

N° d'ordre : 409

50376
1987
55

50376
1987
55

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR INGENIEUR

par

Daniel VANLOOT



**CONTRIBUTION A L'ETUDE ET A LA REALISATION
D'UN DISPOSITIF DE TRAITEMENT DU SIGNAL
OPTIMUM POUR DES SYSTEMES RADIOMETRIQUES
APPLICATION AU RADIOMETRE A METHODE DE
ZERO AUTOMATIQUE**



030 023042 1

SOUTENUE LE 20 MAI 1987 DEVANT LA COMMISSION D'EXAMEN

MEMEBRES DU JURY

M. RACZY
M. CHIVE
M. SALMER
M. CROSNIER
M. VATERCOVSKY
M. RINGEISEN

PRESIDENT
EXAMINATEUR
EXAMINATEUR
EXAMINATEUR
EXAMINATEUR
INVITE

Ce travail a été effectué au CENTRE HYPERFREQUENCES ET SEMICONDUCTEURS de l'Université des sciences et techniques de Lille.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Messieurs les professeurs CONSTANT et SALMER qui m'ont accueilli dans leur laboratoire.

Je remercie, pour l'aide et les conseils qu'ils m'ont prodigués, Monsieur le professeur CHIVE et toute l'équipe qu'il anime.

Que Monsieur le professeur RACZY soit remercié d'avoir bien voulu présider mon jury.

J'exprime ma reconnaissance à Messieurs les professeurs CROSNIER, VATERCOVSKY et Monsieur RINGEISEN, de la société O.D.A.M. ,de s'être intéressé à mon travail et d'avoir bien voulu participer à mon jury.

Que tout le personnel technique et administratif de l'I.U.T. , du C.H.S. et de L'U.F.R. soit remercié pour l'aide précieuse qu'ils m'ont apportée.

Que Messieurs et Mesdames PIETRZAK, DECOUSU, LAFORGE, PLAYEZ, DELOS, et DEHORTER soient particulièrement remerciés pour leurs efforts.

INTRODUCTION

I) HISTORIQUE

- a) Rappel du principe
- b) Chauffage électromagnétique

II) DEVELOPPEMENTS-NATURE DE L'ETUDE

- 1) RADIOMETRE A USAGE MEDICAL
- 2) RADIOMETRE A USAGE INDUSTRIEL

CHAPITRE I

I) ANALYSE DE LA STRUCTURE ET DES PERFORMANCES D'UN RADIOMETRE: LE RADIOMETRE O.D.A.M.

- a) La chaîne d'amplification hyperfréquence
- b) Les signaux fournis par cette détection

A) LA CHAÎNE HYPERFREQUENCE

- 1) NATURE DES SIGNAUX A AMPLIFIER
- 2) NATURE DU SIGNAL A LA SORTIE DE L'AMPLIFICATEUR
- 3) INFLUENCE DE LA DETECTION QUADRATIQUE

B) LE TRAITEMENT DU SIGNAL

- 1) LA DETECTION QUADRATIQUE EST SUIVIE D'UN DETECTEUR
SYNCHRONÉ,
SANS AMPLIFICATEUR SELECTIF
- 2) UN FILTRE PASSE BANDE SELECTIF EST INTERCALE ENTRE LA
DETECTION QUADRATIQUE ET LE DETECTEUR SYNCHRONÉ

C) CONCLUSION

CHAPITRE II

II) NOUVEAU SYSTEME: LA DETECTION ECHANTILLONNEE

- 1) PRINCIPE
- 2) PERFORMANCES DU SYSTEME
- 3) AMELIORATIONS POSSIBLES
- 4) REALISATION PRATIQUE
 - a) Fréquence de découpage
 - b) Nature de l'amplificateur basse fréquence
 - c) L'amplificateur différentiel
- 5) PERFORMANCES
 - a) Mesure du bruit en sortie à température constante
 - b) Mesure du temps de réponse et de la linéarité
 - c) Mesure de la linéarité
 - d) Coût, simplicité
- 6) ADAPTATION DU RADIOMETRE ECHANTILLONNE
A UN DISPOSITIF D'HYPERTHERMIE CONTROLEE
 - a) Rappel de la méthode employée
 - b) Nouveau système émission-mesure
- 7) RADIOMETRE MULTISONDES

CHAPITRE III

III) RADIOMETRE A METHODE DE ZERO PAR ASSERVISSEMENT ELECTRONIQUE D'UNE SOURCE DE BRUIT

- 1) LES DEFAUTS DU RADIOMETRE CLASSIQUE
 - a) Rappel
 - b) Influence de la stabilité du gain
 - c) Linéarité du système
- 2) LE RADIOMETRE A METHODE DE ZERO
 - a) Le générateur de bruit
 - b) L'amplificateur d'erreur
 - c) La source de bruit
 - d) Le modulateur de courant de diode
 - e) Le système de détection basse fréquence

3) REALISATION PRATIQUE

- a) Le modulateur de courant
- b) L'asservissement

4) LES PERFORMANCES DU RADIOMETRE A METHODE DE ZERO

- a) Mesure du bruit de sortie
- b) Mesure du temps de réponse
- c) Mesure de la linéarité
- d) Influence du coefficient de réflexion de l'antenne

ANNEXE 1

Simulation d'une température

ANNEXE 2

- 1) L'AMPLIFICATEUR D'ENTRÉE
- 2) FILTRAGE ET AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL
- 3) L'HORLOGE

ANNEXE 3

Stabilité de la source de bruit

ANNEXE 4

Les circuits du radiomètre à méthode de zéro

- 1) L'AMPLIFICATEUR D'ENTRÉE
- 2) L'AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL
LES SYSTEMES D'ASSERVISSEMENT
- 3) LA MESURE DE LA TEMPERATURE DE L'ATTENUATEUR
- 4) LE SYSTEME HORLOGE
- 5) GENERATEUR DE SIGNAUX TRIANGULAIRE
MODULATEUR DE COURANT DE LA DIODE A AVALANCHE

ANNEXE 5

Réponse indicielle d'un filtre échantillonné

ANNEXE 6

Stabilité du gain hyperfréquence

ANNEXE 7

Rappels sur le produit de convolution

- 1) TRANSMITTANCE
- 2) MULTIPLICATION DE SIGNAUX
- 3) DETECTION QUADRATIQUE

INTRODUCTION

I) HISTORIQUE.

Le centre hyperfréquence et semi-conducteur de l'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE a développé, depuis quelques années, des radiomètres performants à usage médical ou industriel.

a) Rappel du principe.

Tout corps porté à une température supérieure au zéro absolu émet un rayonnement électromagnétique spontané d'origine thermique.

La puissance de ce rayonnement peut-être considérée comme proportionnelle à la température du corps si cette dernière est supérieure à 10°K et pour des fréquences inférieures à 300 GHz (domaine hertzien).

Comme le montre la relation de RAYLEIGH

$$B(f) = k_B f^2 / c^2$$

qui exprime l'énergie rayonnée par mètre de surface apparente et par unité d'angle solide à la fréquence f et pour une bande passante δf égale à 1 Hertz :

$$B(f) \text{ en Watts/m}^2 \cdot \text{Hz} \cdot \text{Sr}^2$$

La puissance thermique rayonnée par un corps émissif porté à la température T peut donc être mesurée par une antenne (associée à un dispositif de mesure adéquat appelé radiomètre), et qui est placée face au corps: la puissance ainsi captée s'exprime alors par la loi de NYQUIST.

$$P = (1 - \rho) k_B \delta f$$

Avec k_B : constante de BOLTZMAN
 T : température absolue du corps émissif
 δf : bande passante du système de mesure
et de l'antenne

$(1 - \rho)$ représente l'émissivité du corps qui dépend du coefficient de réflexion global caractérisant l'ensemble antenne + milieu.

La mesure de la puissance thermique rayonnée par un corps, dans une bande de fréquences donnée, permet donc d'accéder à sa température.

b) Chauffage électromagnétique.

Les tissus biologiques contiennent pour la plupart une forte proportion d'eau, ils sont de ce fait fort absorbant aux micro-ondes

Un rayonnement électromagnétique dirigé sur un milieu absorbant va donc provoquer l'échauffement de ce dernier.

Il est nécessaire de contrôler l'élévation de température du milieu à traiter. Cette vérification peut se faire par insertion de sondes sous-cutanées ou par une mesure atraumatique du rayonnement thermique émis par le milieu, par l'intermédiaire d'un radiomètre.

La conjugaison de ces deux techniques (émission-mesure) a permis la réalisation de systèmes d'hyperthermie contrôlés par radiométrie et entièrement pilotés par ordinateur: HYL CAR II de la société O.D.A.M.

II) DEVELOPPEMENTS - NATURE DE L'ETUDE.

1) RADIOMETRE A USAGE MEDICAL.

La mesure de la température du milieu à traiter doit s'effectuer rapidement. La circulation sanguine et le refroidissement naturel du milieu vont, conjointement, faire baisser rapidement la température. Jusqu'à présent la mesure de température durait une dizaine de secondes et la sensibilité du système était de 0,1 °C.

L'étude, qui nous a été proposée, après avoir analysé le traitement du signal basse fréquence du radiomètre existant (chapitre I), a consisté dans un premier temps en l'amélioration de la partie basse fréquence du radiomètre, en diminuant le temps de mesure, tout en conservant, d'une part la sensibilité du système et d'autre part un coût de construction égal ou si possible inférieur.

Au chapitre II nous étudions un nouveau type de détection que nous avons réalisé: la détection échantillonnée.

Cette étude a donc permis la réalisation d'une nouvelle carte, traitement du signal, qui se substituant à l'ancienne permet un accroissement des performances à moindre coût.

Parallèlement à ce travail, nous avons étudié les possibilités d'adaptation, du nouveau système de traitement du signal, à des dispositifs multisondes ou à nouveau cycle émission-mesure pour le système HYL CAR II (chapitre III) .

2) RADIOMETRE A USAGE INDUSTRIEL

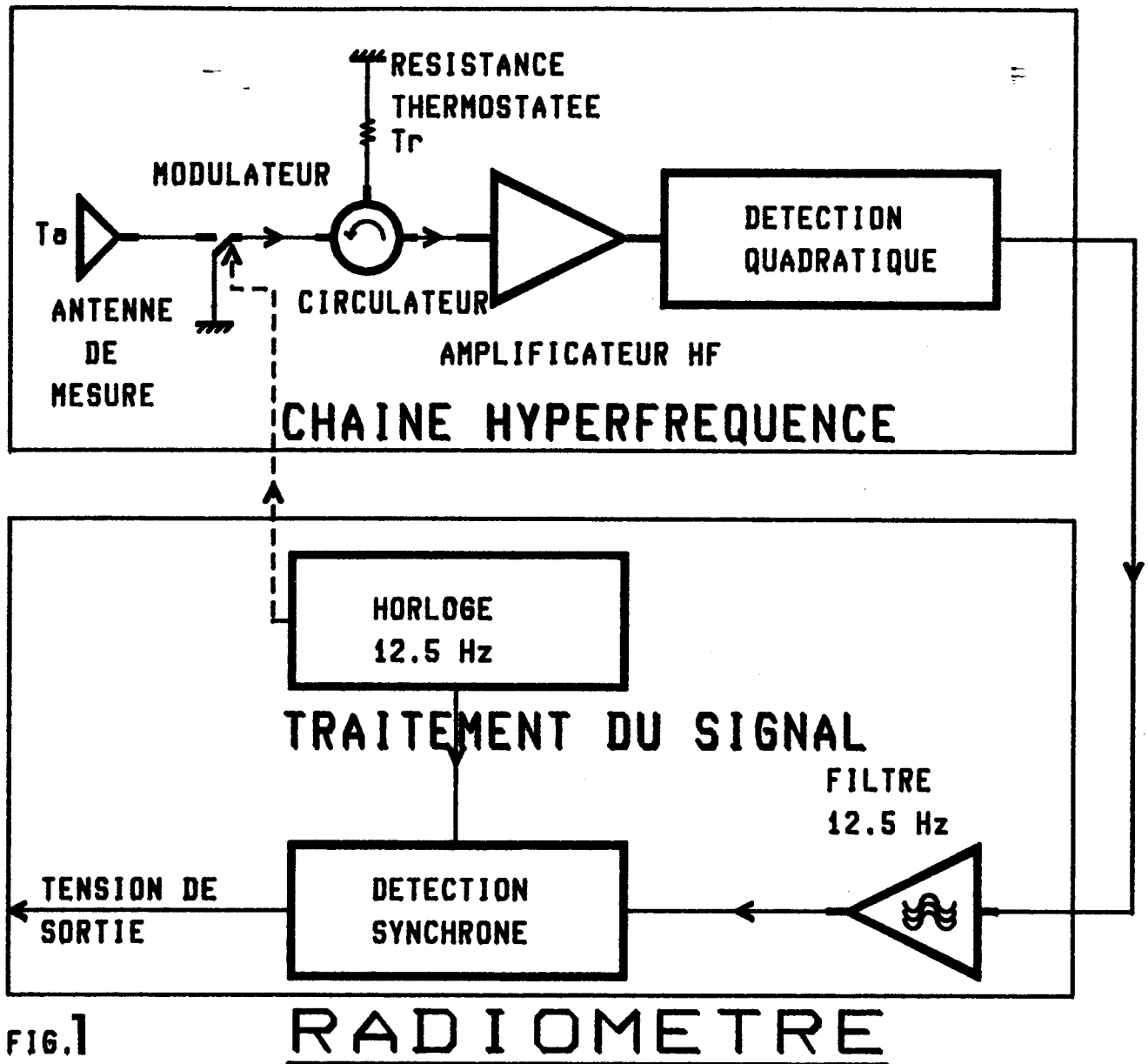
A la suite des perfectionnements apportés au radiomètre médical, profitant des résultats obtenus, il nous a été proposé l'étude et la réalisation d'un radiomètre, à usage industriel, fonctionnant dans une gamme de températures étendue (20 à 200 °C). Ces contraintes nous ont amené à la réalisation d'un radiomètre à méthode de zéro, électriquement asservi.

Cette mesure par méthode de zéro a été obtenue en utilisant un nouveau dispositif de contrôle d'une source de bruit produite par une diode à avalanche.

Les principes de commande électronique de la source de bruit, l'asservissement, les mesures sont présentés au chapitre IV.

Les performances obtenues ayant été jugées satisfaisantes une réalisation de ce radiomètre est utilisée pour contrôler l'échauffement des bandes de roulement de pneumatiques, sans contact (à l'inverse du radiomètre médical dans lequel l'antenne est au contact des tissus).

L'industrialisation de ce système a pu être entreprise par la société ODAM-BRUCKER



CHAPITRE I

I) ANALYSE DE LA STRUCTURE ET DES PERFORMANCES D'UN RADIOMETRE LE RADIOMETRE ODAM

a) La chaîne d'amplification hyperfréquence.

Le schéma synoptique est donné par la figure 1: il représente la structure d'un radiomètre de DICK modifié, tel que celui utilisé pour les utilisations médicales ou industrielles.

Deux sources de signaux sont à amplifier: les signaux provenant de l'antenne, les signaux provenant d'une résistance thermostatée.

La chaîne d'amplification est alternativement commutée sur l'une ou l'autre des sources par l'intermédiaire d'un modulateur hyperfréquence.

L'amplification peut être directe ou hétérodyne avec changement de fréquence. Derrière cet amplificateur il existe une détection quadratique utilisant une diode hyperfréquence.

b) Les signaux fournis par cette détection sont des signaux basse fréquence qui vont être traités par différents détecteurs basse fréquence : synchrone ou à échantillonnage.

A) LA CHAÎNE HYPERFREQUENCE

1) NATURE DES SIGNAUX HYPERFRÉQUENCES A AMPLIFIER

- le signal capté par l'antenne est un bruit blanc gaussien dont la puissance est proportionnelle à la température du milieu placé face à l'antenne,

- le signal fourni par la résistance thermostatée est un bruit blanc gaussien dont la puissance est proportionnelle à la température de cette résistance,

- l'amplificateur peut être considéré comme un amplificateur parfait auquel est associé, à l'entrée, un signal de bruit blanc gaussien dont la valeur est déterminée par le facteur de bruit de l'amplificateur,

- les câbles et le modulateur fournissent des signaux parasites qui sont des bruits blancs gaussiens proportionnels à la température de ces éléments de circuit.

A l'entrée de l'amplificateur existe donc un signal qui est la somme de bruits blancs gaussiens dont les puissances sont proportionnelles à la température des différents éléments : milieu face à l'antenne, etc...

Duc Dung NGUYEN a montré que l'expression de la puissance de ce signal est:

* si le modulateur est connecté sur l'antenne, le signal S_1 est proportionnel à:

$$S_1 = k_B \delta F a [Tr \tau_1^2 \tau_2^2 \rho + T_1 (1-\tau_1) \tau_1 \tau_2^2 \rho + T_2 (1-\tau_2) \tau_1 \tau_2 \rho + T_a (1-\rho) \tau_1 \tau_2 + T_2 (1-\tau_2) \tau_1 + T_1 (1-\tau_1)]$$

* Si le modulateur est connecté sur un court-circuit par l'intermédiaire d'un câble identique à celui qui connecte l'antenne, le signal S_2 est proportionnel à:

$$S_2 = k_B \delta F a [Tr \tau_1^2 \tau_2^2 + T_1 (1-\tau_1) \tau_1 \tau_2^2 + T_2 (1-\tau_2) \tau_1 + T_2 (1-\tau_2) \tau_1 \tau_2]$$

Tr : température de la résistance thermostatée

Ta : température du milieu à mesurer

T₁ : température du modulateur

T_2 : température du câble

k_B : constante de Boltzmann

τ_1 : coefficient de transmission du modulateur

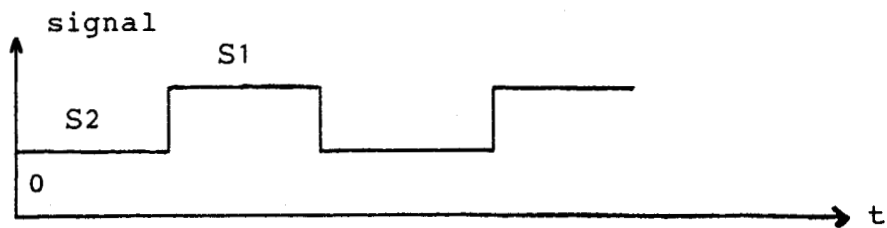
τ_2 : coefficient de transmission du câble

δF_a : bande passante de l'antenne

ρ : coefficient de réflexion de l'antenne

T_B : température de bruit de l'amplificateur (défini avec le facteur de bruit)

Le signal de sortie de l'amplificateur sera proportionnel soit à S_1 +bruit soit à S_2 +bruit, son allure est rectangulaire:



Il est intéressant d'obtenir à la sortie un signal S qui soit proportionnel à la différence de ces deux signaux, de telle façon que S soit proportionnel à $A (S_1 - S_2)$ et tende vers zéro pour annuler l'influence du gain et de ses variations.

En effet si $T_1 = T_2 = T_0$: température ambiante

$$T_a = T_0 + dT_a$$

$$T_r = T_0 + dT_r$$

$$S = A k_B \delta F (1 - \rho) [\tau_1^2 \tau_2^2 dT_r - \tau_1 \tau_2 dT_a] + A k_B \delta F T_B - A k_B \delta F T_B$$

$$S = A k_B \delta F (1 - \rho) [\tau_1^2 \tau_2^2 dT_r - \tau_1 \tau_2 dT_a]$$

δF : bande passante de l'amplificateur.

Ce signal est alors celui traité par la détection synchrone qui suit la chaîne hyperfréquence et on remarque que le bruit de l'amplificateur n'intervient plus dans l'expression de ce signal moyen (effet de la différence).

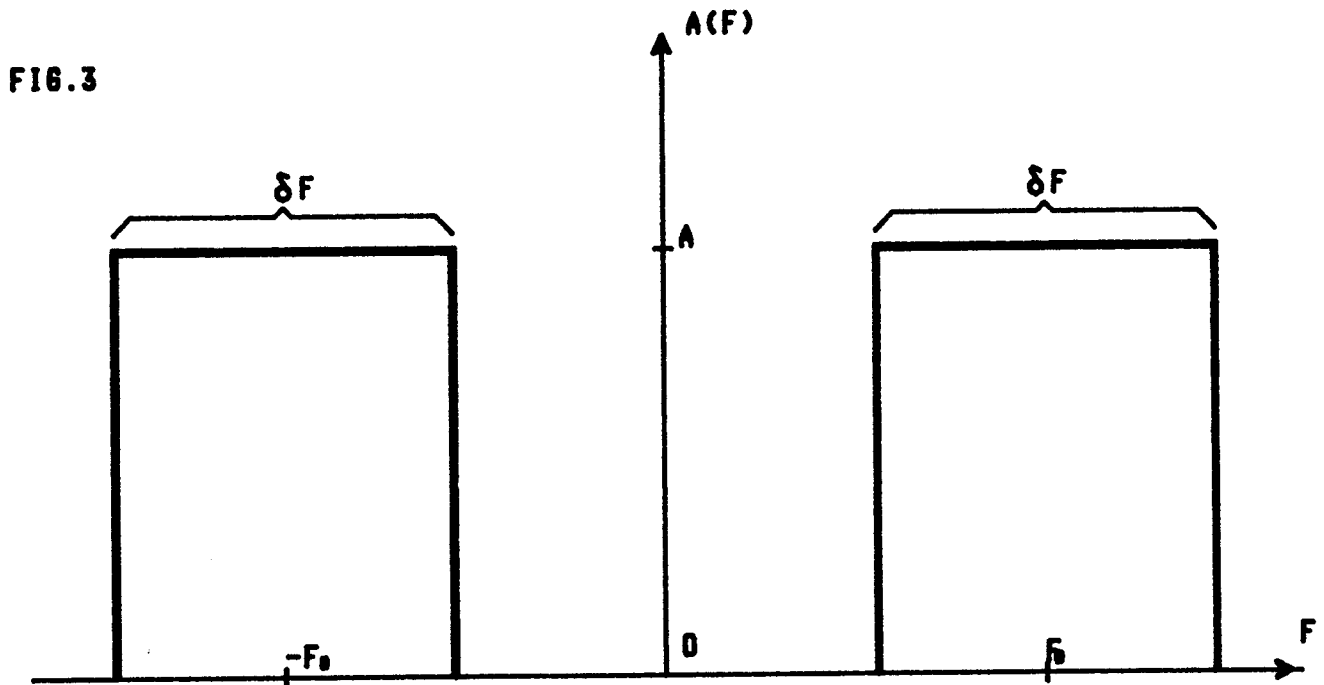
Cette expression n'est valable que si les paramètres sont constants (stabilité des "gains" et de la température ambiante).

En effet $\frac{dS}{S} = \frac{dA}{A} \cdot X$; si l'expression entre crochets (X)

tend vers zéro, on a dS/S tend aussi vers 0 quelque-soit dA/A .

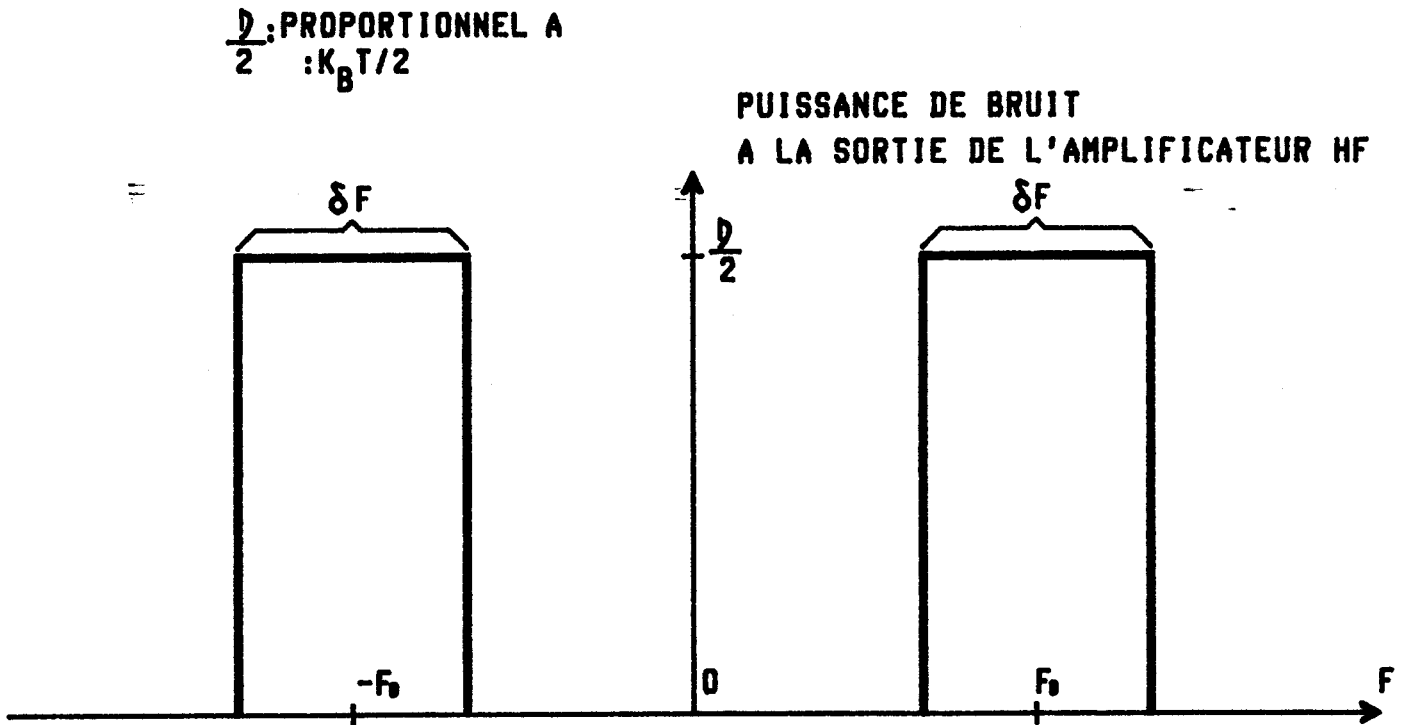
2) NATURE DU SIGNAL A LA SORTIE DE L'AMPLIFICATEUR

L'amplificateur est défini par son gain A et sa bande passante δF .



BANDE PASSANTE DE L'AMPLIFICATEUR HF

Le signal à l'entrée étant un bruit blanc (S_1 ou $S_2 + k_B \delta F T_B$), en sortie sa bande passante sera strictement égale à celle de l'amplificateur.



F16.4 **BRUIT AVANT LA DETECTION**

En effet le signal de sortie $S(t)$ et sa densité spectrale $\Phi_{S(f)}$ s'expriment à partir des relations:

$$S(t) = e(t) * a(t)$$

$$\Phi_S(f) = \Phi_e(f) * |F_a|^2$$

$e(t)$: signal d'entrée de l'amplificateur

$a(t)$: réponse impulsionnelle de l'amplificateur

$\Phi(f)$: densité spectrale en puissance

F_a : réponse en fréquence de l'amplificateur

η : densité spectrale de puissance du bruit

$*$: produit de convolution

La répartition en fréquence de la densité spectrale du bruit est à l'image de la bande passante de l'amplificateur.

S_1 et S_2 étant dans la pratique très voisins, il est possible de considérer le signal de sortie, pour le calcul des fluctuations, comme constant et égal à $k_B \delta F T/2$ (proportionnel à $\sigma^2/2$) avec $T = T_B + (T_a + T_r)/2$ et σ la variance du bruit.

3) INFLUENCE DE LA DETECTION QUADRATIQUE

La détection, du signal hyperfréquence, qui suit le système amplificateur est quadratique. La densité spectrale du signal aléatoire qui existe à sa sortie peut-être déterminée par le calcul (Théorie et traitement des signaux COULON réf 2).

$y(t) = x(t)^2$ avec $y(t)$, signal de sortie du détecteur et $x(t)$, le signal d'entrée. $C_x(0)$ est le coefficient d'autocorrélation de $x(t)$, à $\tau=0$.

$$\Phi_y(f) = 2 \Phi_x(f) * \Phi_x(f) + C_x^2(0)$$

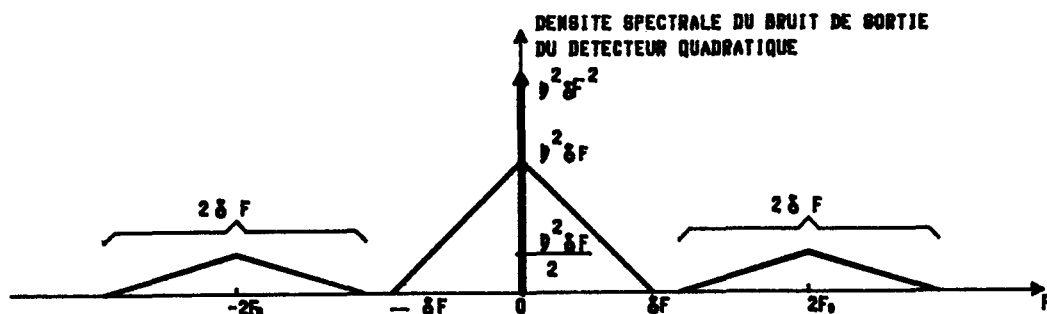


FIG. 5

BRUIT A LA SORTIE DU DETECTEUR

La composante continue de valeur $n^2\delta F^2$ est le signal utile. Elle est composée du coefficient d'autocorrélation du bruit au carré $C_x^2(0)$. La composante de bruit parasite $n^2\delta F$ est directement proportionnelle à $A.S_1/\delta F a + A k_B T_B$ ou à $A S_2/\delta F a + A k_B T_B$ calculés précédemment. L'allure triangulaire de la densité spectrale est provoquée par le produit de convolution de la densité spectrale du bruit, dont la répartition en fréquence est rectangulaire. Les différents dispositifs de filtrage qui vont suivre la détection quadratique auront pour fonction d'éliminer le bruit dont la densité spectrale a été définie ci-dessus. Dans tous les systèmes de filtrage qui vont être utilisés, la bande passante utile de ces derniers, située dans le domaine basse fréquence étant très faible devant δF (bande passante hyperfréquence), on considérera qu'à l'entrée de ces systèmes existe une composante continue $n^2\delta F^2$ associée à un bruit blanc (densité spectrale uniforme de valeur $n^2\delta F$); ces termes sont bien sûr des termes liés à la puissance des signaux.

Nous avons essayé de montrer expérimentalement l'allure de la densité spectrale du bruit après détection quadratique. Le signal issu d'un générateur de bruit à densité spectrale rectangulaire est détecté à l'aide d'un multiplieur analogique quatre quadrants. Un analyseur de spectre permet de visualiser soit le spectre du bruit, soit le spectre du signal de sortie du détecteur quadratique. Le schéma de la manipulation est représenté ci-dessous : $Z(t) = X(t) \cdot Y(t) / 10$ avec $X(t) = Y(t)$

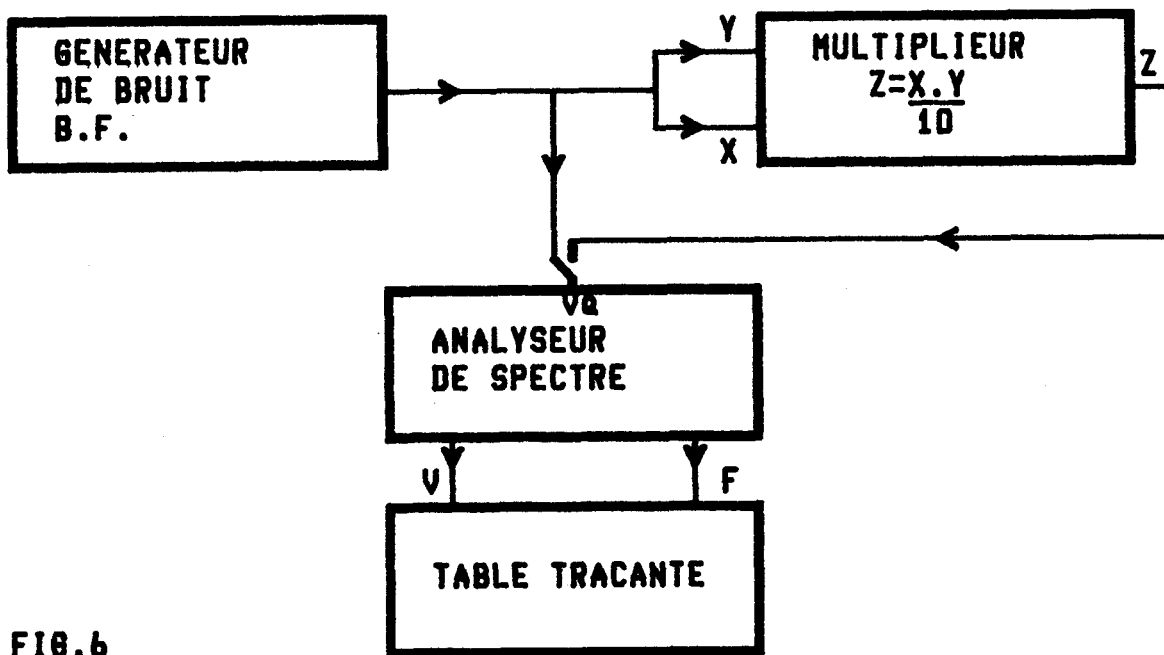


FIG.6

ANALYSE DU SPECTRE DE BRUIT APRES DETECTION QUADRATIQUE VRAIE

Il est évident que nous n'avons pas pu, avec notre dispositif, tracer la densité spectrale des bruits, les temps d'intégration et la bande passante d'analyse n'étant pas adaptés. Néanmoins, l'enveloppe des tracés est représentative de l'allure de la densité spectrale du bruit en fonction de la fréquence. Les mesures ont été effectuées en basse fréquence (0,100 kHz), ce qui permet d'utiliser une vraie détection quadratique qui effectue réellement le carré de la tension d'entrée; de plus les signaux de bruit sont de forte amplitude pour faciliter les mesures. Les résultats sont donnés ci-dessous.

