

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 26 au 30 AVRIL 1977

Application au Radar de la Théorie des antennes optimales adaptatives.

I.P.A. BILLARD

Service Technique des Constructions et Armes Navales

PARIS-NAVAL

RESUME

Après un bref rappel sur la théorie des antennes optimales adaptatives et plus précisément sur les cas particuliers : Signal préformé, bande étroite, l'exposé passe en revue les problèmes posés par l'application dans le domaine radar de cette méthode de traitement spatial du signal, utilisée jusqu'ici par les "sonaristes" presque exclusivement.

Les principaux paramètres du traitement du signal radar (largeur de bande, fréquence porteuse, temps de réponse et temps de calcul) sont déterminés en fonction des caractéristiques des signaux et des bruits. Une comparaison est effectuée entre les techniques de filtrage analogique et numérique.

Dans le cas particulier d'un doublet fonctionnant en bande étroite sur signaux préformés, un exemple de réalisation en technique analogique est donné. On détermine théoriquement les performances attendues d'un tel dispositif en fonction des caractéristiques de précision amplitude-phase des composants utilisés.

Dans un dernier temps l'exposé donne les résultats expérimentaux obtenus avec le doublet réalisé et un banc de simulation signal radar et bruit.

Cette publication reprend les résultats de l'étude effectuée à la suite du contrat 73/302 DRME passé entre le DRME et la DCAN TOULON.

SUMMARY

After a short review on the theory of optimal adaptative array filtering, and more precisely on the special cases of preformed narrow-band signals, this paper analyses the different problems raised by the application to Radar of this Signal processing technique mostly used, up to now, in Sonar applications.

The main parameters of the Radar signal processing (Bandwidth, carrier frequency, delays, processing speed) are determined with regard to the radar signal and noise characteristics. Elements are given for the analogic-digital processing trade-off.

In the special case of two channels (doublet) and narrow band preformed signal, an example of technical realization is given. (analogic technology). A theoretical computation of the performances achievable by this "doublet" is given as a result of amplitude-phase precision characteristics of the components available.

Finally the paper gives experimental results obtained with the doublet and a test equipment for radar Signal and noise simulation.

This paper is based upon the results of a research work done by DCAN TOULON on a DRME contract (n° 73/302 DRME).



I. RAPPELS THEORIQUES :

I.1. Théorie des antennes optimales adaptatives :

Lorsqu'à l'aide d'un seul capteur on reçoit un signal non aléatoire $s(t)$ noyé dans un bruit aléatoire $b(t)$ stationnaire et de densité spectrale $G(v)$, on sait que la rapport :

$$\frac{\text{Puissance du signal reçu au temps } t}{\text{Puissance moyenne du bruit}} = G(v) = \frac{S^*(v)}{\sigma(v)} e^{-2\alpha_j v t_0}$$

$S^*(\omega)$, conjugué de la transformée de Fourier de $s(t)$

Ce résultat s'étend au cas de N capteurs de la façon suivante:

Soient $s_i(t)$ ($i=1, \dots, N$) les signaux provenant des N capteurs. $[S(v)]$ est la matrice colonne des transformées de Fourier $S_i(v)$ des signaux $s_i(t)$

$$[S(v)] = \begin{bmatrix} S_1(v) \\ S_2(v) \\ \vdots \\ S_N(v) \end{bmatrix}$$

Soit $[\sigma(v)]$ la matrice N x N des spectres d'intercorrelation des bruits issus des N capteurs.

$$[\sigma(v)] = \begin{bmatrix} G_{11}(v) & \dots & G_{1N}(v) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N1}(v) & \dots & G_{NN}(v) \end{bmatrix}$$

$$G_{ij}(v) = \mathcal{F} \left\{ b_i^*(t) b_j(t+\tau) \right\}$$

Les bruits $b_i(t)$ sont supposés stationnaires et non corrélés avec les signaux $s_i(t)$

