



HAL
open science

Radars RONSARD : détermination de la température effective du bruit des récepteurs

B. Nutten

► **To cite this version:**

B. Nutten. Radars RONSARD : détermination de la température effective du bruit des récepteurs. [Rapport de recherche] CRPE - Document de travail n°1052, Centre de recherches en physique de l'environnement terrestre et planétaire (CRPE). 1979, 33 p. hal-02191366

HAL Id: hal-02191366

<https://hal-lara.archives-ouvertes.fr/hal-02191366>

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.

REP 182 (36)

**CENTRE NATIONAL D'ETUDES
DES TELECOMMUNICATIONS**

**CENTRE NATIONAL DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

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

CRPE

**DOCUMENT DE TRAVAIL
CRPE / 1052**

*radars RONSARD
détermination de la température
effective de bruit des récepteurs*

par B. NUTTEN



75 MARS 1980

DOCUMENT DE TRAVAIL CRPE N° 1052

"Radars RONSARD : Détermination de
la température effective de bruit des récepteurs"

par B. NUTTEN

PLAN DE L'ETUDE

INTRODUCTION

1 - RAPPELS THEORIQUES

2 - APPLICATION AUX RECEPTEURS RONSARD : CALCUL THEORIQUE DE LA TEMPERATURE DE BRUIT ET DU FACTEUR DE BRUIT

2.1 Cas de l'amplificateur paramétrique allumé

2.2 Cas de l'amplificateur paramétrique éteint

3 - METHODES DE MESURE ELEMENT PAR ELEMENT

3.1 Mesure de la température de bruit du mélangeur

3.2 Mesure de la perte d'insertion des atténuateurs de CAG et de contrôle de gain

3.3 Mesure de la température de bruit du récepteur à l'entrée de l'amplificateur paramétrique

4 - MESURE DE LA TEMPERATURE DE BRUIT GLOBALE DU RADAR

4.1 Première méthode

4.2 Deuxième méthode

INTRODUCTION

Le but du présent document est à la fois de préciser les bases théoriques du calcul de la température de bruit globale de chaque récepteur des radars RONSARD et d'établir une méthodologie permettant d'aboutir à une mesure fiable de cette température.

Après de brefs rappels théoriques concernant la notion de température effective de bruit et de facteur de bruit (définitions, formules et conventions usuelles), une étude élément par élément du récepteur est entreprise conduisant à la formulation de la température de bruit globale.

La seconde partie est consacrée à la recherche d'une méthode de mesure de la température de bruit ne mettant en oeuvre qu'un minimum de moyens techniques. L'erreur commise dans l'application de cette technique, comparée à l'incertitude due à la méthode conventionnelle, est finalement annoncée et discutée.

1 - RAPPELS THEORIQUES

Facteur de bruit

Le facteur de bruit d'un quadripôle réel constitue une mesure du bruit qu'il génère comparé au bruit produit par un composant parfait équivalent.

Considérons un tel quadripôle et désignons, par S_e et S_s , les puissances maximales admissibles à l'entrée et à la sortie du circuit.

On appelle de même N_e et N_s les puissances de bruit mesurées, en l'absence de signal, à l'entrée et à la sortie du quadripôle.

Le facteur de bruit du circuit est alors défini comme le rapport suivant :

$$(1) \quad F = \frac{S_e/N_e}{S_s/N_s}$$

Il peut s'interpréter comme le rapport des dynamiques à l'entrée et à la sortie du quadripôle. Il traduit donc la dégradation de la dynamique du signal lors de son passage dans le circuit due au bruit propre de celui-ci, et en conséquence, est toujours supérieur à l'unité.

En désignant par G le gain du circuit considéré, le facteur de bruit prend la forme :

$$(2) \quad F = \frac{N_s}{GN_e}$$

La puissance du bruit à l'entrée du quadripôle, en l'absence de signal, est équivalente à celle produite par une résistance égale à l'impédance caractéristique du circuit de bande passante B et à la température θ_0 .

Il s'écrit donc :

$$(3) \quad N_e = k \theta_0 B$$

avec k : constante de Boltzman $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ W/Hz} \cdot \text{°K}$

De même la puissance du bruit en sortie du quadripôle peut être décomposée en deux termes :

- L'un, correspond à la puissance de bruit en sortie d'un quadripôle idéal de mêmes caractéristiques,
- L'autre, ΔN est la puissance de bruit ajoutée par le circuit à sa sortie.

Cette puissance s'écrit donc :

$$(4) \quad N_s = k \theta_0 B G + \Delta N$$

En conséquence, le facteur de bruit du composant peut encore prendre la forme suivante :

$$(5) \quad F = 1 + \frac{\Delta N}{k \theta_0 B G}$$

qui conduit à l'introduction de la notion de température effective de bruit, comme alternative à celle de facteur de bruit dans la description des performances des récepteurs.

Température effective de bruit

La formule (5) ci-dessus détermine le facteur de bruit d'un composant comme fonction de la puissance de bruit ΔN injectée par le circuit lui-même.

La température effective de bruit du quadripôle est définie comme la température θ_e à l'entrée de ce circuit qui engendrerait en sortie une puissance de bruit ΔN .

En conséquence :

$$(6) \quad \Delta N = k \theta_e B G$$

La conversion entre température effective et facteur de bruit s'effectue donc par l'une ou l'autre des deux formules suivantes :

$$(7) \quad F = 1 + \frac{\theta_e}{\theta_0}$$

$$(8) \quad \theta_e = (F - 1)\theta_0$$

Cas de circuits montés en cascade

Considérons le cas simple illustré à la figure 1 de deux circuits montés en cascade, de même bande de bruit B et de gain et facteur de bruit respectifs G_1, G_2 et F_1, F_2 .

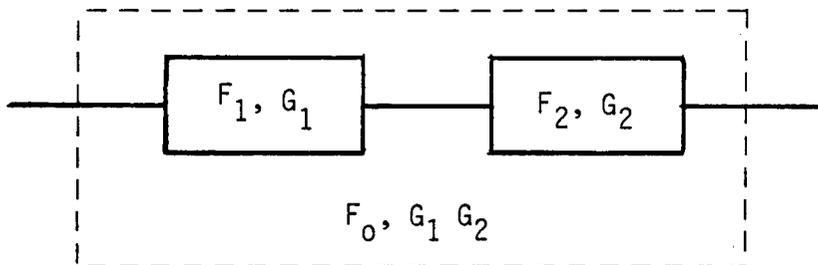


Figure 1

L'ensemble de ces deux circuits constitue un quadripôle de gain $G_1 G_2$ dont nous nous attachons à définir le facteur de bruit équivalent F_0 .