ANALYSE DE SPECTRE

Relevés de spectres de bruit avant et après un détecteur quadratique, obtenus avec un analyseur de spectre HEWLETT PACKARD.

bande passante d'analyse 3kHz

spectre de bruit à l'entrée

après redressement simple alternance

fig.7

50kHz

F

ANALYSE DE SPECTRE

fig.8 bis

bande passante d'analyse 3kHz

DETECTION QUADRATIQUE

après redressement double alternance

après redressement simple alternance

50kHz

F



Le spectre, après le détecteur quadratique, est semblable à celui prévu par la théorie (un spectre rectangulaire produit, après détection, un spectre triangulaire).

En pratique le détecteur est un détecteur quadratique simple alternance. L'allure du spectre de bruit à la sortie d'un tel dispositif a été tracé en utilisant le principe de mesure suivant :

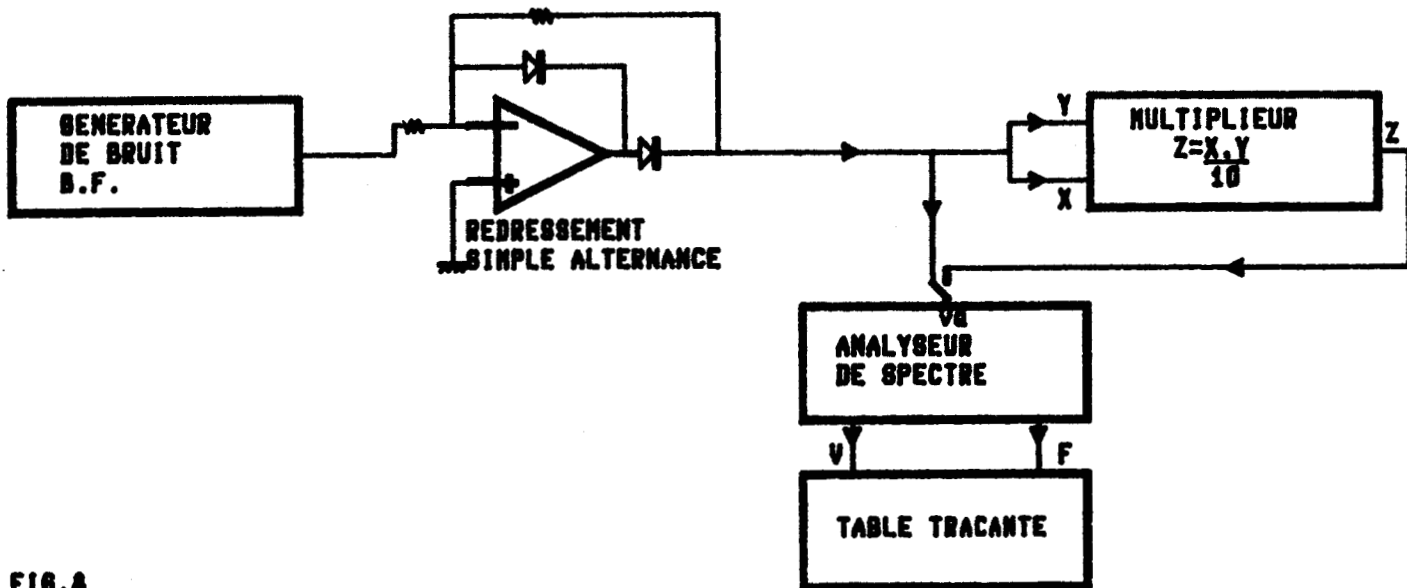


FIG. 8

ANALYSE DU SPECTRE DE BRUIT APRES DETECTION QUADRATIQUE SIMPLE ALTERNANCE

Au dispositif précédent (quadratique vrai) est ajouté un redresseur simple alternance linéaire afin de simuler la détection quadratique hyperfréquence.

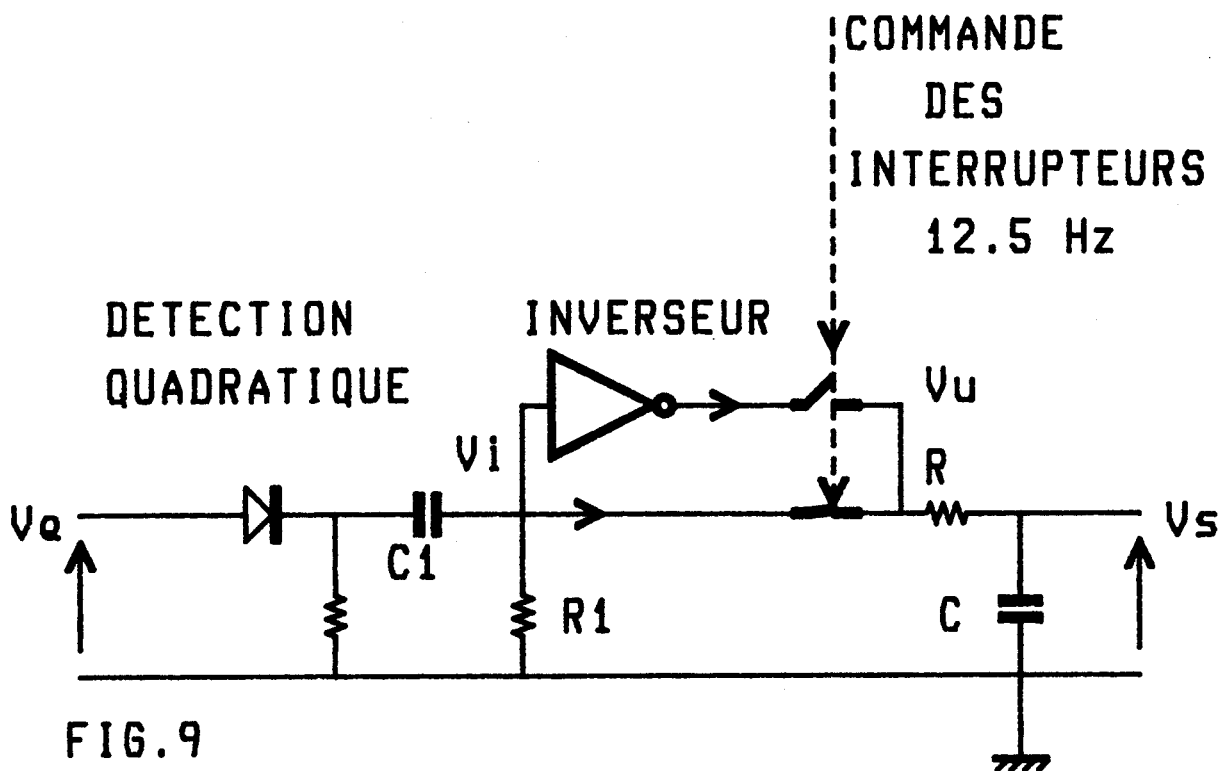
Dans les deux types de détection le rapport valeur moyenne sur bruit en basse fréquence est mesuré. Les résultats sont comparables pour les deux types de détection, comme on peut le constater sur la fig 8 bis

Ceci va permettre, pour simplifier l'étude, d'utiliser les résultats théoriques de la détection quadratique vraie.

B) LE TRAITEMENT DU SIGNAL

Deux types de détection synchrone vont-êtré examinés : avec ou sans amplificateur sélectif précédent le détecteur synchrone.

1) LA DETECTION QUADRATIQUE EST SUIVIE D'UN DETECTEUR SYNCHRONE, SANS AMPLIFICATEUR SELECTIF.



DETECTION SYNCHRONE

La cellule $C_1 R_1$ a pour seule fonction de supprimer la composante continue du signal qui était proportionnelle aux termes $AS_1 + k_B T_B \delta F$ et $AS_2 + k_B T_B \delta F$ calculés précédemment.

Il ne subsiste, à l'entrée du détecteur synchrone, en V_1 qu'un signal rectangulaire d'amplitude proportionnelle à la différence $(AS_1 - AS_2)$ auquel se superpose le signal de bruit issu de la détection quadratique (voir figure 6)

$$V_1 \text{ signal} = \sqrt{\eta^2 \delta F^2} = A k_B \delta F (T_a - T_r); \quad A : \text{terme de "gain" hyperfréquence}$$

$$V_1 \text{ bruit} = \sqrt{\eta^2 \delta F} = A k_B (T_B + T_a) \sqrt{\delta F} \approx A k_B (T_r + T_B) \sqrt{\delta F}$$

$$= A k_B T \sqrt{\delta F} \text{ avec } T = T_B + (T_a + T_r)/2 \text{ et } T_a \text{ voisin de } T_r$$

A la sortie du détecteur synchrone le signal V_s est égal:

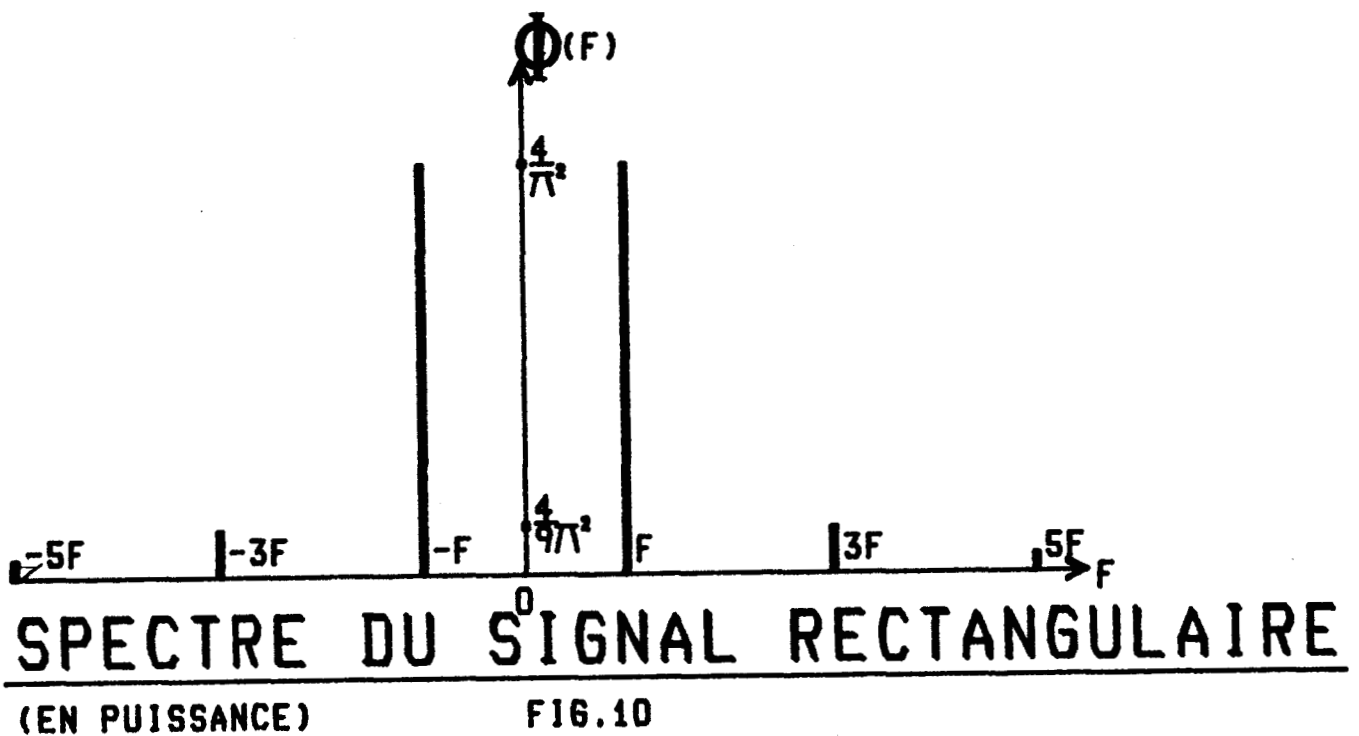
$V_s \text{ signal} = A k_B \delta F (T_a - T_r)/2$: en effet le détecteur synchrone divise le signal crête à crête par deux.

Le signal bruit V_1 est modulé par l'interrupteur du détecteur synchrone qui est un signal $+1$ ou -1 . La sortie V_u est égale à:

$V_u = V_1 \cdot (+1 \text{ ou } -1)$ dont la densité spectrale est:

$$\Phi_{V_u}(f) = \Phi_{V_1}(f) * \Phi(\pm 1)(f)$$

Le signal d'échantillonnage ± 1 a pour spectre en puissance :



La densité spectrale du bruit étant supposée infinie par rapport au spectre d'échantillonnage du détecteur synchrone, elle sera inchangée en sortie. La puissance du bruit du signal de sortie V_s s'exprime donc :

$$V_s^2 = A^2 k_B^2 T^2 \delta F \quad \text{avec } T = T_B + (T_a + T_r)/2$$

T_a étant voisin de T_r pour minimiser l'influence des variations de gain de la chaîne hyperfréquence.

On définit la sensibilité maximale du système lorsque la puissance du signal de sortie est égale à la puissance de bruit en sortie.

$$\begin{aligned} \text{La puissance de bruit à la sortie de la cellule RC est} \\ = (A^2 k_B^2 T^2 \delta F) \cdot 2 / 4RC \end{aligned}$$

Donc la sensibilité maximale est atteinte lorsque :

$$\frac{A^2 k_B^2 (T_a - T_r)^2 \delta F^2}{4} = A^2 k_B^2 T^2 \delta F \cdot \frac{1}{4 RC} \cdot 2$$

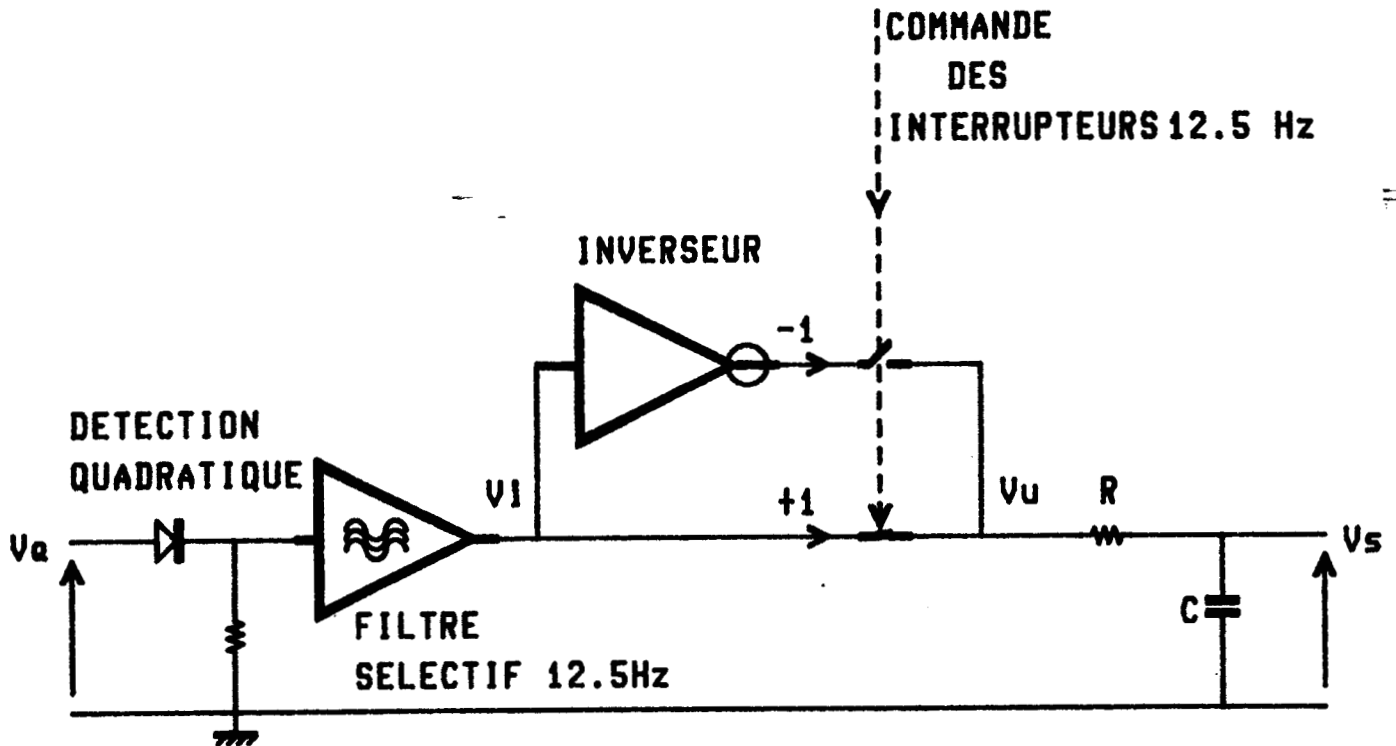
$$(T_a - T_r)^2 = \frac{T^2}{RC \delta F} \cdot 2$$

$$T_a - T_r = \frac{T \sqrt{2}}{\sqrt{RC \delta F}} \quad \text{avec } T = \frac{T_a + T_r}{2} + T_B$$

Dans le système étudié la bande passante δF de la chaîne d'amplification hyperfréquence est définie globale et non autour d'une fréquence centrale F_0 .

2) UN FILTRE PASSE BANDE SELECTIF EST INTERCALE ENTRE LA DETECTION QUADRATIQUE ET LE DETECTEUR SYNCHRONE.

Nota : la bande passante du filtre passe bande sélectif est quasi rectangulaire et plus large que la bande passante équivalente du filtre RC du détecteur synchrone ($1/4RC$).



DETECTION SYNCHRONES AVEC FILTRE SELECTIF

FIG.11

Du signal rectangulaire, issu du détecteur quadratique, seul demeure en V_1 le fondamental (atténuation des harmoniques). A la sortie du détecteur synchrone le signal est égal à :

$$V_s \text{ signal} = \underbrace{A k_B \delta F \frac{(T_a - T_r)}{2}}_{\substack{\text{redressement} \\ \text{seule la valeur} \\ \text{crête est utile}}} \cdot \underbrace{\frac{4}{\pi}}_{\substack{\text{effet du} \\ \text{filtre}}} \cdot \underbrace{\frac{2}{\pi}}_{\substack{\text{double} \\ \text{alternance}}}$$

A la sortie du filtre sélectif la densité spectrale du bruit est à l'image de la bande passante du filtre. En pratique la bande passante équivalente du filtre est supérieure à la bande passante équivalente du filtre passe-bas RC disposé à la sortie du détecteur synchrone.

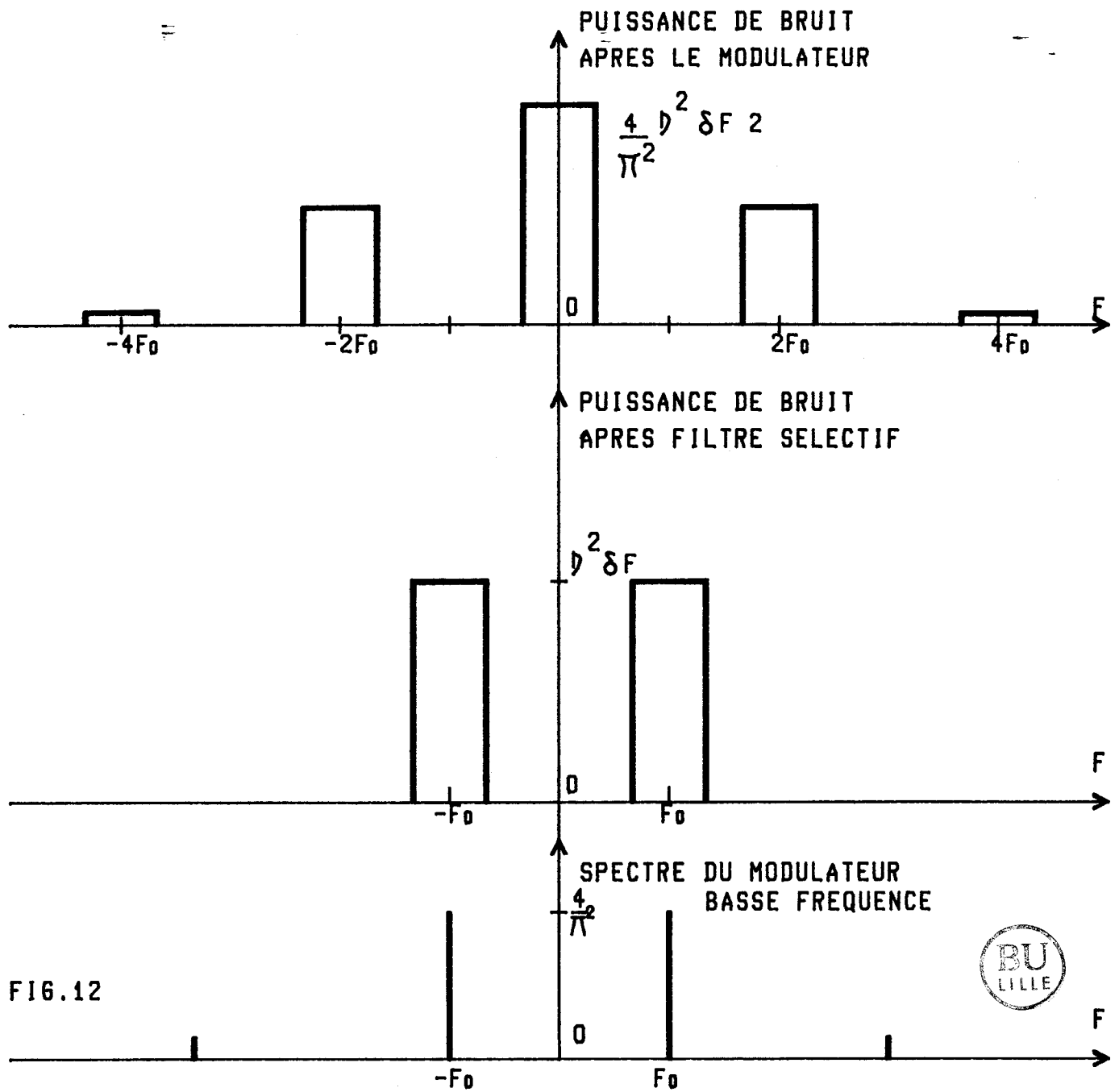


FIG.12



BRUIT APRES LE MODULATEUR SYNCHRON

A la sortie de l'échantillonneur ± 1 :

$V_u(t) = V_1(t) \cdot (\pm 1)$ $V_1(t)$: tension de bruit à la sortie du filtre sélectif.

Les signaux de bruit et d'échantillonnage étant statistiquement indépendants la densité spectrale en puissance du bruit s'exprime:

$$\Phi_u(f) = \Phi_1(f) * \Phi_{\pm 1}(f)$$

Φ : représentant les spectres ou densité spectrale en puissance

Il existe en sortie, un signal continu, calculé précédemment, associé à un bruit basse fréquence dont la densité spectrale est définie sur la figure 14.

Le bruit est filtré par la cellule RC placée en sortie du détecteur synchrone. La sensibilité se détermine d'une façon identique à celle employée pour le détecteur synchrone sans filtre.

$$T = T_B + (T_a + T_r)/2$$

$$A^2 k_B^2 \delta F^2 (T_a - T_r)^2 \cdot \frac{16}{\pi^4} = 2 A^2 k_B^2 T^2 \delta F \cdot \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{2}{4 RC}$$

relation A

$$(T_a - T_r)^2 = \frac{T^2}{\delta F} \cdot \frac{2}{2 RC} \cdot \frac{\pi^2}{4}$$

$$T_a - T_r = \frac{\sqrt{2 \pi^2}}{\sqrt{8 RC \delta F}} \quad T = \frac{T \sqrt{2}}{\sqrt{RC \delta F}} \cdot \frac{\sqrt{\pi^2}}{\sqrt{8}}$$

$$T_a - T_r = \text{sensibilité}(1) \cdot \frac{\sqrt{\pi^2}}{\sqrt{8}} = \text{sensibilité}(1) \cdot 1,11$$

Sensibilité (1) : sensibilité obtenue sans amplificateur sélectif.

Essayons de mettre en évidence ces résultats théoriques

Pour étudier la tension V_s il faut utiliser le dispositif de mesure représenté sur le schéma ci-dessous.

L'interrupteur I est ouvert lorsqu'on mesure V_s avec le filtre sélectif 12,5 Hz. Il est fermé dans le cas où le signal de sortie du détecteur quadratique attaque directement le détecteur synchrone.

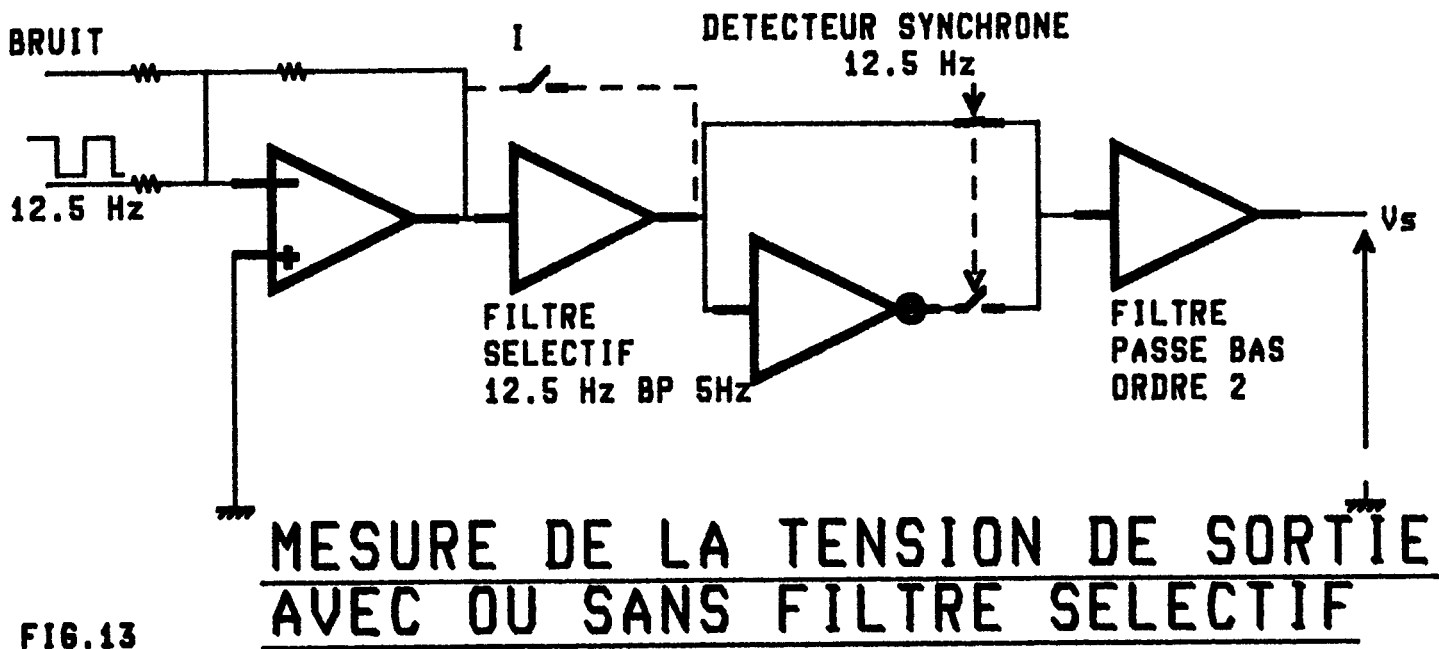
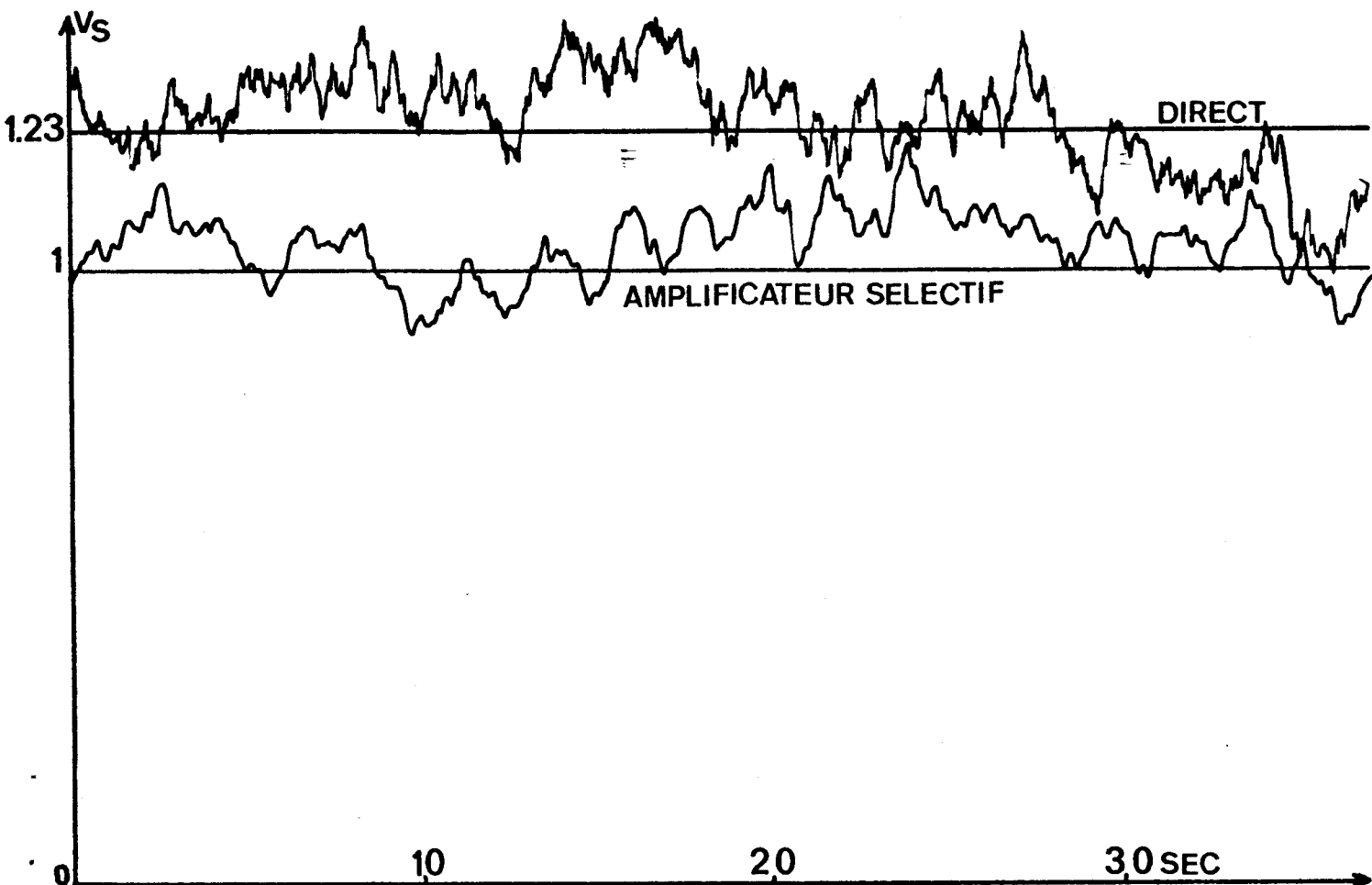


FIG.13

Sur l'entrée de la plaquette d'essai un signal, qui est la somme d'un bruit uniformément distribué de 0 à 50 kHz et d'un signal rectangulaire 12,5 Hz, est injecté en synchronisme avec le signal de commande du détecteur. Pour faciliter la comparaison les gains ont été normalisés à 1.

La mesure indique que le signal utile (avec amplificateur sélectif) est 1,23 fois plus faible qu'avec une détection synchrone seule. Le bruit étant, quant à lui, diminué de $\sqrt{1,23}$ (voir relation A, exprimée en puissance).



Globalement le système est 1,11 fois moins sensible que le système direct. Cette mauvaise performance associée à la complexité supplémentaire du montage conduisent à ne pas retenir, dans ce cas particulier, l'usage d'un amplificateur sélectif précédant le détecteur synchrone.

REMARQUES: Les signaux issus du détecteur quadratique sont bien entendu non gaussiens, ils gardent néanmoins leur caractère markovien.

La cellule RC de filtrage du détecteur synchrone impose une bande passante équivalente bien plus petite que le spectre de bruit issu de la détection quadratique.

Le signal de sortie, aux bornes de la cellule RC, aura donc retrouvé son caractère gaussien, ce qui peut permettre de déterminer les fluctuations de la tension de sortie(Théorème de DOBB)
(Introduction à la théorie de la communication tomeII p.72-130 E. ROUBINE ref3).

C) CONCLUSION.

Nous avons démontré que l'emploi d'un filtre sélectif précédant le détecteur synchrone, était superflu. De plus, sa complexité le rend coûteux.

Afin d'améliorer la sensibilité du système il est possible

- Augmenter δF (bande passante de l'amplificateur hyperfréquence)
- Diminuer le facteur de bruit de la chaîne hyperfréquence (T diminue)
- Augmenter la constante de temps RC (constante de temps du détecteur synchrone)

La bande passante δF du système amplificateur hyperfréquence et le facteur de bruit sont imposés par la nature des mesures à effectuer (profondeur d'investigation) et les performances des amplificateurs hyperfréquences, donc de leurs coûts.

L'augmentation de la constante de temps de filtrage fait croître proportionnellement le temps de réponse. Le temps de réponse impose, à peu de chose près, la bande passante équivalente du filtre (annexe 5).

La structure étudiée est donc difficilement perfectible.

Seul le traitement du signal basse fréquence peut améliorer les performances du système(à coût égal). Rappelons que le but de la détection basse fréquence est d'obtenir un signal qui soit l'expression de la différence entre les deux fonctionnements:

- L'amplificateur est connecté sur l'antenne.
- L'amplificateur est connecté sur une référence de température

Il est donc envisageable d'avoir un fonctionnement différent du système de détection, selon que le dispositif est connecté sur l'antenne ou selon qu'il est connecté sur la résistance thermostatée.

C'est ce dispositif qui sera étudié dans le deuxième chapitre: la détection échantillonnée.

CHAPITRE II

II) NOUVEAU SYSTEME: LA DETECTION ECHANTILLONNEE.

