



**HAL**  
open science

# Etalonnage des radars RONSARD. 1ere partie: Etude théorique générale et mesure de fonctions de transfert internes

B. Nutten, G. Scialom, P. Amayenc

## ► To cite this version:

B. Nutten, G. Scialom, P. Amayenc. Etalonnage des radars RONSARD. 1ere partie: Etude théorique générale et mesure de fonctions de transfert internes. [Rapport de recherche] Note technique CRPE n° 75, Centre de recherches en physique de l'environnement terrestre et planétaire (CRPE). 1979, 48 p. hal-02191368

**HAL Id: hal-02191368**

**<https://hal-lara.archives-ouvertes.fr/hal-02191368>**

Submitted on 23 Jul 2019

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

RP 1 82 (35)

**CENTRE NATIONAL D'ETUDES  
DES TELECOMMUNICATIONS**

**CENTRE NATIONAL DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**CENTRE DE  
RECHERCHES  
EN PHYSIQUE DE  
L'ENVIRONNEMENT  
TERRESTRE  
ET PLANETAIRE**

**CRPE**

**NOTE TECHNIQUE  
CRPE / 75**

**étalonnage des radars ronsard :**

*première partie :*

*étude théorique générale  
et mesure des fonctions  
de transfert internes*



par

**B. NUTTEN, G. SCIALOM, P. AMAYENC**



CRPE/ETE  
92131 ISSY LES MOULINEAUX

15 MARS 1980

NT/CRPE/75

ETALONNAGE DES RADARS RONSARD :  
1ère partie : ETUDE THEORIQUE GENERALE ET MESURE DES  
FONCTIONS DE TRANSFERT INTERNES


par

B. NUTTEN, G. SCIALOM, P. AMAYENC

CRPE/ETE

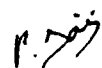
38-40 rue du Général Leclerc  
92131 - ISSY-les-MOULINEAUX

Le directeur adjoint du CRPE



I. REVAH

L'Ingénieur en Chef  
chargé du département ETE



P. BAUER

PLAN DE L'ETUDE

I - ETUDE THEORIQUE GENERALE ET MESURE DES FONCTIONS DE TRANSFERT INTERNES

1 - INTRODUCTION

2 - ETUDE THEORIQUE DES FONCTIONS DE TRANSFERT

2.1 Equation du radar

2.2 Equation du récepteur

A) Chaîne d'émission

B) Chaîne de réception

C) Chaîne de traitement

2.3 Equation globale

3 - DETERMINATION EXPERIMENTALE DE LA CONSTANTE INTERNE  $C_I$

3.1 Méthodologie

. Détermination de la constante  $C_I$  à l'aide de la source étalon

. Détermination de la constante  $C_I$  au moyen d'une source de bruit

3.2 Résultats des mesures effectuées sur le radar R2

ANNEXE 1 : Calcul du gain du pré-intégrateur dans le cas d'un bruit gaussien pseudo-blanc

ANNEXE 2 : Etude du comportement du calculateur de transformées de Fourier approchées dans le cas de signaux météorologiques simulés

ANNEXE 3 : Calcul de la largeur à mi-puissance de la cellule de résolution

## ETALONNAGE DES RADARS RONSARD

---

### I - ETUDE THEORIQUE GENERALE ET MESURE DES FONCTIONS DE TRANSFERT INTERNES

---

#### 1 - INTRODUCTION

Pour un radar météorologique monostatique à impulsions explorant des cibles distribuées en volume, la fraction de l'énergie émise, récupérée, après rétrodiffusion, dans la source primaire est une fonction :

- de la section efficace de rétrodiffusion des cibles observées,
- des caractéristiques de l'aérien,
- de la nature de l'onde émise et du milieu de propagation.

L'équation, communément appelée "équation du radar", reliant ces facteurs entre eux a été largement décrite sous des formes diverses dans la littérature (Marshall, Hitshfeld and Gunn - 1955, Probert-Jones - 1962, Battan - 1959/73).

La présente étude suppose connue cette équation (voir § 2.2) sous sa forme la plus récente (Battan 1973) incluant la correction proposée par Nathanson (1972), et s'attache à définir la loi reliant les caractéristiques des données enregistrées aux mesures de puissance rétrodiffusée. Dans le cas des radars Ronsard, compte tenu de la multiplicité des modes de fonctionnement possibles, l'établissement de cette deuxième loi est complexe. Nous avons en effet à tenir compte, outre des gains associés aux divers modes de fonctionnement, des sources de bruit, parmi les plus significatives, qui interviennent dans la chaîne de réception.

Par la suite nous qualifions de "interne" et de "externe" tout sous ensemble du radar situé en deça, ou au delà du foyer de la source primaire de l'antenne (cf. schéma), celle-ci constituant une frontière naturelle entre le trajet externe du signal et le trajet interne dans le récepteur et les circuits de traitement en temps réel.

Nous distinguons ainsi l'équation du radar supposée connue et l'équation du récepteur dont la recherche est l'objet de la présente étude.

Il est à noter que nous nous bornons à décrire l'équation du récepteur avec une précision de l'ordre de 1 dB, tout effet inférieur à 0.1 dB étant négligé.

En outre une certaine terminologie propre aux radars Ronsard est supposée connue du lecteur. En cas de difficultés, l'on pourra se reporter aux notes techniques antérieures mentionnées ci-dessous :

Note technique CRPE 1003 : Les radars Ronsard par P. WALDTEUFEL,  
B. NUTTEN, A. SAUVAGET,

Note technique CRPE 32 : Les radars Ronsard Notice d'utilisation  
par B. NUTTEN, A. SAUVAGET.

## 2 - ETUDE THEORIQUE DES FONCTIONS DE TRANSFERT

### 2.1 Equation du radar

L'équation définie par Marshall, Hitschfeld et Gunn (1955) s'écrit sous la forme suivante :

$$(1) \quad P_R = P_T \times A_e \times \frac{h}{Z} \times \frac{1}{4\pi r^2} \times \sum_{vol} \sigma_i$$

où

$P_R$  et  $P_T$  sont les puissances reçues et transmises mesurées au foyer de la source primaire,

$A_e$  est la surface effective de l'antenne,

$r$  est la distance séparant le radar du volume observé,  
 $h$  est le trajet spatial de l'onde pendant la durée de l'émission;  
 $\sum \sigma_i$  est la section efficace volumique de rétrodiffusion de la cible.  
Elle distingue les influences respectives du facteur d'antenne ( $A_e$ ), de l'atténuation sur le trajet de l'onde ( $\frac{1}{4\pi r^2}$ ), des dimensions spatiales du volume cible ( $\frac{h}{2}$ ) et des caractéristiques radioélectriques des diffuseurs.

Des hypothèses quant à la forme du diagramme d'illumination de l'antenne ont conduit Probert-Jones à proposer une expression actuellement admise pour le facteur  $A_e$ . La nouvelle équation s'écrit alors :

$$(2) \quad P_R = P_T \times \frac{G^2 \lambda^2 \theta^2}{128\pi \text{Log}2} \times \frac{h}{2} \times \frac{1}{4\pi r^2} \times \sum \sigma_i$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde du signal transmis,

$\theta$  est l'ouverture angulaire à mi-puissance du lobe principal supposé de forme gaussienne avec symétrie de révolution autour de l'axe,

$G$  est le gain dans la direction de l'axe de l'antenne.

En outre, Nathanson et Smith (1972) ont caractérisé l'influence du filtre récepteur sur la forme du volume cible : dans le cas particulier où l'enveloppe de l'onde émise est de forme rectangulaire et où le filtrage est adapté en réception, le facteur  $\frac{h}{2}$  caractérisant la cellule de résolution devient environ 0.3  $h$ . Dans le cas du radar KONSARD, ces deux conditions sont réalisées (cf. Annexe 1

Enfin il faut tenir compte de l'atténuation  $L$  le long du trajet de l'onde, due aux gaz atmosphériques et aux hydrométéores. Cette atténuation s'ajoute à celle due à la seule divergence sphérique du faisceau et s'exprime sous la forme :

$$L_{dB} = -2 \int_0^r (k_g + k_c + k_p) dr$$

où

$k_g$ ,  $k_c$  et  $k_p$  représentent l'atténuation (exprimée en dB par unité de longueur) par les gaz, les nuages et les précipitations.

L'atténuation en air clair, la seule envisagée ici, s'écrit encore :

$$(L_0)_{dB} = -2 k_g r$$

où

$$k_g \text{ vaut } 0.8 \cdot 10^{-5} \text{ dB/m (Battan 1973)}$$

$$L_0 = 10^{-0.8 \times 10^{-6} \times r} \text{ (r en mètres)}$$

L'équation (2) modifiée par la prise en compte des effets précédemment décrits devient dès lors :

$$(3) \quad P_R = P_T \times \frac{G^2 \lambda^2 \theta^2}{128\pi \text{Log}2} \times (0.3 h) \times \frac{L_0}{4\pi r^2} \times \sum \sigma_i$$

La quantité  $\eta = \sum_{\text{vol}} \sigma_i$ , encore appelée réflectivité, caractérise les propriétés radioélectriques des diffuseurs. On peut montrer que, moyennant certaines hypothèses restrictives (particules sphériques de petits diamètres devant la longueur d'onde, loi de diffusion de type Rayleigh) la réflectivité peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$\sum \sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 Z$$

Z est le facteur de réflectivité fonction seulement des diamètres des diffuseurs ( $Z \propto \sum_{\text{vol}} D^6$ )

$|K|^2$  est le carré du module de l'indice complexe de réfraction  
( $|K|^2 = 0.93$  dans le cas de gouttelettes d'eau)

d'où la nouvelle forme de l'équation radar telle qu'elle sera utilisée dans la présente étude :

$$(4) \quad \frac{P_R}{P_T} = \frac{\pi^3 G^2 \theta^2}{\lambda^2 \times 1706 \times \text{Log}2} \times h \times \frac{L_0}{r^2} \times |K|^2 \times Z$$



Cette équation appelle les quelques remarques suivantes :

i- Les paramètres intervenant dans le facteur d'antenne sont quasi indépendants des modes de fonctionnement du radar ( $\lambda$  peut prendre deux valeurs différentes de 0.2 dB). Seuls les facteurs  $P_T$  et  $h$  sont fonctions du mode d'émission du radar. Néanmoins, on démontrera dans la suite de l'étude que l'influence du facteur  $P_T$  pourra être négligée au prix de l'introduction d'un facteur correctif d'importance marginale (voir au § 2.2 le rôle de la mémoire d'amplitude). Le facteur  $h$  doit à l'inverse être pris en considération. Sa valeur en fonction du mode d'émission est indiquée dans le tableau 1.