La puissance de bruit N_o en sortie de ce quadripôle, déduite des relations (2) et (3), s'écrit :

$$N_o = F_o (G_1 G_2) k\theta_o B$$

Cette puissance N_o peut aussi être interprétée comme la somme du bruit généré par le circuit 1 vu à la sortie du circuit 2 et du bruit ajouté par le circuit 2 lui-même :

$$N_o = (F_1 G_1 k\theta_o B)G_2 + (F_2 - 1) k\theta_o B G_2$$

La comparaison des deux dernières équations conduit à :

$$F_o = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

On démontre de manière itérative que le facteur de bruit global d'un quadripôle résultant de la mise en cascade de N circuits de gain et de facteurs de bruit propres G_N et F_N prend la forme :

$$(9) \quad F_o = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_{N-1}}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

Les formules de transformation (7) et (8) entre facteur et température effective de bruit permettent de déduire de (9) une température effective de bruit équivalente θ_e aux N circuits de température θ_N :

$$(10) \quad \theta_e = \theta_1 + \frac{\theta_2}{G_1} + \frac{\theta_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{\theta_N}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

Cas particulier de l'atténuateur

Considérons un quadripôle atténuateur passif à la température ambiante θ_o et supposons-le chargé, à l'entrée et à la sortie, par une résistance égale à son impédance caractéristique Z_o (voir figure 2).

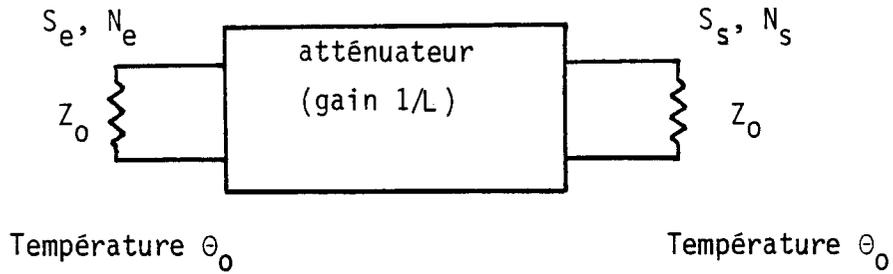


Figure 2 : Facteur et température de bruit d'un atténuateur

Le facteur de bruit de ce circuit se déduit de la formule fondamentale (1), soit, choisissant les mêmes définitions qu'au paragraphe 2.1 ,

$$F = \frac{S_e}{S_s} \cdot \frac{N_s}{N_e}$$

avec

$$\frac{S_s}{S_e} = \frac{1}{L}$$

Par ailleurs, si l'on remarque que l'atténuateur, vu de l'entrée et de la sortie, est équivalent à une résistance Z_0 , on conclue que les puissances de bruit N_e et N_s sont égales (équation (3)).

$$N_e = N_s = k \theta_0 B$$

D'où l'expression de F dont on déduit, grâce à l'équation (8), celle de la température effective de bruit :

$$(11) \quad F = L$$

$$(12) \quad \theta = (L - 1) \theta_0$$

2 - APPLICATION AUX RECEPTEURS RONSARD : CALCUL THEORIQUE DE LA TEMPERATURE DE BRUIT ET DU FACTEUR DE BRUIT

Un schéma équivalent des radars RONSARD, mentionnant en particulier la nature et la répartition des sources de bruit internes, a été proposé [1, 6] .

Nous reprenons, à la figure 3, ce même schéma en le réduisant aux seuls composants qui contribuent de manière significative à augmenter la température de bruit. Les notations, qui seront employées dans la suite de la présente étude, sont issues de la note technique [1] .

Nous allons nous efforcer de traduire le schéma équivalent du récepteur sous la forme d'un schéma-bloc constitué de N quadripôles en cascade, de gain et de température de bruit connus. Les équations (9) et (10) permettront dès lors de déduire soit le facteur de bruit F du radar, soit sa température effective de bruit Θ mesurée au foyer de la source primaire.

Néanmoins, le fonctionnement inhabituel de l'amplificateur paramétrique, dans le cas des radars RONSARD, a une incidence sur la structure du schéma-bloc du récepteur. Nous rappelons les deux modes possibles de fonctionnement de l'amplificateur :

Cas 1 - Amplificateur "allumé" :

Dans ce mode conventionnel de fonctionnement, l'amplificateur paramétrique est décrit par son gain ($G_{AP} \approx 30$ dB) et par sa température effective de bruit.

Cas 2 - Amplificateur "éteint" :

Dans ce mode original, la source "Gunn" de l'amplificateur est interrompue. Le composant devient passif et est assimilable à sa perte d'insertion (atténuation $\cdot \frac{1}{G_{AP}} \approx 2$ dB).