1) PRINCIPE

Nous avons démontré qu'à temps de réponse constant la sensibilité du système ne pouvait être améliorée. L'expression de la tension de sortie est la différence entre une tension quasi constante (signal résultant du branchement sur la résistance thermostatée, état 1) et une tension variable (lorsque le branchement s'effectue sur l'antenne, état 2). Il est donc possible de concevoir un dispositif dont les temps de réponse, sur chaque type de connexion (état 1 ou 2), soient différents.

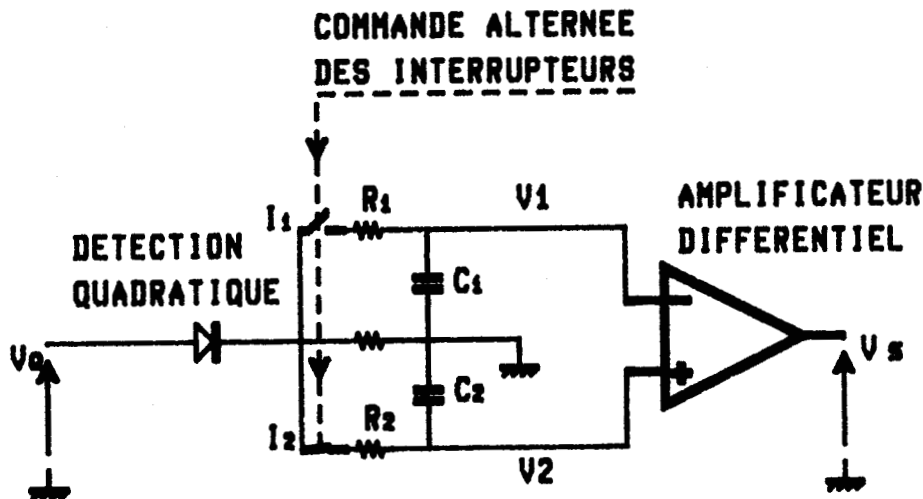


FIG.15

DETECTION PAR ECHANTILLONNAGE

Lorsque I_1 est fermé I_2 est ouvert et vice-versa.

I_1 sera fermé lorsque le dispositif sera connecté sur la résistance thermostatée (état 1)

I_2 sera fermé lorsque le dispositif sera connecté sur l'antenne de mesure (état 2)

Dans ces conditions, il existe sur la sortie V1 une tension moyenne proportionnelle à la température de la résistance thermostatée et sur la sortie V2 d'une tension moyenne proportionnelle à la température à mesurer du milieu face à l'antenne. La tension moyenne de sortie Vs est donc proportionnelle à la différence des températures mesurées dans chacune des configurations ($V_s = V_2 - V_1$).

2) PERFORMANCES DU SYSTEME.

Il faut estimer le bruit superposé à la tension Vs pour définir la sensibilité du système.

Lorsqu'un interrupteur est fermé la chaîne fonctionne comme un radiomètre direct.

$$\text{Expression de } V_1 \quad V_1 = A k_B (T_r + T_B) \delta F$$

$$\text{Puissance de bruit en } V_1 = A^2 k_B^2 T^2 \delta F \cdot 1/(2 R_1 C_1)$$

$$\text{Avec } T = T_B + (T_a + T_r)/2$$

De la même façon lorsque I2 est fermé

$$\text{Expression de } V_2 \quad V_2 = A k_B (T_a + T_B) \delta F$$

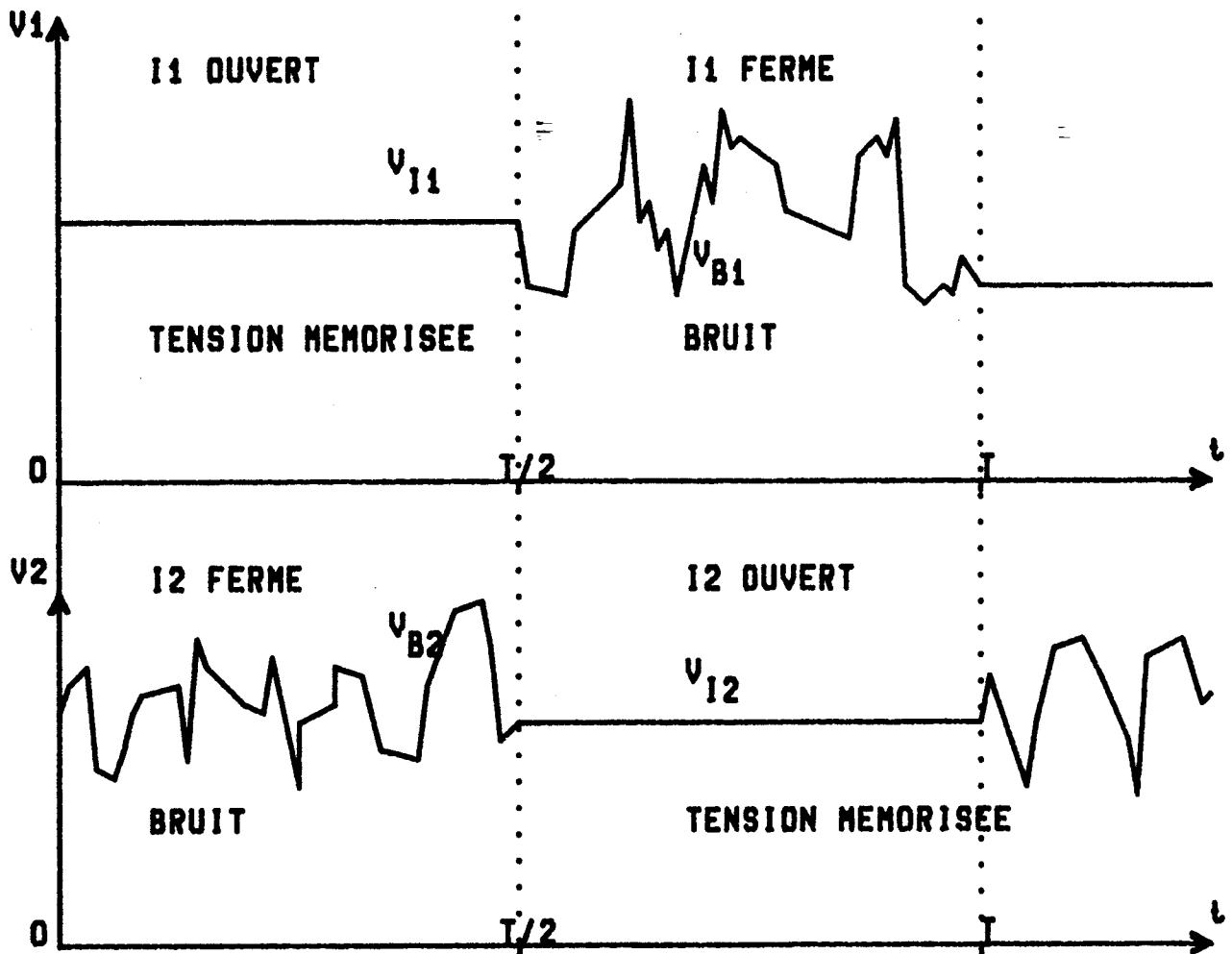
$$\text{Puissance de bruit en } V_2 = A^2 k_B^2 T^2 \delta F \cdot 1/(2 R_2 C_2)$$

En sortie il existe une tension $V_s = V_2 - V_1$ dont la puissance moyenne est:

$$P_{V_s} = A^2 k_B^2 T^2 \delta F^2 (T_a - T_r)^2$$

L'amplificateur différentiel effectue la différence des tensions V1 et V2. Lorsqu'un interrupteur est ouvert la tension de sortie du filtre RC correspondante est mémorisée jusqu'à la fermeture au cycle suivant.

La figure ci-dessous schématise l'allure des tensions obtenues aux bornes des cellules de filtrage R_1C_1 , R_2C_2 .



TENSIONS AUX BORNES DES CELLULES RC

(SIMULATION)

FIG.16

L'expression de la tension moyenne de sortie V_s est la différence des deux tensions moyennes V_1 et V_2 (effet de mémorisation). Ces tensions (V_1 et V_2) sont proportionnelles aux températures à mesurer. Le bruit en sortie est égal au bruit de la voie connectée (ex V_{B2}) auquel s'ajoute une tension (ex V_{i1}). Cette tension, constante pendant la durée de la fermeture de l'interrupteur, est égale à la tension V_{B1} qui existe au moment de l'ouverture de l'interrupteur, (ex I_1) elle correspond à la tension de bruit instantanée (à la sortie de la cellule de filtrage) au moment de l'ouverture de l'autre interrupteur.

Les deux puissances de bruit disponibles sur les bornes V1 et V2 sont statistiquement indépendantes l'une de l'autre: elles correspondent à des instants d'observation du bruit différents.

Pendant la première demie période:

$$P_{(V_S)} = P_{\text{BRUIT } V_2} + P_{V_1}, \quad \text{avec } V_1 \text{ et } V_2 \text{ tensions quasi-continues}$$

Pendant la seconde demie période:

$$P_{V_S} = P_{V_2} + P_{\text{BRUIT } V_1}$$

La puissance de bruit de Vs est égale à la somme des deux puissances de bruit disponibles en V1 et V2 (signaux statistiquement indépendants).

$$P_B = \text{Puissance de bruit en sortie} = A^2 k_B^2 T^2 \delta F \frac{1}{(2 R_1 C_1)} + A^2 k_B^2 T^2 \delta F \frac{1}{(2 R_2 C_2)}$$

$$P_B = \frac{A^2 k_B^2 T^2 \delta F}{2} \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right)$$

La sensibilité maximale est atteinte lorsque la puissance de bruit est égale à la puissance du signal de sortie.

$$A^2 k_B^2 T^2 \delta F^2 (T_a - T_r)^2 = \frac{A^2 k_B^2 T^2 \delta F}{2} \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right)$$

Plaçons nous dans une hypothèse identique à celle retenue pour le détecteur synchrone classique: $R_1 C_1 = R_2 C_2 = RC/2$ (ceci pour obtenir des temps de réponse égaux: le temps de réponse est ici multiplié par le rapport Période sur Temps de conduction des interrupteurs, dans le cas d'un détecteur symétrique: 2, voir annexe 5).

$$(T_a - T_r)^2 = \frac{T^2}{2 \delta F RC} (4) = \frac{2 T^2}{\delta F RC}$$

$$T_a - T_r = \frac{T \sqrt{2}}{\sqrt{(\delta F RC)}} \quad \text{avec } T = T_B + (T_a + T_r)/2 \text{ et } T_a \text{ voisin de } T_r$$

Ce résultat montre que la sensibilité est identique à celle obtenue avec le détecteur synchrone classique lorsque les conditions sont identiques (temps de réponse identiques, rapport cyclique 1/2).

3) AMELIORATIONS POSSIBLES.

Le filtre R_1C_1 a pour fonction d'extraire le signal V_1 issu de la résistance thermostatée et le filtre R_2C_2 a pour fonction d'extraire le signal V_2 issu de l'antenne, seul ce dernier fluctue rapidement.

Si le temps de réponse de V_1 est long, cela n'a que peu d'importance (la température de la résistance est réglée à mieux que 1%).

En diminuant le temps de fermeture de I_1 on augmente le temps de réponse de V_1 , mais simultanément on diminue celui de V_2 .

Par exemple:

Fermeture de I_1 : 1/10 de période

Fermeture de I_2 : 9/10 de période

Dans ces conditions, les constantes de temps équivalentes sur les sorties sont:

sur V_1 $\tau_1 = R_1C_1 \cdot 10$

sur V_2 $\tau_2 = R_2C_2 \cdot 10/9$ soit environ 1,1 R_2C_2

τ_1 et τ_2 représentent les constantes de temps équivalentes

La sensibilité devient alors, à temps de réponse égal (pour une fluctuation de la température du milieu face à l'antenne).

$$(T_a - T_r)^2 = \frac{T^2}{2 \delta F} \left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_2C_2} \right)$$

Si RC est la constante de temps utilisée par le détecteur synchrone classique et R_1C_1 , très grand devant RC , par exemple égal à $1000 RC$, il est nécessaire que $R_2C_2 = RC$ pour permettre d'obtenir des temps de réponse égaux entre ces deux systèmes de détection.

Avec ces hypothèses:

$$(Ta-Tr)^2 = \frac{T^2}{2 \delta F} \left(\frac{1}{1000 RC} + \frac{1}{RC} \right)$$

$$(Ta-Tr)^2 \text{ très voisin de } \frac{T^2}{2 \delta F} \left(\frac{1}{RC} \right)$$

$Ta-Tr$ très voisin de $T / \sqrt{2 \delta F RC}$, nous avons montré qu'une Détection synchrone classique $Ta-Tr = T \cdot \sqrt{2} / \sqrt{\delta F RC}$

A temps de réponse voisin, le nouveau dispositif est deux fois plus sensible. Pour conserver la même sensibilité que celle obtenue avec le détecteur synchrone il faut diminuer la constante de filtrage R_1C_1 d'un facteur quatre, ce qui permet d'espérer des temps de réponse quatre fois inférieurs, environ, à ceux obtenus avec le détecteur synchrone.

4) REALISATION PRATIQUE.

a) Fréquence du découpage.

Il faut définir la fréquence d'échantillonnage du système.

Les signaux à traiter sont inférieurs au millivolt et le rayonnement parasite, du réseau de distribution d'énergie E.D.F. à 50 Hz, les perturbe fortement.

Il est intéressant de choisir des temps de fermeture des interrupteurs qui soient des multiples entiers de période du secteur, afin d'obtenir des valeurs moyennes nulles aux bornes des intégrateurs. Ceci oblige à utiliser des fréquences de découpage nettement inférieures à 50 Hz.

Les systèmes de commutation (modulateur hyperfréquence et interrupteurs) créent des perturbations parasites au moment de leur changement d'état. Il est donc intéressant de diminuer la fréquence de découpage afin de minimiser l'influence de ces perturbations.

Nous avons donc choisi la fréquence de commutation à $50 / 40 = 1,25$ Hz

Le rapport temps de conduction sur période est fixé à: 1/10 pour l'interrupteur I1 et 9/10 pour l'interrupteur I2, ceci permet d'obtenir des temps de réponse qui ne soient pas trop excessifs.

b) Nature de l'amplificateur basse fréquence.

Les signaux fournis par la détection quadratique sont inférieurs au millivolt. Leur traitement direct est délicat car il existe des perturbations apportées par les interrupteurs et par les tensions de décalage des amplificateurs différentiels qui parasitent un signal de faible amplitude.

Il faut donc amplifier par 2000 (ou 5000 selon le gain de la chaîne d'amplification hyperfréquence) ces signaux avant leur traitement. Il est intéressant d'employer un amplificateur continu: ce choix assure une amplification apériodique qui permet de modifier à loisir la fréquence de commutation .

Il faut, cependant, soustraire au signal amplifié une tension continue égale à la tension moyenne fournie par la détection quadratique , afin de ne pas saturer l'amplificateur basse fréquence.

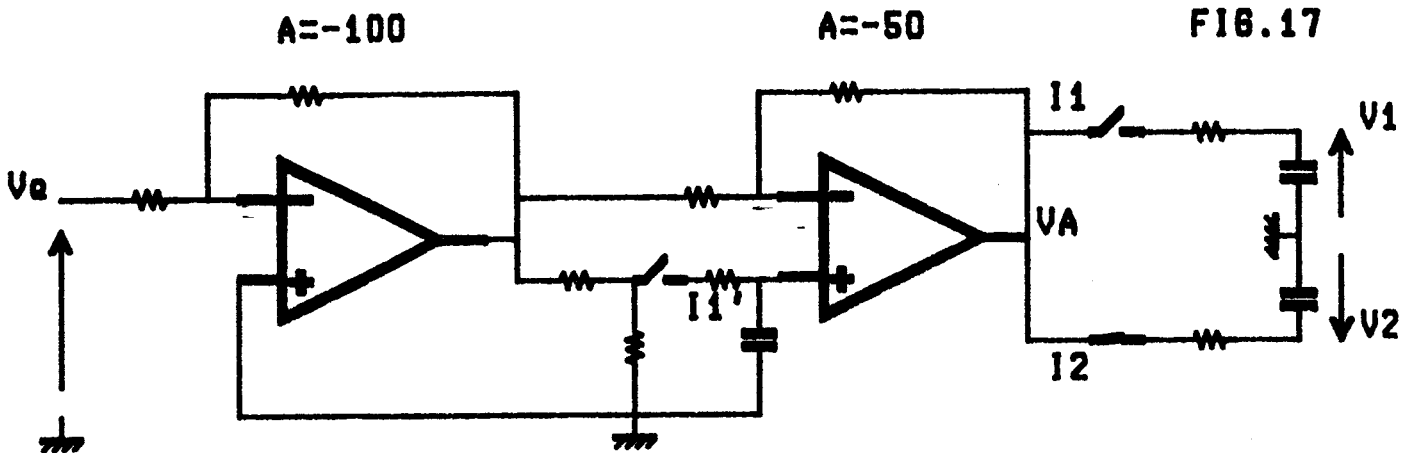


FIG. 17

AMPLIFICATION DU SIGNAL DETECTE

Cette soustraction s'effectue sur l'amplificateur de gain 50 par l'intermédiaire d'un interrupteur $I1'$ synchrone de l'interrupteur $I1$: $I1'$ commute lorsque l'amplificateur hyperfréquence est connecté sur la résistance thermostatée .

La tension disponible sur l'entrée + de l'amplificateur de gain 50 est donc une tension continue proportionnelle à la température de la résistance thermostatée. La figure ci-dessous représente la tension $V_A = f(t)$:

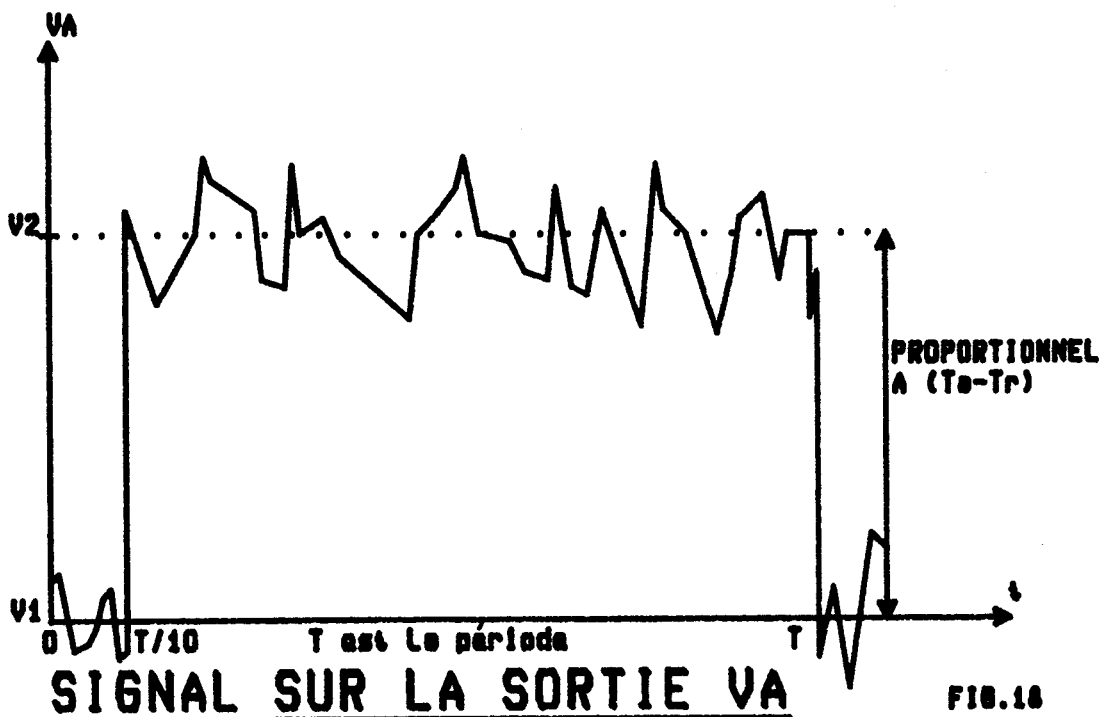


FIG. 18

Après amplification le dispositif permet d'obtenir une tension de sortie V_1 fixe (après l'échantillonnage et l'intégration), proportionnelle à Tr , même si la température du milieu face à l'antenne varie. Le système ne se règle pas sur la valeur moyenne du signal $(T_a - T_r)/2$ mais sur une valeur constante Tr (résistance thermostatée).

c) L'amplificateur différentiel.

Il est d'une structure classique mais à très faibles courants d'entrée afin de ne pas modifier les tensions V_1 et V_2 , disponibles aux bornes des condensateurs de filtrage. Cette nécessité conduit à une réalisation discrète, les circuits intégrés réalisant cette fonction étant assez coûteux.

AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS A F.E.T.

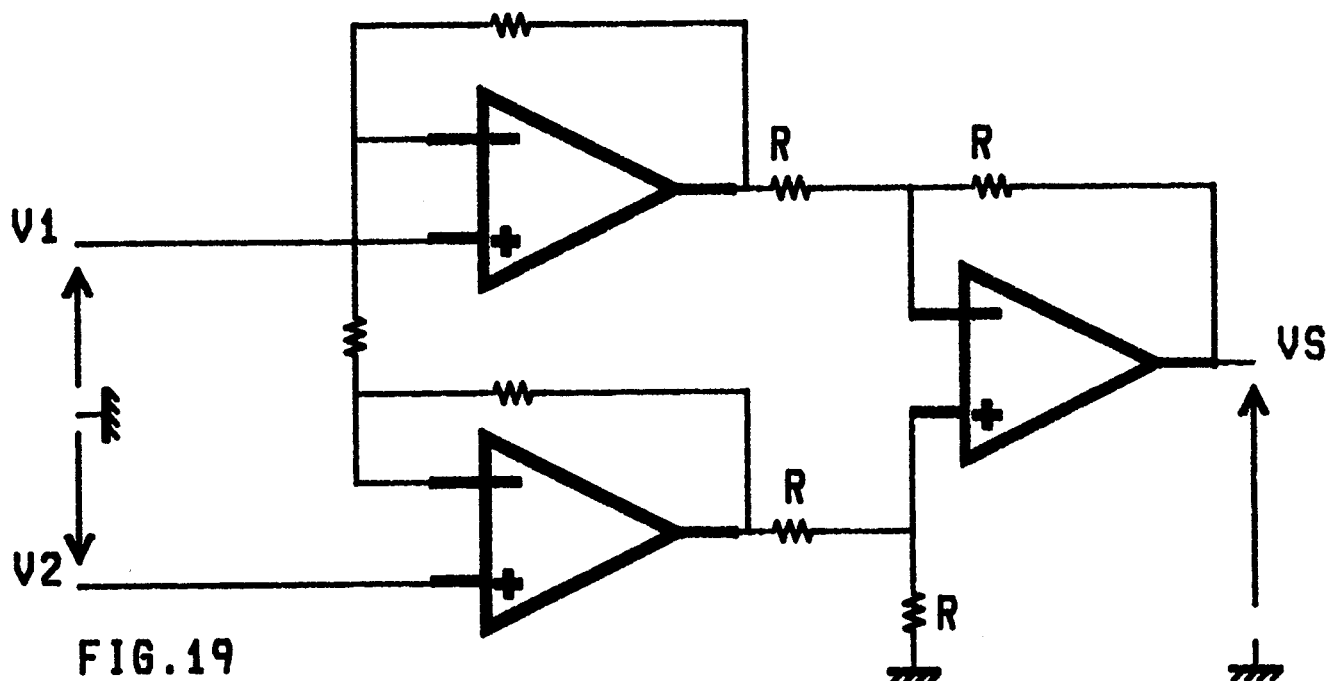


FIG. 19

AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL

Le détail de l'ensemble des circuits est donné en annexe 2

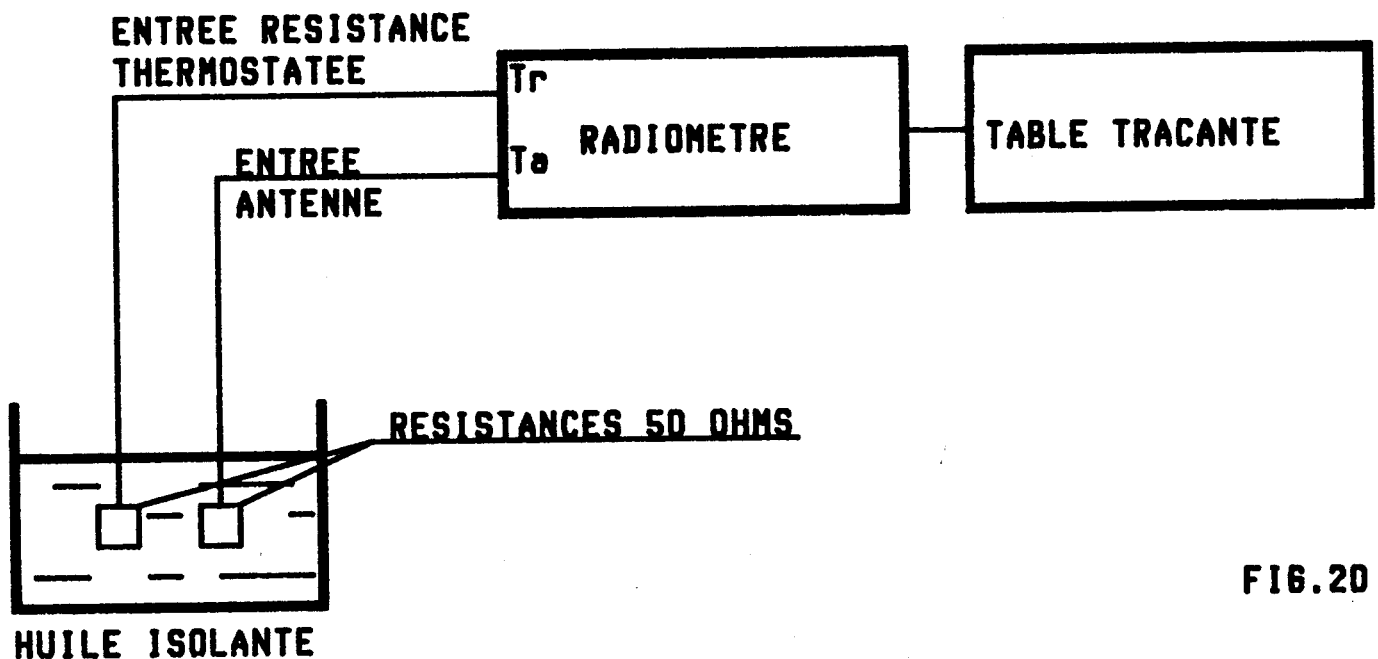
5) PERFORMANCES.

Il faut effectuer les mesures comparatives des performances du nouveau dispositif de détection et de l'ancienne plaquette à détection synchrone et amplificateur sélectif 12,5 Hz (type O.D.A.M.). Le but recherché au cours ces manipulations est d'obtenir le temps de réponse le plus bref en conservant la même sensibilité (celle du radiomètre O.D.A.M.).

a) Mesure du bruit en sortie à température ambiante.

Il est préférable d'utiliser des résistances thermostatées pour simuler l'antenne face à son milieu, afin de ne pas faire intervenir de possibles coefficients de réflexion parasites.

Ceci permet de mesurer les performances du radiomètre seul. On utilisera pour connecter les deux charges résistives des câbles identiques, afin de se rapprocher au maximum des conditions théoriques (thèse NGUYEN réf 1).

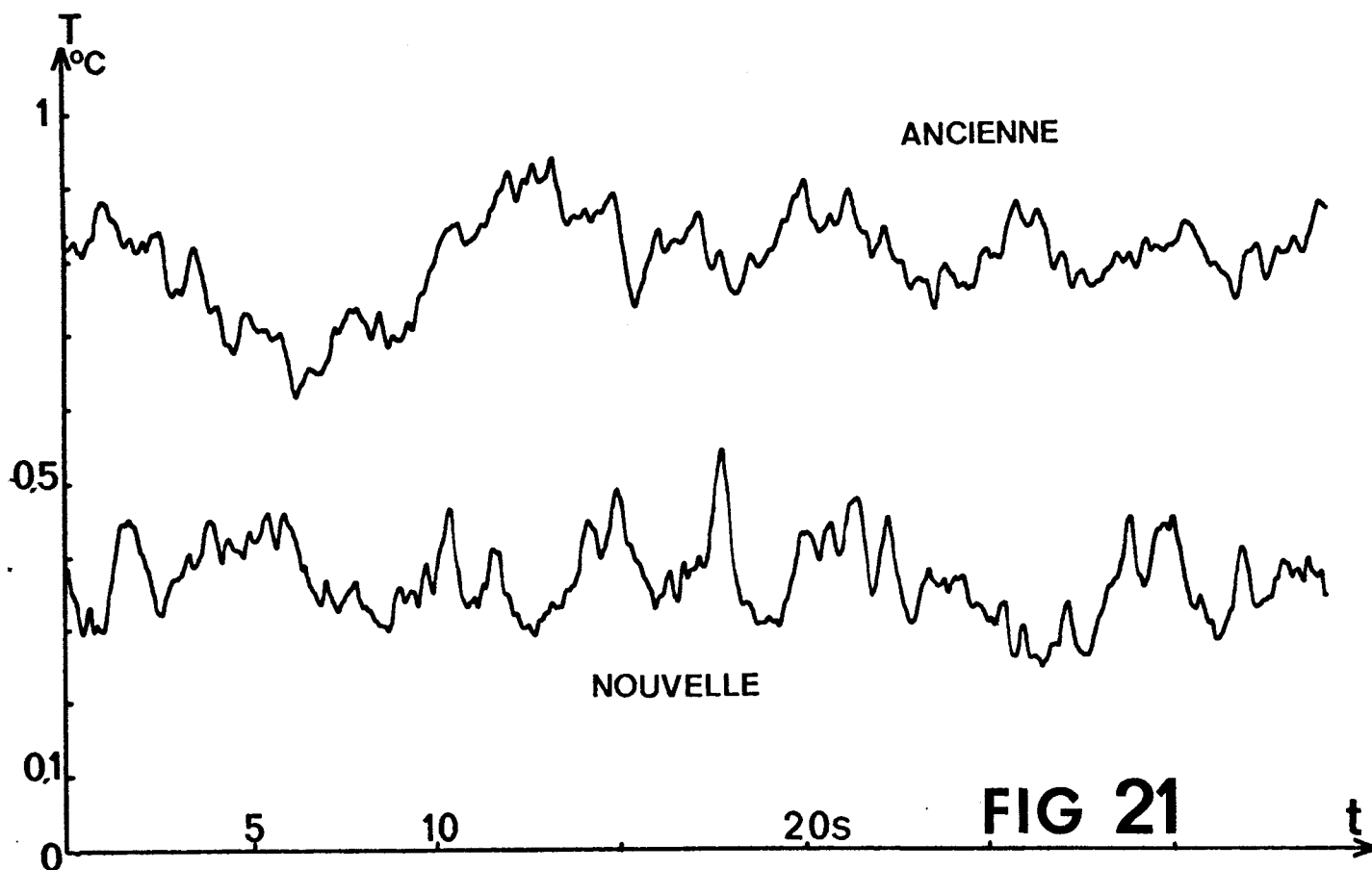


F16.20

DISPOSITIF DE MESURE DU BRUIT

La résistance thermostatée de référence est placée dans le même bain d'huile que la résistance simulant l'antenne face à son milieu. Les deux températures évoluant simultanément la tension moyenne de sortie du radiomètre est constante et nous pouvons alors mettre en évidence le bruit résiduel en sortie.

Les mesures comparatives entre le radiomètre O.D.A.M. et le nouveau dispositif ont été faites en utilisant la même chaîne d'amplification hyperfréquence.



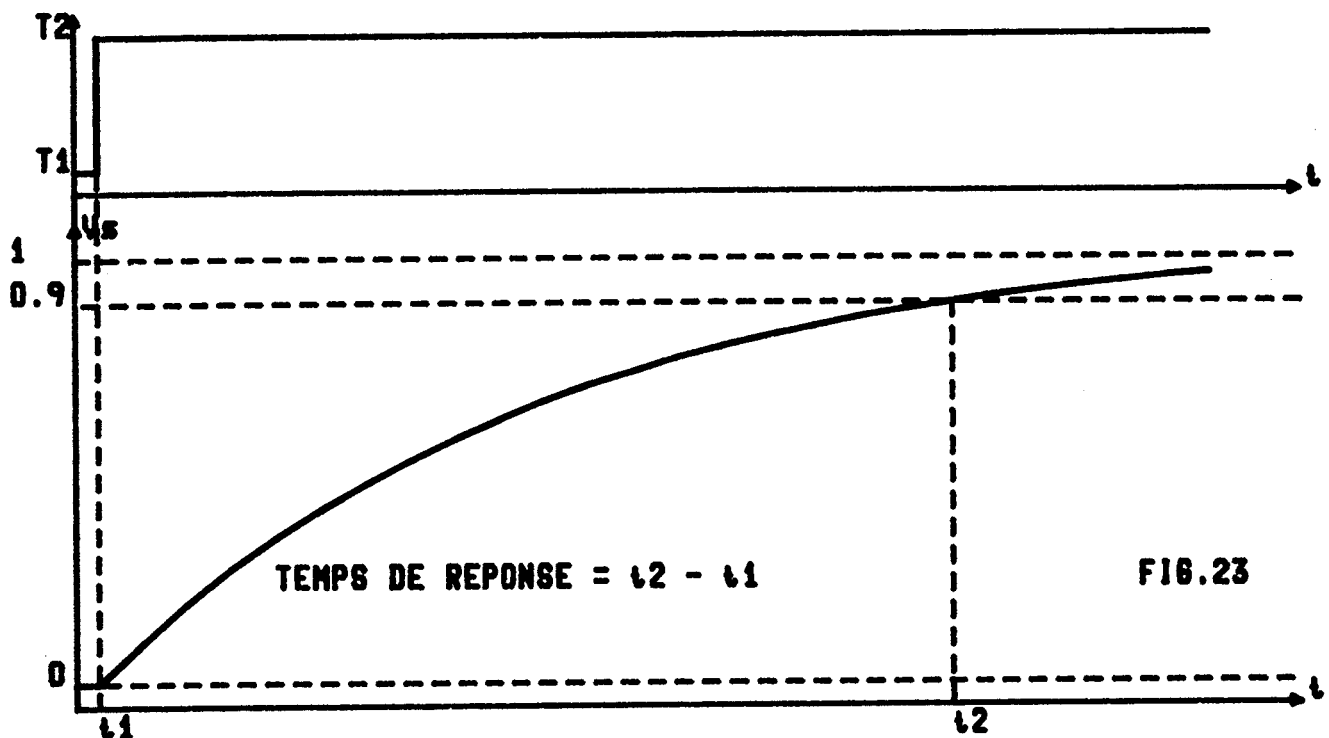
Il existe une relative égalité des niveaux de bruit à la sortie de chacun des deux systèmes. Nous avons en effet privilégié un temps de réponse bref à une sensibilité accrue (constante de temps minimale).

b) Mesure du temps de réponse et de la linéarité

Afin de déterminer le temps de réponse du système il est nécessaire de faire varier T_a (la température de l'antenne) très rapidement.