On démontre qu'il existe une "batterie" de N filtres à placer derrière les N capteurs avant de faire la somme des signaux qui optimise, au sens précédemment défini, le rapport Signal à bruit. Les gains $G_i(v)$ de ces N filtres sont donnés par la relation matricielle :

$$[G_i(v)] = \begin{bmatrix} G_1(v) \\ \vdots \\ G_N(v) \end{bmatrix} = q e^{-2\alpha_j v t_0} [S^*(v)]^T [\sigma(v)]^{-1}$$

dans laquelle q est une constante, $e^{-2\alpha_j v t_0}$ correspond au retard t_0 , $[S^*(v)]^T$ est la matrice ligne des transformées de Fourier conjuguées des $s_i(t)$

$$[S^*(v)]^T = [S_1^*(v), \dots, S_i^*(v), \dots, S_N^*(v)]$$

On demande que le rapport signal sur bruit prend alors la valeur optimale :

$$(S/B)_{MAX} = \int_{-\infty}^{+\infty} [S^*(v)]^T [\sigma(v)]^{-1} [S(v)] dv$$

I.2. Cas particulier : voies préformées, bande étroite :

Pour les sonaristes, une voie préformée c'est un ensemble de gains et de déphasages différentiels appliqués aux signaux issus des N capteurs de telle façon que pour une source ponctuelle située dans une direction donnée, les signaux issus des N capteurs se retrouvent égaux en amplitude et phase. Pour nous, plus généralement, le cas voie préformée est celui où :

$$s_1(t) = s_2(t) = \dots = s_N(t) = s(t)$$

donc

$$S_1(v) = S_2(v) = \dots = S_N(v) = S(v)$$

Les filtres définis plus haut se calculent alors plus simplement :

$$G_j(v) = q e^{-2\alpha_j v t_0} \frac{S^*(v)}{\Delta(v)} \sum_{i=1}^N M_{ij}(v)$$

avec $M_{ij}(v)$ mineur de l'élément $G_{ij}(v)$ dans la matrice $[\sigma(v)]$ et $\Delta(v)$ déterminant de la dite matrice.

Cet ensemble de filtres est alors décomposables en N filtres de branche

$$H_j(v) = \sum_{i=1}^N M_{ij}(v)$$

et un filtre unique $q e^{-2\alpha_j v t_0} \frac{S^*(v)}{\Delta(v)}$ à placer

après la sommation des branches et qui est assimilable au filtre adapté du cas classique à 1 capteur. Les N filtres de branche constituent le filtrage spatial proprement dit.

L'introduction de la bande étroite permet de faire un pas de plus dans la voie de la simplification. Signaux et bruits à bande étroite peuvent être remplacés par leur modèle analytique.

$$s_i(t) \Rightarrow S_i e^{-2\alpha_j v_0 t}$$

$$b_i(t) \Rightarrow B_i e^{-2\alpha_j v_0 t}$$

Les spectres d'intercorrelation des bruits se réduisent à un nombre complexe :

$$G_{ij}(v_0) = \frac{1}{2} B_i^* B_j = \frac{1}{2} |B_i B_j| e^{i(\varphi_i - \varphi_j)}$$

En posant : $e^{i(\varphi_i - \varphi_j)} = e^{i\varphi_{ij}}$

Ceci représente un gain et un déphasage. ($|B_i B_j|$, φ_{ij})

Les filtres de branche se réduiront eux-mêmes à des combinaisons de gains et de déphasages.

Nous n'insisterons pas ici sur l'intérêt de ces deux simplifications qui font entrer dans le domaine des réalisations pratiques possibles, un outil théorique fort élégant mais, sans elles, inutilisable :

On lira avec profit, à ce sujet, les travaux théoriques déjà publiés sur ce sujet, en particulier par l'IGT MERMOZ (1).

Bornons nous à citer les avantages les plus évidents :

- pas de transformées de Fourier à effectuer
- pas de nécessité d'obtenir une référence bruit seul pour le calcul des H_j (le calcul des expressions de type $\sum_j M_{ij}$, n'étant pas faussé par la présence du signal).