Mode d'émission MEM	1	2	3
$h_m$	50	100	200

Tableau 1

ii- Les unités employées sont les suivantes :

- .  $h$ ,  $\lambda$  et  $r$  sont exprimés en mètres
- .  $D$  est exprimé en millimètres
- . avec de tels choix, le facteur de réflectivité  $Z$ , se trouve exprimé en unités "conventionnelles" :  $\text{mm}^6/\text{m}^3$ .

iii- Les applications numériques ultérieures utiliseront les données numériques suivantes :

$$\left. \begin{aligned} G &= 27500 && (44,4 \text{ dB}) \\ \theta &= 15.2 \times 10^{-3} \text{ radians } (0.87 \text{ degré}) \\ \lambda &= 5.34 \times 10^{-2} \text{ m} \\ |K|^2 &= 0.93 \end{aligned} \right\} \text{mesures de recette des antennes}$$

L'équation finalement proposée pour décrire le trajet aérien de l'onde émise dans le cas particulier du système RONSARD, est donc la suivante :

$$(5) \quad \frac{P_R}{P_T} = 7.5 \times 10^7 \times 2^{\text{MEM}-1} \times \frac{10^{-0.8 \times 10^{-6} r}}{r_m^2} \times \left( Z \left( \text{mm}^6 \text{ m}^{-3} \right) \times 10^{-18} \right)$$

Cette équation peut prendre la forme plus condensée suivante :

$$(5 \text{ bis}) \quad \frac{P_R}{P_T} = C_E \frac{Z}{r^2}$$

dans laquelle  $C_E$  rassemble les caractéristiques externes du radar.

Enfin, la traduction en dB de l'équation (5) conduit à l'équation (6) :

$$(6) \quad 10 \log \frac{P_R}{P_T} = -101.3 + 3(\text{MEM}-1) - 8 \times 10^{-6} r_{(m)} - 20 \log r_{(m)} + 10 \log Z \left( \text{mm}^6 \text{ m}^{-3} \right)$$

Il est à noter que cette loi a été établie à partir de considérations physiques générales et que, en l'absence de vérification par des mesures directes, elle n'a d'autre valeur que celle d'un outil de travail préliminaire.

L'historique de l'élaboration de l'équation du radar démontre clairement la nécessité d'un étalonnage global des paramètres externes au radar, effectué à la fois à l'aide de radio-sources connues (soleil, lune) et par le biais de sondages actifs. Une telle étude met en oeuvre des moyens importants et sera effectuée ultérieurement, le présent travail étant, rappelons le, limité à l'étude théorique et expérimentale des fonctions de transfert internes du radar.

## 2.2 Equation du récepteur

### Description des chaînes d'émission et de réception (figures 1a et 1b)

#### A) Chaîne d'émission

La puissance  $P_E$  de l'émetteur dépend du mode d'émission. Après atténuation dans le trajet circulateur-guides-orthomode (facteur  $L_E$ ) la puissance  $P_T$  transmise par la source primaire s'écrit :

$$(7) \quad P_T = \frac{1}{L_E} \times P_E \text{ (MEM)}$$

#### B) Chaîne de réception

1) La puissance  $P_R$  rétrodiffusée par les cibles s'ajoute, dans la source primaire, à la puissance  $B_C$  du bruit atmosphérique. Ce bruit blanc, de température équivalente voisine de  $30^\circ \text{ K}$  lorsque l'antenne est pointée au zénith, s'intensifie pour des angles de site faibles (température tendant vers  $300^\circ \text{ K}$ ). Le signal traverse ensuite successivement les éléments décrits ci-après.

2) L'orthomode, les guides et transitions, le circulateur et le tube TR sont équivalents à une atténuation LR.

3) L'amplificateur paramétrique peut être assimilé à un amplificateur parfait de gain  $G_{AP}$  précédé d'une source de bruit  $B_{AP}$  ( de température  $\theta_{AP}$ ) traduisant la dégradation du rapport signal/bruit.

Dans certaines conditions de fonctionnement le signal sinusoïdal fourni par la source étalon est injecté à l'entrée de l'amplificateur paramétrique. La puissance de ce signal est fonction de l'oscillateur local choisi et dépend donc :

- . de la fréquence d'émission  $F_{EM}$ ,
- . du numéro d'ordre du radar NRAD (1 ou 2).

Le gain  $G_{AP}$  est lui-même fonction du bit de poids 4 (IAP) dans le mot de CAG

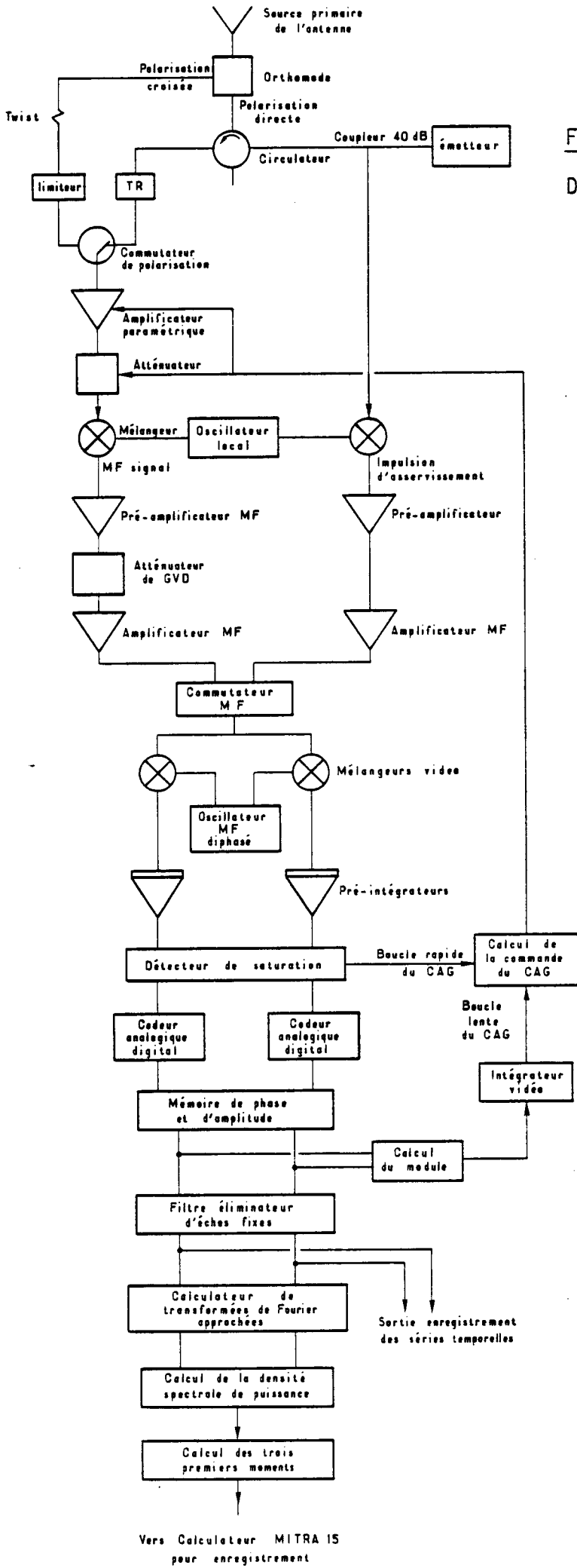
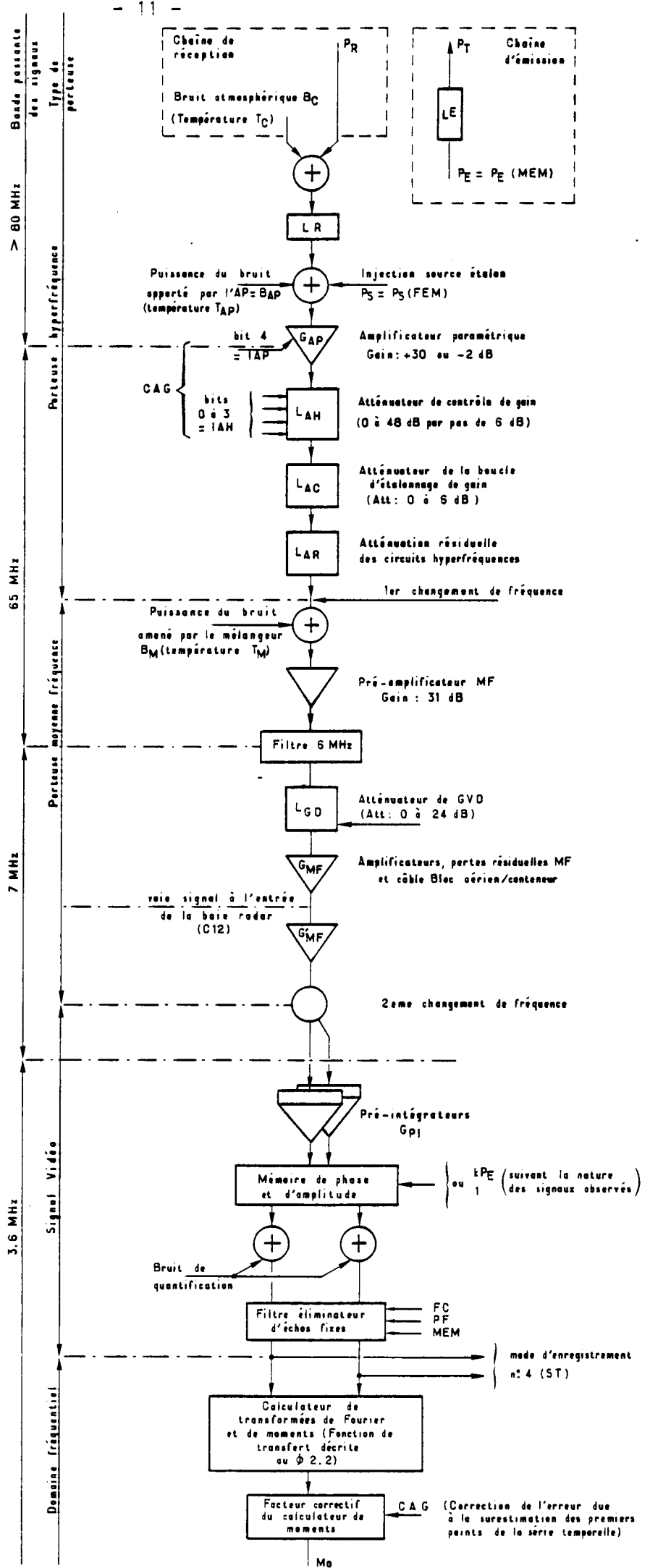