Cette variation brutale de température, nécessaire à la mesure du temps de réponse, a été obtenue par la modulation du courant inverse d'une diode à avalanche qui constituait la source de bruit simulant T_a .

Les caractéristiques de la source de bruit et le dispositif de commande du courant sont décrits en annexes 1-3.



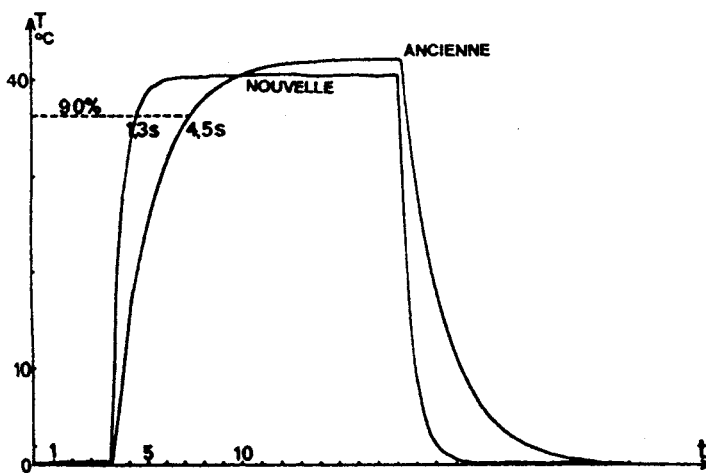
DEFINITION DU TEMPS DE REPONSE

On peut définir le temps de réponse comme celui correspondant au temps nécessaire pour passer de 0 à 90% de la valeur finale. Les enregistrements effectués donnent $1,3s$ pour la détection échantillonnée et $4,5s$ pour la détection type O.D.A.M. . L'amélioration est d'environ $3,5$, peu différente du rapport 4 maximum théorique .

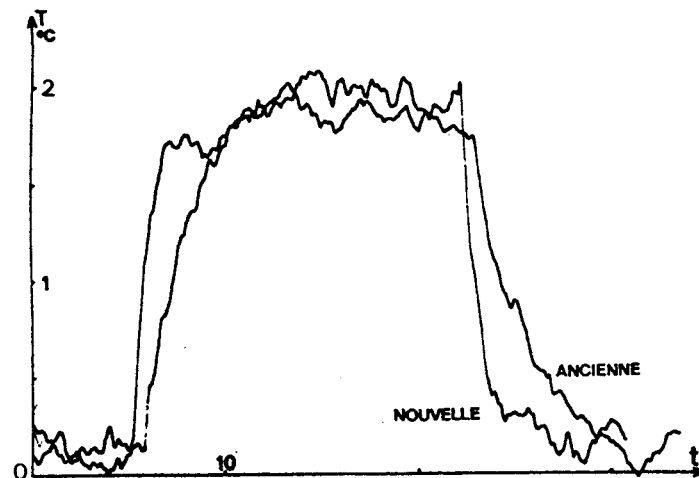
Ceci peut s'expliquer : la cellule de filtrage du signal fourni par la résistance thermostatée n'a pas une constante de temps aussi importante que celle choisie dans l'étude théorique. De plus les appareils de mesure ne permettent pas de régler les systèmes pour obtenir des tensions de bruit strictement égales .

La fig (24 bis), réalisée avec un saut équivalent de température plus faible (1°C), permet de comparer les temps de réponse à faible signal de sortie (cas général des applications).

Ces enregistrements permettent de constater l'égalité des sensibilités. Les résultats sont identiques à ceux obtenus avec un saut de température plus important.



23



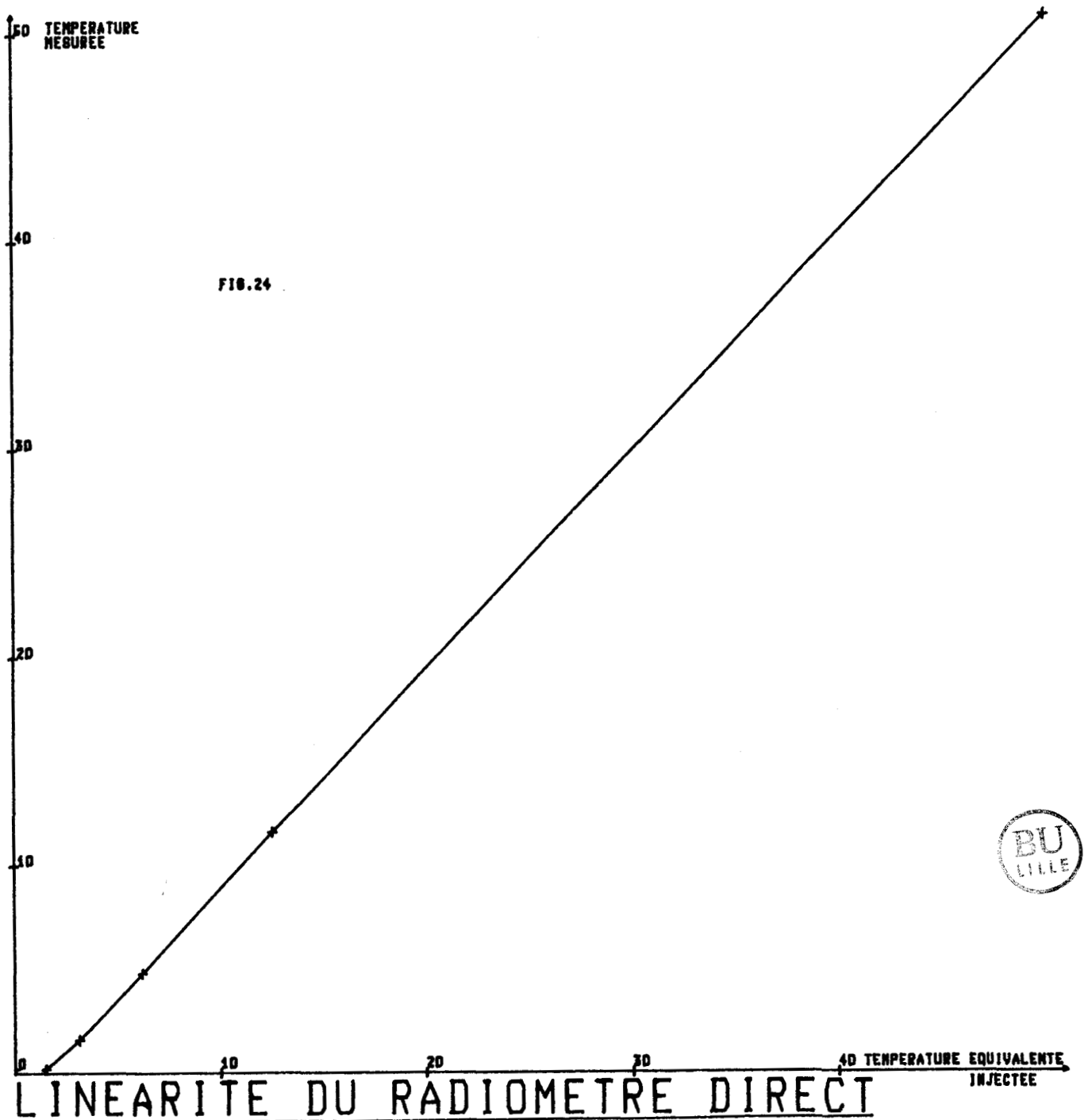
24 b

c) Mesure de la linéarité.

Sur le graphique de la figure (26) est tracé l'évolution de la température mesurée en fonction d'une température variable injectée sur l'entrée antenne. Cette température équivalente est produite par la diode à avalanche modulée en courant par tout ou rien. Les rapports cycliques du courant de diode ont pour valeur: $1/2$ $1/4$ $1/8$ $1/16$ $1/32$.



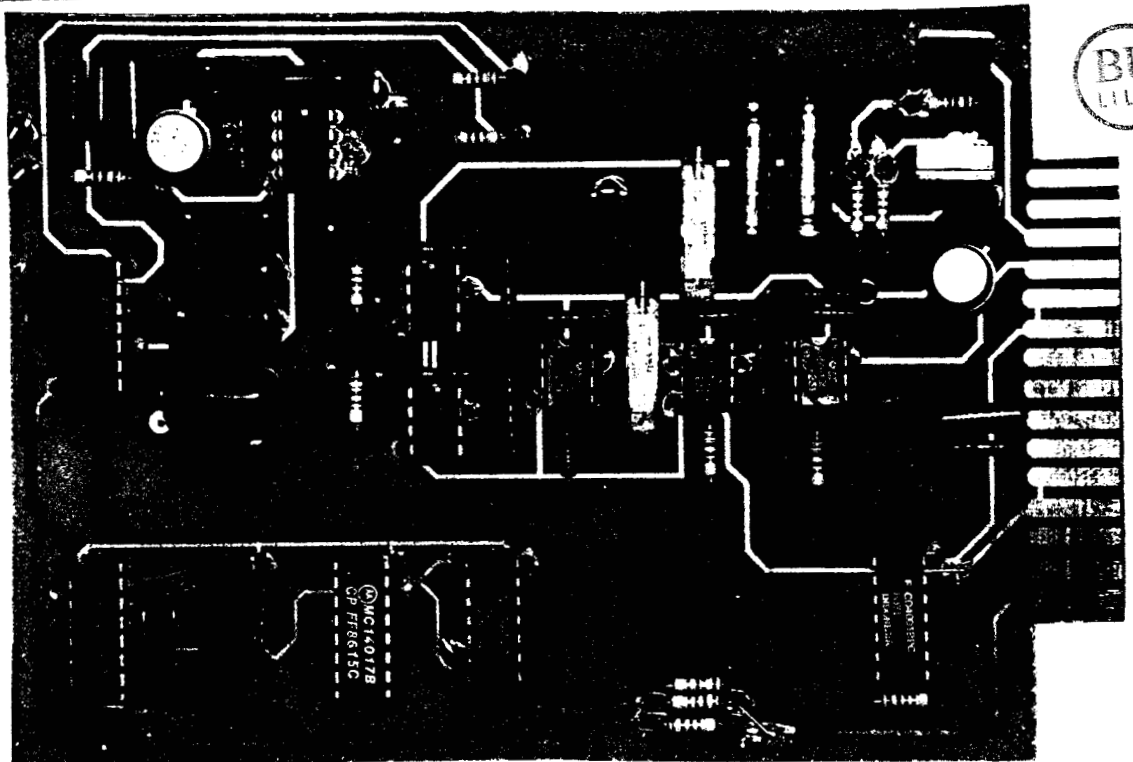
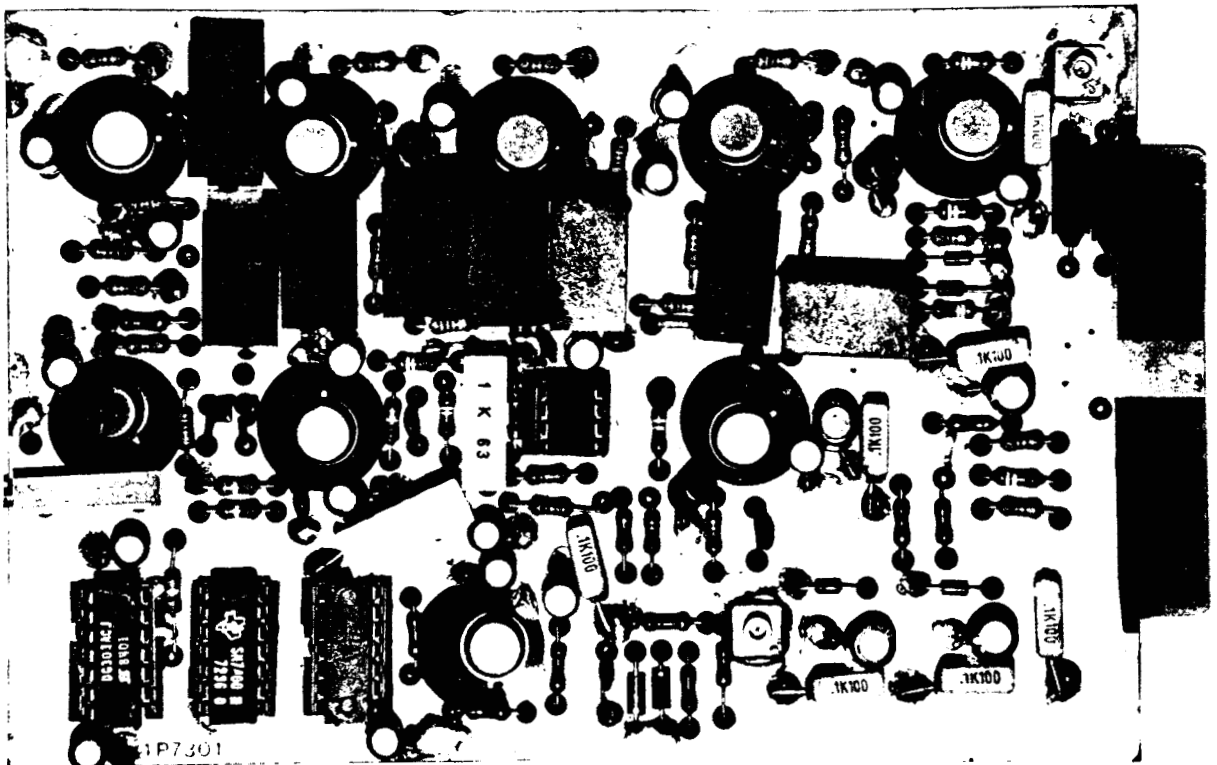
On notera l'excellente linéarité du système; le défaut au voisinage d'un écart nul de température est dû à la présence du bruit résiduel de sortie.



d) Coût, simplicité.

Les schémas fournis en annexe permettent de constater la plus grande simplicité du système à détection échantillonnée, et par la même son moindre coût; les composants utilisés étant tous des composants courants et bon marchés.

les photographies ci-dessous donnent un aperçu de la complexité relative des deux systèmes.



b) Nouveau système émission-mesure.

Néanmoins, en modifiant le cycle de mesure, il serait théoriquement possible d'optimiser le système.

- * Pendant l'émission micro-onde de chauffage le le radiomètre est connecté sur la résistance thermostatée (90% de la période)
- * Dès l'arrêt de l'émission de chauffage le radiomètre est connecté sur l'antenne et mesure la température du milieu échauffé (10% de la période)

Le nouveau dispositif se comporte comme un radiomètre à puissance totale qui est quatre fois plus rapide que le radiomètre à détection synchrone (à bruit de sortie égal).

On peut employer une constante de temps de filtrage importante pour traiter le signal issu de la résistance thermostatée.

Le temps de connexion, sur cette référence de température, étant voisin de 90% de la période: il n'y aura pas d'augmentation sensible du temps de réponse équivalent.

Dans le radiomètre étudié précédemment il vaut 10% de la période, et par la même le temps de réponse équivalent est multiplié par 9.

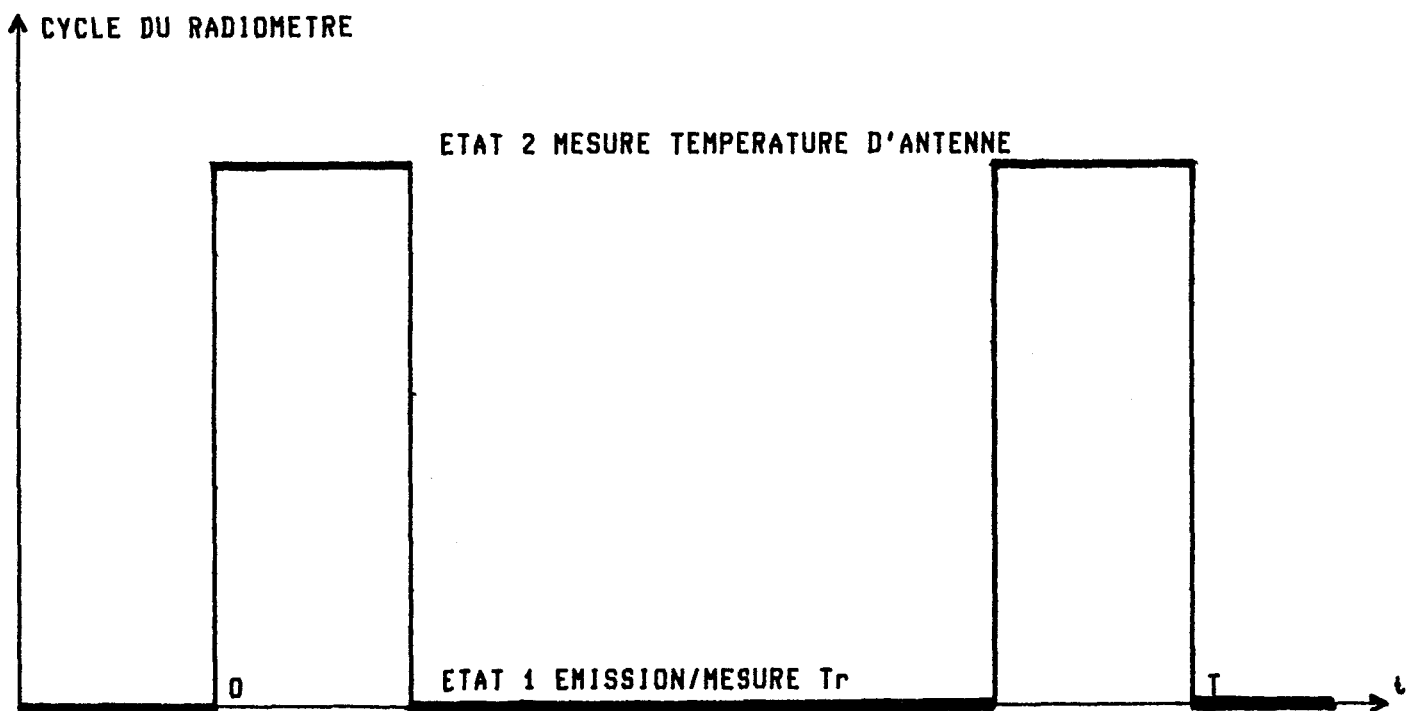
Ce dispositif est schématisé ci-après.

6) ADAPTATION DU RADIOMETRE A DETECTION ECHANTILLONNEE
A UN DISPOSITIF D'HYPERTHERMIE CONTROLEE.

a) Rappel de la méthode employée.

La thérapie des lésions cutanées est facilitée par l'emploi de l'hyperthermie provoquée par un rayonnement électromagnétique haute fréquence.

Périodiquement ce rayonnement est interrompu pour permettre une mesure radiométrique de température de la zone échauffée.

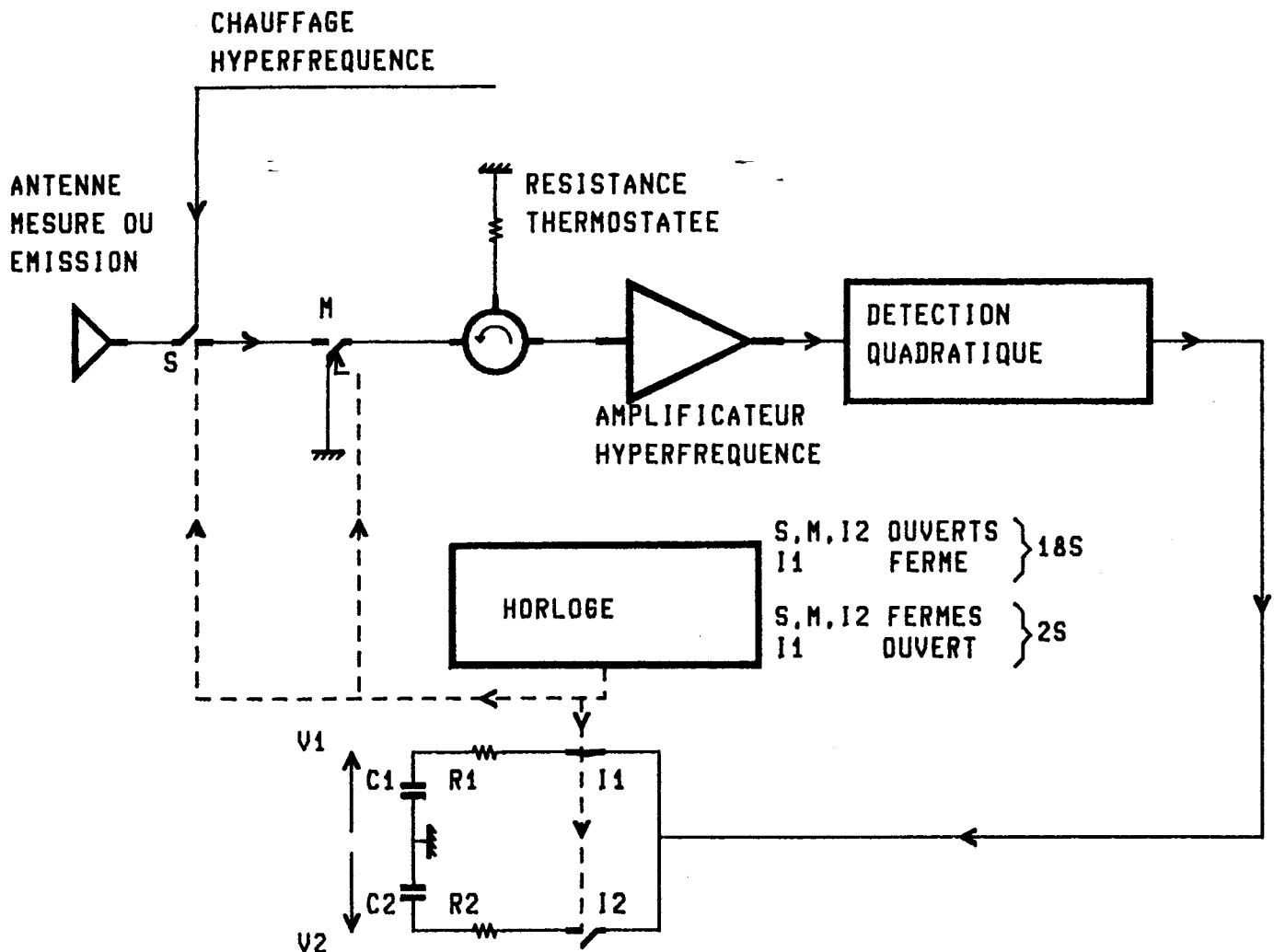


CYCLE D'HYPERTHERMIE CONTROLEE

FIG.25 bis

Il est évident que la mesure de la température sera d'autant plus exacte que cette dernière s'effectuera rapidement. On voit immédiatement l'intérêt du nouveau dispositif, trois fois plus rapide que l'ancien, dans sa configuration normale.





RADIOMETRE POUR HYPERTHERMIE

FIG.25

Pendant la phase de chauffage

S, M, I2 ouverts
I1 fermé

Pendant la phase mesure

Le générateur micro-onde arrêté
S, M, I2 fermés
I1 ouvert



L'information est obtenue en effectuant la soustraction
des tensions : $V2 - V1$.

Nous avons choisi pour effectuer nos essais :

Durée de chauffage: 21,6s

Durée de mesure : 2,4s

Période : 24 s

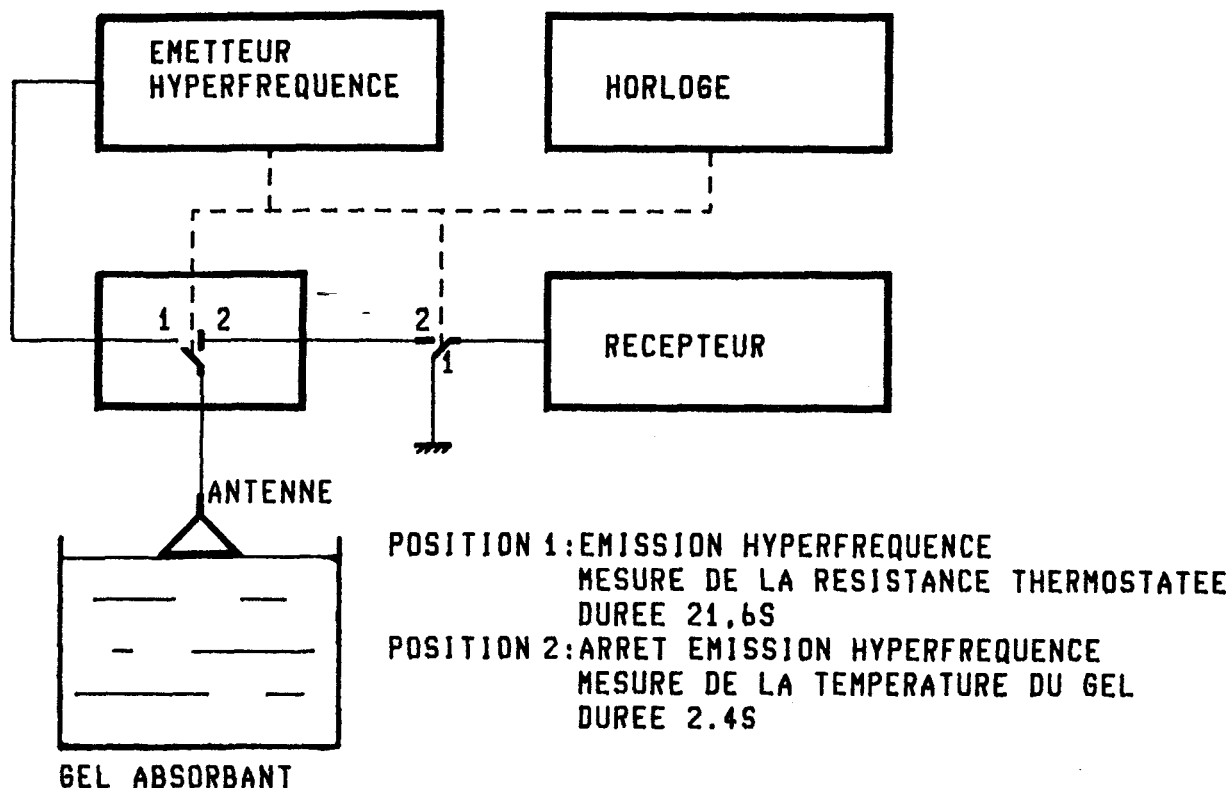
Le cycle choisi garantit un rendement de chauffage de 90%, une périodicité de la mesure de 24s.

Ceci pourrait permettre un meilleur suivi de la température et par la même une régulation de la puissance de chauffe plus commode.

La modification d'une plaquette standard, pour réaliser une plaquette spécifique à l'hyperthermie contrôlée, s'effectue simplement en changeant une connexion de la chaîne de division de l'horloge. Simultanément l'efficacité du filtrage du signal provenant de la résistance thermostatée est améliorée en augmentant la valeur des composants R, C , du filtre.

Les tensions disponibles à la sortie des filtres sont mémorisées durant la phase chauffage, ce qui permet d'avoir les informations, relatives à la mesure des températures, toujours disponibles.

Le dispositif décrit ci-dessus, a été testé, en réalisant la manipulation dont le synoptique est donné ci dessous:



SYNOPTIQUE DU MONTAGE D'ESSAI

FIG.26

Il est impératif, pour que le dispositif fonctionne, d'adapter parfaitement l'antenne d'émission au milieu, afin de ne pas perturber la mesure de température de la résistance thermostatée (pendant le temps d'émission du générateur hyperfréquence de puissance voisine de 10W).

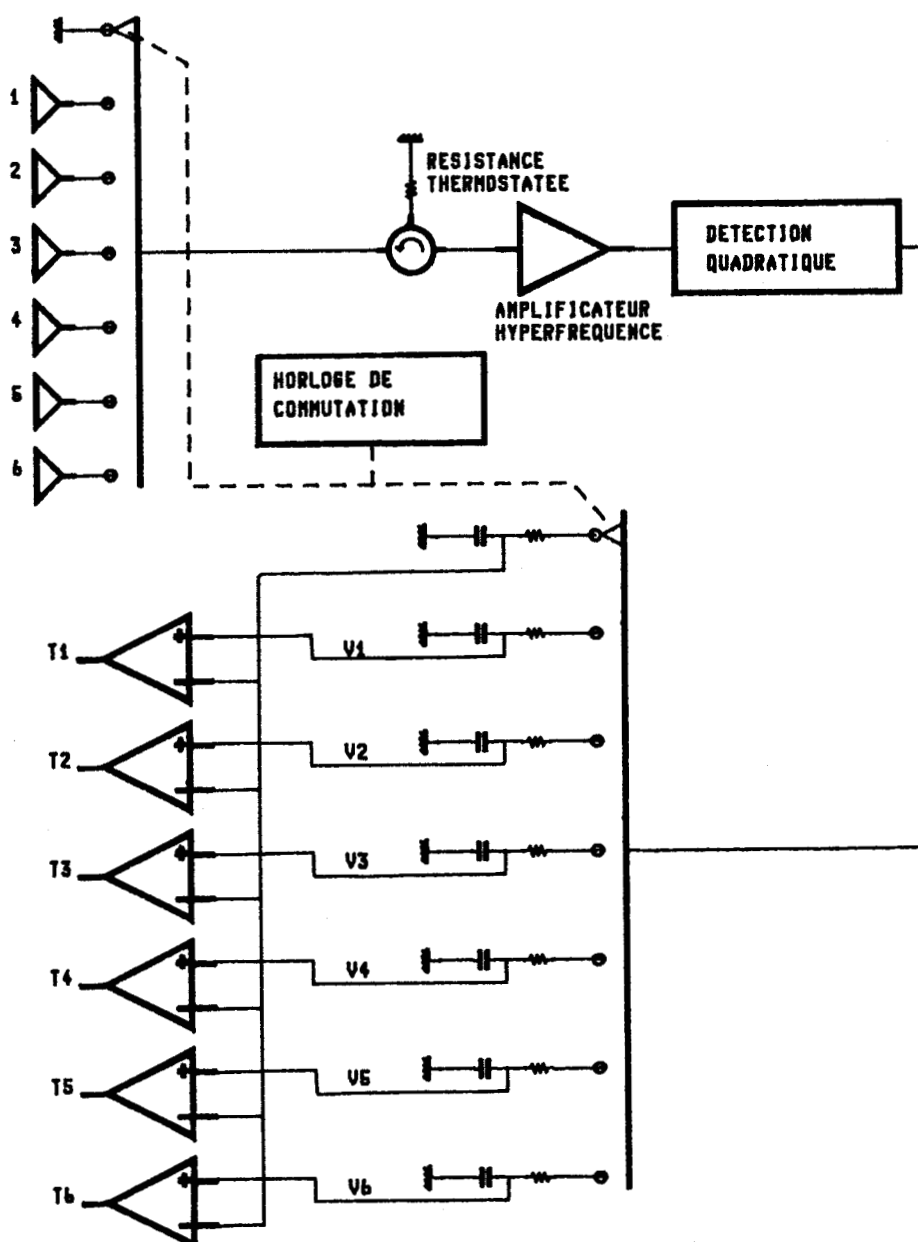
Le contact antenne-milieu doit être très soigneusement réalisé pour satisfaire l'exigence énoncée ci-dessus.

Bien que nous ayons scrupuleusement respecté les conditions de manipulation décrites précédemment, il nous a été impossible d'effectuer la manipulation. Le rayonnement parasite du chauffage micro-onde induit une tension d'erreur sur la mesure de la température de la résistance thermostatée (sensibilité $1/10$ °C), ce qui correspond dans le cas étudié à 10^{-15} Watt . Ceci est sans doute provoqué par l'impossibilité d'employer des câbles coaxiaux et systèmes hyperfréquences ayant un blindage qui garantit une protection minimale de 160 dB au rayonnement externe.

7) RADIOMETRE MULTISONDES.

Il est souvent nécessaire et intéressant de mesurer simultanément ou presque la température de différentes zones d'un milieu à l'aide de plusieurs antennes de mesure, ou d'antennes multiples couplées à ces milieux à mesurer.

L'utilisation d'un détecteur synchrone oblige l'utilisateur à effectuer les mesures sur les différentes zones les unes après les autres, et par voie de conséquence, de multiplier le temps de mesure par le nombre de zones à mesurer.



le système de détection par échantillonnage permet d'effectuer des cycles de mesures de plusieurs antennes en quasi-simultanéité; nous avons, en effet, démontré que la mesure effectuée sur une antenne est stockée par le condensateur du filtre RC qui est commuté en synchronisme avec le modulateur hyperfréquence d'entrée du radiomètre.

On utilise un modulateur multivoie associé en sortie au nombre correspondant d'échantillonneurs détecteurs selon le schéma présenté ci-dessus:

Le radiomètre mesure durant la première commutation la température de la résistance thermostatée, puis dans les commutations suivantes la température sur chaque antenne. Il n'y a qu'une mesure de résistance thermostatée pour six mesures des signaux d'antenne.