I.3. Deux théorèmes fondamentaux :

Donnés ici sans démonstration, ils nous serviront dans la suite :

I.3.1. Si on effectue sur les N signaux d'entrée une combinaison linéaire quelconque $s_i(t) \xrightarrow{F} s'_i(t)$

il existe, correspondant aux signaux $s'_i(t)$ obtenus, un ensemble de filtres de branche $[H'_j(v)]$ optimaux au sens précédemment défini.

On démontre que l'ensemble F + filtrages $[H'_j(v)]$

constitue un filtrage optimal pour les signaux $s_i(t)$

I.3.2. Lorsque les bruits sur les N voies sont parfaitement corrélés spatialement, ce qui signifie physiquement qu'ils proviennent de p sources de bruit ponctuelles distinctes parfaitement situées dans l'espace, On démontre que, lorsque p est inférieur à N, le rang de la matrice $[C(v_0)]$ est inférieur à N (égal à p) et que les brouilleurs ponctuels sont alors parfaitement éliminés.

Une antenne optimale à N capteurs élimine parfaitement jusqu'à N - 1 brouilleurs ponctuels distincts.

2. PROBLEMES D'APPLICATION DE LA THEORIE DES ANTENNES OPTIMALES ADAPTATIVES :

2.1. L'exemple du doublet :

Pour donner une base concrète aux problèmes évoqués nous donnons ici la forme de traitement optimal pour un ensemble de deux capteurs (doublet) dans le cas voies préformées et bande étroite.

2.1.1. Equations :

$s_1(t) = s_2(t) = \delta(t) = \text{Re} \{ S e^{i\omega_0 t} \}$
 En raisonnant désormais sur les modèles analytiques.

$$[C(v_0)] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix}$$

$$C_{ij} = \frac{1}{2} \frac{|B_i||B_j|}{|B_i|^2} e^{i\varphi_{ij}}$$

avec par définition $e^{i\varphi_{ij}} = \frac{e^{i(\varphi_j - \varphi_i)}}{|B_i|^2}$

On remarquera : $\varphi_{ij} + \varphi_{jk} = \varphi_{ik}$ et $\varphi_{ii} = 0$

Les 2 filtres de branche prennent la forme :

$$G_1 = S_1^*(v_0) M_{11} + S_2^*(v_0) M_{12} = S_1^* C_{22} - S_2^* C_{21}$$

$$G_2 = S_1^*(v_0) M_{21} + S_2^*(v_0) M_{22} = -S_1^* C_{12} + S_2^* C_{11}$$

En effectuant, avant traitement la transformation linéaire

$$\begin{matrix} 1+2 & \Rightarrow & 1' \\ 1-2 & \Rightarrow & 2' \end{matrix}$$

Et en appliquant le théorème du § I.3.1. on obtient :

$$S'_1 = 2S \quad S'_2 = 0$$

$$G'_1 = 2S^* M'_{11} = 2S^* C'_{22}$$

$$G'_2 = 2S^* M'_{21} = -2S^* C'_{12}$$

Soit de façon équivalente :

$$G'_1 = 1 \quad G'_2 = -\frac{C'_{12}}{C'_{22}} = -\frac{|B'_1||B'_2|}{|B'_2|^2} e^{i\varphi'_{12}}$$

2.1.2. Réalisation :

On commence par effectuer somme et différence des 2 voies d'entrée (remarquez que le radar de poursuite classique effectue de lui-même, et en hyper, cette transformation).

Le filtrage de branche qui suit ne touche pas à la voie somme.

La voie différence subit une amplification déphasage donnée par G'_2 .