Figure 1a :

Diagramme général du radar

Figure 1b :

Diagramme simplifié de la chaîne émission/réception (seules les sources de bruit significatives ont été mentionnées)



(contrôle automatique du gain).

$$(8) \quad \begin{cases} G_{AP} = 1\,000 \text{ (30 dB)} & \text{si } IAP = 0 \\ \quad = 0.63 \text{ (-2 dB)} & \text{si } IAP = 1 \end{cases}$$

4) L'atténuateur de CAG, situé en aval de l'amplificateur paramétrique, varie de 0 à 48 dB par incréments de 6 dB selon la valeur des bits d'ordre 0 à 3 (IAH) du mot de commande de CAG. La valeur  $L_{AH}$  de l'atténuation de ce composant s'exprime de la façon suivante :

$$(9) \quad (L_{AH})_{dB} = 6 \times IAH \quad (IAH = 0 \text{ à } 8)$$

5) L'atténuateur de la boucle d'étalonnage prend une valeur  $L_{AC}$  comprise entre 0 et 6 dB, le point de repos étant normalement voisin de 4.8 dB.

6) Les atténuations résiduelles des deux composants précédents, ajoutées à celles des guides et transitions, sont résumées dans le facteur  $L_{AR}$  fonction du radar considéré.

7) Un premier changement de fréquence ramène la porteuse à 60 MHz. Cette opération effectuée dans un mélangeur hyperfréquence, se traduit par :

- une atténuation de 6 dB dont il sera tenu compte dans le facteur global  $G_{MF}$  (voir alinéa j).

- l'addition d'un bruit gaussien blanc  $B_M$  de température  $T_M$  proche de 1 500° K.

8) Un ensemble préamplificateur-filtre ramène la bande passante de 65 MHz à 7 MHz. Comme précédemment les gains et amplifications seront pris en compte dans le facteur  $G_{MF}$ .

9) L'atténuateur du gain variable en distance ( $L_{GVD}$ ) est fonction de la

distance  $r$ , séparant le radar de la cible, suivant une loi quasi-quadratique. Cet atténuateur a pour but de rattrapper au moins partiellement la divergence sphérique du faisceau. La loi réelle est la suivante :

$$(10) \quad \left. \begin{aligned} L_{GVD} &= 1 && \text{si } r > r_2 + r_0 \\ &= \left( \frac{r_2}{r - r_0} \right)^2 && \text{si } r_1 + r_0 < r < r_2 + r_0 \\ &= 1/256 && \text{si } r < r_1 + r_0 \end{aligned} \right\}$$

où  $r_1$  et  $r_2$  sont les deux bornes extrêmes d'action du gain variable en distance,

$r_0$  est un terme correctif lié à un retard de l'horloge radar fonction du mode d'exploration :

$$(11) \quad r_{0m} \equiv 200 + 50 \times 2^{MEXP-1} \quad (200 \text{ m} + 1/2 \text{ largeur de porte de réception})$$

10) Le terme  $G_{MF}$  résume les effets de l'amplification et des atténuations dans la voie MF jusqu'à l'arrivée au circuit RoN 333 à l'entrée de la baie de traitement. Il tient compte, en particulier, des facteurs suivants :

- perte d'insertion du mélangeur hyperfréquence ( $\simeq - 6$  dB)
- gain du préamplificateur MF ( $\simeq + 31$  dB)
- gain du filtre 6 MHz ( $\simeq + 4$  dB)
- gain de l'atténuateur de GVD ( $\simeq - 10$  dB)
- gain de l'amplificateur MF (+ 64 dB)
- gain de l'amplificateur de sortie (cascode, + 14 dB)
- atténuation du câble de liaison récepteur/conteneur ( $\simeq - 10$  dB)

Le facteur  $G_{MF}$  peut être évalué (selon des données approximatives, propres à chacun des composants, fournies par les différents constructeurs) à 87 dB.

Remarque : Le facteur  $G_{MF}$  rend compte du trajet du signal dans les circuits MF situés en amont de la baie radar. Il a été jugé opportun de distinguer les gains MF qui précèdent et qui suivent ce point de mesure (connecteur C12) ; en ce point peuvent en effet être entrepris les contrôles :

- du fonctionnement de la fraction du récepteur située dans le bloc aérien (par la mesure de la puissance reçue au moyen d'un micro-watt mètre).

- du fonctionnement des circuits MF supplémentaires et des unités câblées de traitement de signal (par injection de signal dans la baie au moyen d'un synthétiseur).

11) Le terme  $G'_{MF}$  rend compte des gains et atténuations dans le trajet MF du signal interne à la baie de traitement.

Il résume les contributions des circuits suivants :

- . commutateur MF (RON 333)
- . gain du mélangeur vidéo (RON 334)

Il est à noter qu'à partir de la sortie du mélangeur vidéo, l'adaptation d'impédance à 50  $\Omega$  n'est plus réalisée. Le gain  $G'_{MF}$  n'est donc pas défini comme le rapport des puissances à l'entrée et à la sortie du circuit, mais comme le carré du quotient des amplitudes. L'homogénéité des formules impose d'exprimer  $G'_{MF}$  en ohm.

12) Le mélangeur vidéo peut être assimilé, contrairement au mélangeur hyperfréquence générateur de bruit, à un simple facteur de gain dont il est tenu compte plus haut (facteur  $G'_{MF}$ , alinéa 11).

13) Un jeu de deux pré-intégrateurs, supposés identiques, applique au signal vidéo bipolaire une loi d'intégration de durée fonction de la largeur de la porte de distance. Soit  $s(t)$  la représentation complexe du signal



video bipolaire ( $s(t) = x(t) + iy(t)$ ). Les pré-intégrateurs délivrent un signal  $S(t) = X(t) + i Y(t)$  déduit de  $s(t)$  par la loi :

$$S(t) = C \times \int_t^{t+T} s(t) dt$$

où . C représente une constante de gain, et  
. T est la largeur de la porte de distance, fonction du mode d'exploration.

Dans le cas idéal d'une onde  $s(t)$  sinusoïdale de période  $\tau$ , et dans l'hypothèse  $T \ll \tau$ , cette loi devient :

$$S(t) \simeq C \times T \times s(t)$$

qui traduit une simple amplification.

Dans le cas, au contraire, où  $s(t)$  est un bruit gaussien pseudo-blanc, on démontre (voir annexe 1) que la puissance moyenne du signal  $s(t)$  se déduit de celle de  $S(t)$  par la relation suivante :

$$|S(t)|^2 = C^2 \frac{T}{B} \cdot G_{PIC} |s(t)|^2$$

où B est l'étendue spectrale du bruit avant pré-intégration, T la durée de la pré-intégration, et  $G_{PIC}$  un facteur correctif n'intervenant qu'en modes d'exploration 1 et 2. Les deux cas décrits ci-dessus traduisent le comportement du récepteur respectivement sur un signal cohérent et sur du bruit. L'influence des pré-intégrateurs, en ce qui concerne les mesures de puissance, se résume dans les deux configurations à un gain  $G_{PI}$  valant :

. dans le cas de cibles cohérentes :

$$(12) \quad G_{PIS} = C^2 T^2$$

. dans le cas du bruit :

$$(13) \quad G_{PIB} = C^2 \times T/B \times G_{PIC}$$

En outre les pré-intégrateurs sont suivis d'un atténuateur ajustable dépendant de T, donc du mode d'exploration. Ce circuit, constitué d'un jeu de six ponts de résistances réglables, permet de compenser le gain de pré-intégration par un réglage sélectif fonction du mode d'exploration.

Note : Une grossière approximation (à 1 dB près) consiste à remplacer la constante  $C = C(\text{MEXP})$  par  $\frac{1}{T}$ . On montre dès lors que le gain de pré-intégration global est voisin de l'unité dans le cas d'un signal sinusoïdal de fréquence  $\ll \frac{1}{T}$  et varie comme le rapport  $\frac{1}{BT}$  dans le cas du bruit.

14) La conversion analogique-digitale effectuée entre les pré-intégrateurs et la mémoire de phase et d'amplitude est décrite par la constante  $C_{AD}$  exprimée en  $V^{-1}$ .

$$C_{AD} = \frac{128}{10} = 12.8 \text{ V}^{-1}$$

15) La mémoire de phase et d'amplitude équivaut à appliquer à l'amplitude du signal video  $s(t)$  une légère atténuation  $L_{MPA}$  fonction de l'amplitude de l'impulsion d'asservissement (IA).

Celle-ci dépend elle-même :

- de la puissance émise  $P_E$
- du réglage de gain dans la voie IA.

#### Notes

a- On rappelle que la mémoire d'amplitude a pour but de compenser partiellement les fluctuations de puissance émise. Ceci est réalisé dans une plage d'évolution de la puissance de largeur 2.6 dB (en août 1978). Le défaut de

ratrapage du gain lié à une insuffisance de puissance d'émission peut atteindre 0.8 dB à la borne inférieure de la plage ( $P_{\text{émise}} = 0.55 P_{\text{max}}$ ).

Il est prévu dans l'avenir de réduire à 1.5 dB l'étendue de la plage de validité du calcul afin de rendre négligeables (< 0.2 dB) les erreurs de compensation. Dès lors le terme  $P_t$  de l'équation externe pourra être remplacé quelle que soit la puissance réellement émise, par la valeur médiane égale à  $P_{E0} = 250 \text{ kW}$  (fig. 2).