Avec ce dispositif, on mesure la température des milieux placés face aux antennes. Sur chaque cellule de filtrage on emploie la même constante de temps $R_n C_n$ que celle utilisée dans le radiomètre standard.

Le temps de réponse théorique de chaque cellule est alors de moins de 1,5s. Dans le schéma décrit ci-dessus il existe un ensemble de 7 cellules; le temps de réponse théorique de ce dispositif est donc inférieur à 10,5s au lieu des 27 secondes nécessaires avec le dispositif classique.

On notera que chaque information de sortie est utilisable en permanence ce qui permet de suivre l'évolution en température de chacune des sondes.

Ce dispositif permet donc de réduire fortement le temps de mesure que réclamaient jusqu'à présent les mesures successives sur chacune des sondes.

CHAPITRE III

III) RADIOMETRE A METHODE DE ZERO PAR ASSERVISSEMENT ELECTRONIQUE D'UNE SOURCE DE BRUIT.

1) LES DEFAUTS DU RADIOMETRE CLASSIQUE.

a) Nous avons montré, dans le rappel du fonctionnement du radiomètre classique, que la puissance du signal amplifié par l'amplificateur hyperfréquence avait pour expression:

$$S = A k_B \delta F (1-\rho)(\tau_1^2 \tau_2^2 \delta T_r - \tau_1 \tau_2 \delta T_a) + A T_B k_B \delta F - A T_B k_B \delta F$$

avec $T_a = T_0 + dT_a$: Température du milieu à mesurer

$T_r = T_0 + dT_r$: Température de la résistance thermostatée

τ_1, τ_2 : Coefficients de transmission

ρ : Coefficient de réflexion de l'antenne

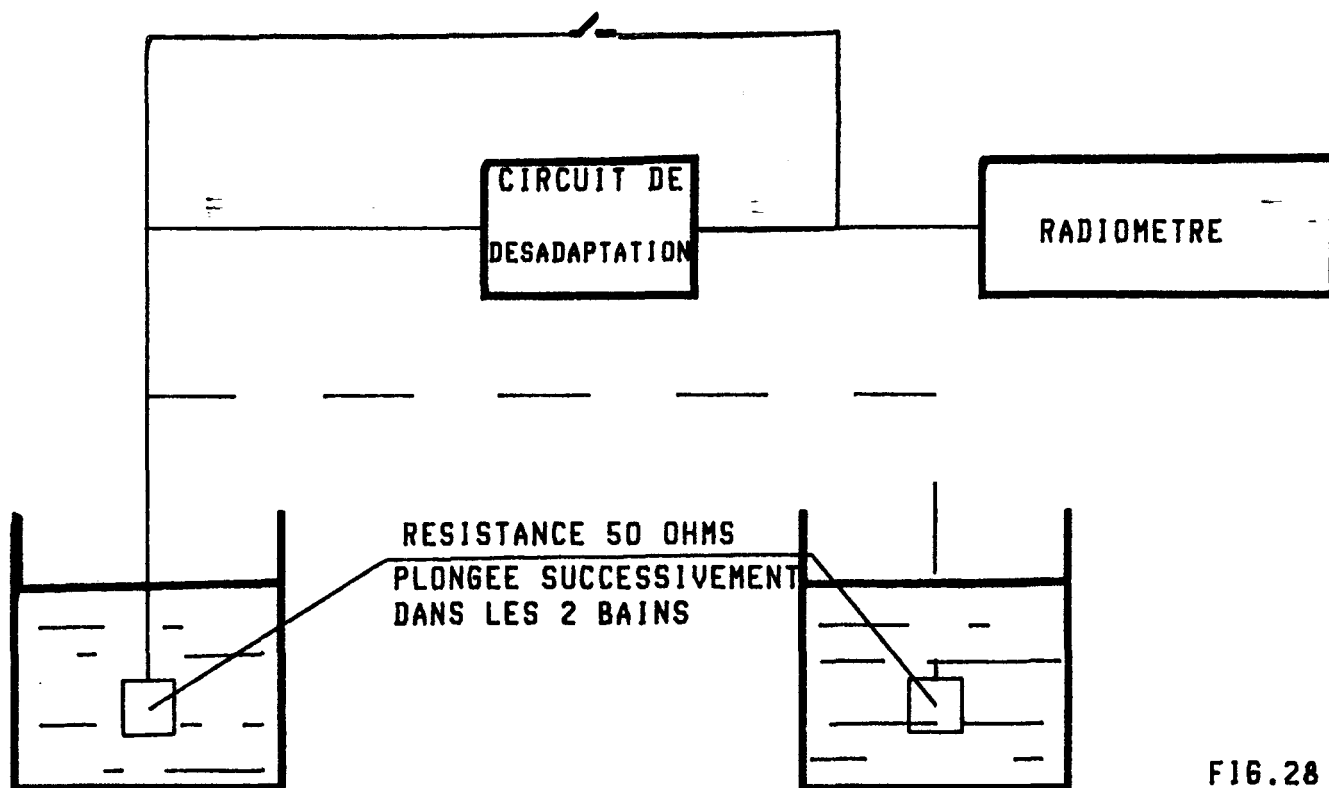
δF : bande passante de l'amplificateur

Dans cette expression le coefficient de réflexion est très important. Si ce dernier varie la valeur affichée de la température (proportionnelle au coefficient de réflexion) variera elle aussi.

Nous avons réalisé la manipulation décrite par le schéma synoptique ci-dessous. Une résistance de 50 ohms connectée au radiomètre est successivement plongée dans deux bains d'huile thermostatés à des températures différentes. Les températures qui existent dans les bains sont affichées sur le radiomètre.

Le circuit de désadaptation est ensuite introduit.

Seule la différence entre les deux affichages est à prendre en compte pour mettre en évidence d'éventuelles modifications de gain du radiomètre.



F16.28

HUILE CHAUDE

HUILE A TEMPERATURE AMBIANTE

INFLUENCE DU COEFFICIENT DE REFLEXION

On intercale ensuite, entre l'entrée du radiomètre et le câble coaxial de connexion, une ligne désadaptée. On mesure à nouveau les températures affichées par le radiomètre. La comparaison de ces résultats à ceux obtenus précédemment va mettre en évidence l'influence du coefficient de réflexion dans les résultats de mesure.

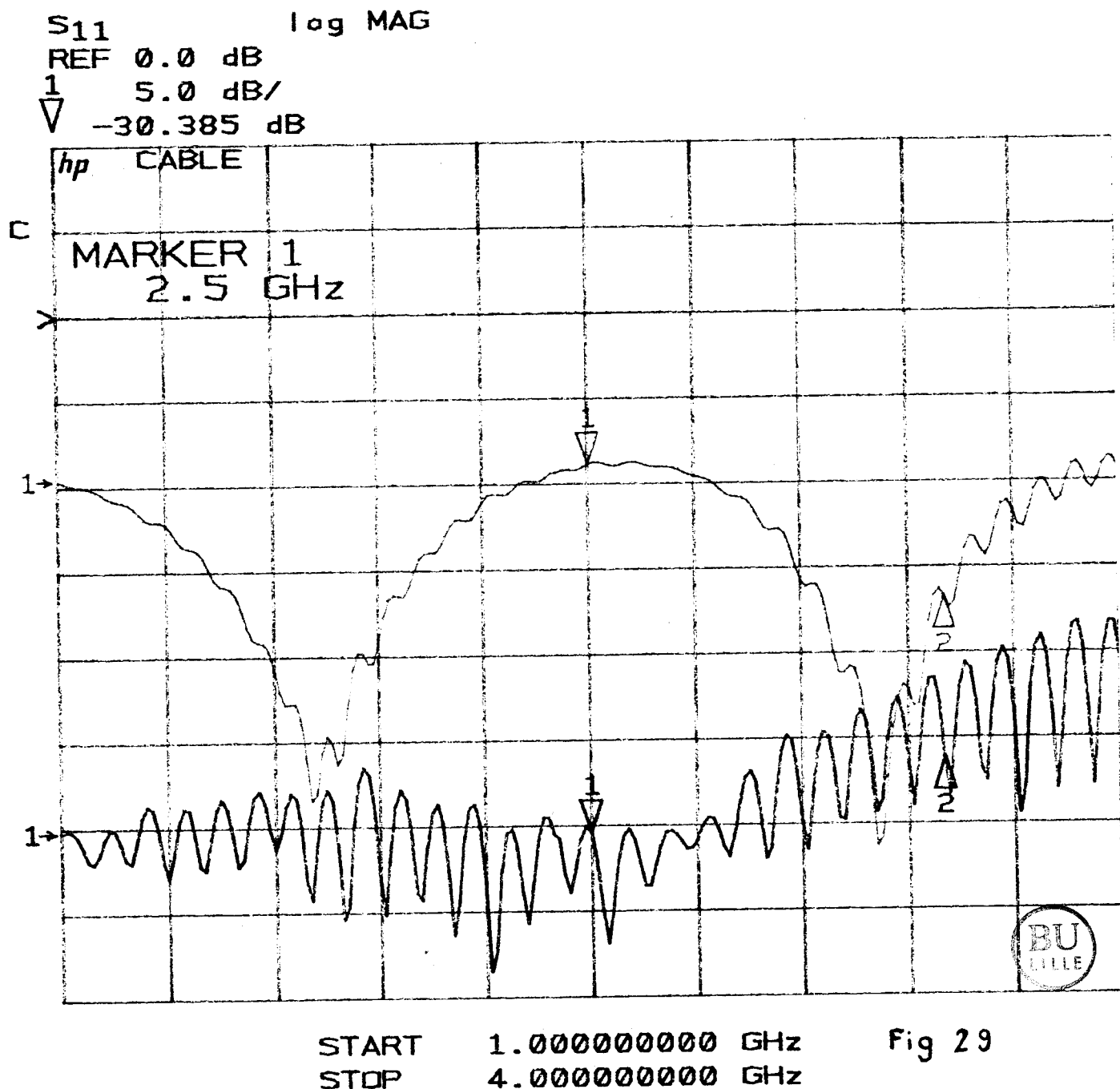
Les résultats obtenus sont les suivants:

- Ecart de température du radiomètre
fermé sur charge adaptée δT_a : 46°
- Ecart de température du radiomètre désadapté
 δT_d : 31,5°

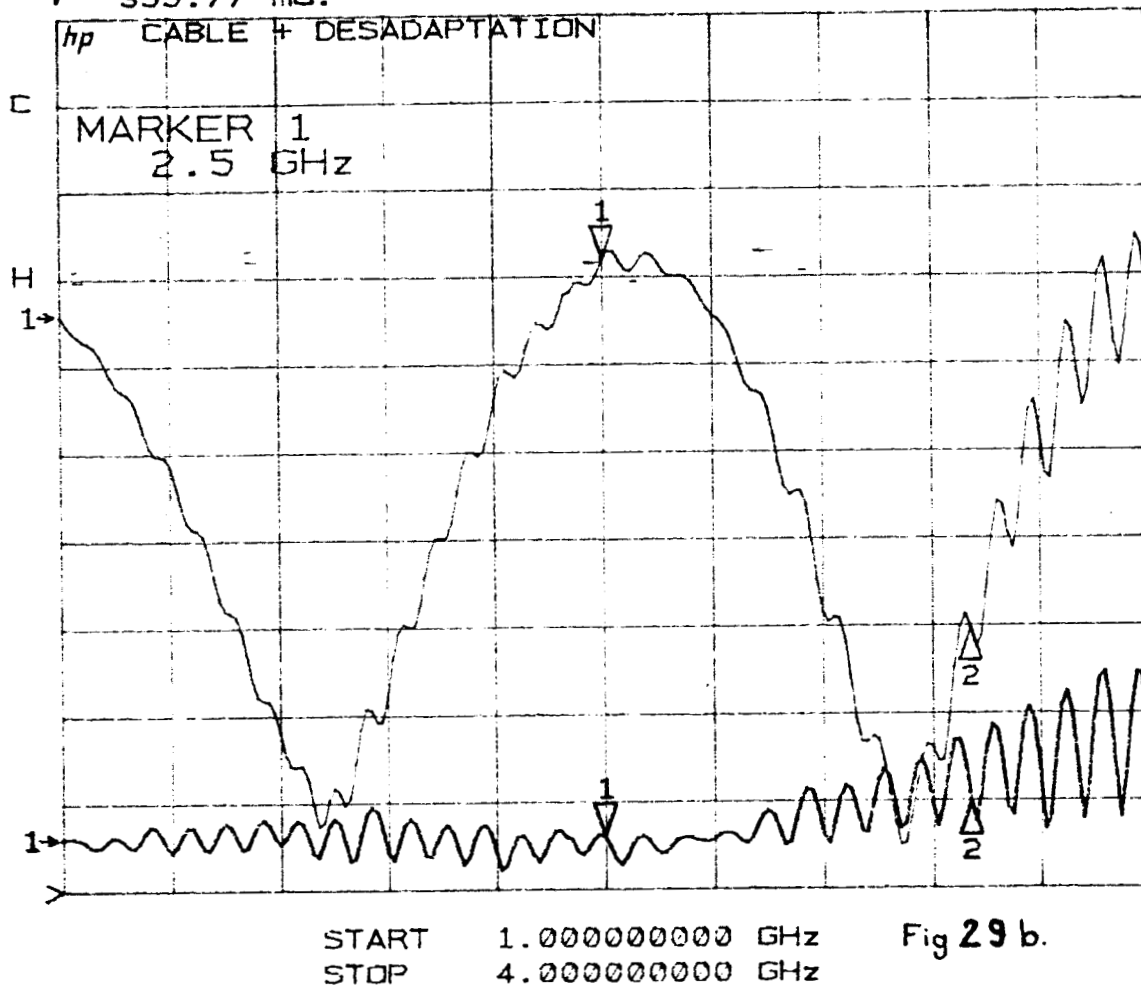
Ces résultats donnent un coefficient de réflexion équivalent de $0,32 : (\delta T_a - \delta T_d) / \delta T_a$.

Il faut mesurer le coefficient de réflexion dans la bande de fréquences 2-4 GHz, qui correspond à la bande de fréquence mesurée du radiomètre, de l'ensemble résistance 50 ohms-circuit de désadaptation-cable-coaxial de liaison.

Les résultats de ces mesures sont présentés dans les graphiques suivants.



S11 LINEAR - 55 -
 REF 0.0 Units
 1 50.0 mUnits/
 ▽ 359.77 mU.



Sur le graphique est tracé: coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. La valeur moyenne du coefficient de réflexion dans la bande de fréquence 2-3 GHz correspond à la détermination faite en utilisant le radiomètre (environ 0,32).

NOTA On peut utiliser la valeur moyenne du coefficient de réflexion car ce dernier joue un rôle identique au gain de l'amplificateur. Or la puissance en sortie du système est proportionnelle à la valeur moyenne du gain sur l'intervalle considéré.

Les résultats de ces différentes mesures montrent la grande sensibilité du radiomètre au coefficient de réflexion de l'antenne.

b) Influence de la stabilité du gain.

L'amplitude du signal de sortie du radiomètre est directement dépendante:

- du gain de la chaîne d'amplification hyperfréquence
- du gain de la détection quadratique
- du gain de la chaîne d'amplification basse fréquence.

La tension de sortie du radiomètre est liée au gain par la relation:

$$V_s = A(\text{écart de température entre résistance thermostatée et milieu face à l'antenne})$$

avec A: gain de la chaîne d'amplification

$$\text{Donc } \frac{dV_s}{V_s} = \frac{dA}{A} \quad . \quad (\text{écart de température})$$

L'incertitude relative sur la mesure de la température est d'autant plus sensible au gain que l'écart de température entre la résistance thermostatée et l'antenne est grand.

Ceci interdit l'emploi de ce procédé de mesure lorsque la plage des températures à mesurer est importante.

c) Linéarité du système.

La linéarité du système dépend essentiellement de la caractéristique de la détection quadratique. L'approximation, de la caractéristique de transfert de la détection, à une parabole est d'autant plus justifiée que l'amplitude des signaux à traiter demeure dans un intervalle limité au voisinage de l'origine.

b) L'amplificateur d'erreur.

Le gain de cet élément peut-être considéré comme infini (100 dB), une tension V_d voisine de zéro fournit la tension de commande V_s au générateur de bruit

Cette tension V_d nulle est obtenue lorsque $V_1 = V_2$ ce qui implique les relations suivantes:

$$\tau_1^2 \tau_2^2 (T_r) = \tau_1 \tau_2 dT$$

$$\text{avec } T_a = T_o + dT \quad \text{et} \quad T_r = T_o + k V_s$$

Donc $k V_s + T_o = T_a$ si τ_1 et τ_2 sont égaux à 1.

Si cette condition n'est pas réalisée un facteur de proportionnalité existera entre ces deux termes

En mesurant la température de l'atténuateur calibré de sortie du générateur de bruit à l'aide d'une résistance platine, on détermine T_o donc T_a en mesurant V_s .

c) La source de bruit.

L'incertitude sur la mesure va dépendre

- de la stabilité de la source de bruit en fonction de la température
- de la stabilité du coefficient de modulation k
- de la stabilité des coefficients de transmission τ_1, τ_2

En annexe, sont données les performances de la source de bruit utilisée. Sa stabilité en fonction de la température assure une mesure stable à 0,25% pour un écart de la température ambiante de 1°C. Mesurons une température de 120°C, la température ambiante variant de 20 à 21°C.

ex: température ambiante 20° température mesurée: 120°

température ambiante 21° température mesurée: 119,8°

d) Le modulateur du courant de diode.

La température de bruit équivalente du générateur dépend de la valeur moyenne du courant inverse qui traverse la diode à avalanche (voir annexe 3). La stabilité du modulateur est donc extrêmement importante et le système de conversion tension de commande/modulation du courant moyen doit avoir des performances qui garantissent cette stabilité.

e) Le système de détection basse fréquence.

Le système employé est identique à celui utilisé dans le radiomètre ordinaire.

Il est impossible d'employer le système d'échantillonnage asymétrique. En effet, la méthode de zéro impose des variations identiques aux deux grandeurs d'entrée; elles varient toutes deux de la même façon. Il n'est donc pas possible d'admettre des temps de réponse différents sur chaque voie de filtrage des signaux issus soit de l'antenne, soit du générateur de bruit.

Les temps de commutations (rapport cyclique 1/2) et les constantes de temps sont égaux $R_1C_1 = R_2C_2 = RC$.

Ce système donne une sensibilité égale à celle obtenue avec le détecteur synchrone sans amplificateur sélectif.

3) REALISATION PRATIQUE.

Les principes de détection et d'amplification étant identiques à ceux développés dans le radiomètre classique, ils ne seront pas de nouveau décrits.

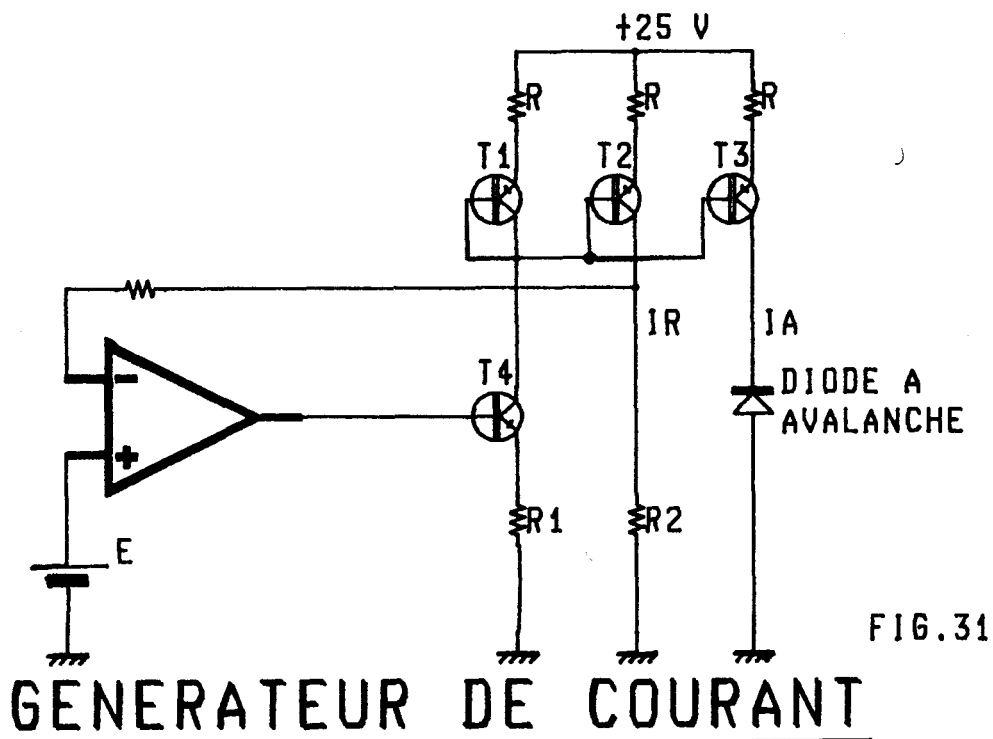
Les deux ensembles supplémentaires à étudier sont:

- L'asservissement
- Le modulateur du courant inverse de la diode à avalanche.

a) Le modulateur de courant.

En annexe 3 nous démontrons que la puissance de bruit de la diode à avalanche (à température constante) dépend fortement du courant inverse qui la traverse.

Il est donc impératif d'employer un générateur de courant pour alimenter la diode, cette dernière ayant (de par son montage hyperfréquence) un point masse.



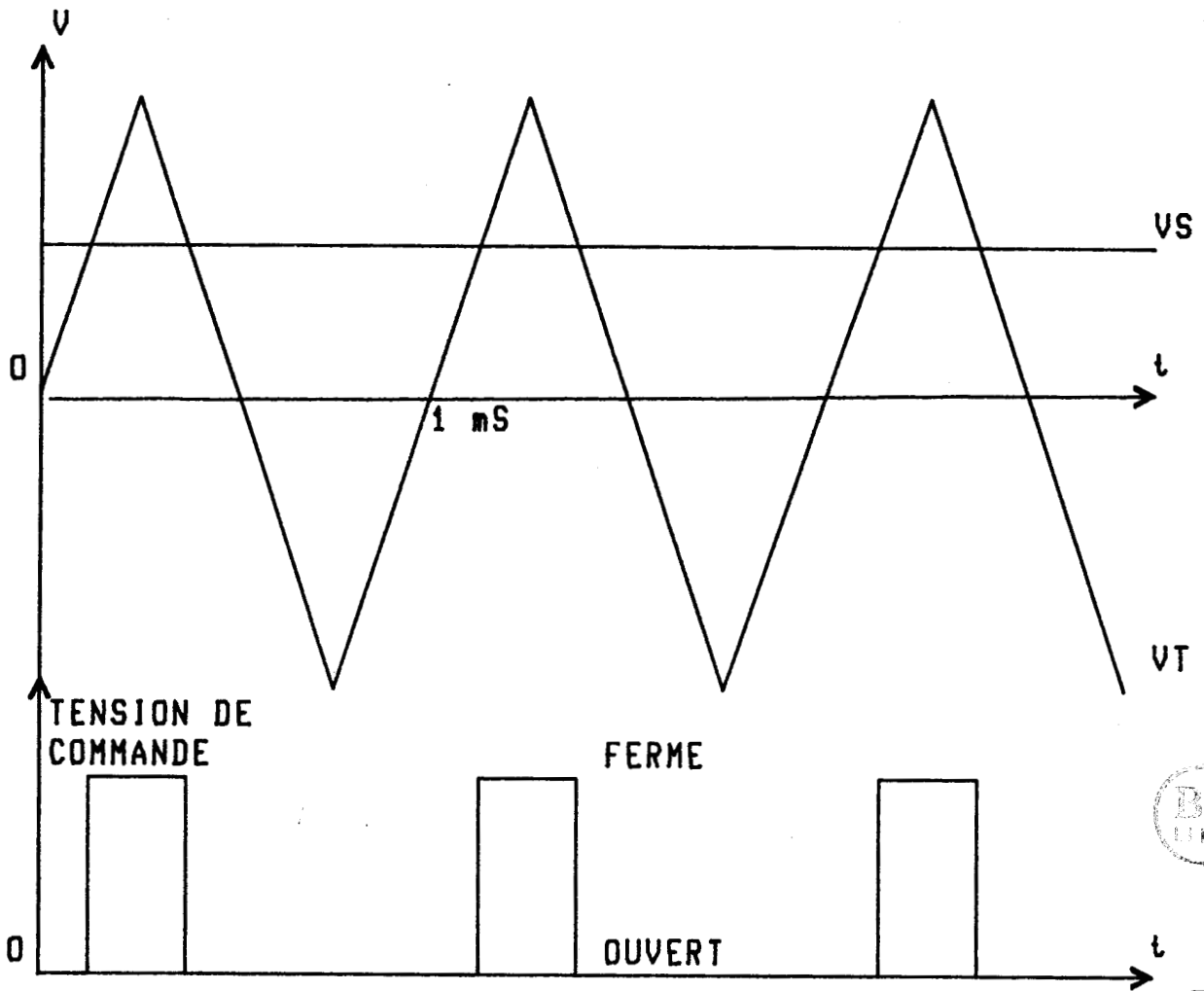
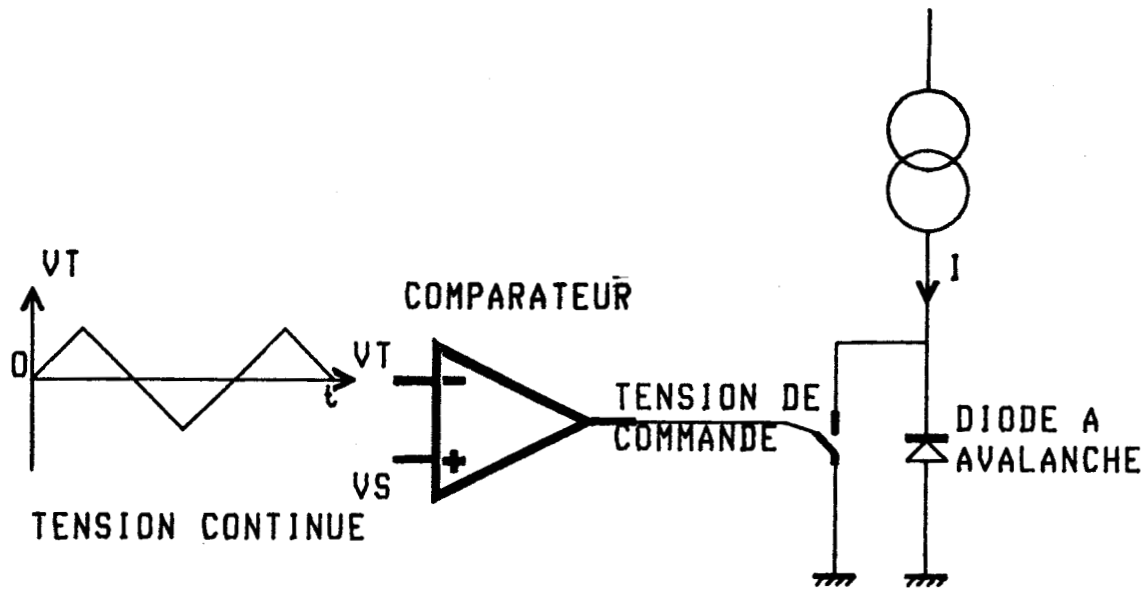


FIG.32

PRINCIPE DU MODULATEUR DE COURANT

Le montage à amplificateur opérationnel assure une tension constante aux bornes de la résistance R_2 . Celle-ci a été choisie très stable et le courant I_r qui la traverse l'est aussi. Les tensions existantes entre le potentiel +25V et les bases des transistors T1 T2 T3 étant égales, le courant I_A sera égal au courant I_R si les résistances placées dans les émetteurs de T2 et T3 sont égales. La solution retenue impose l'égalité des courants d'émetteurs.

Ce courant traverse la diode à avalanche et fournit donc la tension de bruit nécessaire.

Ce montage peut commander une diode dont la tension d'avalanche est supérieure à la tension de sortie des amplificateurs opérationnels.

Le modulateur court-circuite la diode à avalanche ce qui supprime le bruit en sortie du générateur. La valeur moyenne du courant inverse de la diode est proportionnel à la tension continue issue de l'amplificateur d'erreur. La puissance moyenne de bruit délivrée par le générateur est donc proportionnelle à la tension V_s .

Grâce à l'asservissement qui maintient le zéro à la sortie du détecteur à échantillonnage, V_s est proportionnel à l'élévation de température au dessus de la température de la résistance de sortie du générateur de bruit.

Pour garantir la linéarité de l'ensemble il suffit que la tension triangulaire V_t soit linéaire. Cette difficulté est facilement résolue par l'emploi d'amplificateurs opérationnels qui, étant donné la fréquence de fonctionnement de l'ensemble, peuvent-être considérés comme parfaits.

b) L'asservissement.

L'asservissement doit être stable, garantir l'erreur la plus faible (gain de boucle tendant vers l'infini) et un temps de réponse le plus bref possible.

Si la détection est quadratique la chaîne d'asservissement est linéaire et il est possible de la schématiser sur le synoptique ci-dessous.

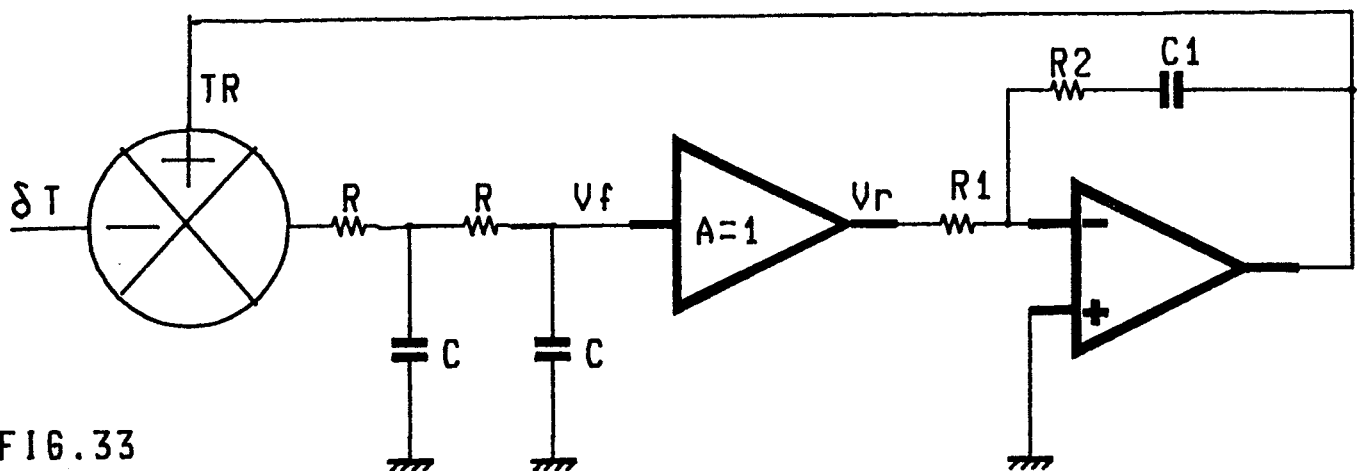


FIG. 33

SYNOPTIQUE DE L'ASSERVISSEMENT

Ce synoptique est la représentation simplifiée de l'asservissement.

- Le gain de boucle a été ramené à 1. Ce qui est réalisé pratiquement : si V_r (entrée du modulateur) varie de 1V en boucle ouverte, la sortie de l'amplificateur de gain unitaire (sortie de l'amplificateur différentiel) varie elle aussi de 1V.

- RC , la constante de temps du filtre, est égale à deux fois la constante de temps respective de chacun des filtres afin de correspondre au temps de réponse effectif dû à l'échantillonnage.

La fonction de transfert en boucle ouverte a pour

expression:

$$A\beta = \frac{1}{(j RC\omega + 2,61) (j RC\omega + 0,38)} \cdot \frac{1 + j \frac{R_2 C_1 \omega}{R_1 C_1 \omega}}{j R_1 C_1 \omega}$$

avec

RC	$= 4,4s$	R	$= 4,4 M\Omega$
$R_2 C_2$	$= 9,4s$	C	$= 1 \mu F$
$R_1 C_1$	$= 3,3s$	C_1	$= 2 \mu F$
R_2	$= 4,7 M\Omega$		
R_1	$= 3,3 M\Omega$		

La résistance R_2 et le condensateur C_1 créent un zéro au numérateur qui va compenser l'effet d'un pôle au dénominateur. Ceci permet de conserver une marge de phase de 45° à une fréquence élevée, ce qui garantit stabilité et temps de réponse bref.

$$A\beta = \frac{1}{(j 10,55 F_1 + 1)(j 72,7 F_2 + 1)} \cdot \frac{1 + j \frac{59,3 F_4}{20,7 F_3}}{j 20,7 F_3}$$

Le diagramme de BODE du circuit permet de constater que les valeurs choisies pour R_1 , C_1 , R_2 , conviennent.

Les fréquences de coupure sont:

F_1	$= 9,47/100$	Hz
F_2	$= 1,37/100$	Hz
F_3	$= 4,83/100$	Hz
F_4	$= 1,68/100$	Hz

Le diagramme de BODE montre que les valeurs choisies permettent de conserver une marge de phase à 0 dB supérieure à 45° . Cela assure un système stable et sans dépassement en réponse indicielle.