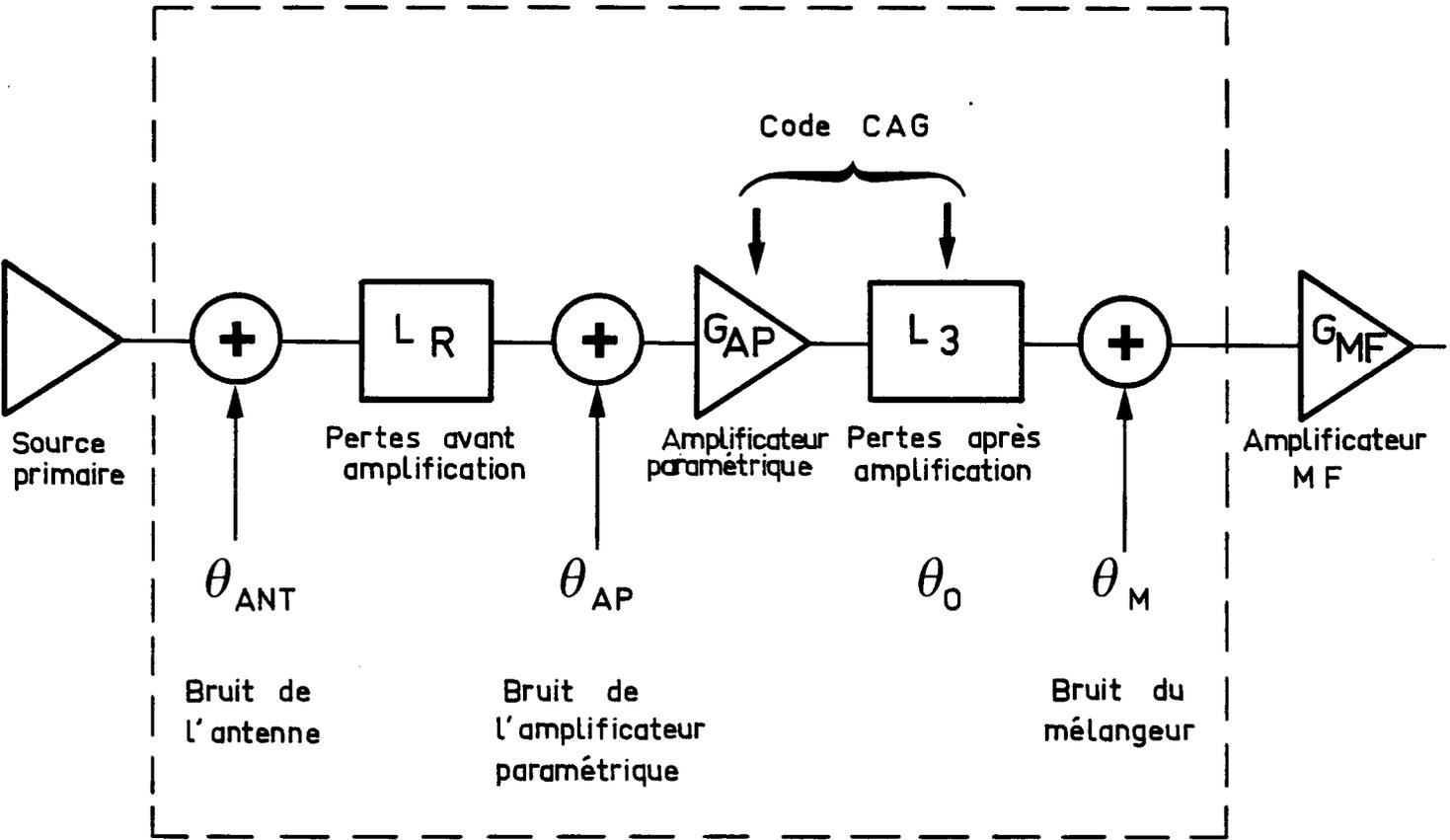


Fig : 3

Dans le premier cas, le schéma-bloc du récepteur est constitué de quatre quadripôles en cascade dont la description précise est donnée à la figure 4. Dans le second cas, ce schéma se réduit à deux quadripôles, le premier caractérisant un atténuateur équivalent aux trois premiers quadripôles du schéma précédent (figure 5).

2.1 Calcul de la température et du facteur de bruit : cas de l'amplificateur paramétrique allumé (figure 4)

Désignons par F_{AP} et F_M les facteurs de bruit respectifs de l'amplificateur paramétrique et du mélangeur hyperfréquence. L'équation (9) conduit à :

$$F = L_R + L_R(F_{AP} - 1) + \frac{L_R}{G_{AP}} (L_3 - 1) + \frac{L_R L_3}{G_{AP}} (F_M - 1)$$

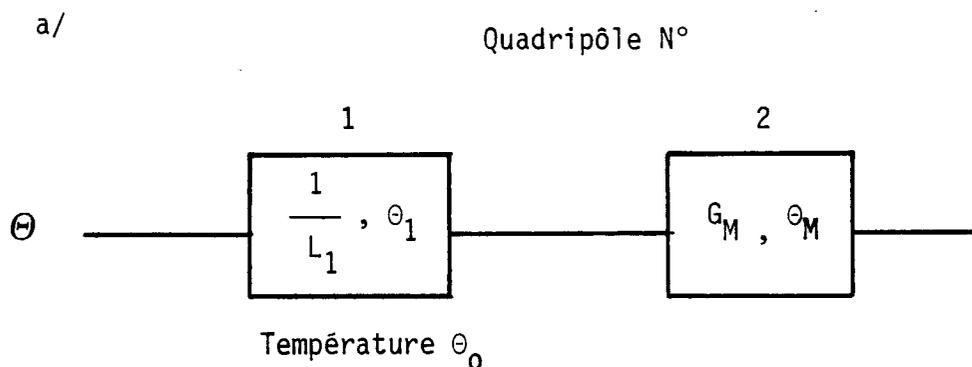
(13) $F = L_R F_{AP} + \frac{L_R}{G_{AP}} (L_3 - 1) + \frac{L_R L_3}{G_{AP}} (F_M - 1)$

De même l'équation (10) se traduit par l'expression équivalente relative à la température effective de bruit Θ :

$$(14) \quad \Theta = (L_R - 1)\Theta_0 + L_R \Theta_{AP} + \frac{L_R(L_3 - 1)}{G_{AP}} \Theta_0 + \frac{L_R L_3}{G_{AP}} \Theta_M$$

Si l'on remarque que, dans les faits, L_3 est toujours supérieur à 10, cette relation prend la forme approchée suivante :

$$(14') \quad \Theta = (L_R - 1)\Theta_0 + L_R \Theta_{AP} + \frac{L_R L_3}{G_{AP}} (\Theta_0 + \Theta_M)$$



b/

Quadripôle N°	Nature	Gain	Température effective de bruit	facteur
1	Atténuation dans les guides avant amplificateur paramétrique, perte d'insertion dans l'amplificateur paramétrique, atténuateur de CAG, de contrôle de gain et résiduel	$\frac{G_{AP}}{L_R L_{AH} L_{AC} L_{AR}} = \frac{1}{L_1}$	$\theta_1 = (L_1 - 1)\theta_0$	L
2	Mélangeur hyperfréquence	G_M	θ_M	F_1

Figure 6

Schéma-bloc du récepteur pour la mesure de la température de bruit Θ : Cas de l'amplificateur paramétrique éteint

a - les composants du récepteur sont décrits par deux quadripôles seulement, le premier d'entre eux représentant l'ensemble des atténuations avant le mélangeur.

b - tableau décrivant les deux circuits.

2.2 Calcul de la température et du facteur de bruit : Cas de l'amplificateur paramétrique éteint

Le schéma équivalent de la figure 5 conduit aux expressions plus simples suivantes :

$$F = L_1 + L_1(F_M - 1)$$

$$(15) \quad F = L_1 F_M$$

$$(16) \quad \Theta = (L_1 - 1)\Theta_0 + L_1\Theta_M$$

qui comme précédemment prend la forme approchée suivante :

$$(16') \quad \Theta \approx L_1(\Theta_0 + \Theta_M)$$

L'objet de la présente étude est de définir une méthodologie conduisant à la détermination expérimentale de chacun des termes qui interviennent dans les équations (13 à 16). Alors, sera entièrement déterminée la température de bruit, ou le facteur de bruit du radar, dans tous les modes de fonctionnement.

3 - METHODES DE MESURE, ELEMENT PAR ELEMENT

Les équations (13) à (16) font intervenir 7 paramètres rappelés ci-dessous (Θ_0 est choisie égale à 290°K) qu'il nous faut déterminer de manière indépendante :

Θ_M température effective de bruit du mélangeur

Θ_{AP} température effective de bruit de l'amplificateur paramétrique

G_{AP} gain de l'amplificateur paramétrique

L_R atténuation dans le trajet source primaire/amplificateur

L_{AH} atténuation de CAG

- L_{AC} atténuation de boucle d'étalonnage
- L_{AR} atténuation résiduelle entre amplificateur et mélangeur lorsque les atténuateurs de CAG et de contrôle de gain sont à 0 .

i - Certaines de ces mesures (Θ_{AP} , G_{AP} , L_R , L_{AH}) ont été effectuées lors des opérations de recette, chez le constructeur, des récepteurs et des amplificateurs paramétriques (cf. cahiers de contrôle RON 10 503, PL 648 614, RON 10 507 et PL 648 614). Les techniques de mesure de ces paramètres sont décrites dans les cahiers de contrôle correspondants.

ii - La température effective de bruit Θ_M du mélangeur est, en principe, bornée supérieurement par la caractéristique maximale annoncée par le constructeur. Néanmoins, nous définissons une méthode de mesure directe de la température globale de l'ensemble mélangeur/pré-amplificateur. Cette mesure a en outre l'avantage de permettre de contrôler la faible influence de l'étage d'entrée du préamplificateur sur le bruit global.

iii - L'atténuation L_{AC} de la boucle d'étalonnage de gain est déduite, avec une précision suffisante, de la valeur de la commande numérique CG de l'atténuateur.

iv - Enfin, l'atténuation résiduelle L_{AR} doit faire l'objet d'une mesure directe au moyen d'une méthode décrite plus loin. Chaque estimation est assortie d'un calcul de l'erreur commise et nous proposons, dans un but de contrôle strict des mesures obtenues, deux déterminations globales de la température de bruit du récepteur :

- d'une part, à l'entrée de l'amplificateur paramétrique ;
- d'autre part, à l'entrée de la source primaire.