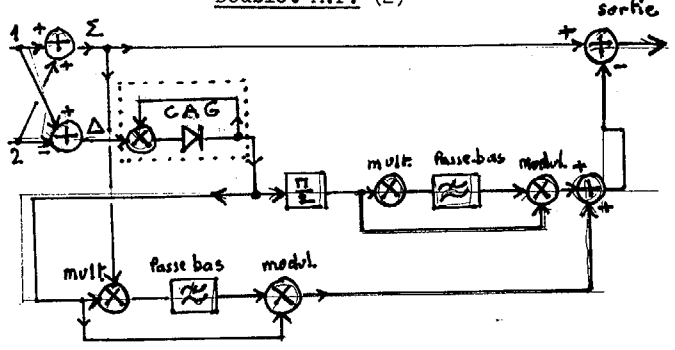
$$-G'_2 = \frac{|B'_1||B'_2|}{|B'_2|^2} e^{i\varphi'_{12}}$$

avec $e^{i\varphi'_{12}} = \frac{e^{i(\varphi'_2 - \varphi'_1)}}{|B'_2|^2}$

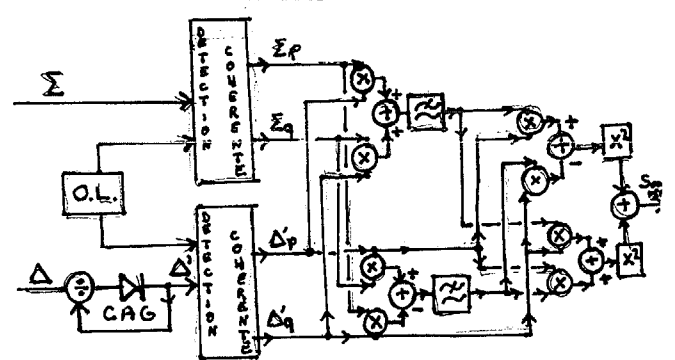
On soustrait ensuite la voie différence ainsi filtrée à la voie somme après quoi on effectue le filtrage adapté classique sur le signal résultant.

On donne ci-après deux schémas de réalisation possibles (l'un en F.I. l'autre en B.F.)

Doublet M.F.* (2)



Doublet B.F.



Dans ces deux schémas, le CAG linéaire réalise la normalisation par $\sqrt{|B_i|^2} = G_{s_i}$

Dans le doublet M.F. on trouve, en plus, une cellule déphasage de $\pi/2$ et deux ensembles

Multiplicateur - filtrage (intégration) passe-bas - Modulateur.

Dans le doublet B.F. pour lequel on a effectué la détection cohérente après CAG linéaire (pour des considérations de dynamique), on trouve quatre ensembles de deux multiplicateurs plus un additionneur (ou soustracteur) deux filtrages passe-bas et deux élevateurs au carré.

2.2. Les problèmes d'application généraux :

- La complexité de traitement augmente très vite avec N (en gros proportionnel à $N \times N!$) pratiquement il est difficile d'aller au delà de $N = 3$
- Le nombre de T.F. à effectuer dans le cas large bande exclue pour le moment, toute application dans ce domaine.

* Brevet CIT-Alcatel



Dans le cas bande étroite, les difficultés et imprécisions de l'estimation des paramètres statistiques des bruits (auto corrélation, intercorrélation) sont la principale limitation aux performances de l'ensemble. Citons entr'autres, et sans développer :

- Contamination des références bruit seul par le signal dans le cas où les voies ne sont pas préformées,
- bruits non stationnaires,
- bruits contaminés par des composantes non fluctuantes (erreurs d'estimation des écarts types),
- temps d'intégration (moyennes) insuffisants,
- problèmes de linéarité et de dynamique des multiplicateurs et modulateurs,
- problèmes de précision amplitude et phase différentielles sur les N voies,
- problèmes de temps de calcul (solutions numériques)

2.3. Paramètres des signaux et bruits (Radar)

Pour préciser de quelle façon ces problèmes généraux se traduisent et peuvent être résolus dans le cas du radar, il faut d'abord préciser les caractéristiques des signaux et bruits qui nous intéressent en radar.

- Signal

Porteuse entre 1 GHz et 20 GHz

Largeur de bande signal utile à la réception

($\approx 1/\text{durée d'impulsion comprimée}$)

entre 0,1 et 30 MHz

Ordre de grandeur : 1 MHz pour radars de veille DO
10 MHz pour radars poursuite

Dans tous les cas le signal peut être considéré à bande étroite.