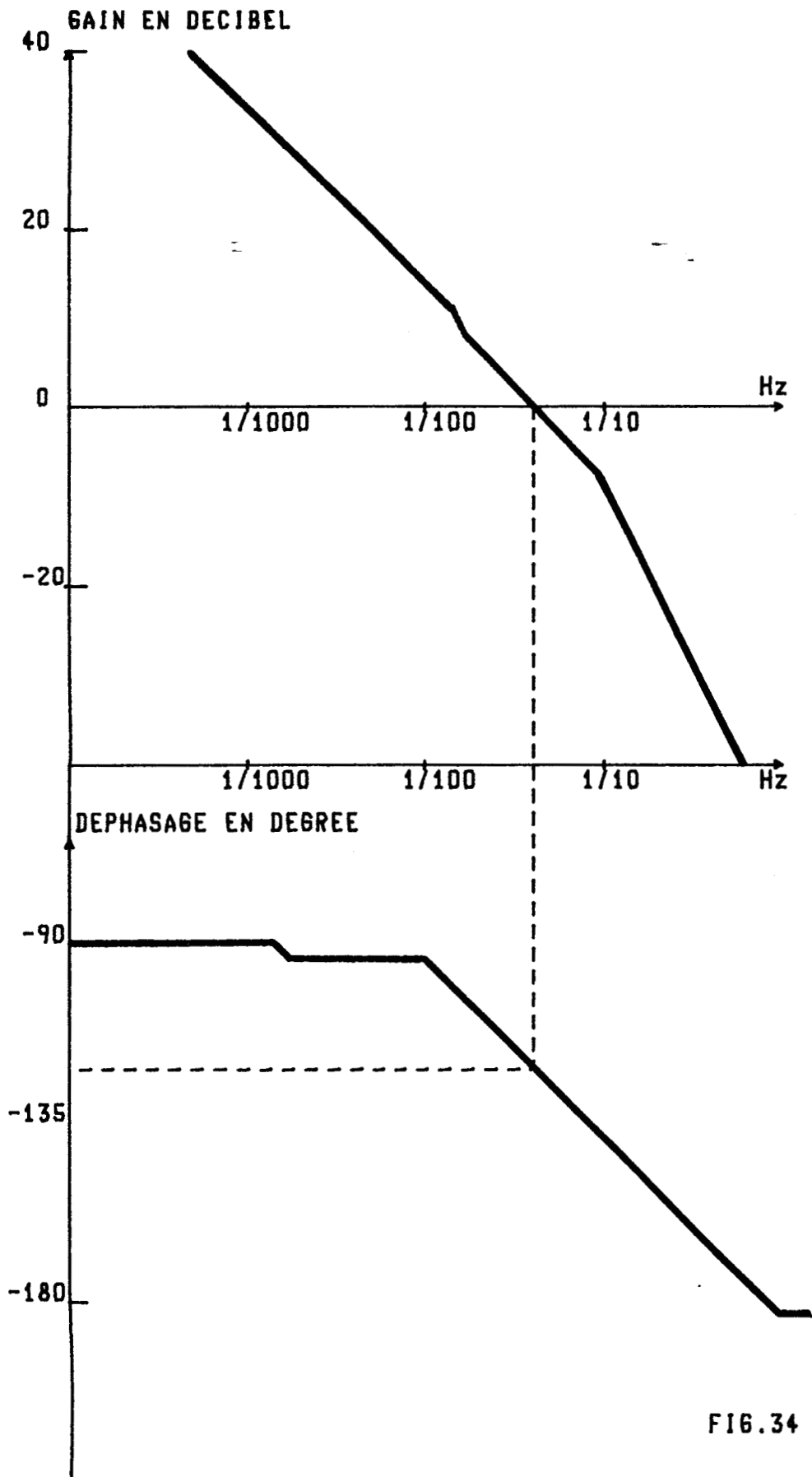


FIG. 34

DIAGRAMME DE BODE DE L'ASSERVISSEMENT

4) LES PERFORMANCES DU RADIOMETRE A METHODE DE ZERO.

a) Mesure du bruit de sortie.

Le dispositif de mesure est identique à celui utilisé pour le radiomètre ordinaire. La gamme de températures, dans laquelle fonctionne le radiomètre, étant plus étendue, il faut effectuer les mesures à 20°C et 120°C pour mettre en évidence une possible élévation du niveau de bruit.

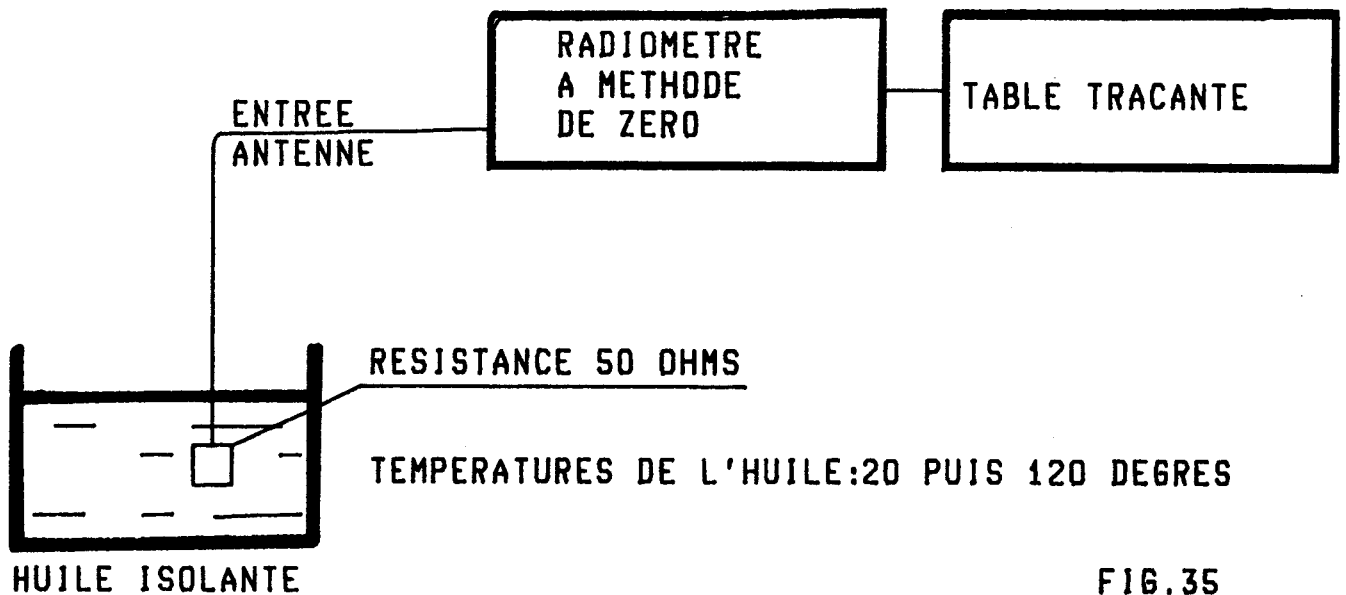


FIG.35

DISPOSITIF DE MESURE DU BRUIT

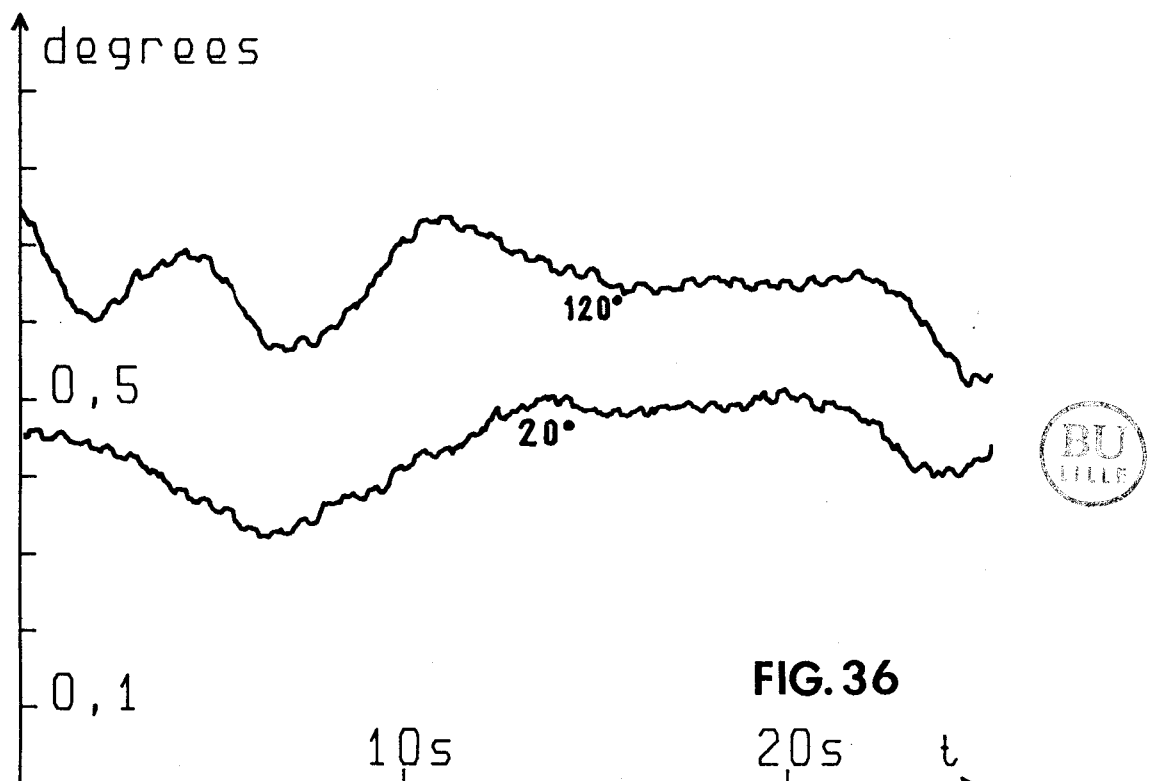


FIG.36

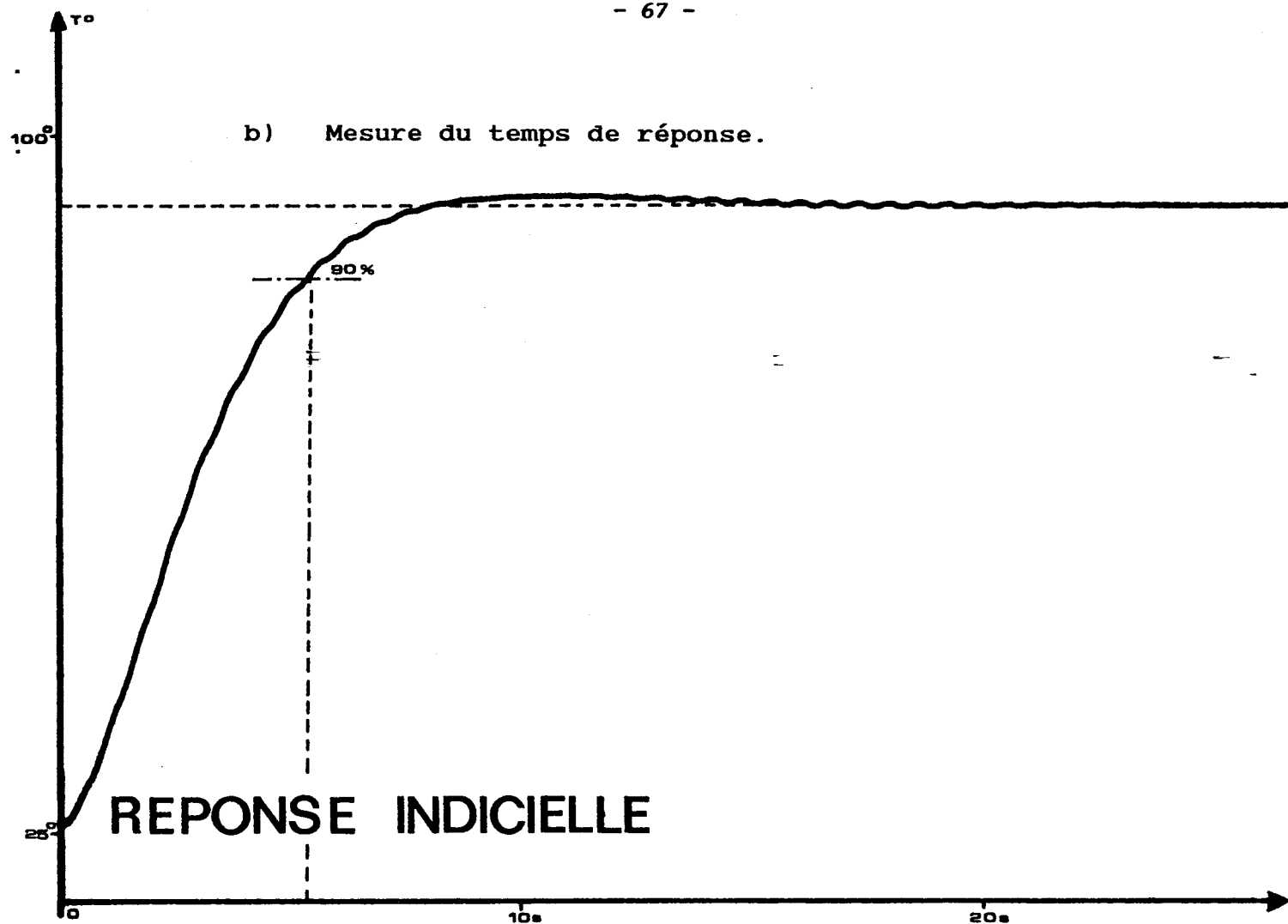
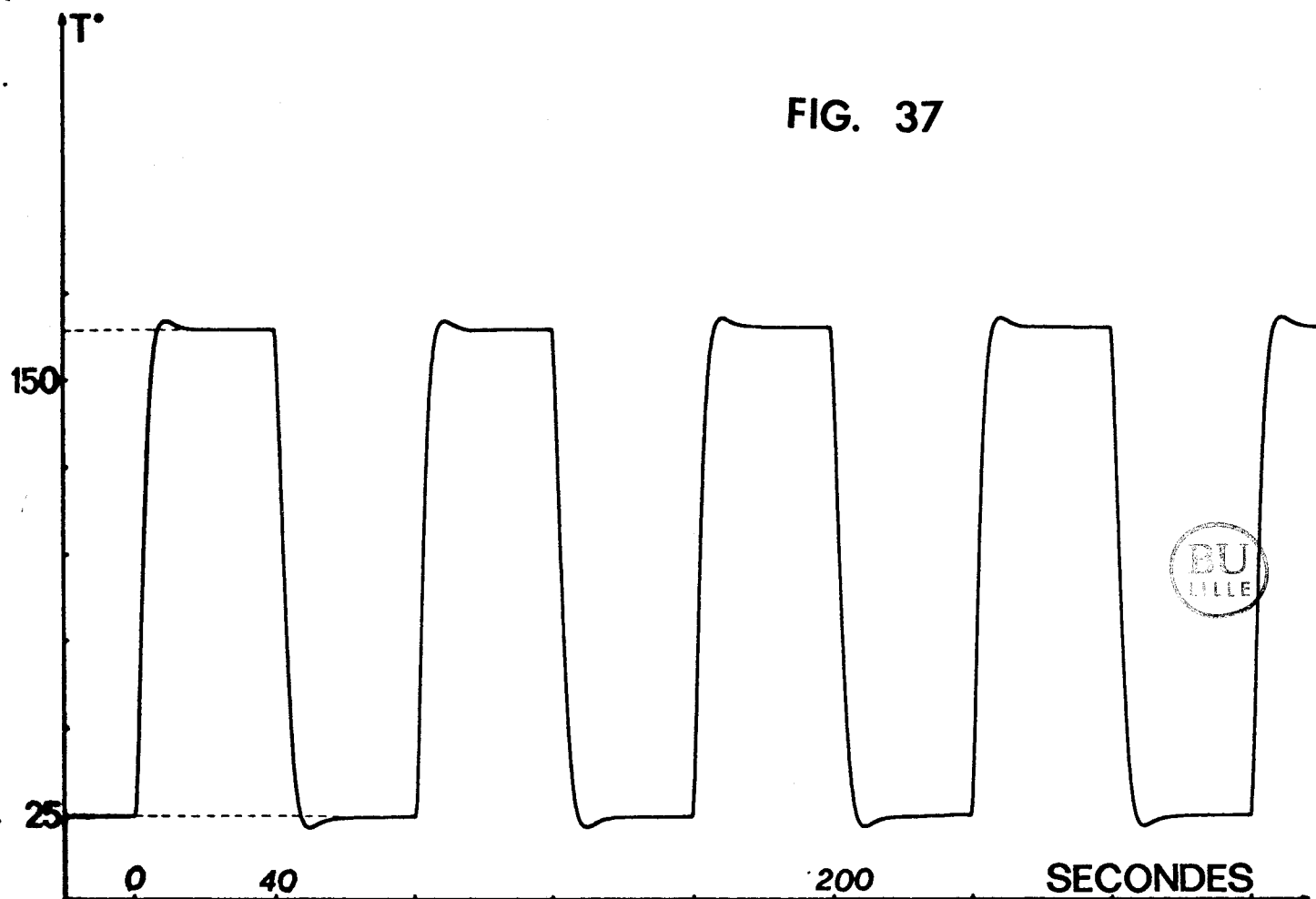


FIG. 37



Ici encore l'emploi d'un générateur de bruit commandé est indispensable, pour simuler un saut brutal de température.

Le temps de réponse est de 5 secondes, il correspond à la constante de temps effective des cellules RC de filtrage du bruit.

Les ondulations visibles sur l'enregistrement du signal de sortie sont générées par l'échantillonnage du signal avant les cellules de filtrage.

Le temps de réponse est plus important que celui obtenu avec le radiomètre direct. En effet les temps de commutation sur les cellules de filtrage sont égaux ce qui interdit d'avoir une mesure rapide.

Le bruit à 150°C (température de fonctionnement envisagée) étant plus important qu'à la température ambiante, il est nécessaire de majorer la valeur des constantes de temps de filtrage afin de garder une sensibilité voisine de celle obtenue à 20°C.

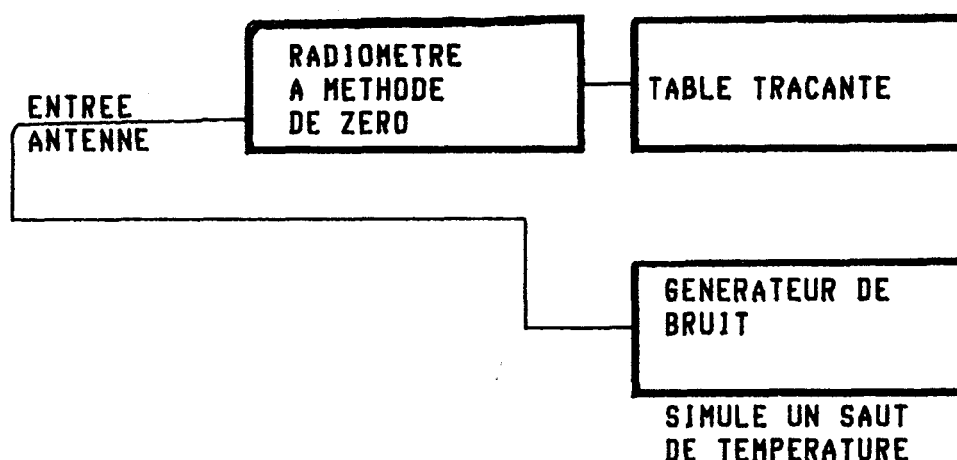


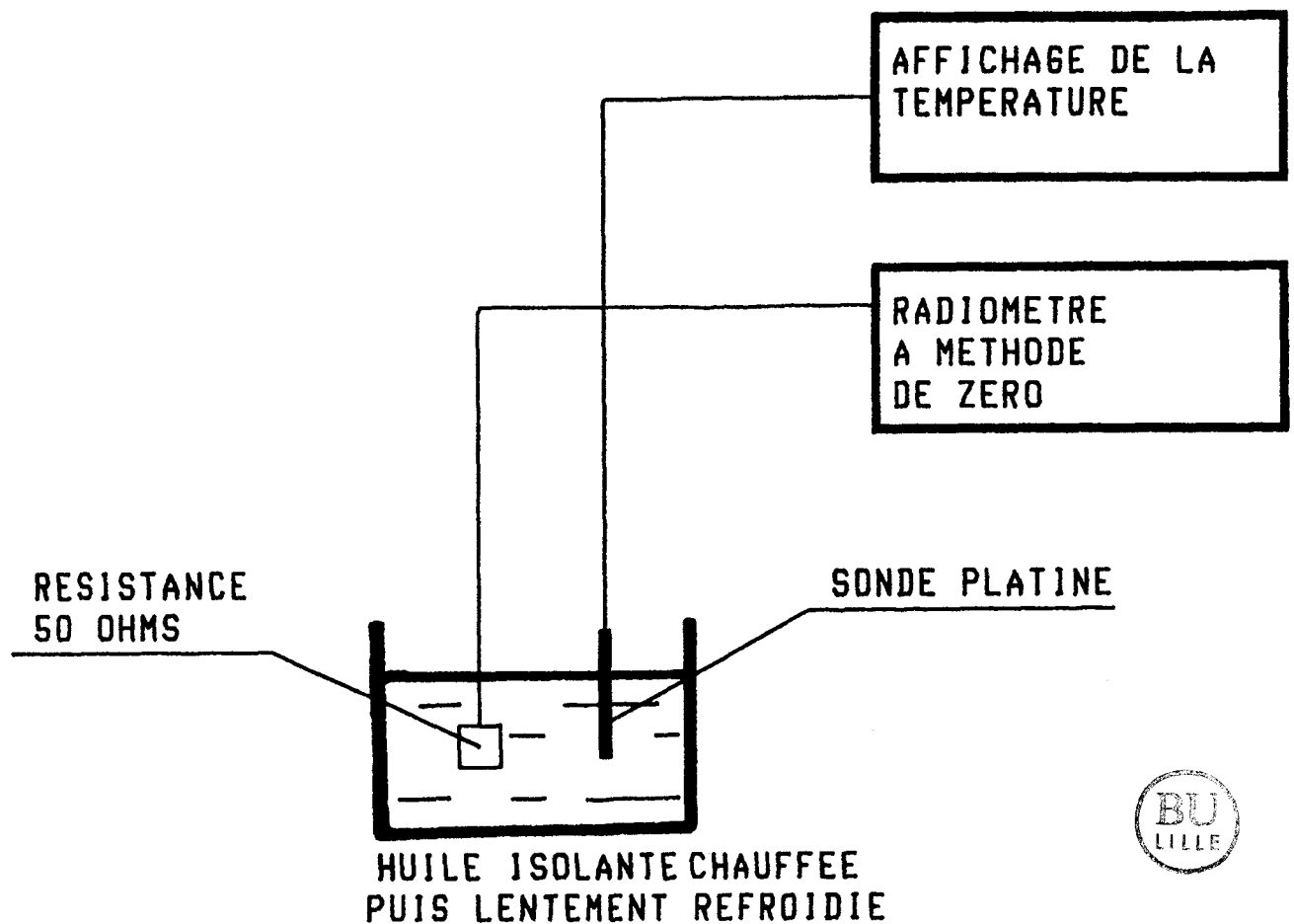
FIG.38

DISPOSITIF DE MESURE DU TEMPS DE REPOSE

c) Mesure de linéarité.

La mesure de la température de la résistance 50 ohms est effectuée par le radiomètre. Le procédé choisi (voir ci-dessous) est préféré à celui employé avec le radiomètre direct (source de bruit simulant l'élévation de température) pour ne pas effectuer des mesures comparatives à l'aide de deux dispositifs identiques: les générateurs de bruit commandés.

Un dispositif de mesure réelle de la température est utilisé pour la résistance 50 ohms, placée dans un bain d'huile thermostaté. La température de l'huile est mesurée par l'intermédiaire d'une sonde platine dont la valeur est traduite en température sur un afficheur numérique.

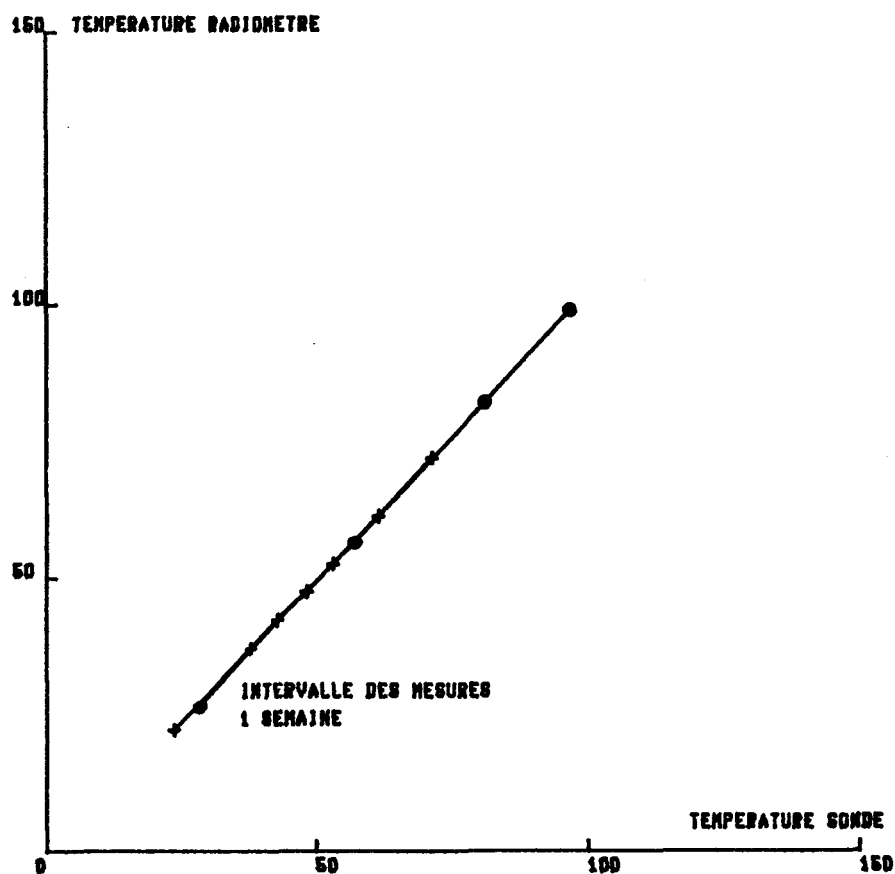


F16.39

MESURE DE LA LINEARITE

La mesure est effectuée dans la phase de refroidissement naturel de l'huile après son chauffage préalable. Ce refroidissement étant très lent, les inerties thermiques de la sonde platine et de la résistance 50 ohms, simulant l'antenne, peuvent-être négligées.

Tracé de la courbe: température du radiomètre en fonction de la température du bain d'huile.



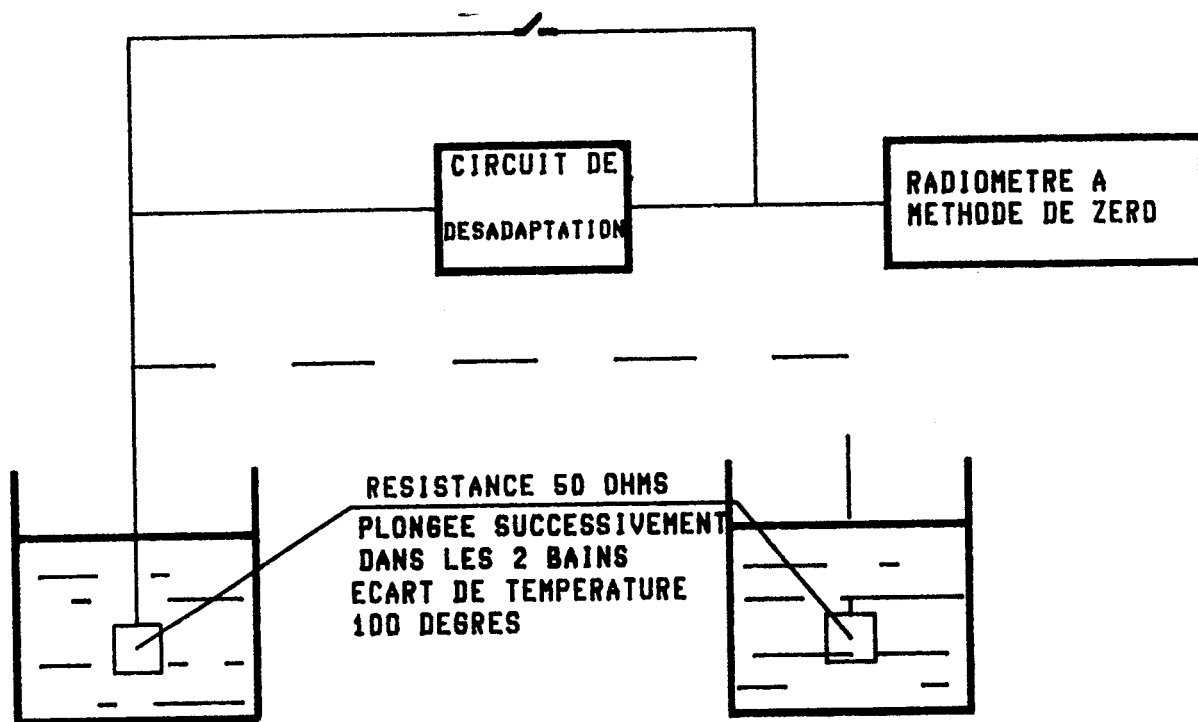
MESURE DE LA LINEARITE F10.40

Ces mesures ont été effectuées à un intervalle de temps d'une semaine et le relevé graphique montre la parfaite fidélité des mesures du radiomètre à méthode de zéro.

Il est préférable d'effectuer les mesures en deça de 100°C avec le dispositif décrit ci-dessus. A 150°C et plus, l'élévation de température du câble coaxial de liaison, qui relie la résistance 50 ohms au radiomètre, induit des perturbations qui nuisent à la qualité de la mesure.

d) Influence du coefficient de réflexion de l'antenne.

L'ensemble de mesure utilisé est identique à celui du radiomètre direct. L'écart de température des deux bains est augmenté afin d'améliorer la qualité de la mesure.



HUILE CHAUDE

HUILE A TEMPERATURE AMBIANTE FIG.41

INFLUENCE DU COEFFICIENT DE REFLEXION

Les résultats obtenus sont les suivants:

- écart de température du radiomètre
connecté sur une charge adaptée δT_a 101°C
- écart de température du radiomètre désadapté
 δT_d 98°C

Ce qui ramené à une variation du coefficient de réflexion de 0,02 contre 0,32 pour le radiomètre direct désadapté de façon similaire.

On constate une influence, du coefficient de réflexion, beaucoup moins importante avec le radiomètre à méthode de zéro qu'avec le radiomètre direct.

Les imperfections du modulateur hyperfréquence sont la principale cause du signal de décalage, qui existe à l'entrée de l'amplificateur basse fréquence, lorsque le système est isothermique (Thèse MAMOUNI p.60 réf 4).

Cette imperfection impose la superposition au signal à traiter, à l'entrée de l'amplificateur basse fréquence, d'une tension rectangulaire qui permet un décalage du zéro. Ceci permet la mesure des températures voisines de l'ambiante (voir annexe 4). Ce signal superposé nous éloigne légèrement de la méthode de zéro. De ce fait il existe un signal de décalage qui est sensible aux variations du coefficient de réflexion.

Dans la réalisation pratique, cette erreur est encore un peu plus importante car cette tension de décalage est majorée pour permettre la mesure de températures inférieures à la température ambiante du radiomètre.

CONCLUSION

L'étude menée sur le traitement du signal basse fréquence d'un radiomètre, a permis la réalisation d'un nouveau type de détection: la détection à échantillonnage.

Ce système permet, grâce à un traitement séparé des signaux, de mesure et de référence, d'optimiser le traitement du signal à chaque grandeur à traiter. Lorsque les caractéristiques de puissance ou de stabilité des signaux sont différentes, le système peut s'adapter à toute configuration particulière. Dans le cas précis du radiomètre à usage médical, on obtient: soit une sensibilité accrue, soit un temps de réponse plus bref du radiomètre. Un développement au radiomètre multisondes met en évidence les potentialités de ce dispositif de détection. Dans ce cas, le traitement spécifique de chaque signal à analyser permet d'obtenir une solution très simple au problème.

La réalisation d'une source de bruit calibrée facilement modulable, a permis la réalisation d'un radiomètre à méthode de zéro. Ce type d'appareil était jusqu'à présent utilisé en laboratoire et le zéro était obtenu manuellement.

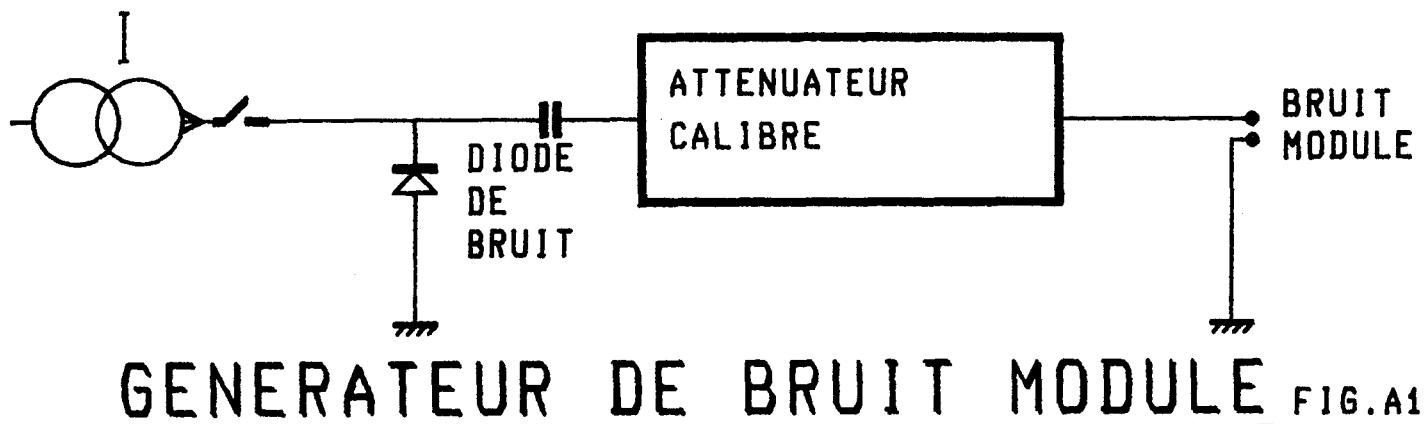
L'application industrielle de cette méthode permet une mesure sur une large gamme de température avec des sondes qui ne sont pas au contact du milieu à mesurer.