Les résultats obtenus sont finalement annoncés et discutés. Par ailleurs, toutes les mesures qui suivent nécessitent une mise en station particulière des radars. Ces problèmes d'installation et les contraintes technologiques associées sont reportées en annexe 1.

3.1 Mesure de la température de bruit du mélangeur

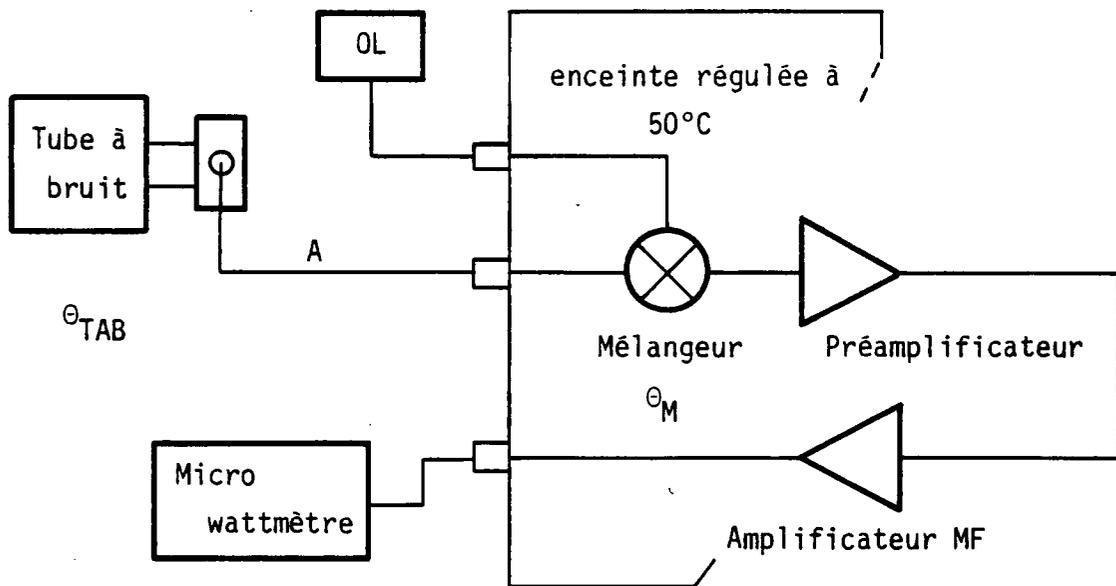


Figure 6 Montage de mesure de la température de bruit Θ_M du mélangeur.

La figure 6 illustre le montage de mesure employé. L'élément servant de référence de température est un tube à bruit délivrant un bruit gaussien de température $\Theta_{TAB} = 10\ 600^\circ\text{K}$. Cette source alimente l'ensemble mélangeur/préamplificateur à travers un ensemble de guides et de transitions hyperfréquences dont l'atténuation globale A^{-1} doit être mesurée ou estimée. La température du bruit effectivement injectée au mélangeur est, compte tenu de la faible valeur de A^{-1} , voisine de $A \Theta_{TAB}$. Ainsi, le rapport Y des puissances mesurées dans les deux configurations tube allumé/tube éteint s'écrit :

$$Y = \frac{A \Theta_{TAB} + \Theta_M}{\Theta_0 + \Theta_M}$$

où Θ_0 représente la température du tube éteint, égale à la température extérieure ($\Theta_0 \approx 290^\circ\text{K}$).

La température Θ_M du mélangeur s'en déduit aisément :

$$\Theta_M = \frac{A \Theta_{TAB} - Y \Theta_0}{Y - 1}$$

L'erreur commise sur cette détermination est fonction des erreurs sur les températures θ_{TAB} et θ_o et de l'incertitude sur Y :

$$\Delta\theta_M \leq \frac{1}{Y-1} \left[A \Delta\theta_{TAB} + Y\Delta\theta_o + (\theta_M + \theta_o)\Delta Y \right]$$

En choisissant comme valeurs des paramètres du récepteur les caractéristiques théoriques, nous aboutissons aux résultats numériques suivants :

$$\theta_o = 290^\circ\text{K}$$

$$\theta_M = 1200^\circ$$

$$A^{-1} = 1.26 \quad (1\text{dB})$$

$$\theta_{TAB} = 10\,600^\circ\text{K} \pm 760^\circ\text{K} \quad (0.3 \text{ dB})$$