En résumé, la fonction de transfert de la mémoire de phase et d'amplitude s'écrit :

$$\left( \frac{\text{Amplitude du signal de sortie}}{\text{Amplitude du signal d'entrée}} \right)^2 = \frac{1}{L_{\text{MPA}}} \times \frac{P_{E0}}{P_E}$$

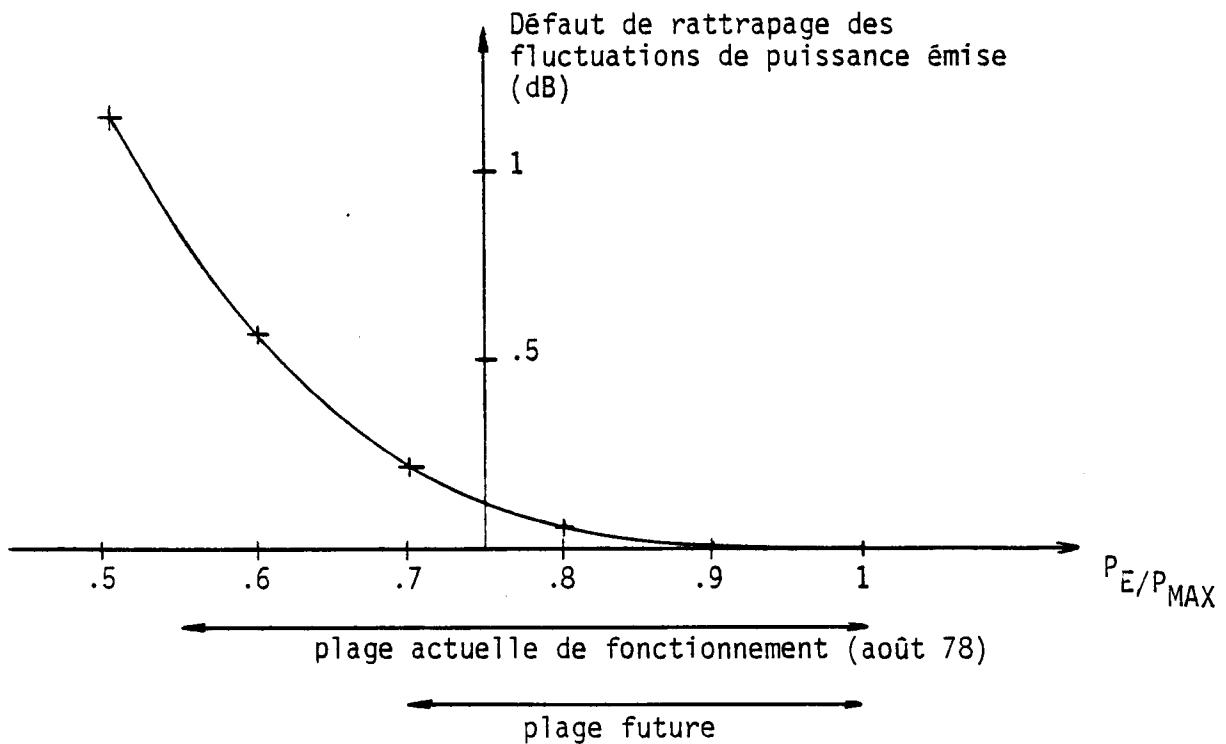


Fig. 2 Mémoire de phase et d'amplitude : Défaut de rattrapage des fluctuations de la puissance transmise.

b- Les séries temporelles fournies par la mémoire de phase et d'amplitude sont enregistrées par le calculateur sans modification en mode MENR = 4 lorsqu'on ne demande pas de filtrage des échos fixes.

Ce mode d'enregistrement sera principalement utilisé lors de la détermination expérimentale des gains de pré-intégration.

### C) Chaîne de traitement

1) Le filtre éliminateur d'échos fixes permet la suppression en temps réel des signaux de fréquence basse. Sa fréquence de coupure FC peut prendre trois valeurs 20, 40 ou 60 Hz (à l'exception du mode d'émission 1 pour lequel la fréquence 20 Hz est interdite). Deux valeurs possibles du paramètre PF conduisent à deux valeurs de la pente du filtre dans la bande atténuée (12 ou 24 dB par octave).

En raison de diverses quantifications, le gain dans la bande passante varie selon les modes de fonctionnement et doit être pris en compte en fonction du mode d'émission et des paramètres FC et PF. Ce gain  $G_{FE}$  est représenté dans le tableau 2 qui suit, constitué à la suite de mesures de recette du filtre.

#### Note :

Le mode de filtrage correspondant à  $FC = 0$  signifie, quels que soient les deux autres paramètres, que le filtre n'est pas en service ; il est alors "transparent" aux données qui le traversent.

2) L'ensemble calculateur de transformées de Fourier et "post processeur" peut être assimilé à un instrument parfait de mesure de puissance spectrale suivi d'un circuit dégradant ses performances.

- L'appareil supposé parfait effectue un calcul de puissance  $M\phi$  par sommation des raies de la densité spectrale de puissance. En application du théorème

MEM	Fréquence de coupure FC HZ	Pente du filtre dB/octave	gain G <sub>FE</sub> dB
1	40	12	.5
		24	1.0
	60	12	.3
		24	.6
2	20	12	.4
		24	1.0
	40	12	.8
		24	1.5
	60	12	1.2
		24	3.0
3	20	12	.9
		24	1.8
	40	12	2.0
		24	3.8
	60	12	3.0
		24	5.6

Tableau 2 : Gain du filtre éliminateur d'échos fixes en fonction du mode d'émission et des modes de fonctionnement FC et PF.

de Parseval, et après introduction d'un facteur correctif de cadrage, ce facteur s'écrit :

$$(14) \quad M\phi = \frac{1}{6.4} \times \frac{1}{64} \sum_{i=1}^{i=64} (x_i^2 + y_i^2)$$

où  $x_i$  et  $y_i$  représentent les deux composantes du signal video complexe après codage analogique-numérique.

- Les causes d'erreur actuellement dénombrées dans le traitement de Fourier varient selon la nature des signaux qui lui sont appliqués.

#### Cas des signaux certains sinusoïdaux :

. Les quantifications se traduisent par une atténuation moyenne  $L_{CTFA}$  superposée à un bruit de densité uniforme.

. L'ébasage dans le spectre de puissance des raies d'amplitude inférieure à 1/16 de celle de plus grande énergie conduit en moyenne à réduire le gain et à augmenter l'incertitude de la mesure. Ces effets sont fonctions de l'amplitude de la sinusoïde (voir figure 3). A titre d'exemple, dans le cas d'un signal certain de puissance normale (8 dB sous le niveau de saturation), l'erreur de mesure vaut 1.2 dB avec un écart quadratique moyen de 0.3 dB.

#### Cas d'un bruit gaussien

Les signaux de forte variance ont un spectre, à puissance égale, réparti sur l'ensemble des raies. Ainsi, le spectre correspondant à un bruit équi-réparti de puissance 64 est constitué de 64 raies d'amplitude 1. La valeur de  $M\phi$  n'est alors plus fonction des quantifications et est dénué de sens.

### Cas d'un signal météorologique

Les signaux réels cumulent les dégradations observées dans les deux cas précédents :

- d'une part la quantification et l'ébasage amenuisent la mesure de puissance,

- d'autre part l'élargissement spectral tend à répartir sur un grand nombre de raies la puissance du signal, ce qui contribue encore à réduire le gain en rendant l'ébasage plus sévère ; cet effet augmente avec la largeur du spectre.

En outre, dans le cas de signaux météorologiques, l'amplitude des séries temporelles peut varier dans une porte au cours d'une analyse alors que le CAG est fixé. Les risques de saturation sont d'autant plus grands que les moments  $M_0$  sont élevés et augmentent avec la largeur des spectres.

L'annexe 2 au présent document décrit la simulation du calculateur de transformées de Fourier approchées effectuée d'une part, sur des signaux certains, d'autre part sur des signaux aléatoires gaussiens et dont le spectre, de forme gaussienne, est progressivement élargi. On rappelle sur la figure 3 les résultats de cette simulation. Il est clair que la grande variabilité du comportement du calculateur de transformées de Fourier approchées va nécessiter l'introduction d'un terme correctif, traduisant les courbes d'erreur de la figure 3, fonction à la fois des moments  $M_0$  et des largeurs spectrales.

Néanmoins il est facile de constater que la contribution à l'erreur de mesure due à l'élargissement spectral peut être assimilée à une simple atténuation (à 0.2 dB près, cf annexe 2). Le terme correctif appliqué au facteur de réflectivité se résume donc à :

- 1) un terme traduisant la non linéarité de la courbe a/figure 3,
- 2) un terme correctif additionnel fonction de l'élargissement spectral.