L'automatisation du procédé de mesure a permis l'industrialisation du radiomètre à méthode de zéro. L'appareil développé par la société O.D.A.M. est actuellement utilisé pour mesurer, sans contact, l'échauffement de la bande de roulement des pneumatiques testés sur un banc de mesure dynamique.

ANNEXE 1

Simulation d'une température.

Afin de simuler une température quelconque il est possible d'employer une source de bruit stable suivie d'un atténuateur calibré. Pour moduler la température de bruit équivalente, il faut agir sur le courant inverse d'une diode à avalanche montée en source de bruit. Ce courant inverse est un courant modulé en tout ou rien dont le rapport cyclique est ajustable. Le schéma synoptique du dispositif est donné ci-dessous.

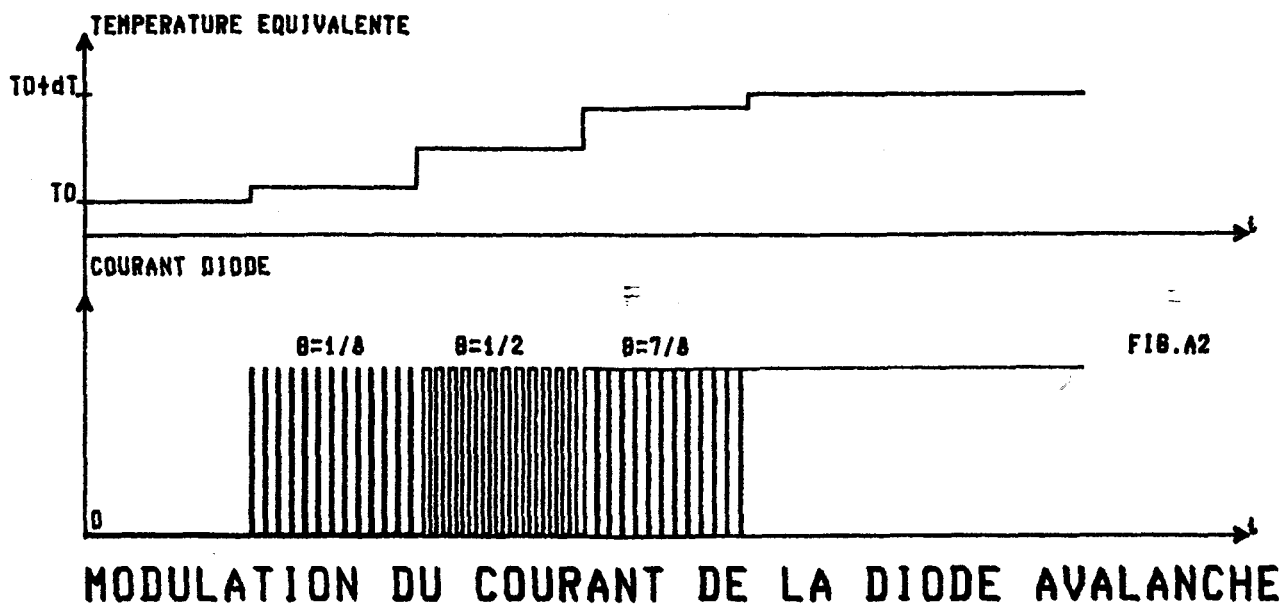


Les radiomètres étudiés mesurent en effet la valeur moyenne d'une puissance de bruit thermique dans une bande passante donnée ($P = k B T \Delta F$), donc par analogie d'une température.

La modulation par tout ou rien du courant permet de faire varier, de façon linéaire, cette puissance moyenne.

Si les rapports cycliques du courant de modulation varient toujours dans des rapports deux, les sauts de température simulés varieront aussi dans des rapports deux.

Le graphique ci-dessous donne l'évolution de la température équivalente en fonction du courant inverse de la diode ($T = f(I)$ et $I = f(t)$).



En sortie une température de bruit qui est égale à :

$$T_a + \frac{T_D \phi}{\text{période}}$$

T_a : Température ambiante

T_D : Température de bruit équivalente de la diode.

ϕ : ϕ /période

θ peut varier de 1, 1/2, 1/4, 1/8, 1/16

Le saut de température qui vaut $T_D \theta$ varie instantanément dans des rapports connus, ce qui va permettre de tester linéarité et temps de réponse des systèmes.



ANNEXE 2

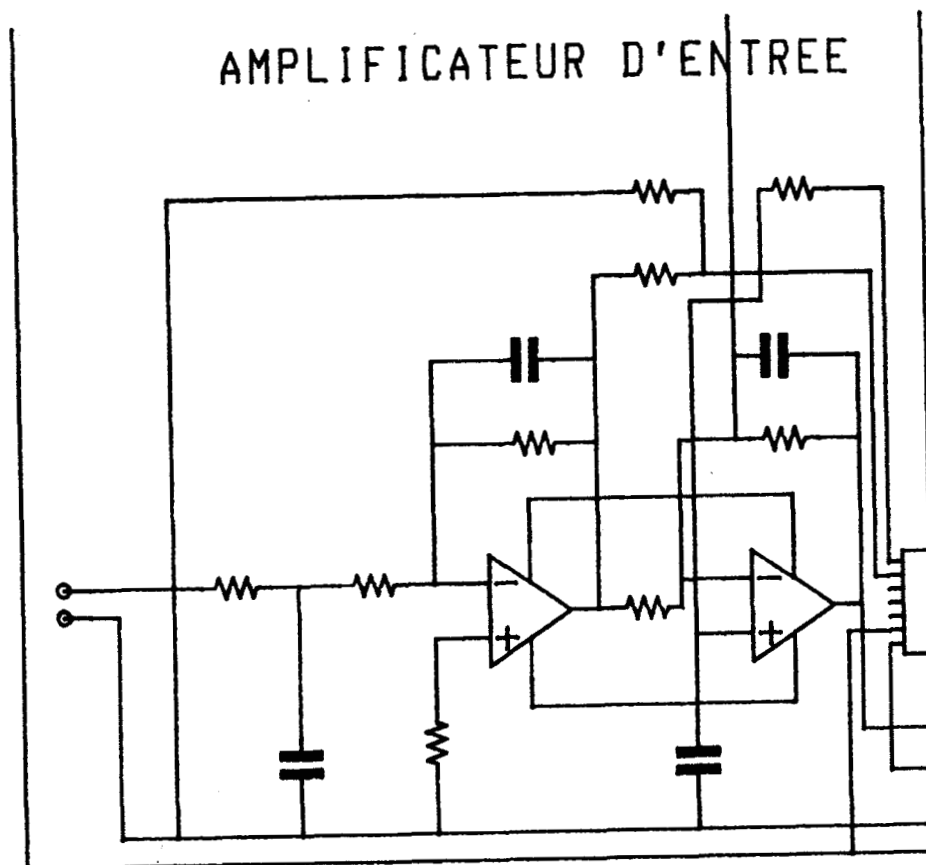
Schémas des deux détecteurs.

* Du détecteur échantillonné.

* Du détecteur synchrone précédé de son amplificateur sélectif (O.D.A.M.)

La plaquette du détecteur échantillonné.

1) L'AMPLIFICATEUR D'ENTREE.

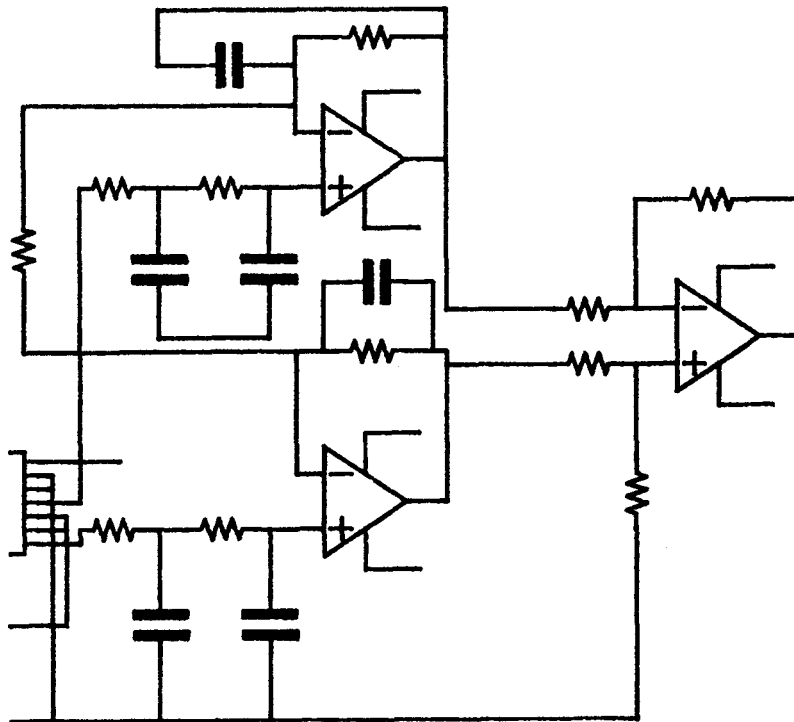


L'amplificateur opérationnel d'entrée ne nécessite aucune performance particulière (au niveau du bruit). Le circuit d'échantillonnage, qui permet le rattrapage de la tension continue d'offset, sur l'entrée + du second amplificateur opérationnel impose à ce dernier un courant d'entrée extrêmement faible, ce qui conduit à retenir un amplificateur du type bi-FET : LF 356.

On notera que le bruit propre, de l'étage d'amplification basse fréquence d'entrée, est négligeable en regard du bruit du signal à traiter. Les cellules passe-bas en contre-réaction sur les étages d'amplificateurs opérationnels d'entrée ont pour objet de réduire le bruit du signal sans altérer ce dernier.

2) FILTRAGE ET AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL.

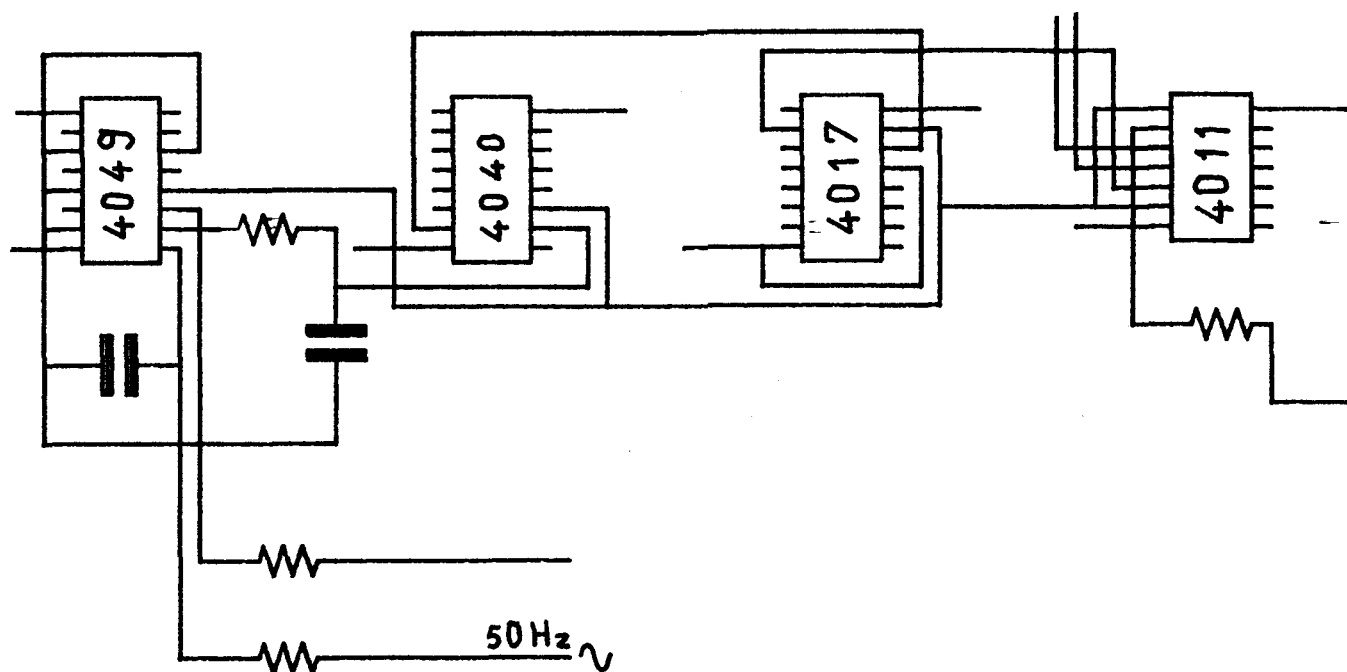
FILTRES + AMPLI DIFFERENTIEL



Des cellules de filtrage à deux étages sont employées, elles permettent d'utiliser des résistances et condensateurs de valeur plus réduite qu'une cellule simple .

L'amplificateur différentiel possède en entrée des amplificateurs opérationnels bi FET, à faible courant d'entrée pour ne pas perturber le fonctionnement des cellules de filtrage. La structure à deux étages retenue, avec un gain de cinq sur l'étage d'entrée, permet d'obtenir un taux de réjection élevé en employant des résistances précises à 1/1000.

HORLOGE



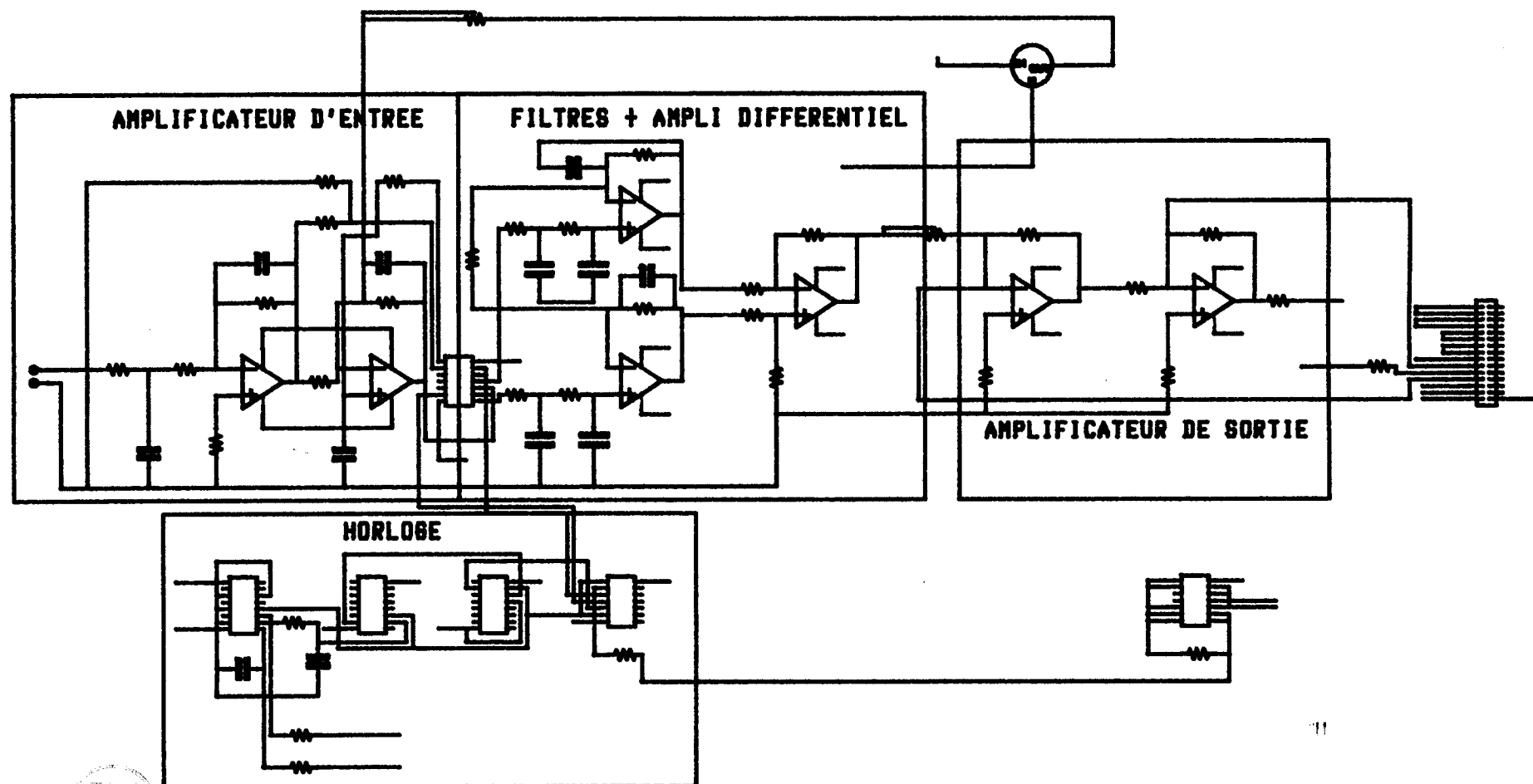
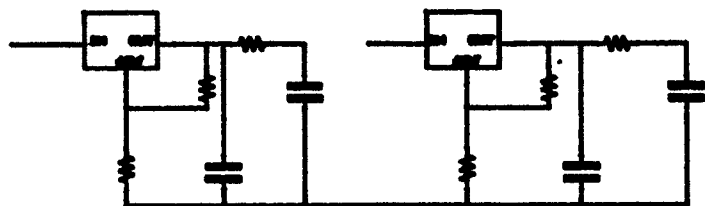
3) L'HORLOGE.

Le schéma ci-dessus montre que l'horloge est pilotée par une tension sinusoïdale 50 Hz produite par un enroulement du transformateur d'alimentation.

Les signaux issus d'une division de ce signal 50 Hz sont synchrones de la tension secteur ce qui permet de n'avoir aux bornes des filtres qu'une faible tension d'erreur (intégration d'un nombre entier de périodes du signal parasite).

La modification de la période de fonctionnement du système s'effectue simplement en utilisant différentes sorties du diviseur de fréquence 4040. Le reste du système de détection étant apériodique, permet d'adapter facilement la plaque de circuit imprimé à différents problèmes (radiométrie, hyper-thermie contrôlée).

Le signal de commande des interrupteurs ainsi généré est appliqué simultanément au modulateur hyperfréquence.



ANNEXE 3

Pour mesurer les temps de réponse et réaliser le radiomètre à méthode de zéro, on utilise une diode à avalanche comme source de bruit. La précision des mesures et du radiomètre dépend de la stabilité de cette source de bruit. Il fallait donc s'assurer de la stabilité du bruit fourni par la diode, en particulier en fonction de température. Nous avons donc, à l'aide d'un analyseur HEWLETT PACKARD 8970 A réglé sur une bande passante 1 MHz, mesuré l'E.N.R. (ENERGIE NOISE RATIO $= 10 \log((T_h - T_o) / T_o)$) en fonction de la température.

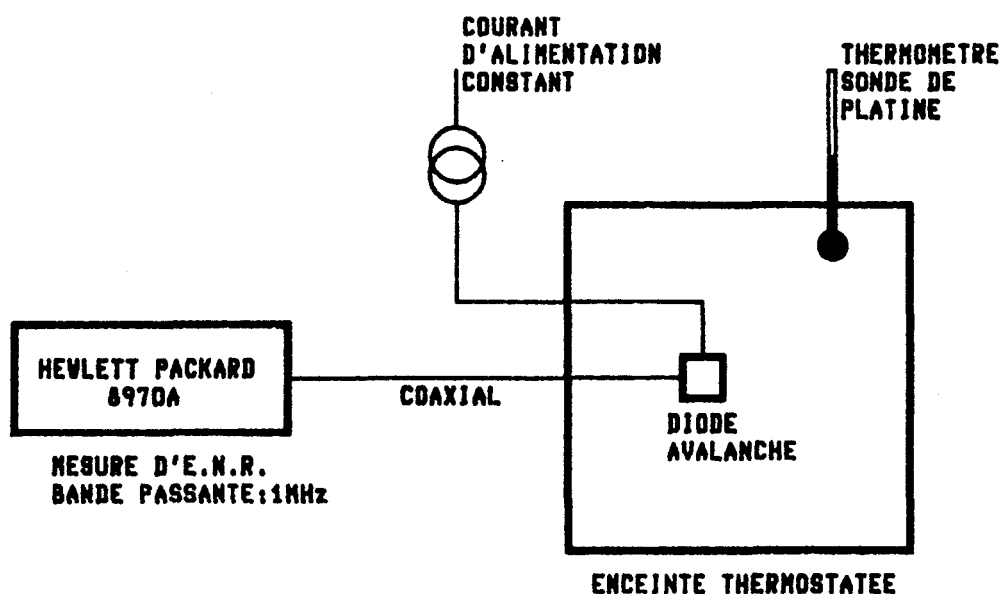
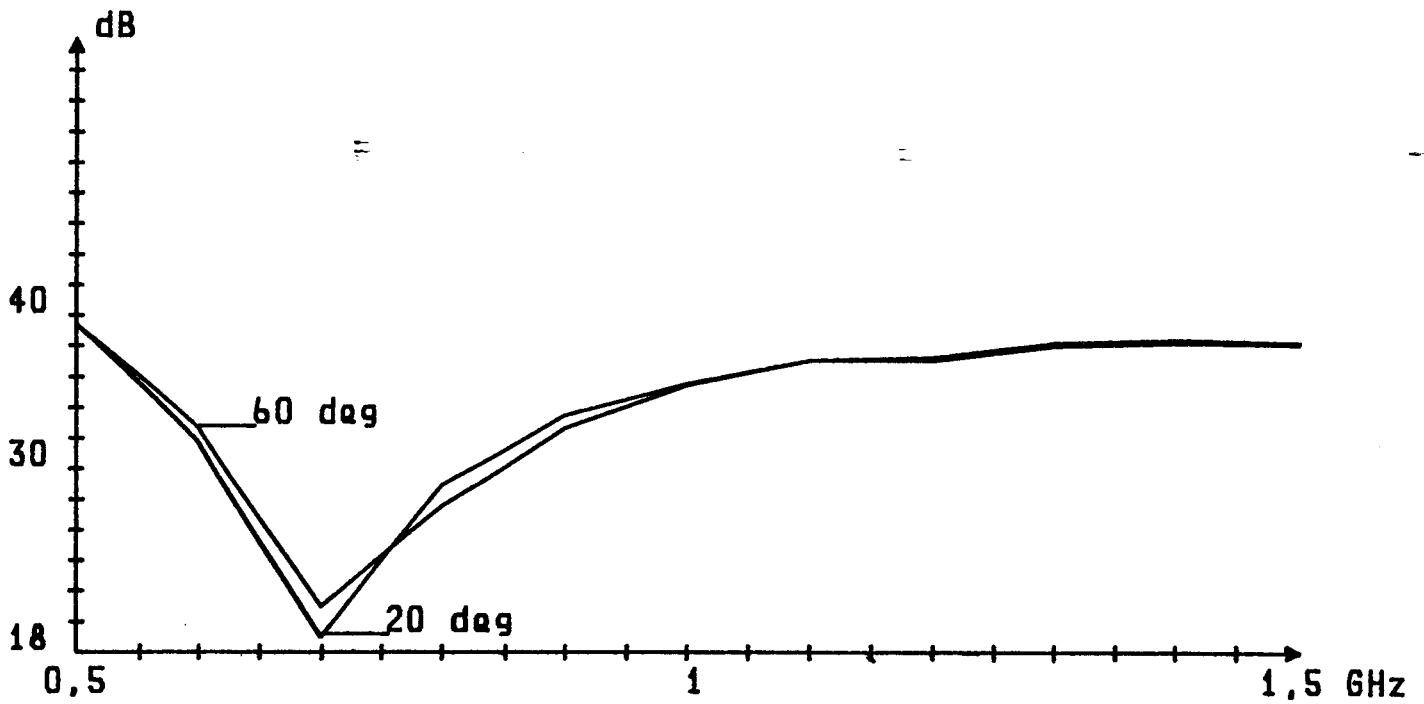


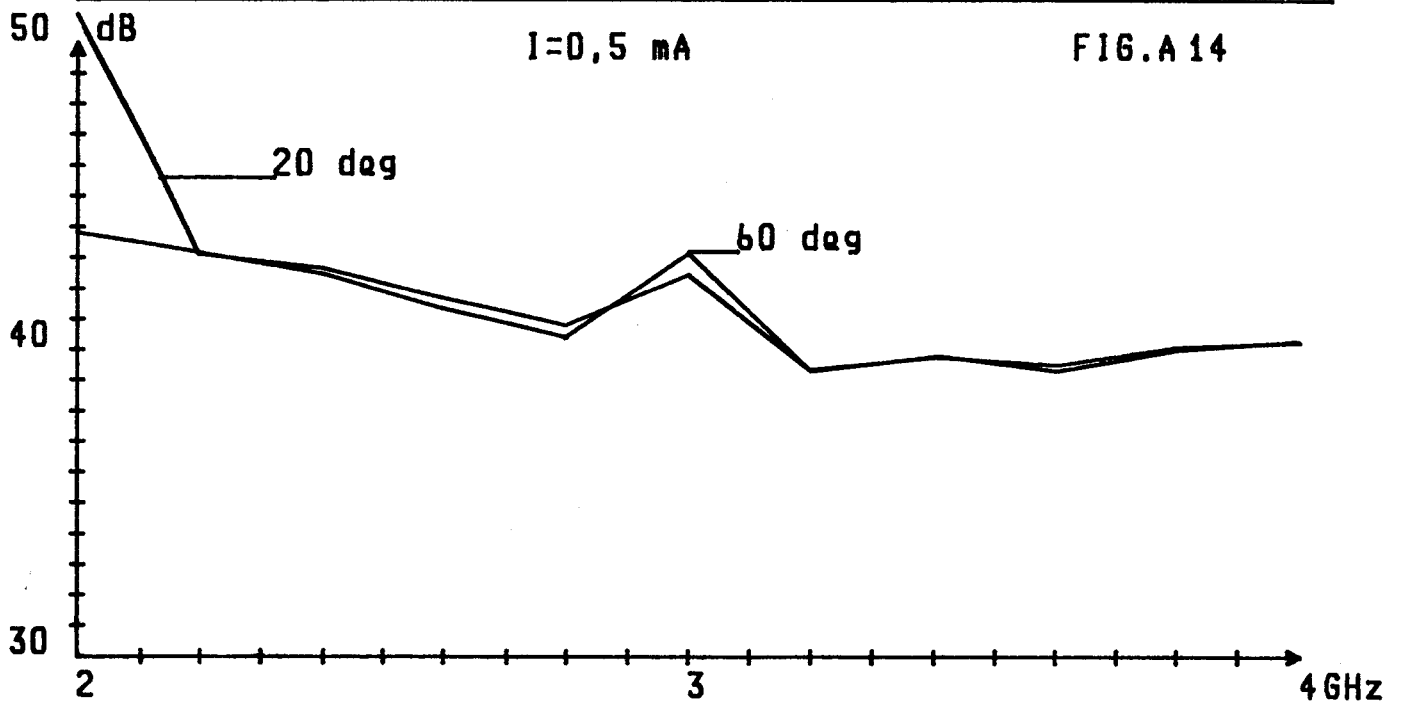
FIG.A9

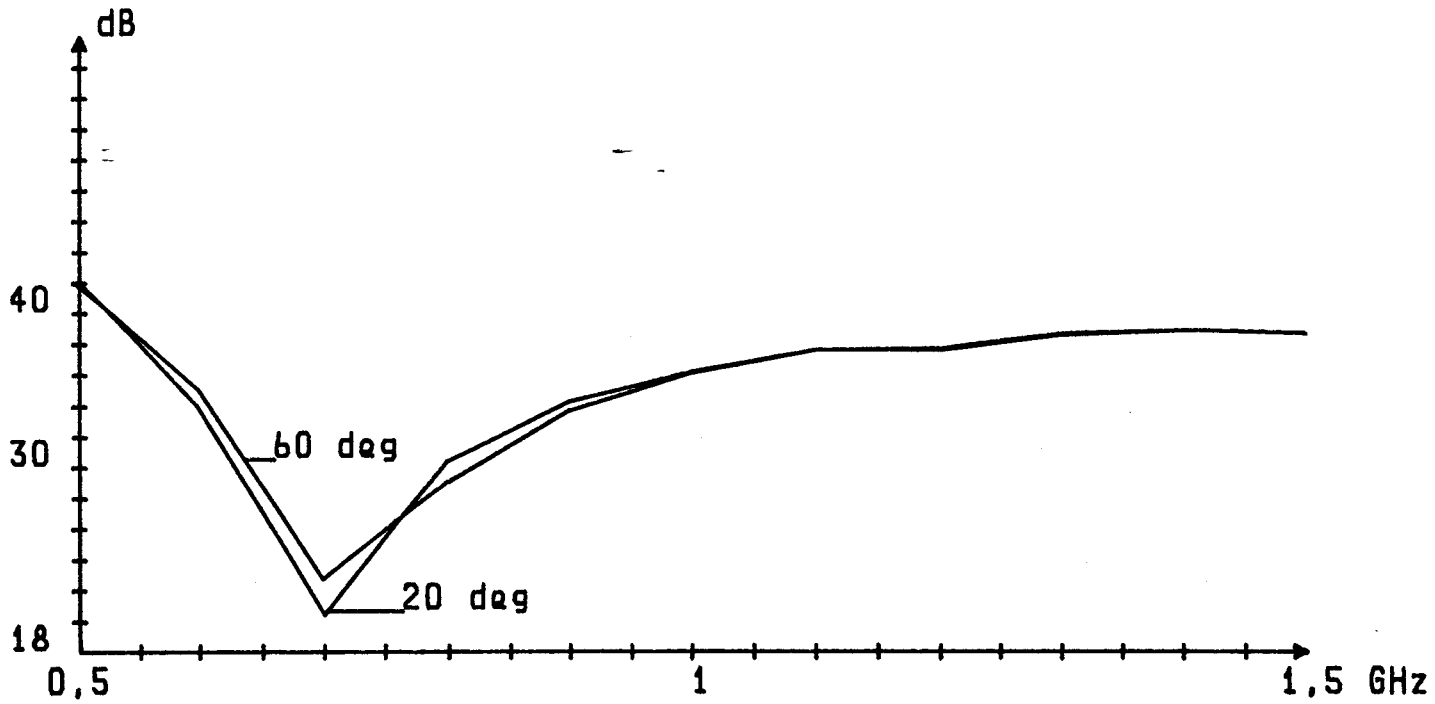
MESURE DE LA STABILITE DU GENERATEUR DE BRUIT

Les résultats sont présentés sur les graphiques qui suivent. Au regard des performances obtenues nous avons choisi d'alimenter la diode à avalanche par un courant inverse de 5 mA. Ce choix permet d'obtenir un niveau de bruit important associé à une stabilité suffisante pour nos applications: 0,6 dB d'écart pour une variation de température de 50°C entre 1 et 4 GHz.