La dynamique des signaux radars est limitée par les possibilités des amplificateurs MF à la réception. Elle peut atteindre plus de 90 dB.

Dans l'étude qui suit les signaux seront supposés non aléatoires. De plus la direction du signal sera supposée connue et unique (possibilité de préformer les voies).

- Bruits

La porteuse est la même que pour le signal. Dans la grande majorité des cas la largeur de bande étant très supérieure à celle du récepteur, le spectre de bruit à la sortie du récepteur sera déterminé par la bande passante du radar. Les lois de fluctuation sont diverses selon l'origine du bruit (gaussien pour brouilleurs ou bruit thermique, Rayleigh ou Log Normal pour le clutter).

La stationnarité est en général vérifiée pour des durées nettement supérieures à l'inverse de la largeur de bande, ce qui est favorable pour le calcul des paramètres statistiques. Deux exceptions : a) le clutter en vidéo normale dont les paramètres statistiques varient beaucoup au cours d'une récurrence (mais on peut le stationnariser partiellement en traitant la vidéo : Log - différentiation - expansion).

b) les brouilleurs hachés pour lesquels on a intérêt à réduire au maximum le temps de réponse des filtres de calcul des paramètres statistiques.

Les caractéristiques de cohérence spatiale dépendent évidemment de la nature physique des bruits. La cohérence spatiale sera faible pour le clutter ou pour les bruits contenant une forte composante bruit thermique. Elle sera excellente pour les bruits à niveau élevé par rapport au bruit thermique et provenant de sources éloignées de faible diamètre apparent. Notons par ailleurs que, le traitement optimal supposant la corrélation signal-bruit se s'appliquera pas dans le cas de la réflexion sur la mer. (ou la terre) (séparation cible-image dans la poursuite à basse altitude)

En résumé : le type de bruit susceptible d'être traité de façon efficace par une antenne optimale adaptative à N entrées est :

Un bruit gaussien, de niveau fort par rapport au bruit thermique, provenant de P (P < N-1) sources distinctes et quasi ponctuelles dans l'espace, dont les paramètres statistiques varient lentement par rapport à la durée de l'impulsion radar (comprimée).

2.4. Problèmes et limitations des antennes optimales adaptatives dans le domaine radar

2.4.1. Nombre de capteurs

Au niveau de l'aérien on trouve couramment, en radar, des antennes à 2 (ou 4) capteurs : les antennes de radars monopulses d'écartométrie (veille ou poursuite).

Par ailleurs les antennes à Balayage Electronique ou à faisceaux étagés offrent des exemples de réalisations à N capteurs, N pouvant varier de 1 à 100 dans une dimension et de 1 à 10² dans 2 dimensions.

Il est bien évident que la limitation viendra de la complexité du traitement qui nécessite, rappelons-le 1 - une transposition en fréquence sur chaque voie de réception (avec déphasages différentiels très faibles)

2 - nombre d'opérations élémentaires du type multiplication - corrélation qui croît en (NXN !)

Pratiquement on se bornera, pour les antennes classiques, au cas du doublet appliqué aux voies somme, différence d'une antenne monopulse en site (ou gisement)

Pour les antennes à faisceaux étagés ou balayage électronique à un traitement type doublet ou triplet utilisant deux ou trois groupements de capteurs.

2.4.2. Dynamique

Elle est limitée par la linéarité des dispositifs multiplicateurs en analogique, par le nombre de bits de codage en numérique et par la dynamique du CAG linéaire dans les deux cas.

Il sera souvent nécessaire d'effectuer une régulation par CAG avant le traitement optimal et ce sur l'ensemble des voies (en respectant la symétrie) pour passer des 80 - 90 dB de dynamique courants en radar aux 30 - 40 dB autorisés par le traitement optimal adaptatif.

2.4.3. Le choix FI - BF, analogique-Numérique

Le traitement en fréquence intermédiaire présente un certain nombre d'avantages :

- Simplicité relative du traitement
- Possibilité de corriger une dissymétrie d'amplitude ou de phase sur l'une des voies (à l'aide de gains et de déphasages réglables).