$$Y = 6.45 \pm 0.3 \quad (0.2 \text{ dB})$$

$$\Delta\theta_M \leq 195^\circ\text{K}$$

$$\frac{\Delta\theta_M}{\theta_M} \leq 0.16 \quad (0.65 \text{ dB})$$

$$\theta_M$$

3.2 Mesure de la perte d'insertion des atténuateurs de CAG et de contrôle de gain

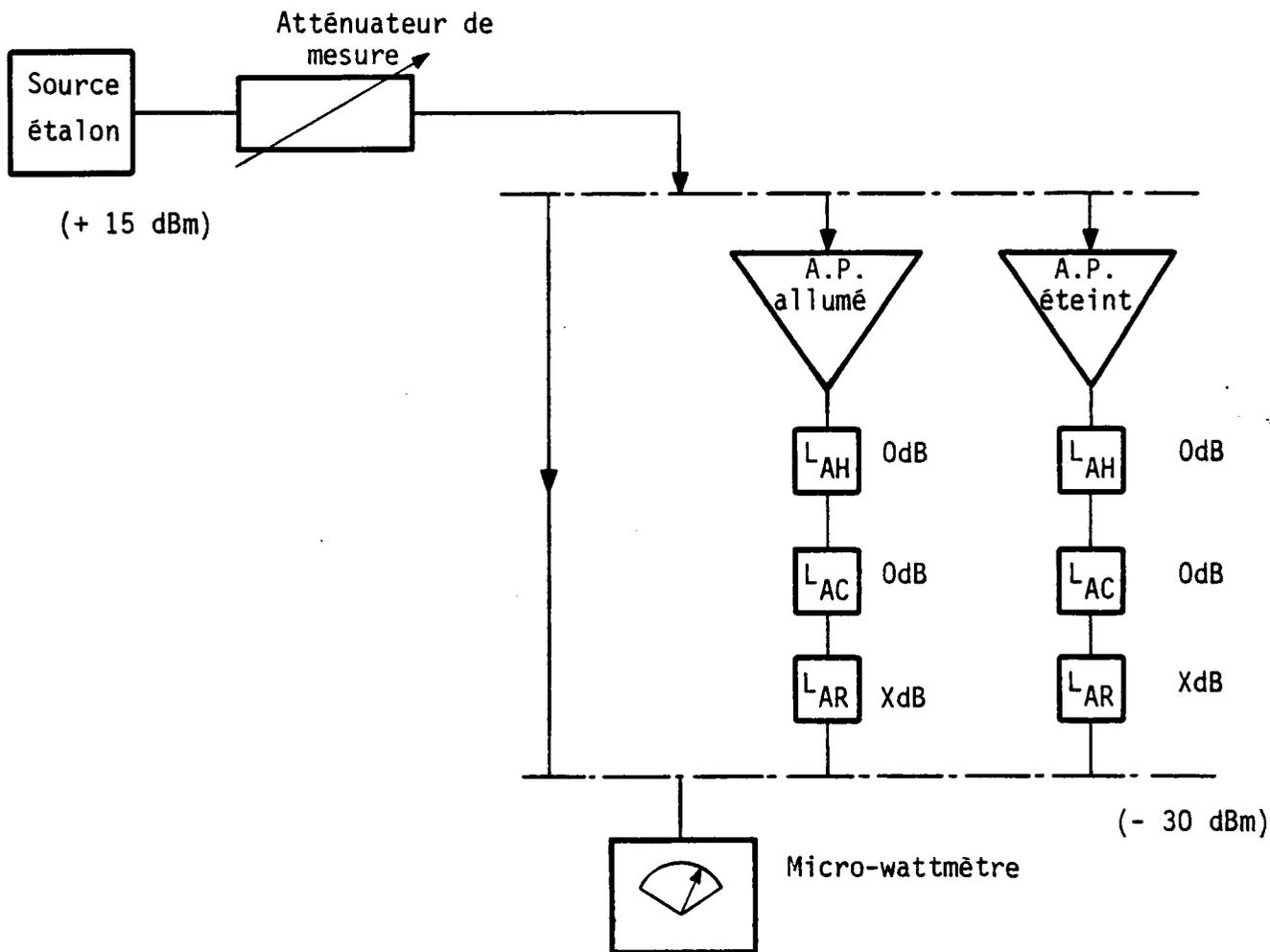


Figure 7 Montage expérimental pour la détermination des pertes d'insertion des atténuateurs de CAG et de contrôle de gain.

Le montage expérimental, décrit à la figure 7, suppose quelques interventions sur le récepteur : le signal délivré par la source étalon est envoyé, via un atténuateur de mesure à l'entrée de l'amplificateur paramétrique, ce qui suppose la mise hors-circuit des atténuateurs de source et du coupleur 40 dB. La mesure de puissance est effectuée à la sortie de l'enceinte de l'amplificateur dans les trois configurations suivantes :

- 1 - amplificateur allumé
- 2 - amplificateur éteint
- 3 - ensemble amplificateur et atténuateurs de CAG et de contrôle de gain supprimé.

Dans les trois cas, l'atténuateur de mesure est ajusté de telle sorte que la puissance de sortie au micro-wattmètre soit égale à - 30 dBm. Si S_1 , S_2 et S_3 (*) sont les indications respectives de l'atténuateur de mesure, on peut écrire :

$$\frac{(G_{AP}) \text{ allumé}}{L_{AR}} = \frac{S_3}{S_1}$$

$$\frac{(G_{AP}) \text{ éteint}}{L_{AR}} = \frac{S_3}{S_2}$$

La connaissance de la perte d'insertion de l'amplificateur paramétrique éteint (2 dB) permet de déduire les pertes L_{AR} . En outre, l'écart S_2/S_1 , compte tenu de la valeur du gain de l'amplificateur allumé (+ 30 dB) doit être voisin de 32 dB, ce qui peut être contrôlé.

L'incertitude sur cette mesure de L_{AR} est fonction, si l'on néglige l'erreur de lecture du micro-wattmètre, de la précision de l'atténuateur, de la stabilité de la source et surtout de l'imprécision de la mesure de la perte d'insertion de l'amplificateur éteint : une précision meilleure que ± 0.5 dB ne peut guère être obtenue. En revanche, l'incertitude sur le quotient $\frac{G_{AP}}{L_{AR}}$ est surtout fonction de la précision de l'atténuateur et nous l'évaluons à 0.2 dB.

* A titre indicatif, l'atténuateur de mesure doit prendre les valeurs typiques suivantes : $S_1 \approx 65$ dB ; $S_2 \approx 33$ dB ; $S_3 \approx 45$ dB.

3.3 Mesure de la température de bruit du récepteur à l'entrée de l'amplificateur paramétrique

La méthode de mesure décrite ci-dessus (§ 2.1) pour la détermination du bruit mélangeur peut être reprise, de même que le montage de mesure, à condition toutefois de brancher le tube à bruit à l'entrée de l'amplificateur paramétrique (Figure 8).