erreur sur la mesure  
de la réflectivité

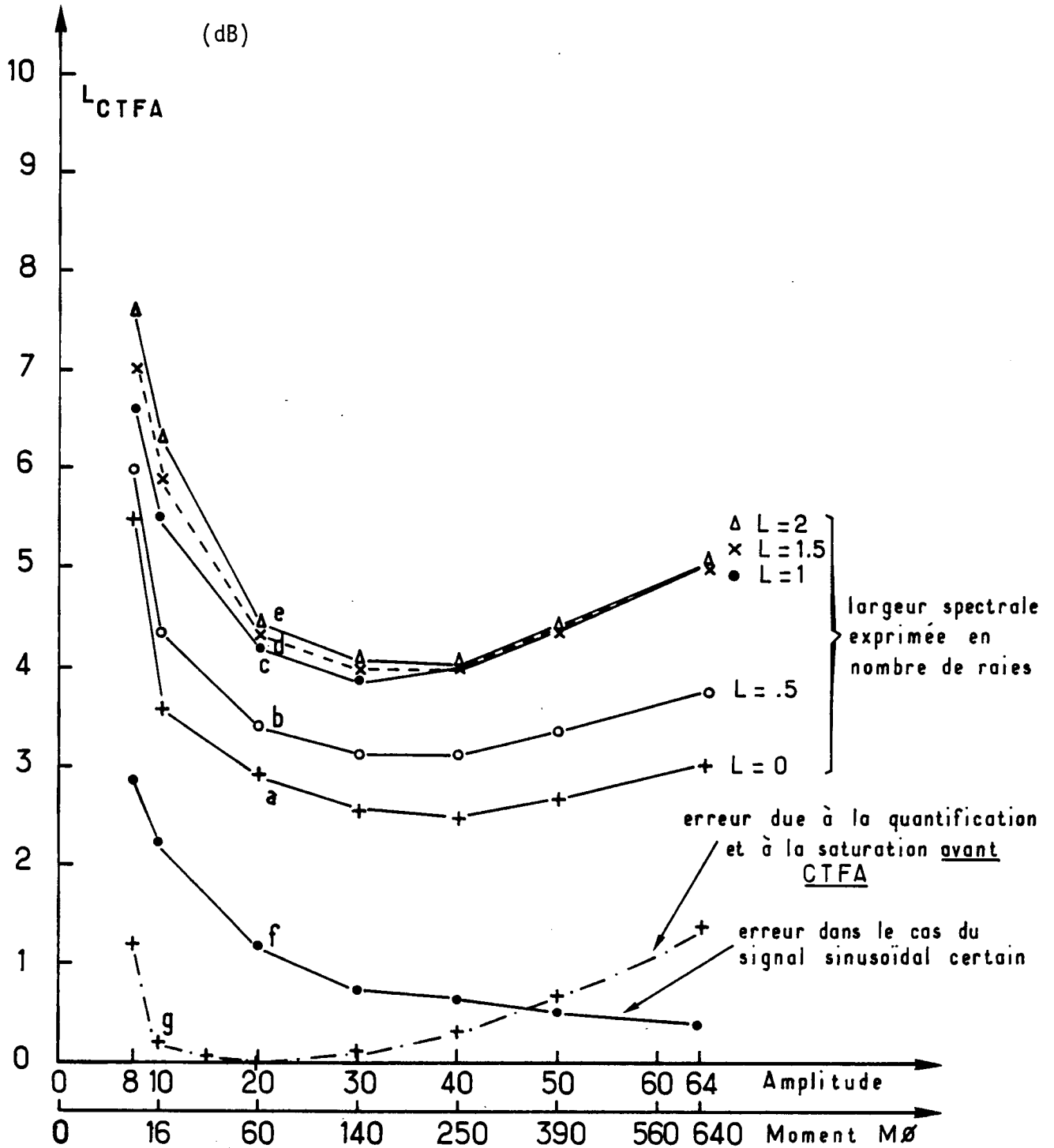


Figure 3 : Erreur sur la mesure du facteur de réflectivité due au comportement du calculateur de transformées de Fourier : a,b,c,d,e/ dans le cas de cibles météorologiques simulées de largeur spectrale variant de 0 à 2 intervalles entre raies,

f/ dans le cas d'un signal certain sinusoïdal.

La courbe g représente la contribution de la quantification et de la saturation du signal météorologique lors du codage avant CTFA.



Note : Enregistrement des séries temporelles

Lors de l'enregistrement des séries temporelles (mode MENR = 4), le facteur correctif précédemment discuté est sans objet.

Toutefois, l'effet de la quantification lors du codage analogique-numérique subsiste, auquel s'ajoute dans le cas de cibles météorologiques, celui dû à la saturation lié à la nature aléatoire du signal.

La combinaison de ces deux effets se traduit par une atténuation non négligeable ainsi que le montre la courbe g de la figure 3.

Détermination de l'équation interne du radar

Les constituants de la chaîne de réception sont ici rassemblés en une équation reliant la puissance mesurée par le radar, déduite de la valeur de  $M\phi$  et de CAG, à la puissance rétrodiffusée  $P_R$ .

$$(15) \quad M\phi = C_I \times \frac{P_R}{P_T}$$

où  $C_I$  est la constante interne au radar déduite des gains ou atténuations de ses constituants.

Reprenant la liste décrite en 2.2, l'équation (15) se développe suivant l'équation qui suit :

$$(16) \quad M\phi = \left( g_{HY} \cdot g_{MF} \cdot g_{VI} \cdot \frac{L_E}{L_R} P_{EO} \right) \frac{P_R}{P_T}$$
$$g_{HY} = \frac{G_{AP}}{L_{AH} L_{AC} L_{AR}}$$
$$g_{MF} = \frac{G_{MF} G'_{MF}}{LGVD}$$
$$g_{VI} = \frac{G_{PIS} G_{FE} C_{AD}^2}{L_{CTFA} L_{MPA}}$$

### 2.3 Equation globale - Estimation du facteur de réflectivité à partir des mesures radar

Deux équations ont été proposées pour décrire les trajets respectivement externe et interne au radar. Elles sont rappelées ci-dessous :

$$(5 \text{ bis}) \quad \frac{P_R}{P_T} = C_E \frac{Z}{r^2}$$

$$(15) \quad M_\phi = C_I \frac{P_R}{P_T}$$

L'élimination des termes  $P_R$  et  $P_T$  conduit à l'équation (17) qui caractérise globalement le radar :

$$(17) \quad M_\phi = C_E C_I \frac{Z}{r^2}$$

## 3 - DETERMINATION EXPERIMENTALE DE LA CONSTANTE INTERNE $C_I$

### 3.1 Méthodologie

Deux méthodes sont envisageables pour déterminer la valeur, propre à chaque mode de fonctionnement du radar, de la constante  $C_I$ . L'une consiste à analyser élément par élément la chaîne de réception et à associer à l'étude descriptive du paragraphe 2.2 des valeurs quantitatives mesurées.

L'autre, plus synthétique, conduit à injecter un signal connu (source étalon ou bruit calibré) à l'entrée du récepteur et à déterminer le gain global par la mesure du signal de sortie.

Pour une évidente raison de simplicité, nous avons choisi la deuxième voie qui évite d'avoir à entreprendre le démontage fastidieux des éléments du récepteur.

### Détermination de la constante $C_T$ à l'aide de la source étalon

Cette mesure suppose que l'on injecte, à l'entrée de l'amplificateur paramétrique, un signal sinusoïdal de fréquence voisine de la fréquence d'émission. Ce signal est supposé avoir un niveau supérieur au bruit apporté par l'amplificateur paramétrique, ce que confirment les mesures de puissance de source généralement injectées (typiquement -80 dBm pour un niveau de bruit voisin de -102 dBm).

L'impulsion d'asservissement issue de l'émetteur n'existe pas dans cette mesure interne du gain et doit être simulée par une valeur numérique constante. Le facteur  $\frac{L_E P_{E\phi}}{L_{MPA} P_T}$  doit donc être pris égal à 1.

Le terme  $L_{MPA}$  étant estimé par calcul (fig. 2), une mesure directe de la perte à l'émission  $L_E$  doit être effectuée. L'équation (16) prend cette fois la forme simplifiée suivante :

$$M\phi = (g_{HY} \cdot g_{MF} \cdot g_{VI} \cdot L_{MPA}) P_R$$

qui peut encore être réduite par un choix approprié des modes de fonctionnement. En effet :

a) L'utilisation du gain variable en distance (GVD) est une complication inutile dans le cas d'un signal qui n'a pas subi l'effet de la divergence sphérique du lobe de l'aérien,

b) Le filtre éliminateur d'échos fixes peut être l'objet d'une étude séparée (laquelle a déjà été effectuée lors des mesures de recette de ces équipements, cf tableau 1).

c) Compte tenu des incertitudes de fonctionnement du calculateur de transformées de Fourier, la détermination des constantes sera effectuée par analyse précise, en temps différé, des séries temporelles. La constante  $L_{CTFA}$ , par

ailleurs étudiée par simulation (cf § C), doit alors être prise égale à 1.

L'équation finalement proposée prend donc la forme suivante :

$$(18) \quad M\phi = \frac{G_{AP} G_{MF} G'_{MF} G_{PIS} C_{AD}^2}{L_{AH} L_{AC} L_{AR}} \times P_R$$

Remarque :

1 - Par commodité, nous désignerons par  $MR\phi$  la valeur du moment  $M\phi$  ramenée à la valeur nulle du CAG :  $MR\phi$  est ainsi la valeur que prendrait le moment d'ordre 0 du spectre si le gain du récepteur demeurait constant à sa valeur maximale et si sa dynamique linéaire était suffisante.

L'équation (18) se transforme en l'équation (19) qui a le mérite de présenter la quantité  $MR\phi$  comme une mesure linéaire de puissance rétro-diffusée :

$$(19) \quad MR\phi = \frac{10^3 G_{MF} G'_{MF} G_{PIS} C_{AD}^2}{L_{AC} L_{AR}} \times P_R$$

2 - Parmi les termes de la dernière équation, seul  $G_{PI}$  est fonction du mode d'exploration MEXP. L'expression  $\frac{G_{MF} G'_{MF}}{L_{AC}}$ , en fonctionnement nominal par calculateur, est rendue constante par le jeu de la boucle d'étalonnage de gain bien que les termes  $G_{MF}$  et  $G'_{MF}$  soient sujets à varier avec la température. Enfin  $C_{AD}$ ,  $L_R$  et  $L_{AR}$  sont de pures constantes.

3 - La puissance  $P_R$  est déduite d'une mesure directe de puissance de la source étalon, effectuée au moyen d'un micro-wattmètre ; l'erreur introduite par l'instrument à notre disposition dans les gammes voisines de -40 dBm excède en général 1 dB, en raison des difficultés de tarage.

En conclusion le comportement du radar alimenté par la source étalon peut

être décrit par la relation :

$$(20) \quad MR\phi = C_{I0} (MEXP) P_R$$

Détermination de la constante  $C_I$  au moyen d'une source de bruit

Les constantes internes du radar peuvent être évaluées au moyen d'une source de bruit étalonnée injectée à l'entrée de l'amplificateur paramétrique. Cette méthodologie a l'avantage de permettre une mesure absolue de puissance injectée avec une précision meilleure que 0.3 dB.