Néanmoins, en radar, il impose pratiquement le traitement analogique. En effet la largeur de bande de l'ordre de 1 MHz dans le meilleur des cas, impose une porteuse au-dessus de 10 MHz ce qui rend délicat l'usage du numérique pour le doublet et quasiment impensable au-dessus ($N > 2$).

Dans la réalisation que nous avons entreprise les paramètres choisis sont :

Largeur de bande 500 KHz
 porteuse 5 MHz

Les problèmes de la solution analogique sont :

limite des composants dans le domaine multiplication analogique (on trouve maintenant des ~~composants~~ ^{amplificateurs analogiques} jusqu'à 30 MHz), linéarité et constance en phase dans toute la bande pour les circuits multiplicateurs et CAG linéaire, dynamique (limitée autour de 40 dB).

Le Traitement Basse Fréquence est à priori deux fois plus compliqué; ce qui n'est pas négligeable, même pour le doublet, compte-tenu de la délicatesse des réglages de gain et de déphasages. Par ailleurs il rend plus difficiles les "ajustements" en amplitude phase sur l'une des voies.

Par contre il a l'avantage de permettre d'utiliser au maximum la largeur de bande des composants utilisés pour le traitement analogique.

Par ailleurs, il se prête mieux au traitement numérique. Néanmoins on aura intérêt à effectuer la normalisation des voies "bruit" en analogique (CAG linéaires) de façon à limiter au maximum la dynamique des signaux avant codage.

Nous donnons ci-dessous deux ordres de grandeur des vitesses d'exécution nécessaires pour un doublet numérique basse fréquence.

<p><u>Radar de veille</u> 500 KHz en 2 μs</p>	<p>Sur 4 voies numérisées 8 multiplications 2 filtrages (moyennes glissantes) 5 additions-soustractions 2 élévations au carré</p>
<p><u>Radar de poursuite</u> 10 MHz en 0,1 μs</p>	

2.4.4. Les constantes de temps de filtrage

Le compromis à réaliser est le suivant :

Longues constantes de temps

meilleures estimées statistique si les bruits sont stationnaires.

Meilleure élimination des composants signal si les voies sont mal préformées (~~caractéristiques du radar~~)

Constantes de temps brèves

Initialisation plus rapide du filtrage

Meilleur suivi de l'évolution des paramètres bruit

Meilleure élimination des bruits hachés.

Meilleur suivi des instabilités en phase de l'oscillateur local.

Le choix final des constantes de temps dépendra beaucoup de l'utilisation précise que l'on envisage. Il faudra en tous cas, que ces constantes soient supérieures à 20 fois la largeur de bande (environ)

3. LE DOUBLET ANALOGIQUE F.I.-REALISATION

3.1. Paramètres choisis

Pour la réalisation d'un doublet expérimental en analogique nous avons choisi les paramètres suivants :

Porteuse = 5 MCS

Largeur de bande = 500 KCs

Durée d'impulsion = 2 μ s

Constantes de temps des filtres 50 μ s

3.2. Performances théoriques d'un doublet en présence de signal et d'un bruit provenant d'une source ponctuelle

Nous supposons la voie préformée et nous posons :

$$s_1(t) = s_2(t) = s(t) = s \cos(2\pi\nu_0 t + \phi_0)$$

d'où après avoir effectué somme et différence :

$$\text{Signal voie somme : } \Sigma = 2 s(t) = 2 s \cos(2\pi\nu_0 t + \phi_0)$$

$$\text{Signal voie différence : } \Delta = 0$$

Pour les bruits :

$$b_1(t) = b_1 \cos(2\pi\nu_0 t + \phi_1) \quad b_2(t) = b_2 \cos(2\pi\nu_0 t + \phi_2)$$

$$b'_1(t) = b_1 \cos(2\pi\nu_0 t + \phi_1) + b_2 \cos(2\pi\nu_0 t + \phi_2) = b'_1 \cos(2\pi\nu_0 t + \phi'_1)$$