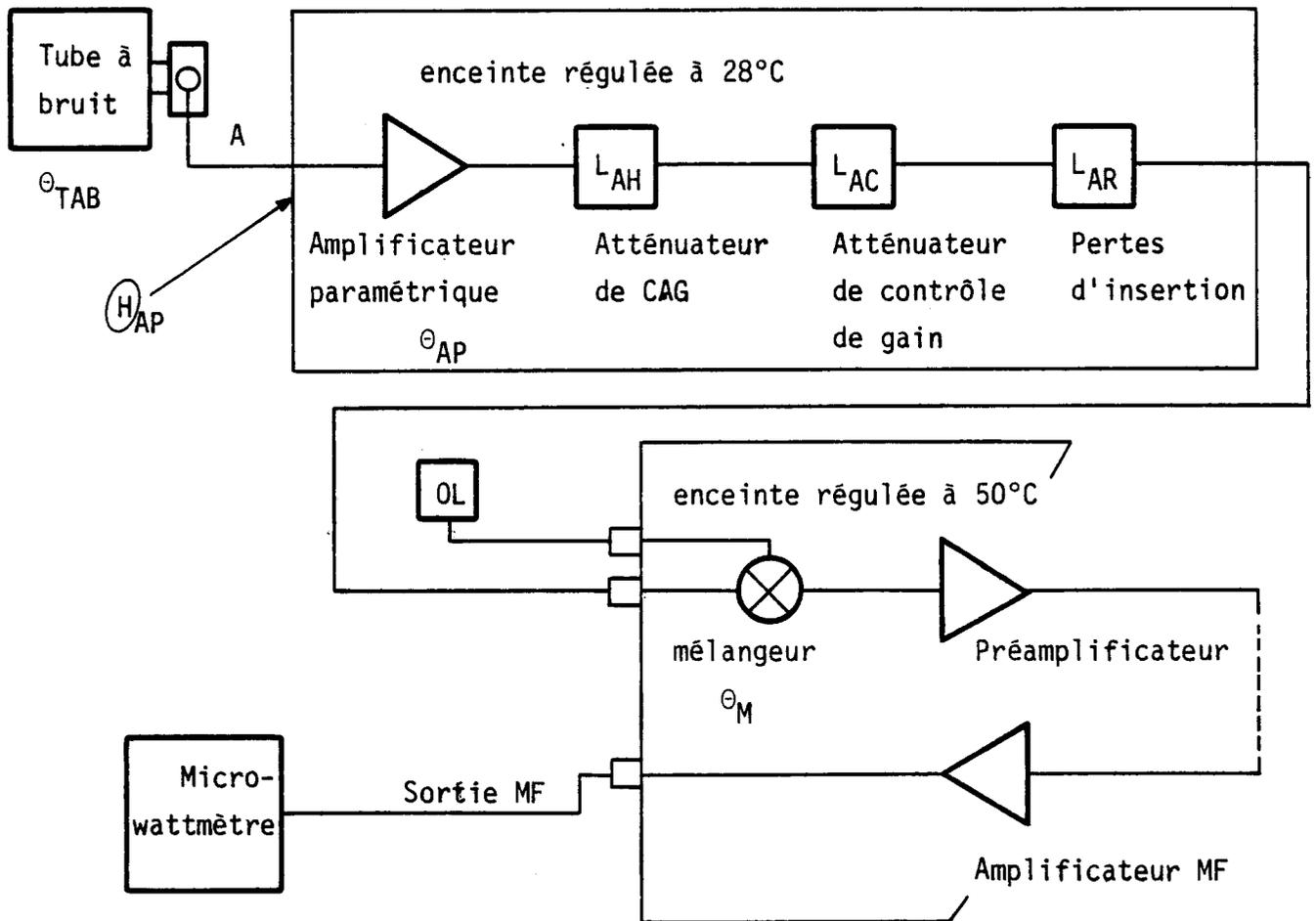


Figure 8 Montage de mesure pour la détermination de la température de bruit du récepteur à l'entrée de l'amplificateur paramétrique.

Si l'on désigne par Θ_{AP} la température de l'ensemble du récepteur ramenée à l'entrée de l'amplificateur paramétrique, Θ_{AP} doit être considérée comme la température équivalente des trois circuits suivants montés en cascade :

- l'amplificateur paramétrique (gain G_{AP} , température Θ_{AP}) ;
- l'atténuateur équivalent à l'atténuateur de CAG, l'atténuateur de contrôle de gain et à leur perte d'insertion, (atténuation $L_3 = L_{AH} \cdot L_{AC} \cdot L_{AR}$, $t^{ure} : (L_3 - 1)\Theta_0$)
- le mélangeur ($t^{ure} : \Theta_M$).

La relation (10) fournit directement :

$$(17) \quad \Theta_{AP} = \Theta_{AP} + \frac{L_3 - 1}{G_{AP}} \Theta_0 + \frac{L_3}{G_{AP}} \Theta_M$$

Si l'on observe, en outre, que L_3 est toujours supérieur à 10, la formule ci-dessus prend la forme approchée suivante :

$$(17') \quad \Theta_{AP} \approx \Theta_{AP} + \frac{L_3}{G_{AP}} (\Theta_0 + \Theta_M)$$

La méthodologie appliquée au paragraphe 2.1 conduit à effectuer deux mesures de puissance, le tube à bruit étant successivement allumé puis éteint. Le rapport Y des puissances mesurées s'écrit cette fois :

$$Y = \frac{A \cdot \Theta_{TAB} + \Theta_{AP}}{\Theta_0 + \Theta_{AP}}$$

D'où l'on tire :

$$\Theta_{AP} = \frac{A \cdot \Theta_{TAB} - Y\Theta_0}{Y - 1}$$

Cette détermination expérimentale de Θ_{AP} est assortie d'une marge d'erreur déduite de la formule suivante (cf. § 2.1)

$$\left[\Delta \Theta_{AP} \right]_{\text{mesure}} \leq \frac{1}{Y-1} \left[A \Delta \Theta_{TAB} + Y \Delta \Theta_0 + (\Theta_{AP} + \Theta_0) \Delta Y \right]$$

Parallèlement, l'erreur commise dans l'estimation, a priori, de Θ_{AP} à partir des éléments déjà mesurés Θ_{AP} , L_3 , G_{AP} , Θ_M , s'exprime sous la forme :

$$\left[\Delta \Theta_{AP} \right]_{\text{calcul}} \leq \Delta \Theta_{AP} + (\Theta_0 + \Theta_M) \Delta \left(\frac{L_3}{G_{AP}} \right) + \frac{L_3}{G_{AP}} (\Delta \Theta_0 + \Delta \Theta_M)$$

Dans ce dernier calcul, le quotient $\frac{L_3}{G_{AP}}$ a été pris isolément, car il est issu d'une détermination expérimentale directe (§ 2.2).

En tout état de cause, la non-concordance des résultats traduit une anomalie de fonctionnement de l'un des composants du récepteur.

4 - MESURE DE LA TEMPERATURE DE BRUIT GLOBALE Θ DU RADAR

La méthode déjà utilisée pour la détermination de la température de bruit du mélangeur et de l'amplificateur paramétrique décrite aux paragraphes 2.1 et 2.3 peut être reconduite. La figure 10 illustre le montage de mesure et l'on développe, dans le paragraphe 4.1, les formules employées ainsi que le calcul de l'erreur commise.

Néanmoins, cette méthode nécessite des démontages fastidieux (dépose du cornet pour adaptation d'une transition guide circulaire-guide rectangulaire, installation du tube à bruit sur la source primaire). Nous décrivons, au paragraphe 4.2, un substitut à cette méthode, d'une précision certes dégradée, mais qui ne nécessite aucun démontage. De même que précédemment, un calcul d'erreur est développé afin d'évaluer l'avantage réel de cette nouvelle technique.