En revanche, le contrôle des conditions de mesure est indispensable et l'interprétation des résultats plus délicate. En effet,

i- L'uniformité du bruit doit être contrôlée avec soin ; à ce titre il convient de s'assurer que certains couplages dans l'enceinte du récepteur n'induisent, à l'entrée de l'amplificateur paramétrique, une fraction de l'énergie de la source étalon,

ii- Les sources de bruit internes au radar (amplificateur paramétrique, mélangeur hyperfréquence) ne sont plus négligeables et doivent être intégrées dans l'équation interne, de même que le bruit du ciel fonction du pointage de l'antenne. En outre, les équations qui caractérisent la température de bruit du récepteur diffèrent selon que l'amplificateur paramétrique est allumé ou éteint. La première hypothèse, la plus réaliste dans le cas d'un tube à bruit de 10 000° K, est supposée vérifiée par la suite.

iii- Il faut tenir compte du comportement des pré-intégrateurs dans le cas d'un bruit blanc. Le gain  $C^2 T^2$  devient  $C^2 \frac{T}{B} G_{PIC}$  dans le cas du bruit, ce qui revient, toutes choses égales par ailleurs, à appliquer à l'équation (20) un facteur multiplicatif égal à :

$$\frac{C^2 T/B \times G_{PIC}}{C^2 T^2} = \frac{G_{PIC}}{BT}$$

De même qu'au paragraphe 3.1, les contributions respectives du gain variable en distance, du filtre éliminateur d'échos fixes et du calculateur de transformées de Fourier sont supposées connues.

Désignons par  $\theta_C$ ,  $\theta_{AP}$ ,  $\theta_{ET}$  et  $\theta_M$  les températures effectives de bruit associées respectivement à l'antenne, à l'amplificateur paramétrique, à la source étalonée et au mélangeur.

On peut démontrer (\*) que la température effective de bruit  $\Theta$  du récepteur mesurée dans le plan de la source primaire et dans le cas où l'amplificateur paramétrique est en service, s'écrit :

$$(21) \quad \Theta = (L_R - 1)\theta_0 + \theta_C + L_R(\theta_{AP} + \theta_{ET}) + \frac{LR}{G_{AP}} (L_{AR} \cdot L_{AH} \cdot L_{AC} - 1)\theta_0 + \frac{LR}{G_{AP}} L_{AR} \cdot L_{AH} \cdot L_{AC} \cdot \theta_M$$

où  $\theta_0$  désigne la température ambiante.

Si l'on remarque que le terme  $L_{AR} \cdot L_{AH} \cdot L_{AC}$  est toujours très supérieur à 1, et en introduisant le facteur  $g_{HY}$  précédemment défini, l'équation (21) devient :

$$(22) \quad \Theta = (L_R - 1)\theta_0 + \theta_C + L_R(\theta_{AP} + \theta_{ET}) + \frac{LR}{g_{HY}} (\theta_0 + \theta_M)$$

La loi de Boltzman reliant la puissance  $P_R$  de ce bruit blanc à sa bande passante  $B$  et à sa température effective s'écrit :

$$P_R = k \Theta B \quad (k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ MKS})$$

D'où l'écriture de l'équation interne dans le cas du bruit :

$$(23) \quad M_0 = \frac{kg}{T} \left[ \theta_M + \theta_0 + g_{HY} (\theta_{ET} + \theta_{AP}) + \frac{\theta_C + (L_R - 1)\theta_0}{L_R} \right]$$

avec 
$$g = G_{MF} \cdot G'_{MF} \cdot G_{PIS} \cdot G_{PIC} \cdot C_{AD}^2$$

\* cf Note technique CRPE n° XX "Radars RONSARD : détermination de la température effective de bruit des récepteurs" par B. NUTTEN (en préparation)

soit encore :

$$(24) \quad MR_0 = \frac{10^3 g}{L_{AC} L_{AR}} \left[ \frac{k}{T} \left( \theta_{ET} + \theta_{AP} + \frac{\theta_C + (L_R - 1) \theta_0}{L_R} + \frac{\theta_M + \theta_0}{g} \right) \right]$$

Cette dernière expression peut encore s'exprimer sous la forme :

$$MI_0 = C_{I_0} \times \frac{k \Theta_{AP}}{T}$$

où  $\Theta_{AP}$  représente la somme de la température effective de bruit du radar, mesurée à l'entrée de l'amplificateur paramétrique, et de la température de la source étalonnée injectée en ce même point.

Les mesures de la constante réduite  $C_{I_0}$  effectuées au moyen de la source étalon et d'une source de bruit sont indépendantes. Aux incertitudes près, elles doivent concorder et conduire à une valeur moyenne commune. Intégrée à l'équation (15), cette estimation expérimentale conduit aux écritures suivantes de l'équation interne du radar :

$$(26) \quad M_\emptyset = \frac{G_{AP} \cdot C_{I_0} \cdot G_{FE} \cdot L_E \cdot P_{E_0}}{L_{AH} \cdot L_R \cdot L_{GVD} \cdot L_{CTFA} \cdot L_{MPA}} \times \frac{P_R}{P_T}$$

$$(27) \quad MR_\emptyset = C_{I_0} \times \frac{10^3 G_{FE} \cdot L_E \cdot P_{E_0}}{L_R \cdot L_{GVD} \cdot L_{CTFA} \cdot L_{MPA}} \times \frac{P_R}{P_T}$$

### 3.2 Résultat des mesures effectuées sur le radar R2

Deux cycles de mesures ont été entrepris sur le radar R2, en février et mars 1979, dans le but de contrôler l'équation interne du radar précédemment définie. Ces mesures conduisent à des estimations indépendantes de la constante interne, dans chacun des trois modes d'exploitation du radar, à partir d'une source cohérente et de sources de bruit étalonnées. Nous devons nous assurer, pour chaque mode de fonctionnement, de la faible dispersion des valeurs de constante interne observées.

Les tableaux 3, 4 et 5 rendent compte des résultats obtenus à partir de mesures effectuées à l'aide, respectivement :

- i - du bruit interne au radar utilisé comme source,
- ii - du bruit généré par une source étalonnée de température 10 600°K,
- iii - de la source étalon préalablement qualifiée.

Ces tableaux rappellent dans chaque cas l'équation utilisée pour la mesure de la température effective de bruit ainsi que les valeurs numériques employées. Dans le cas particulier du tableau 5, l'estimation de la puissance de bruit conduit à la détermination du rapport signal à bruit par le biais de la quantité  $P_{S+B}/P_S$ . La quantité  $MR\phi$  corrigée qui figure dans ce tableau tient compte de la correction appliquée à la donnée brute  $MR\phi$  afin d'en extraire la contribution due au bruit seul. L'examen des valeurs de constante interne obtenues dans chaque mode d'exploitation appelle les remarques suivantes :

i - Les résultats obtenus dans le cas des étalonnages sur sources de bruit sont très voisins (écart maximal inférieur à .7 dB).

ii - Les constantes obtenues dans le cas de la source sinusoïdale sont en moyenne plus faibles de 1.4 dB. Nous attribuons cet écart au manque de précision absolue de l'appareillage de mesure de puissance (cf. paragraphe 3.1).

L'application d'un facteur correctif égal à 1.4 dB dans le cas de l'étalonnage sur source sinusoïdale remène l'ensemble des constantes, dans chaque mode de fonctionnement, à l'intérieur d'un intervalle égal à .7 dB. Ces résultats sont rassemblés dans le tableau 6 qui illustre la bonne stabilité des mesures obtenues, bien que déduites de méthodes très variées.

Il faut néanmoins remarquer que les erreurs de mesure introduites par le calculateur de transformées de Fourier approchées ne sont pas prises en compte dans les précédentes déterminations déduites du traitement de séries temporelles. La dégradation de la précision de mesure des réflectivités à laquelle il faut s'attendre lors du traitement des moments d'ordre 0 des spectres a été évoquée au paragraphe 2.2.C.



Tableau 3

Radar 2 Etalonnage sur bruit radar (Antenne pointée au zénith par ciel clair) 26/02/79							
(MEM, MEXP)	CAG	Température effective de bruit (1,2) (°K)	L <sub>AR</sub> L <sub>AH</sub> L <sub>AC</sub> dB	Puissance du bruit (1) dBm	MR <sub>ø</sub> mesuré	G <sub>PIC</sub>	Constante radar C <sub>Io</sub> (dB)
1,1	2	535	- 7.1	- 106.5	26.0		133.3
	1	318	- 13.1	- 108.8	24.2	- 0.8	133.8 <u>133.6</u>
	0	263	- 19.1	- 109.6	23.3		133.7
2,2	0	263	- 19.1	- 112.6	12.4	- 0.4	125.4
3,3	0	263	- 19.1	- 115.6	7.8	0	123.4

(1) mesurée à l'entrée de l'amplificateur paramétrique.

(2) équation utilisée pour la mesure de température effective de bruit :

$$\Theta_{AP} = \frac{\theta_C + (L_R - 1)\theta_0}{L_R} + \theta_{AP} + \frac{L_{AR}L_{AC}L_{AH}}{G_{AP}} (\theta_0 + \theta_M)$$

avec

- $\theta_C = 30^\circ \text{ K}$
- $L_R = 2 \text{ dB}$
- $\theta_0 = 290^\circ \text{ K}$
- $\theta_{AP} = 120^\circ \text{ K}$
- $L_{AR} = 8.5 \text{ dB}$
- $L_{AC} = 2.4 \text{ dB}$
- $L_{AH} = 6 \times \text{CAG} \text{ dB}$
- $\theta_M = 1200^\circ \text{ K}$
- $G_{AP} = 30 \text{ dB}$

Tableau 4

Radar 2									
Etalonnage sur source de bruit 10 600° K									
05/03/79									
(MEM,MEXP)	CAG	Température effective de bruit (1,2) (°K)	L <sub>AR</sub>	L <sub>AC</sub>	L <sub>AH</sub> dB	Puissance du bruit (1) dBm	MRØ mesuré	G <sub>PIC</sub>	Constante radar C <sub>Io</sub> (dB)
1,1	2	données éliminées (saturation codeurs anal. digitaux)							
	3	11 900	-	1.1	-	93.0	40.5	- .8	134.3
2,2	0	données éliminées (saturation codeurs A/D)							
	1	10 800	-	13.1	-	96.5	28.0	- .4	124.9
3,3	0	10 770	-	19.1	-	99.5	23.7	0	123.2

(1) mesurée à l'entrée de l'amplificateur paramétrique.