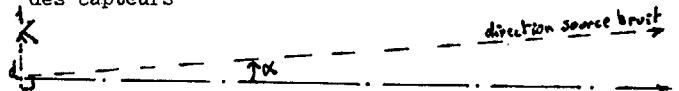
$$b'_2(t) = b_1 \cos(2\pi\nu_0 t + \phi_1) - b_2 \cos(2\pi\nu_0 t + \phi_2) = b'_2 \cos(2\pi\nu_0 t + \phi'_2)$$

ici la source étant supposée ponctuelle et sa direction fixe ϕ_1 et ϕ_2 seront considérés comme fixes

Nous définissons pour la suite des calculs,

$$- \phi_1 - \phi_2 = \frac{2d}{\lambda} \sin \alpha = \text{déphasage entre bruits voie 1 et 2}$$

avec d = distance des 2 capteurs et α : angle direction source de bruit avec la perpendiculaire à l'axe des capteurs



$$K^2 = \frac{b_1^2}{b_2^2} = \frac{\text{Puissance moyenne bruit voie 1}}{\text{Puissance moyenne bruit voie 2}}$$

$$r^2 = \frac{(b_1 b_2)^2}{b_1^2 b_2^2} = \text{Coefficient d'intercorrélation bruit voie 1 - bruit voie 2}$$

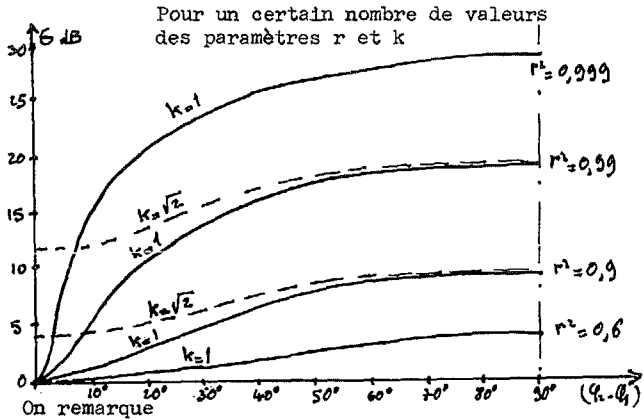
$$- G = \frac{(S/B)_{\text{doublet}}}{(S/B)_{\text{Somme Simple}}} = \text{Performance du doublet}$$



On démontre que, dans le cas d'un fonctionnement idéal, la performance G du doublet est donnée par :

$$G = \frac{(k + \frac{1}{k})^2 - 4r^2 \cos^2(\varphi_1 - \varphi_2)}{4(1 - r^2)}$$

On trouvera ci-dessous la représentation de ce gain en rapport S/B en fonction du déphasage $(\varphi_1 - \varphi_2)$



- 1 - Que les résultats dépendent fortement de r. Pratiquement une corrélation à 0,999 (soit une puissance bruit à 30 dB environ au-dessus du bruit thermique) donne un gain théorique maximum de 30 dB
- 2 - Que, dans le cas k=1, la performance n'est pas nulle même lorsque le signal et le bruit sont dans la même direction (physiquement cela peut-être le résultat d'une différence de polarisation entre le signal et le brouilleur).

Lorsque le calcul du filtre de branche différence G² se fait avec une erreur globale

en amplitude de $1 + \epsilon = |G_2|_{calculé} / |G_2|_{réel}$
 en phase de $\Delta \varphi_{déphasé} = \text{Phase } G_2 \text{ calculée} - \text{Phase } G_2 \text{ réelle}$

La formule donnant la performance du doublet devient

$$G_{MAX}(\varphi_1 - \varphi_2 = 90^\circ) = [\epsilon^2 + 2(1 + \epsilon)(1 - \cos \Delta \varphi)]^{-1}$$