4.1 Première méthode

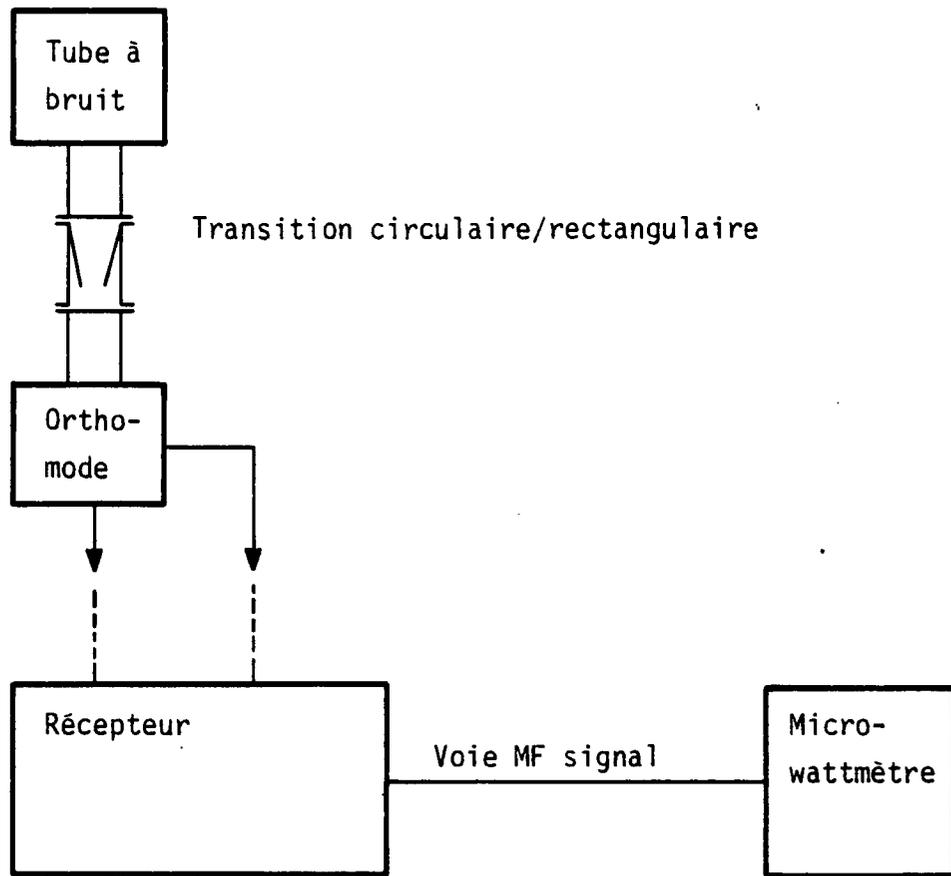


Figure 9 : Montage utilisé pour la détermination de la Température de bruit globale des radars.

L'équation (14') permet le calcul, a priori, de la température globale à CAG nul Θ_0 à partir d'éléments connus ou précédemment mesurés. La méthode directe classique permet, par ailleurs, le tube à bruit étant successivement allumé et éteint, de retrouver Θ_0 à partir du rapport Y des puissances mesurées.

$$Y = \frac{\Theta_{TAB} + \Theta}{\Theta_0 + \Theta}$$
$$\Theta_0 = \frac{\Theta_{TAB} - Y \Theta_0}{Y - 1}$$

Le calcul désormais classique de l'erreur commise conduit à :

$$(18) \quad \left[\Delta \Theta_0 \right]_{\text{mesure}} \leq \frac{1}{\gamma - 1} \left[\Delta \Theta_{\text{TAB}} + \gamma \Delta \Theta_0 + (\Theta_0 + \Theta_0) \Delta \gamma \right]$$

De même la dérivation de l'équation (14') donne la valeur maximale de l'erreur sur la température Θ estimée (l'erreur sur Θ_0 est supposée nulle) :

$$(19) \quad \left[\Delta \Theta_0 \right]_{\text{calcul}} \leq \left[\Theta_0 + \Theta_{\text{AP}} + \frac{L_{\text{AR}} L_{\text{AC}}}{G_{\text{AP}}} (\Theta_0 + \Theta_{\text{M}}) \right] \Delta L_{\text{R}} + L_{\text{R}} \Delta \Theta_{\text{AP}} \\ + \frac{L_{\text{R}} L_{\text{AR}} L_{\text{AC}}}{G_{\text{AP}}} \Delta \Theta_{\text{M}} + L_{\text{R}} (\Theta_0 + \Theta_{\text{M}}) \Delta \left(\frac{L_3}{G_{\text{AP}}} \right) .$$

Afin de mener à bien une évaluation réelle de la précision de cette méthode, qui permettra ultérieurement de la comparer à la nouvelle technique proposée, une application numérique doit être entreprise. A cet effet, les éléments des précédentes équations sont remplacés par leur valeur nominale prévue par les différents constructeurs ou par leur estimation lors des opérations de recette des radars. Le tableau 1 qui suit rassemble les diverses valeurs numériques choisies :

Les équations (18) et (19) donnent respectivement :

$$\left[\Delta \Theta_0 \right]_{\text{mesure}} \leq 90^\circ \text{K} \quad \frac{\Delta \Theta_0}{\Theta_0} \leq 0.22 \quad (0.9 \text{ dB}) \\ \left[\Delta \Theta_0 \right]_{\text{calcul}} \leq 47^\circ \text{K} \quad \frac{\Delta \Theta_0}{\Theta_0} \leq 0.11 \quad (0.5 \text{ dB})$$

Il apparaît que la méthode de mesure présente une erreur importante surtout due au manque de précision de la source de bruit (l'erreur sur Θ_0 due au seul premier terme de l'équation (18) est égale à 0.5 dB).

Facteur	Valeur nominale théorique	Erreur absolue supposée	Remarques
θ_0	290°K	—	
θ_{AP}	120°K	5.6°K (0.1 dB)	Mesures de recette
θ_{TAB}	10 600°K	760°K (0.3 dB)	Donnée du constructeur
θ_M	1 200°K	200°K (0.7 dB)	Calcul d'erreur (§ 2.1)
L_R	1.6 (2 dB)	0.07 (0.2 dB)	
L_3/G_{AP}	0.02 (-17 dB)	$14 \cdot 10^{-4}$ (0.3 dB)	Calcul d'erreur (§ 2.2)
θ_0	$\approx 410^\circ\text{K}$		Estimation du constructeur
γ	$\frac{10\,600 + 450}{290 + 450} = 15$	0.7 (0.2 dB)	

Tableau 1 Valeurs typiques des paramètres du récepteur pour l'estimation de l'erreur sur sa température de bruit correspondant au gain maximal (CAG = 0)

4.2 Deuxième méthode

La deuxième méthode proposée ne nécessite aucune altération du fonctionnement du radar et peut être aisément mise en oeuvre, lors d'une campagne d'expérimentation, pour un contrôle rapide de la température de bruit.

Elle consiste à effectuer une mesure de puissance dans les trois configurations suivantes :

- 1 - Antenne pointée au zénith par ciel clair et CAG = 0 ;
- 2 - Antenne pointée au zénith et CAG = 8 (48 dB d'atténuation) ;
- 3 - Antenne pointée au zénith et CAG = 0, la source primaire étant recouverte d'un absorbant hyperfréquence en bande C.

La mesure de puissance s'effectue, pour éviter la dépose du coffret récepteur, sur le connecteur de mesure (voie MF signal) à l'entrée de la baie radar.