(2) équation utilisée pour la mesure de température effective de bruit :

$$\Theta_{AP} = \theta_{ET} + \theta_{AP} + \frac{L_{AR}L_{AC}L_{AH}}{G_{AP}} (\theta_0 + \theta_M)$$

avec

- $\theta_{ET} = 10\ 600^\circ\text{ K}$
- $\theta_{AP} = 120^\circ\text{ K}$
- $L_{AR} = 8.5\text{ dB}$
- $L_{AC} = 2.4\text{ dB}$
- $L_{AH} = 6 \times \text{CAG (dB)}$
- $\theta_0 = 290^\circ\text{ K}$
- $\theta_M = 1200^\circ\text{ K}$
- $G_{AP} = 30\text{ dB}$

Tableau 5

Radar 2 Etalonnage sur source sinusoïdale 5630 MHz/-77.8 dBm (1)								
26/02/79								
MEM,MEXP	CAG	MRø (dB)	Puissance source (1) (dBm)	L <sub>AR</sub> L <sub>AH</sub> L <sub>AC</sub> (dB)	Puissance bruit (1,2) (dBm)	$\frac{Ps+B}{Ps}$ (dB)	MRø corrigé (dB)	Constante radar C <sub>Io</sub> (dB)
1,1	7	57.0	- 77.8	22.9	- 79.1	2.4	54.6	132.3
	6	55.2		16.9	- 85.1	.7	54.5	
	5	54.7		10.9	- 91.1	.2	54.5	
2,2	6	46.1	- 77.8	16.9	- 88.2	.4	45.7	123.7
	5	46.1		10.9	- 94.1	.1	46.0	
3,3	4	44.4	- 77.8	4.9	- 103.1	0	44.4	122.2

(1) mesurée à l'entrée de l'amplificateur paramétrique.

(2) équation utilisée pour la mesure de température effective de bruit :

$$\Theta_{AP} = \frac{\theta_C + (L_R - 1)\theta_0}{L_R} + \theta_{AP} + \frac{L_{AR}L_{AC}L_{AH}}{G_{AP}} (\theta_0 + \theta_M)$$

- avec
- $\theta_C = 30^\circ \text{ K}$
  - $L_R = 2 \text{ dB}$
  - $\theta_0 = 290^\circ \text{ K}$
  - $\theta_{AP} = 120^\circ \text{ K}$
  - $L_{AR} = 8.5 \text{ dB}$
  - $L_{AC} = 2.4 \text{ dB}$
  - $L_{AH} = 6 \times \text{CAG} \text{ dB}$
  - $\theta_M = 1200^\circ \text{ K}$
  - $G_{AP} = 30 \text{ dB}$

Tableau 6

Etalonnage Radar 2 sur fréquence 5630 MHz : <u>Récapitulatif</u>					
MEM,MEXP	$C_{Io}$ sur bruit 26/02/79	$C_{Io}$ sur tube 10 600° K 05/03/79	$C_{Io}$ sur source étalon 26/02/79	$C_{Io}$ sur source après correction	Constante $C_{Io}$ proposée
1,1	133.6 dB	134.3 dB	132.3 dB	133.7 dB	133.9 dB ± 0.4
2,2	125.4 dB	124.9 dB	123.7 dB	125.1 dB	125.1 dB ± 0.3
3,3	123.4 dB	123.2 dB	122.2 dB	123.6 dB	123.4 dB ± 0.2

## CONCLUSION

Une étude théorique des récepteurs des radars RONSARD, effectuée élément par élément, a permis d'aboutir à la formalisation d'un schéma équivalent pour lequel chaque composant de la chaîne de réception est caractérisé par un nombre réduit de paramètres (gain, température de bruit, etc...). Cet effort de modélisation a conduit à une formulation de l'équation des récepteurs.

Dans une seconde étape, l'outil de travail que constitue cette équation a été contrôlé au moyen de mesures directes. A cet effet, trois sources ont été employées à titre de référence : un tube à bruit étalonné à 10 600° K, le bruit des étages d'entrée préalablement mesuré, et la source étalon sinusoïdale interne au radar. La faible dispersion ( $\pm 4$  dB) des valeurs de constante du récepteur dans chacun des trois modes adaptés confirme l'écriture de l'équation du récepteur. Notre premier objectif, limité à la détermination des fonctions de transfert interne des radars, est donc atteint.

Néanmoins, cette étude ne constitue qu'une étape préliminaire du travail d'étalonnage entrepris, les efforts ultérieurs devant porter sur la vérification de l'équation globale du radar.

Les expérimentations nécessaires, qui mettent en oeuvre des moyens techniques annexes, ont été effectuées en avril 79. L'analyse et l'interprétation des résultats obtenus feront l'objet d'une seconde publication.

REFERENCES

- (1) Marshall, Hitschfeld et Gunn, "Advances in Radar Weather" in Advances in geophysics (New York Academic Press, 1955).
- (2) Probert-Jones, "The radar equation in meteorology" (Quart. J. Roy. Meteor. Soc. 88, 1962).
- (3) Battan, "Radar meteorology" (University of Chicago Press, 1959 et 1973).
- (4) Nathanson et Smith, "A modified coefficient for the weather radar equation" (15<sup>th</sup> Radar meteorology conference, 1972).
- (5) Waldteufel, Nutten et Sauvaget, "Les radars Ronsard" (Note Technique CRPE 1003, 1976).
- (6) Nutten et Sauvaget, "Les radars Ronsard : Notice d'utilisation" (Note Technique CRPE 32, 1977).
- (7) Nutten, "Radars Ronsard : détermination de la température effective de bruit des récepteurs" (Note Technique CRPE xxx en préparation).

Documents de recette

- (8) Document LCT/CNET RON 10 502 ed 2 du 16 janvier 1975  
Cahier de recette de l'antenne Cassegrain (Radar 1).
- (9) Document LCT/CNET RON 10 502E du 7 juillet 1976  
Cahier de recette de l'antenne Cassegrain (Radar 2)

- (10) Document LCT/CNET RON 10 503 édition 3 du 5 juin 1975  
Cahier de recette du récepteur (Radar 1).
- (11) Document LCT/CNET RON 10 507 du 16 février 1976  
Cahier de recette du récepteur (Radar 2).
- (12) Document LCT/CNET PL 648 614 du 7 mars 1974  
Cahier de recette de l'amplificateur paramétrique (Radar 1).
- (13) Document LCT/CNET PL 648 614 du 12 novembre 1975  
Cahier de recette de l'amplificateur paramétrique (Radar 2).

ANNEXE 1

CALCUL DU GAIN DU PRE-INTEGRATEUR DANS LE  
CAS D'UN BRUIT GAUSSIEN PSEUDO-BLANC

1 - DEFINITION DU PROBLEME

Nous désignerons par  $e(t)$  le bruit gaussien blanc dans une bande  $B$  avant pré-intégration et par  $s(t)$  le résultat de la pré-intégration.  $p(e)$  et  $p(s)$  sont les densités de probabilité respectives des deux variables aléatoires complexes  $e$  et  $s$ .

La densité de probabilité  $p(e)$  est connue et s'exprime comme suit :

$$(1) \quad \begin{cases} p(e) \, de = \frac{1}{\sqrt{2\pi e^2}} \exp\left(-\frac{e^2}{2 e^2}\right) \, de \\ \text{avec } \bar{e} = 0 \end{cases}$$

La variable  $s$  est définie par la relation suivante :

$$(2) \quad s = \int_{t-T}^t e(\tau) \, d\tau$$

dans laquelle  $T$  désigne la durée de la pré-intégration fonction du mode d'exploration du radar.

On cherche à déterminer le quotient des puissances moyennes avant et après la pré-intégration définissant le gain de l'intégrateur, c'est-à-dire le rapport  $\sigma(s)^2 / \sigma(e)^2$ .



## 2 - CALCUL DU GAIN EN PUISSANCE DES PRE-INTEGRATEURS

L'équation (2) peut être assimilée à la convolution de la variable  $e(t)$  avec une fonction  $h(t)$  définie comme suit :

$$\begin{cases} h(t) = 1 & \text{si } 0 < t \leq T \\ h(t) = 0 & \text{si } t \leq 0 \text{ et } t > T \end{cases}$$
$$s(t) = \int_t^{t+T} e(t) dt \qquad s(t) = e(t) * h(t)$$

Si l'on désigne par  $E(\nu)$ ,  $S(\nu)$  et  $H(\nu)$  les transformées de Fourier respectives de  $e(t)$ ,  $s(t)$  et  $h(t)$ , la convolution de  $e(t)$  et  $h(t)$  se traduit par la relation suivante :

$$S(\nu) = E(\nu) H(\nu)$$

La puissance du signal  $S(\nu)$  se déduit de sa densité spectrale :

$$\sigma(\underline{S})^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\nu) S(\nu)^* d\nu = \int_{-\infty}^{+\infty} E(\nu) E(\nu)^* H(\nu)^2 d\nu$$

Or, les hypothèses précédentes quant à la nature du bruit gaussien  $e(t)$  permettant de définir la densité spectrale de puissance de  $e$  :

$$\begin{cases} E(\nu) \cdot E(\nu)^* = \frac{(e)^2}{B} & \text{pour } -B/2 < \nu < B/2 \\ E(\nu) \cdot E(\nu)^* = 0 & \text{pour } \nu < -B/2 \text{ et } \nu > B/2 \end{cases}$$

En outre,  $H(\nu)$  est déduite de  $h(t)$  par un calcul analytique simple :

$$H(\nu) = T \cdot \frac{\sin(\pi \nu T)}{\pi \nu T}$$

En conséquence,  $\sigma(s)^2$  s'exprime sous la forme suivante :

$$\sigma(s)^2 = \frac{\sigma(e)^2}{B} \cdot T^2 \cdot \int_{-B/2}^{B/2} \left( \frac{\sin \pi \nu T}{\pi \nu T} \right)^2 d\nu$$

Le changement de variable  $x = \pi \nu T$  conduit à :

$$(3) \quad \sigma(s)^2 = \sigma(e)^2 \frac{T}{\pi B} \int_{-\frac{\pi BT}{2}}^{\frac{\pi BT}{2}} \left( \frac{\sin x}{x} \right)^2 dx$$

La valeur de l'intégrale définie ci-dessus est fonction du mode d'exploration ; son remplacement dans l'équation (3) permet le calcul du gain de pré-intégration  $\frac{\sigma(s)^2}{\sigma(e)^2}$  dans le cas du bruit, ainsi que le résume le tableau (4) suivant :

MEXP	1	2	3	4	5	6
$\frac{\sigma(s)^2}{\sigma(e)^2}$	$.84 \frac{T}{B}$	$.92 \frac{T}{B}$	$.99 \frac{T}{B}$	$\frac{T}{B}$	$\frac{T}{B}$	$\frac{T}{B}$

Le gain de pré-intégration dans le cas d'un bruit blanc gaussien s'exprime donc sous la forme du produit de  $T/B$  et d'un facteur correctif  $G_{PIC}$  fonction du mode d'exploration.