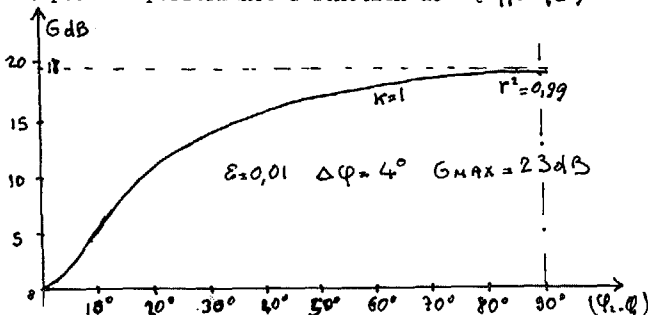
$$G = [1 - C^2(1 - G_{MAX}^{-1})]^{-1}$$

avec $C^2 = \frac{(k - 1/k)^2 + 4r^2 \sin^2(\varphi_1 - \varphi_2)}{(k + 1/k)^2 - 4r^2 \cos^2(\varphi_1 - \varphi_2)}$

on obtient pour G_{max} les valeurs suivantes

$\epsilon = 0,01$	$\Delta \varphi = 4^\circ$	$G_{MAX} = 23 \text{ dB}$
$\epsilon = 0,1$	$\Delta \varphi = 4^\circ$	$G_{MAX} = 18 \text{ dB}$
$\epsilon = 0,1$	$\Delta \varphi = 10^\circ$	$G_{MAX} = 13,6 \text{ dB}$

et pour la performance G fonction de $(\varphi_1 - \varphi_2)$

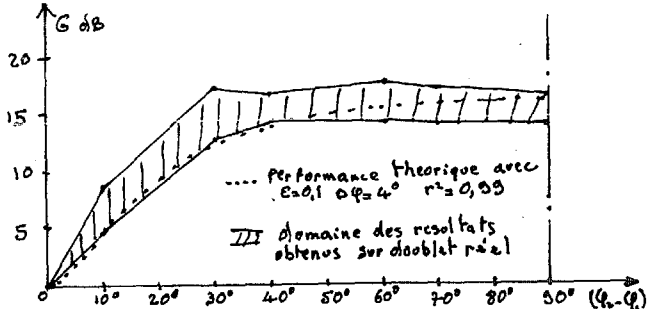


3.3. Performances obtenues sur le doublet réalisé

Le doublet réalisé sous forme d'un tiroir (dimension standard d'un tiroir - rack) a été testé en laboratoire à l'aide d'un générateur d'impulsion à 5 MHz de porteuse et d'un banc générateur de bruits voie 1 et 2 sur lequel on pouvait faire varier r et $(\varphi_1 - \varphi_2)$

La performance du doublet a été mesurée par comparaison sur oscilloscope double trace de la somme simple et de la sortie doublet.

Les résultats obtenus sont les suivants :



On voit que la performance réalisée entre parfaitement dans le cadre de ce qui avait été prévu théoriquement

4. CONCLUSIONS

La faisabilité d'un doublet analogique F.I. pour traitement du signal radar a été démontrée.

Il reste à expérimenter ce doublet sur un radar monopulse existant, à réaliser et évaluer les performances d'un doublet B.F. analogique et numérique, Passer éventuellement au triplet, Essayer d'améliorer les performances en améliorant la précision du filtrage en amplitude et phase.

L'utilité de tels dispositifs ressort clairement de l'exposé qui précède. Il nous paraît tout particulièrement évident pour l'application suivante :

Elimination, dans le lobe principal, des brouilleurs ponctuels non situés dans la direction du signal (avec une directivité, ou lobe à 3 dB, de l'ordre de 30 fois supérieures à celle du radar simple).

Cependant l'application des antennes optimales adaptatives ne nous semble pas devoir se borner aux domaines Sonar et Radar. Elle peut à notre avis ouvrir des horizons en télécommunications (goniométrie instantanée et protection des liaisons) aussi bien qu'en radio astronomie.

5. BIBLIOGRAPHIE SUCCINCTE

(1) antennes de détection optimales adaptatives, Théorie et applications H. MERMOZ collection Tech. et Scientifique du CNET 1971

(2) CIT, Alcatel Rapport partiel d'étude du Traitement optimal d'antenne par Triplet numérique (Janvier 1972) (Giraudon et F. RODON)