Désignons par Θ la température de bruit du récepteur dans le plan de la source primaire, Θ_{ANT} la température de l'antenne pointée au zénith, et C le gain en mode CAG = 0 du récepteur entre le cornet et le point de mesure de puissance. Les puissances P_1 , P_2 et P_3 mesurées dans les trois configurations s'écrivent :

$$(20) \quad \left\{ \begin{array}{l} P_1 = C \cdot \left(\Theta_{ANT} + \Theta_{CAG = 0} \right) \\ P_2 = C \cdot \left(\Theta_{ANT} + \Theta_{CAG = 8} \right) \times 4^{-8} \\ P_3 = C \cdot \left(\Theta_0 + \Theta_{CAG = 0} \right) \end{array} \right.$$

En outre, l'examen de l'équation (14') définissant la température globale du récepteur montre qu'elle peut prendre la forme suivante, qui a l'avantage de séparer les contributions respectives du bruit de l'am-

plificateur paramétrique et du mélangeur :

$$\Theta = T_1 + T_2 \cdot 4^{CAG}$$

avec

$$\begin{cases} T_1 = (L_R - 1)\Theta_0 + L_R \Theta_{AP} \\ T_2 = \frac{L_R L_{AC} L_{AR}}{G_{AP}} (\Theta_0 + \Theta_M) \end{cases}$$

Avec ces nouvelles définitions, le système d'équations (20) devient :

$$(21) \quad \begin{cases} P_1 = C \cdot (\Theta_{ANT} + T_1 + T_2) \\ P_2 = C \cdot (\Theta_{ANT} + T_1 + T_2 \times 4^8) 4^{-8} \approx C T_2 \\ P_3 = C \cdot (\Theta_0 + T_1 + T_2) \end{cases}$$

Afin d'éliminer des équations le paramètre inconnu C, les facteurs inconnus T_1 et T_2 sont exprimés en fonction des écarts de puissance entre les configurations 3 et 2, et 1 et 2 respectivement.

Désignant par a et b les quantités P_3/P_2 et P_1/P_2 , il vient :

$$(22) \quad \begin{cases} T_1 + (1 - a)T_2 + \Theta_0 = 0 \\ T_1 + (1 - b)T_2 + \Theta_{ANT} = 0 \end{cases}$$

dont les solutions sont :

$$(23) \quad T_1 = \frac{(b - 1)\Theta_0 - (a - 1)\Theta_{ANT}}{a - b}$$

$$(24) \quad T_2 = \frac{\Theta_0 - \Theta_{ANT}}{a - b}$$

La méthode permet donc la détermination, à partir de trois mesures relatives de puissance de bruit, de deux paramètres dont l'un T_1 , caractérise la contribution au bruit du récepteur due à l'amplificateur paramétrique, et l'autre T_2 , traduit celle du mélangeur. La température de bruit à gain maximal, liée à la sensibilité du récepteur, est égale à :

$$(25) \quad \Theta_0 = T_1 + T_2 = \frac{b\theta_0 - a\theta_{ANT}}{a - b}$$

La précision de la méthode est évaluée par un calcul d'erreur utilisant les mêmes valeurs numériques nominales que dans le cas précédent. La dérivation des équations (23), (24) et (25) donne :

$$\frac{\Delta T_1}{T_1} \leq \frac{\theta_0 \Delta b + (b-1)\Delta\theta_0 + \theta_{ANT}\Delta a + (a-1)\Delta\theta_{ANT}}{(a-b)T_1} + \frac{\Delta a + \Delta b}{a - b}$$

$$\frac{\Delta T_2}{T_2} \leq \frac{\Delta\theta_0 + \Delta\theta_{ANT}}{\theta_0 - \theta_{ANT}} + \frac{\Delta a + \Delta b}{a - b}$$

$$\frac{\Delta \Theta_0}{\Theta_0} \leq \frac{\theta_0 \Delta b + b\Delta\theta_0 + \theta_{ANT}\Delta a + a\Delta\theta_{ANT}}{(a - b) (T_1 + T_2)} + \frac{\Delta a + \Delta b}{a - b}$$

L'erreur relative sur la mesure de a et b est supposée, comme précédemment, égale à 0.2 dB (4,7 %) et l'erreur sur les températures de l'antenne et de l'absorbant égale à 5°K.

Ces hypothèses conduisent aux valeurs typiques suivantes :

$$T_1 = (1.6 - 1)290 + 1.6 \times 120 \approx 366^\circ\text{K}$$

$$T_2 = 1.6 \times 0.02 (1200 + 290) \approx 44^\circ\text{K}$$

$$a = \frac{290 + 410}{44} \approx 16$$

$$\Delta a \approx 16 \times 0.047 \approx 0.75$$

$$b = \frac{30 + 410}{44} \approx 10$$

$$\Delta b \approx 10 \times 0.047 \approx 0.47$$

$$\frac{\Delta T_1}{T_1} \leq 0.33 \quad (1.2 \text{ dB})$$

$$\frac{\Delta T_2}{T_2} \leq 0.25 \quad (1 \text{ dB})$$

$$\frac{\Delta \Theta_0}{\Theta_0} \leq 0.32 \quad (1.2 \text{ dB})$$

Ces chiffres laissent apparaître que la deuxième méthode de détermination de la température de bruit Θ_0 offre une précision dégradée, insuffisante pour une mesure correcte. Elle présente néanmoins l'avantage de la simplicité de mise en oeuvre. Si l'on remarque en outre que, dans la quasi totalité des cas, une panne d'un composant à faible bruit du récepteur se traduit par une sensible augmentation de la température globale, cette méthode prend figure de test à la fois rapide et global des composants hyperfréquence du récepteur.

ANNEXE 1

MISE EN STATION DU RADAR POUR LES MESURES DE BRUIT

Les mesures de bruit qui sont entreprises nécessitent de pouvoir disposer du récepteur aisément, donc d'abaisser l'antenne sur le plateau de la remorque. Ceci suppose que soient réalisées les opérations suivantes :

- recentrer l'antenne suivant l'axe de la remorque :
code de calage au Nord à zéro et antenne à gisement zéro ;
- démonter les équilibreurs ;
- abaisser le bloc aérien sur le plateau de la remorque.

Il faut encore supprimer la séquence d'étalonnage de gain (carte 444).

Dans le cas où la mesure de température globale est entreprise à l'aide du tube à bruit, il faut en outre :

- fermer la bouteille d'azote ;
- démonter la source primaire en déposant préalablement le guide circulaire qui la relie à l'orthomode. Lors de cette opération, il faut surtout prendre garde qu'aucun corps étranger ne pénétre dans les guides.

Le gain variable en distance doit être supprimé (MGVD = 0) et le CAG doit demeurer en mode "constant".

REFERENCES

- [1] Nutten, Scialom, Amayenc 1979 Note technique CRPE N° 75
Etalonnage des radars RONSARD
1ère partie : étude théorique générale et mesure
des fonctions de transfert internes
- [2] Document LCT/CNET RON 10 503 édition 3 du 5 juin 1975
Cahier de recette du récepteur (Radar 1)
- [3] Document LCT/CNET PL 648 614 du 7 Mars 1974
Cahier de recette de l'amplificateur paramétrique
(Radar 1)
- [4] Document LCT/CNET RON 10 507 du 16 février 1976
Cahier de recette du récepteur (Radar 2)
- [5] Document LCT/CNET PL 648 614 du 12 novembre 1975
Cahier de recette de l'amplificateur paramétrique
(Radar 2)
- [6] Nutten, Hauser, Roux, Scialom 1979
IEEE Transactions on Geoscience Electronics,
special issue, novembre 1979.

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*