temps, d'effectuer un traitement type Doublet, en temps différé, sur les signaux enregistrés après numérisation, à la sortie d'un radar réel, travaillant à la réception, en face de deux balises hyperfréquence simulant le signal utile et le brouilleur.

2. DISPOSITIF EXPERIMENTAL

Les expérimentations ont été réalisées à l'aide d'un système radar à balayage électronique en bande S ($10 \text{ cm} = \lambda$). Ce radar dispose de par son système d'alimentation hyperfréquence d'un ensemble de deux voies monopulse (somme et différence) destiné à améliorer les capacités de pistage du radar.

Pour l'expérimentation (voir fig.11 ci-dessous) le faisceau électronique était pointé en permanence vers la balise simulant le signal utile (préformation des voies) Une deuxième balise, dans le même azimut, mais décalée en site simulait le brouilleur.

Un interface d'enregistrement prélevait les échantillons de signal, dans les cases distance correspondant aux balises, à la sortie des codeurs après démodulation amplitude/phase. Les données numériques étaient alors stockées sur bande magnétique et traitées en temps différé pour réaliser le filtrage type doublet décrit en première partie.

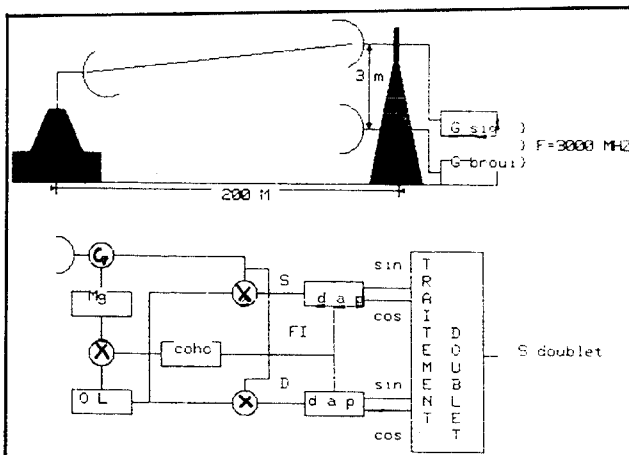


Figure 11.

3. CHOIX DU TRAITEMENT UTILISE

La grande difficulté, dans le traitement des informations issues d'un radar de veille provient de la quantité d'informations reçue qui implique si on veut conserver le "temps réel" soit l'abandon de la plupart de ces informations (par exemple utilisation d'une seule case distance par récurrence soit environ 1 information sur 10^3 ou 10^4), soit la limitation des traitements à des algorithmes relativement simples avec utilisation de mémoires tampon importantes et de processus nombreux, utilisés en parallèle, et rapides.

Dans le cas présent on s'est intéressé surtout au cas d'application "poursuite" où l'on ne prétend traiter que la ou les quelques fenêtres distance entourant la cible utile, dans la récurrence. On a donc traité trois cases distances successives.

Les estimations des intercorrélations ont été effectuées sur 10 échantillons (donc 10 récurrences successives) à l'aide d'un estimateur du type glissant (à chaque nouvelle récurrence, abandon de l'échantillon le plus ancien et utilisation du nouvel échantillon).

En dehors de l'initialisation du filtre, le calcul était donc simple ($20 \mu\text{s}$ environ pour un processeur spécialisé en technologie CMOS) et le retard introduit par le traitement doublet très limité.

4. PRINCIPAUX RESULTATS OBTENUS

Des difficultés au niveau de la disponibilité du radar utilisé, ainsi que du fonctionnement de l'interface d'enregistrement n'ont autorisé que l'exploitation d'un nombre limité d'essais, dans les temps compatibles avec cette publication. Le tableau et la figure joints donnent les principaux résultats obtenus (fig.12 et 13).

Résultats non disponibles le jour de l'impression
Seront communiqués au cours de la présentation...

Quatrième partie : conclusion générale

Ces différents essais ont montré tout l'intérêt du traitement d'antenne optimal adaptatif à deux capteurs, ce pour les transmissions décamétriques comme pour le radar. La constatation expérimentale de la bonne qualité des estimées d'intercorrélation obtenues même en limitant fortement le nombre d'échantillons utilisés (jusqu'à 2 !) jointe aux possibilités nouvelles offertes par les chaînes de réception cohérentes numérisées, et les processeurs rapides, ouvrent un champ d'applications potentielles extrêmement important à ce type de filtrage dans les domaines considérés.

Bibliographie (succincte)

Parmi la bibliographie, fort vaste désormais, couvrant le sujet nous n'extrayons ici que des documents de base ou se rapportant plus spécifiquement au radar.

- 1) Application au radar de la théorie des antennes optimales adaptatives - IPA BILLARD - Colloque GRETSI 1977 pp 18-1 à 18-6
- 2) Antennes de détection optimales adaptatives, théorie et applications - H. MERMOZ, collection Technique et Scientifique du CNET - 1971
- 3) Theory of adaptive radar - L.E. BRENNAN - L.S. REED- IEEE Transactions on Aerospace and electronic systems Vol. AES-9 n°2 march 73
- 4) "Adaptive antenna systems" - B. WIDROW et al. Proc. IEEE vol.55 - décembre 1967
- 5) Adaptive arrays an introduction - W.F. GABRIEL IEEE Proc. Vol.64 n° 2 - fev.1976
- 6) Modélisation d'une antenne réseau et traitement optimal - J. MUNIER et al. Annales télécommunications 35, n°9-10 - 1980
- 7) Application aux radars de techniques spécifiques du sonar - J. MEVEL - Annales télécommunications t.27 n°3-4 - 1972