Note :

Plus précisément, le terme  $G_{PIC}$  n'intervient que dans les cas  $MEXP = 1$  ou  $2$ . Il est égal à l'unité dans les autres modes :

$$\begin{cases} \text{Si } MEXP = 1 & G_{PIC} = -0.8 \text{ dB} \\ \text{Si } MEXP = 2 & G_{PIC} = -0.4 \text{ dB} \end{cases}$$

ANNEXE 2

ETUDE DU COMPORTEMENT DU CALCULATEUR DE TRANSFORMEES DE FOURIER  
APPROCHEES DANS LE CAS DE SIGNAUX METEOROLOGIQUES SIMULES

---

1 - CONSTRUCTION D'UN SIGNAL METEOROLOGIQUE SIMULE

Un signal aléatoire complexe, présentant les mêmes caractéristiques statistiques qu'un signal météorologique stationnaire est généré par la méthode classique rappelée ci-dessous :

a) création d'une suite de couples (R1, R2) de valeurs aléatoires comprises entre 0 et 1 et de densité de probabilité uniforme (programme RANDM),

b) constitution d'une suite de couples (X, Y) représentant les deux composantes réelle et imaginaire d'une variable gaussienne centrée sur 0 et de variance unité. Les formules de transformation sont les suivantes :

$$\begin{cases} X = \sqrt{2} \cdot \sqrt{-2 \text{ Log } R1} \cdot \cos (2\pi R2) \\ Y = \sqrt{2} \cdot \sqrt{-2 \text{ Log } R1} \cdot \sin (2\pi R2) \end{cases}$$

c) filtrage de la série temporelle (X, Y). La transformée de Fourier de la série est multipliée par un spectre de gabarit donné (dans le présent exemple, le filtre a une forme gaussienne de largeur réglable).

Une transformation de Fourier inverse permet de restituer une série temporelle simulant le signal météorologique. L'effet de la quantification sur 7 bits et de la saturation sont pris en compte à ce point du traitement.

## 2 - SIMULATION DU CALCULATEUR DE TRANSFORMEES DE FOURIER

Le programme CTFA simule le calculateur de transformées de Fourier en respectant :

- le codage de la table de valeurs du sinus et du cosinus,
- le facteur de cadrage,
- le nombre de bits autorisés pour le calcul.

## 3 - ETUDE DES CARACTERISTIQUES DU CALCULATEUR DE TRANSFORMEES DE FOURIER

Le programme GAUSS permet, en effectuant des moyennes sur un grand nombre d'échantillon de spectre, de calculer le gain en puissance du CTFA. Les paramètres du programme sont la puissance, la fréquence et l'élargissement spectral du signal simulé. Nous avons choisi une valeur arbitraire de la fréquence centrale suffisamment éloignée des fréquences ambigües pour éviter les effets de bord, et sommes intervenus sur les deux paramètres restants (moment d'ordre 0 et variance).

La figure 3 et le tableau 4 rassemblent les résultats obtenus.

A	M $\phi$ théorique	M $\phi$ avant CTFA		M $\phi$ après CTFA									
				dB		largeur 0 dB		L = 0.5 dB		L = 1 dB		L = 1.5 dB	
8	10.0	7.5	-1.2	2.8	-5.5	2.5	-6.0	2.2	-6.6	2.0	-7.0	1.7	-7.7
10	15.6	14.9	-0.2	6.8	-3.6	5.8	-4.3	4.4	-5.5	4.0	-5.9	3.7	-6.3
20	62.5	63.2	+0.05	31.9	-2.9	28.6	-3.4	23.7	-4.2	23.1	-4.3	22.6	-4.4
30	140.6	135.6	-0.1	76.8	-2.6	69.8	-3.1	57.0	-3.9	56.8	-4.0	56.4	-4.0
40	250.0	231.5	-0.3	139.6	-2.5	123.7	-3.1	99.8	-4.0	100.3	-4.0	100.0	-4.0
50	390.6	332.5	-0.7	211.3	-2.7	183.3	-3.3	143.9	-4.3	144.9	-4.3	143.9	-4.3
64	640.0	464.4	-1.4	317.5	-3.0	266.7	-3.8	200.2	-5.0	200.4	-5.0	200.1	-5.0

Tableau 4 - Comportement du calculateur de transformées de Fourier approché dans le cas de cibles météorologiques simulées de puissance et de variance diverses.

ANNEXE 3

CALCUL DE LA LARGEUR A MI PUISSANCE  
DE LA CELLULE DE RESOLUTION

L'enveloppe de l'onde émise par le radar est supposée de forme rectangulaire et de durée T correspondant à la largeur spatiale  $h/2$  et l'onde rétrodiffusée subit un traitement destiné à découper le volume du lobe principal de l'aérien en tranches de distance. Le rôle des pré-intégrateurs est précisément de définir la nature du filtrage spatial appliqué à l'onde reçue, lequel permet, par convolution avec l'onde rectangulaire émise de caractériser la largeur du volume diffusant.

Désignons par  $e(t)$  l'enveloppe de l'impulsion d'émission et par  $r(t)$  l'enveloppe complexe du signal rétrodiffusé. Nous cherchons à calculer la largeur du volume diffusant à la distance  $d_0$  correspondant à la durée  $t_0$  séparant les instants d'émission et de réception. La pré-intégration, de durée T, se traduit par l'équation suivante :

$$(1) \quad s(t) = \int_{t_0}^{t_0+T} r(t) dt$$

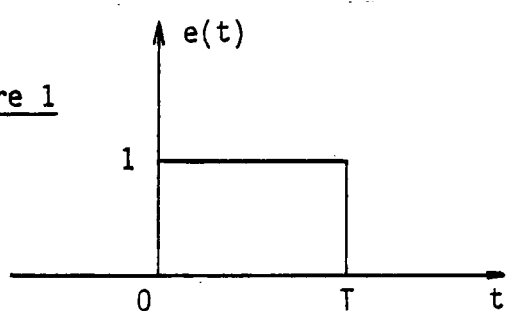
où  $s(t)$  est le signal de sortie des pré-intégrateurs.

L'équation (1) équivaut à une convolution du signal  $r(t)$  avec une fonction  $R(t)$  rectangulaire définie comme suit :

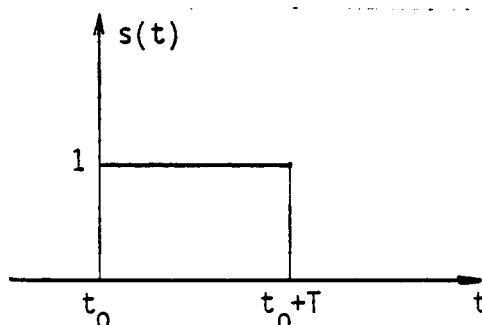
$$\begin{cases} R(t) = 1 & 0 \leq t < T \\ R(t) = 0 & t < 0 \text{ et } t \geq T \end{cases}$$

En conséquence, la profondeur du volume diffusant est caractérisée par la convolution de deux signaux rectangulaires de même largeur  $T$ . Elle est donc de forme triangulaire de largeur  $T$  ainsi que le montre la figure 1.

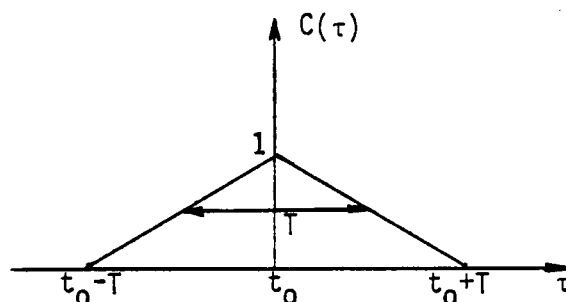
Figure 1



a) enveloppe de l'onde émise



b) signal de sortie des pré-intégrateurs



c) convolution entre onde émise et sortie des pré-intégrateurs

La correction de Nathanson équivaut à considérer que la contribution des diffuseurs à la puissance rétrodiffusée varie comme le carré de l'amplitude de la convolution  $C(\tau)$ . En conséquence, la largeur de la cellule de résolution est caractérisée par la fonction  $|C(\tau)|^2$  décrite à la figure 2.

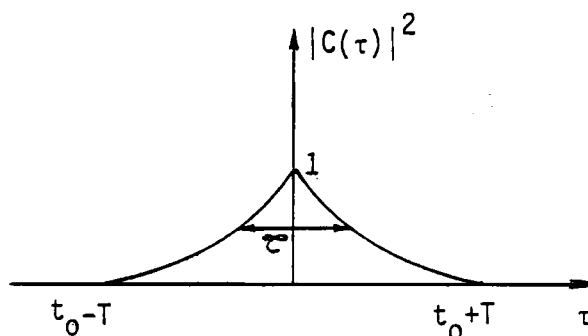


Figure 2 : Vue en coupe de la cellule de résolution

Elle peut être estimée par sa largeur 1 à 3 dB dont l'équivalent temporel s'écrit :

$$\tau = (2 - \sqrt{2}) T$$

La correction de Nathanson se traduit donc par l'application d'un facteur multiplicatif F au terme  $h/2$  de l'équation du radar, F étant défini comme suit :

$$F = 2 - \sqrt{2} \\ \approx 0.6$$



**CRPE**  
*Centre de Recherches  
en Physique de l'Environnement  
terrestre et planétaire*

*Avenue de la Recherche scientifique  
45045 ORLEANS CEDEX*

**Département PCE**  
*Physique et Chimie  
de l'Environnement*

*Avenue de la Recherche scientifique  
45045 ORLEANS CEDEX*

**Département ETE**  
*Etudes par Télédétection  
de l'Environnement*

*CNET - 38-40 rue du général Leclerc  
92131 ISSY-LES-MOULINEAUX*