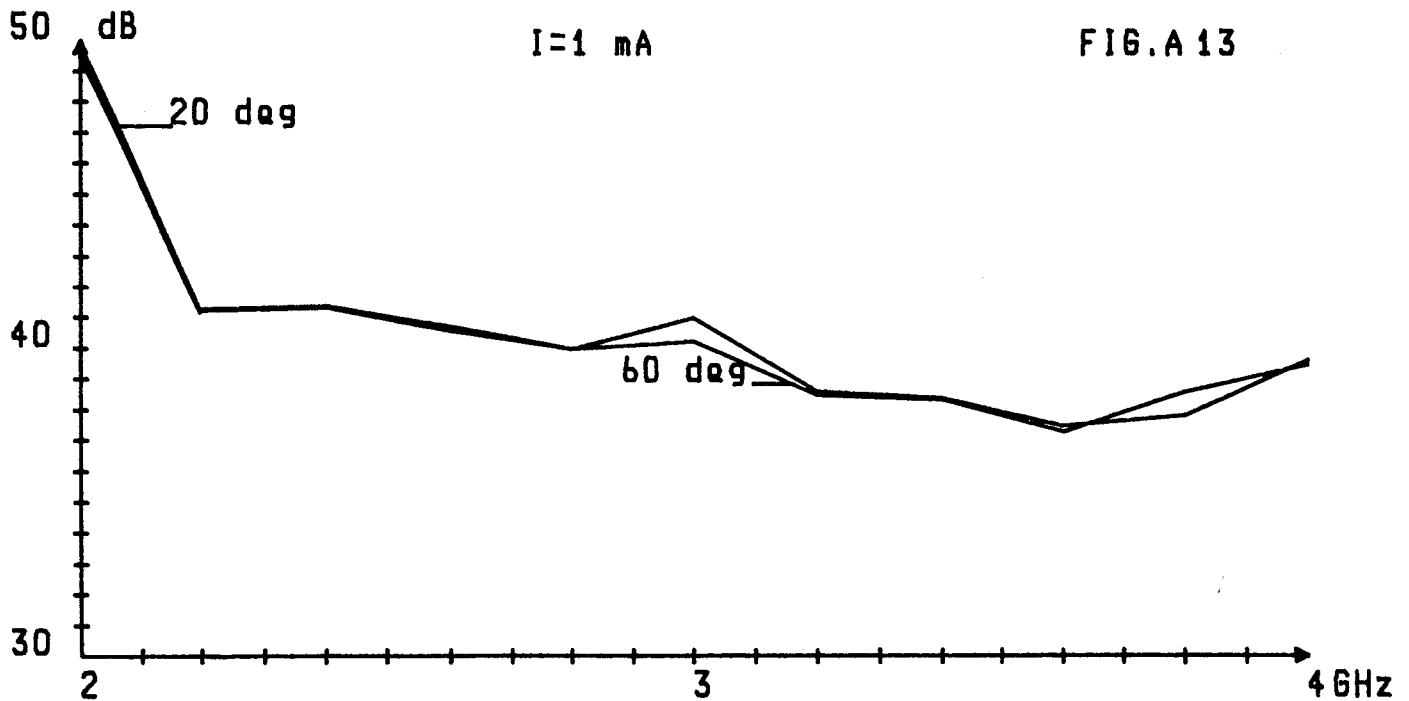


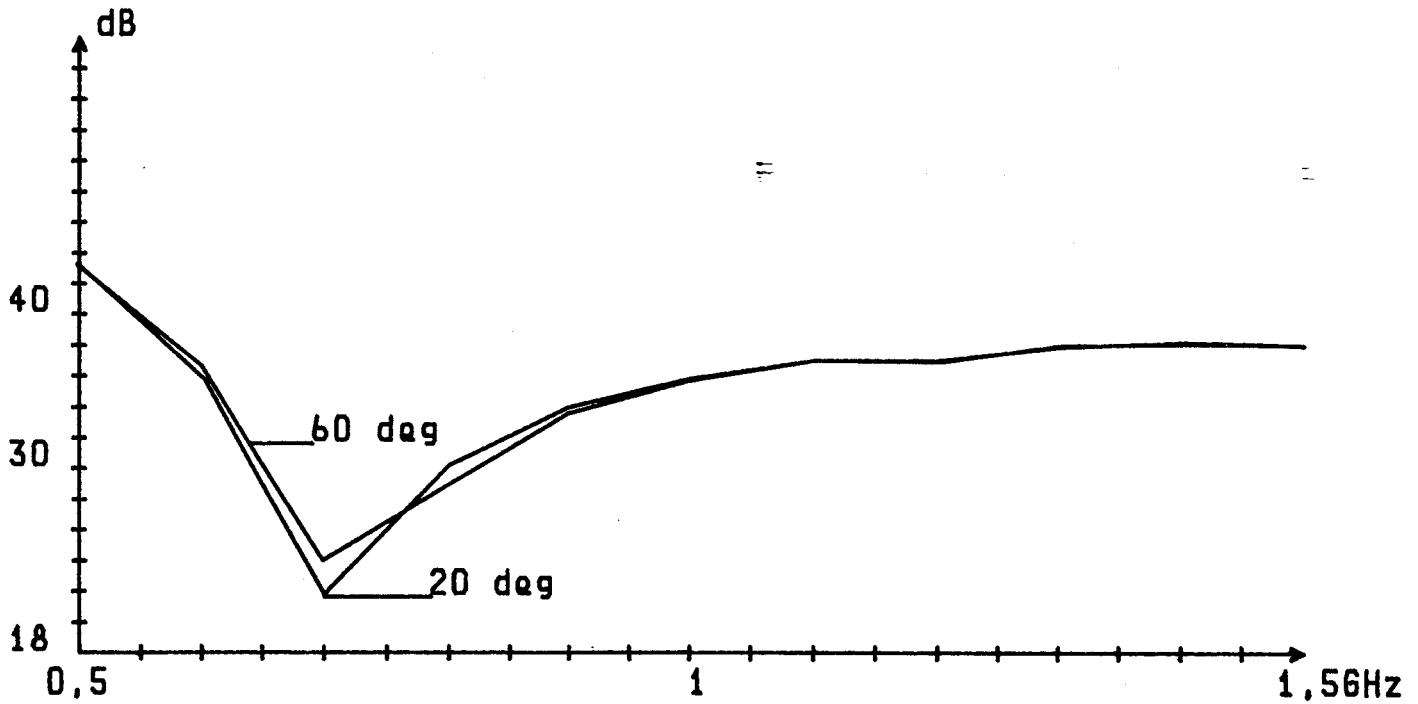
PUISSANCE DE BRUIT A COURANT CONSTANT



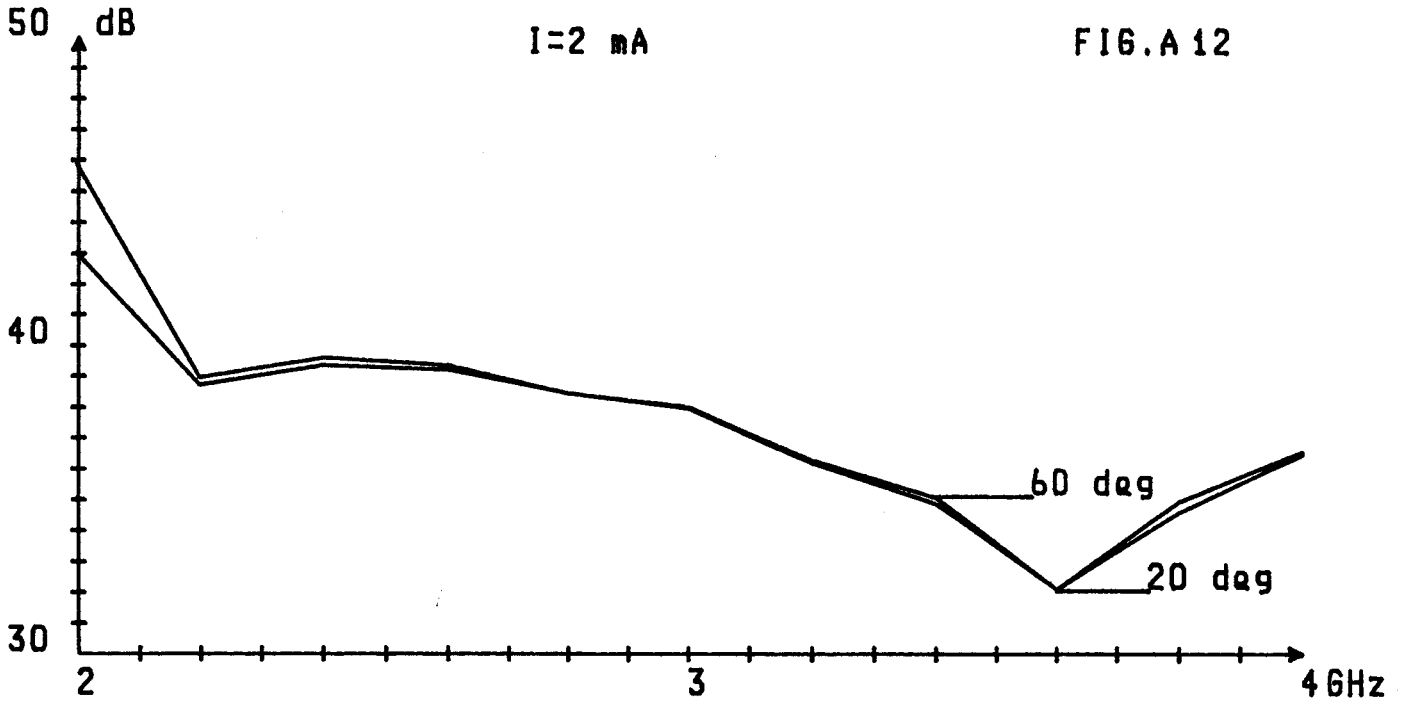


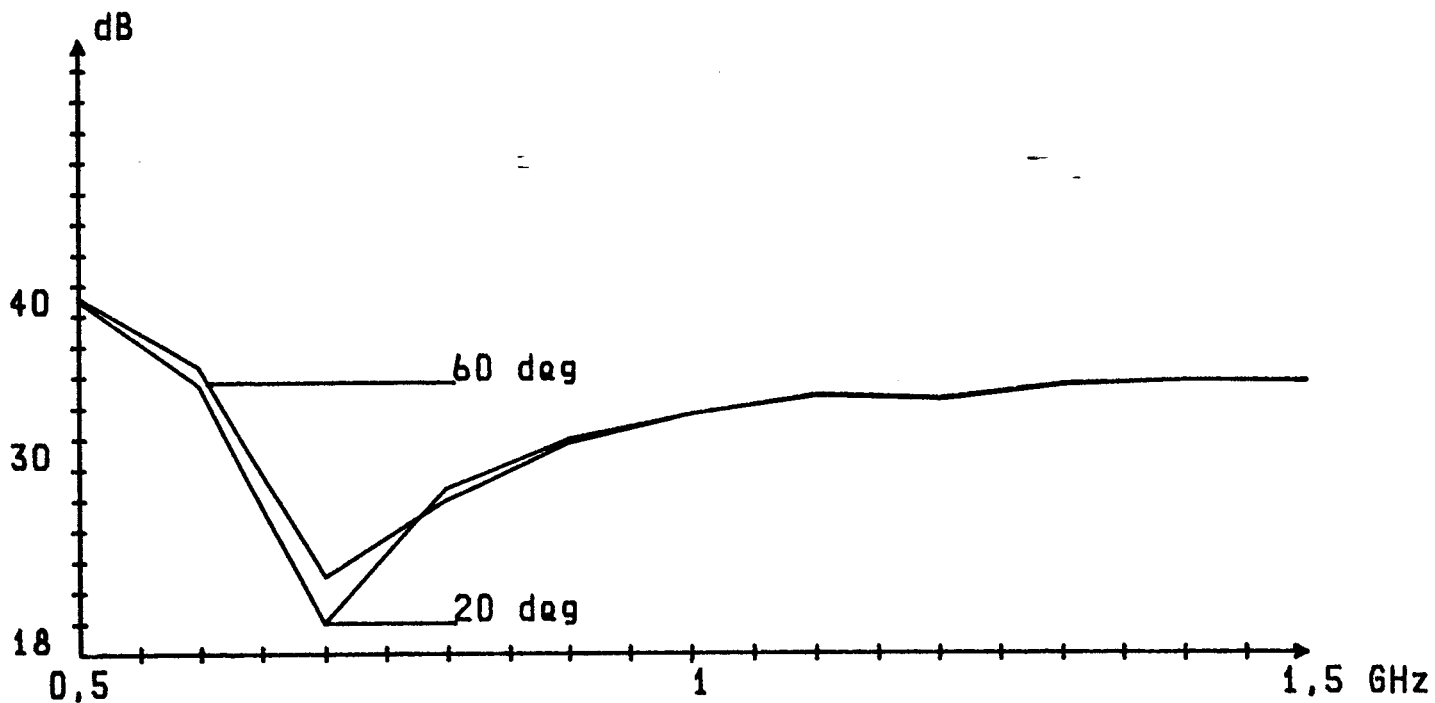
PUISSANCE DE BRUIT A COURANT CONSTANT



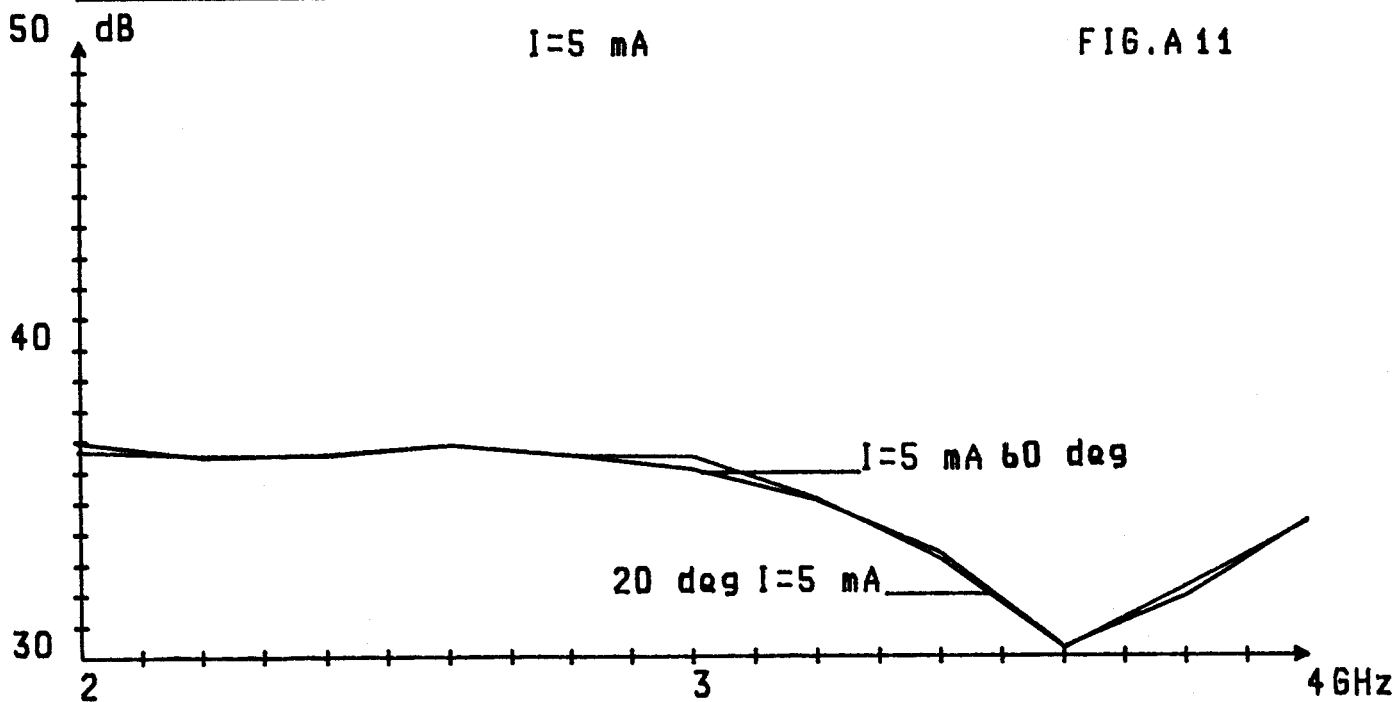


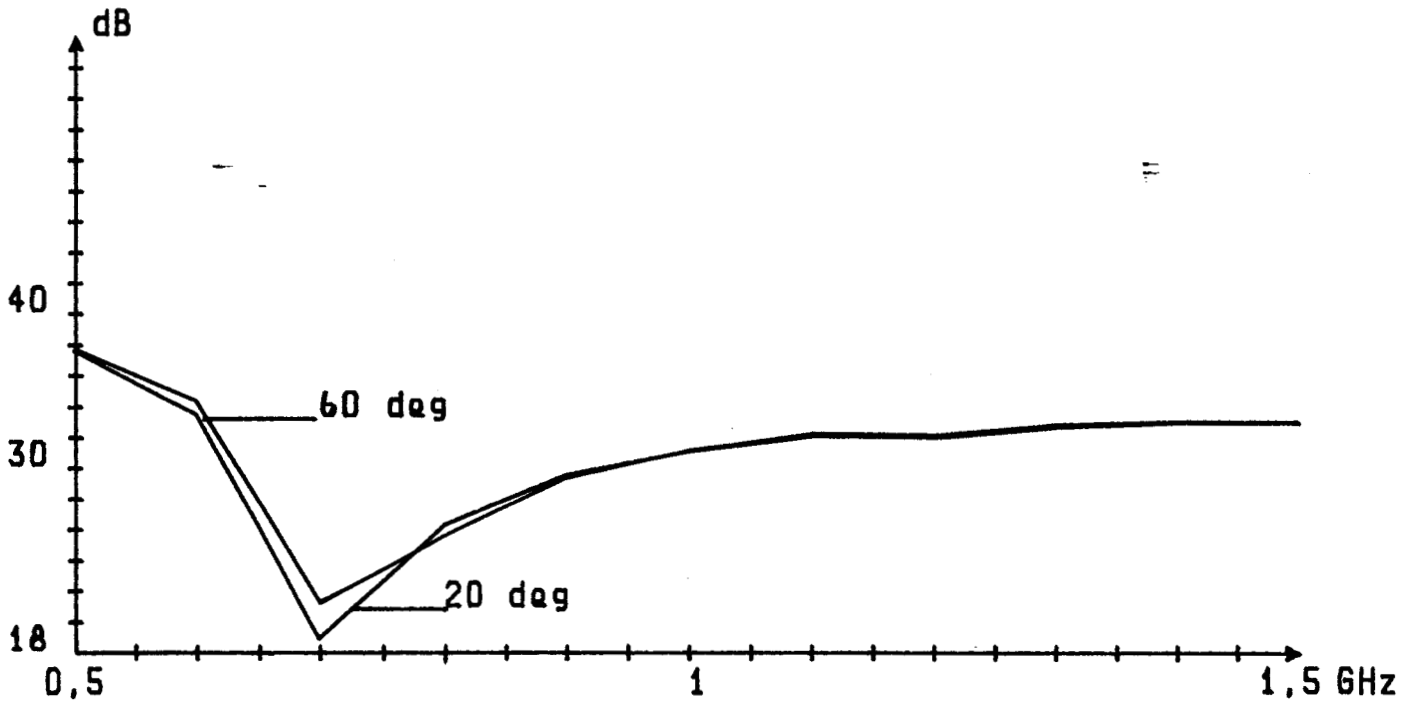
PUISSANCE DE BRUIT A COURANT CONSTANT



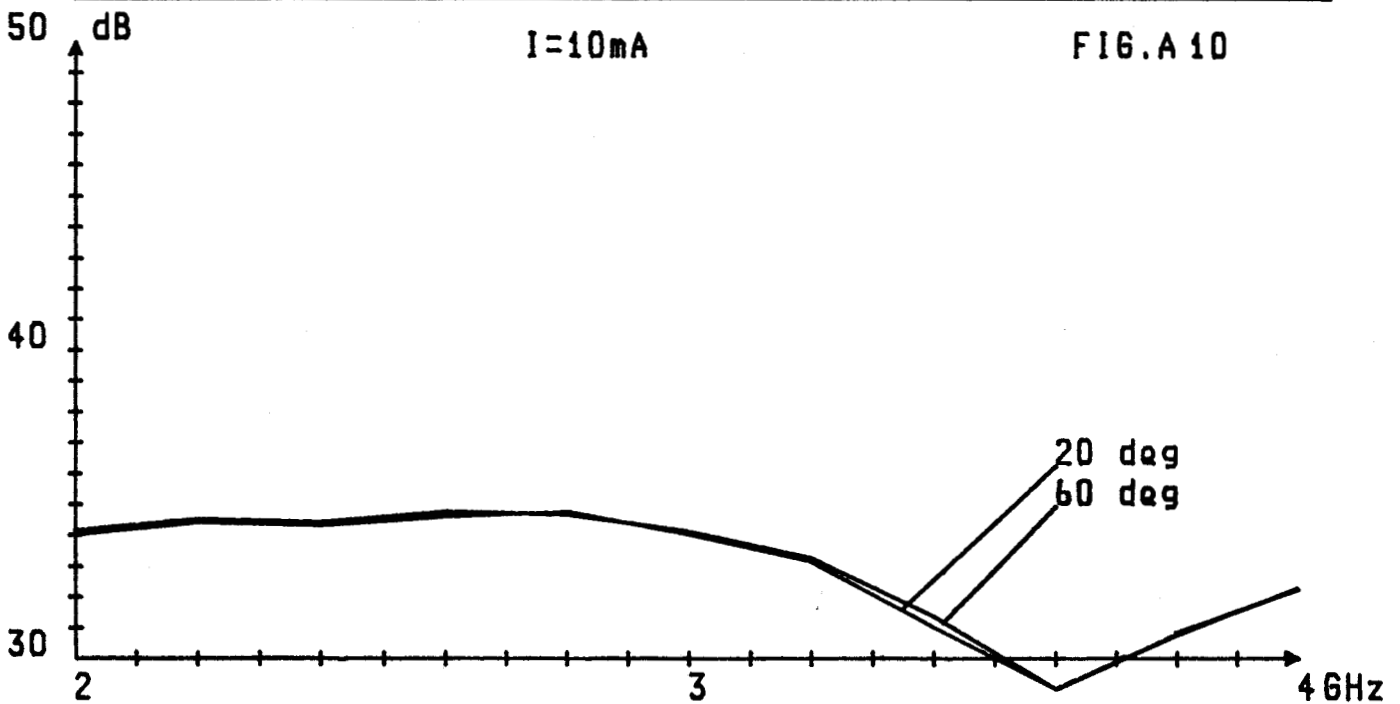


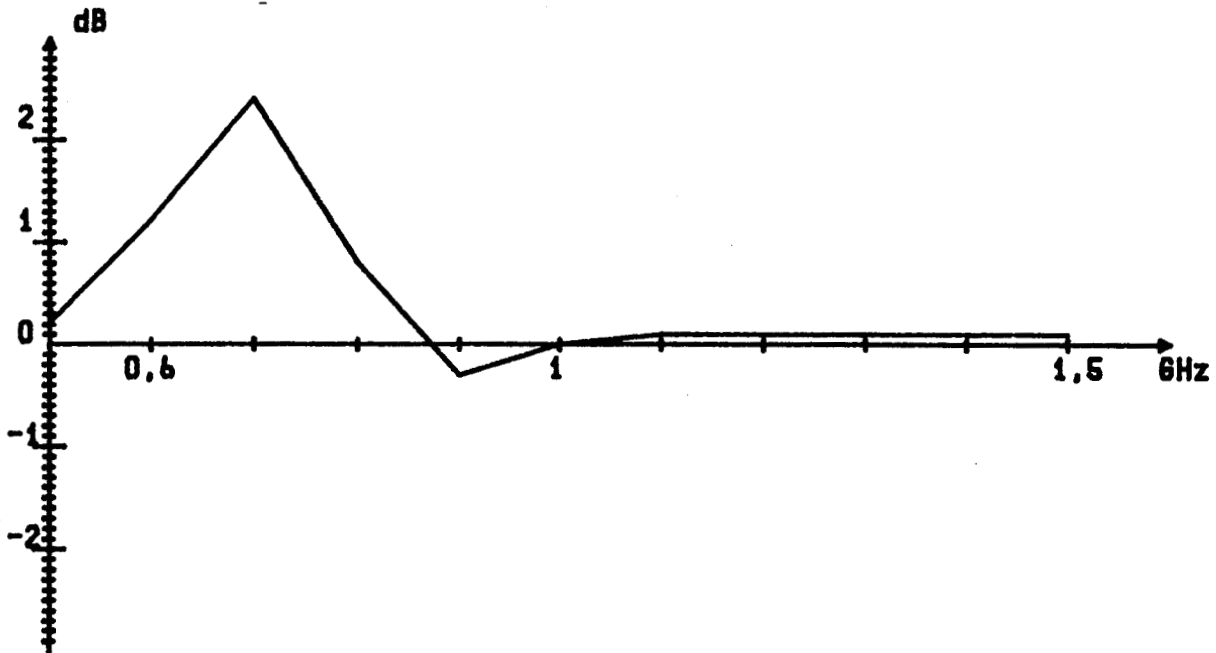
PUISSANCE DE BRUIT A COURANT CONSTANT





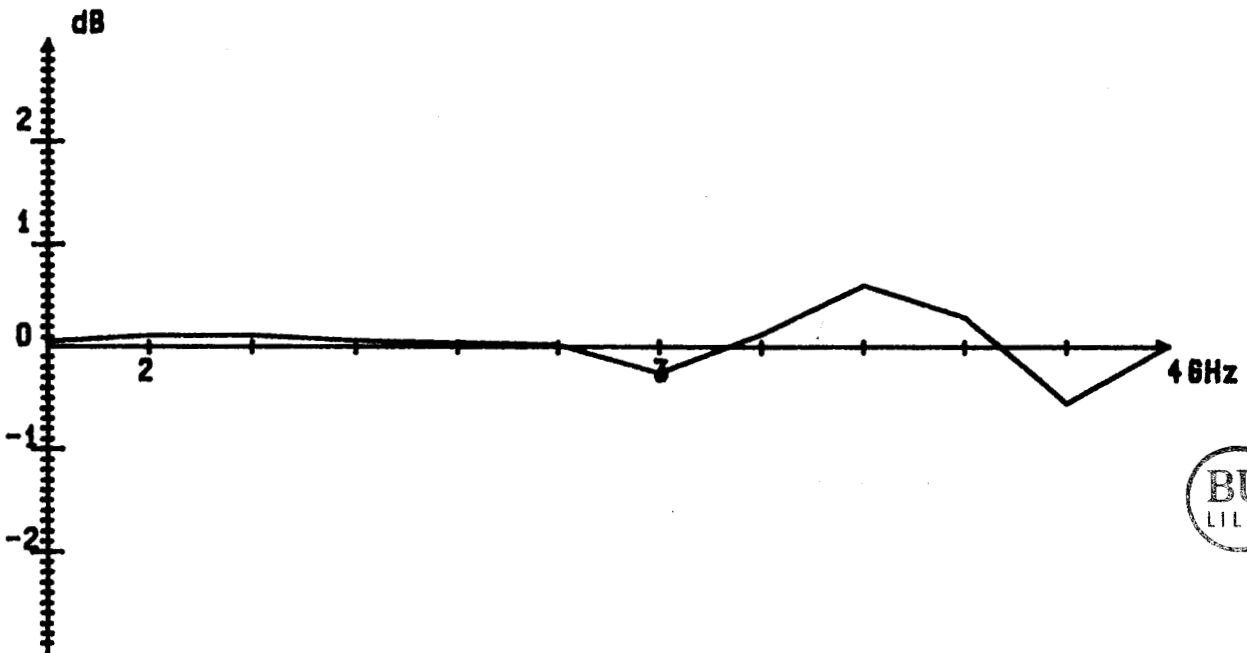
PUISSANCE DE BRUIT A COURANT CONSTANT





ECART DE PUISSANCE DE BRUIT $I = 5 \text{ mA}$
PAR RAPPORT A LA PUISSANCE DE BRUIT A 20 dB

FIG. A15



ANNEXE 4

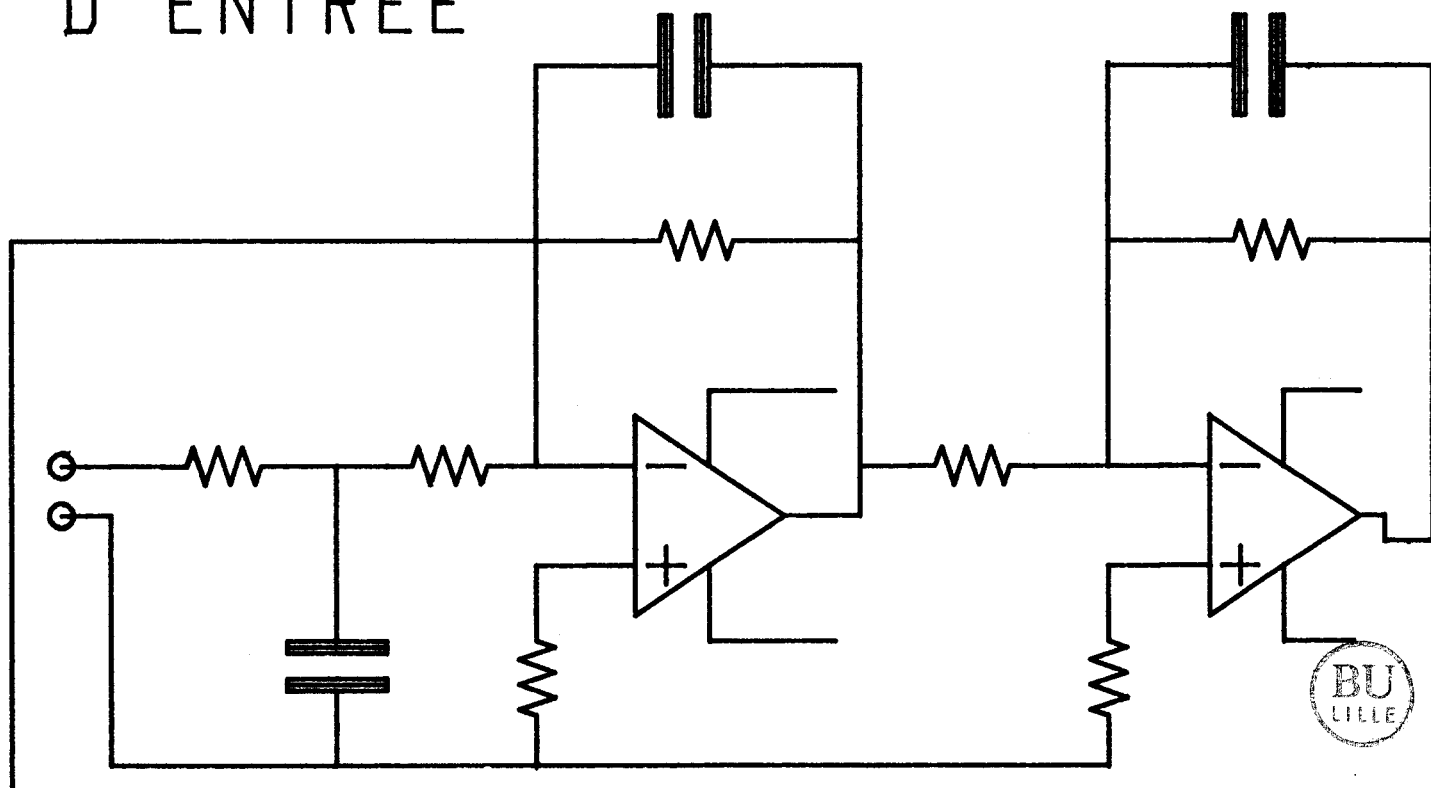
Les circuits du radiomètre à méthode de zéro.

1) L'AMPLIFICATEUR D'ENTREE.

Sa structure n'est pas essentiellement différente de celle étudiée pour le radiomètre direct. Seul le circuit de rattrapage de la composante continue diffère.

Il faut effectuer la soustraction (au niveau du second étage) d'une tension continue produite par la tension de mode commun de l'amplificateur différentiel. Ceci permet de ne pas saturer les amplificateurs basse fréquence d'entrée et de faire fonctionner les interrupteurs intégrés 4016 dans des conditions idéales.

AMPLIFICATEUR D'ENTREE



Lorsqu'on effectue des mesures d'une température voisine de l'ambiante, la source de bruit ne doit théoriquement fournir aucun signal. En effet le signal issu de l'antenne a une puissance égale à celle fournie par l'atténuateur de la source de bruit. En pratique, les déséquilibres de températures associés aux imperfections du modulateur hyperfréquence, produisent un signal d'antenne plus faible que le signal produit par le générateur de bruit commandé qui est au repos (ref 4). L'asservissement est alors en butée: le système diverge.

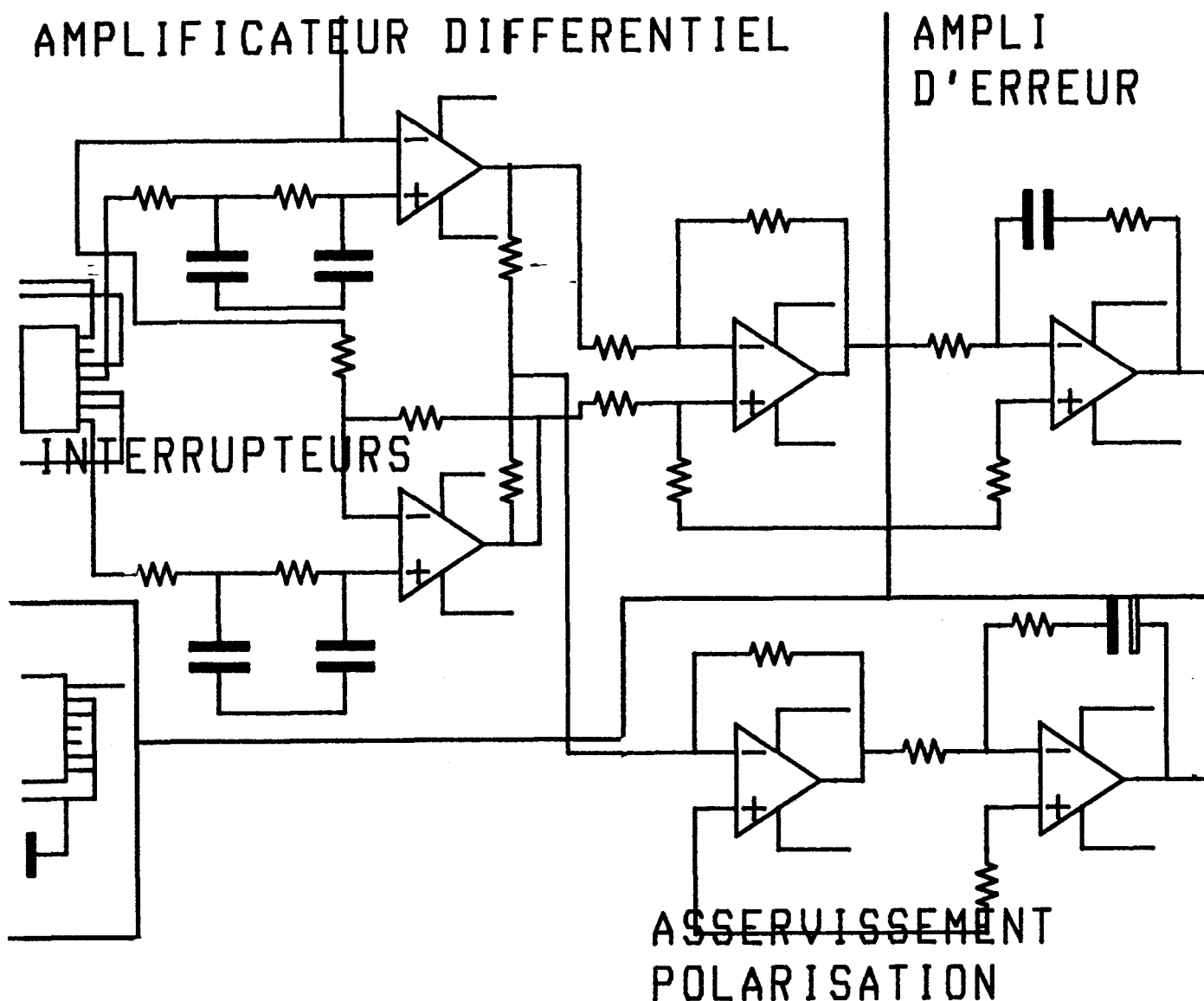
Il faut créer un signal constant, superposé à l'entrée de l'amplificateur basse fréquence, qui viendra simuler une température d'antenne supérieure à la température du générateur de bruit commandé .

Ce signal, rectangulaire correspond, en amplitude, à la différence des températures de l'antenne et de la source de bruit. Ce signal rectangulaire a une amplitude ajustable et il peut-être en phase ou en opposition de phase avec le signal à mesurer. Le générateur de bruit doit alors fonctionner afin de compenser cette élévation artificielle de température.

Ce signal rectangulaire est produit par les signaux de commande des interrupteurs, fournis par l'horloge. Il est intéressant de minimiser cette tension de décalage qui n'est pas prise en compte par la méthode de zéro, ce qui rend (dans une faible mesure) le radiomètre sensible aux variations de gain et du coefficient de réflexion de l'antenne.

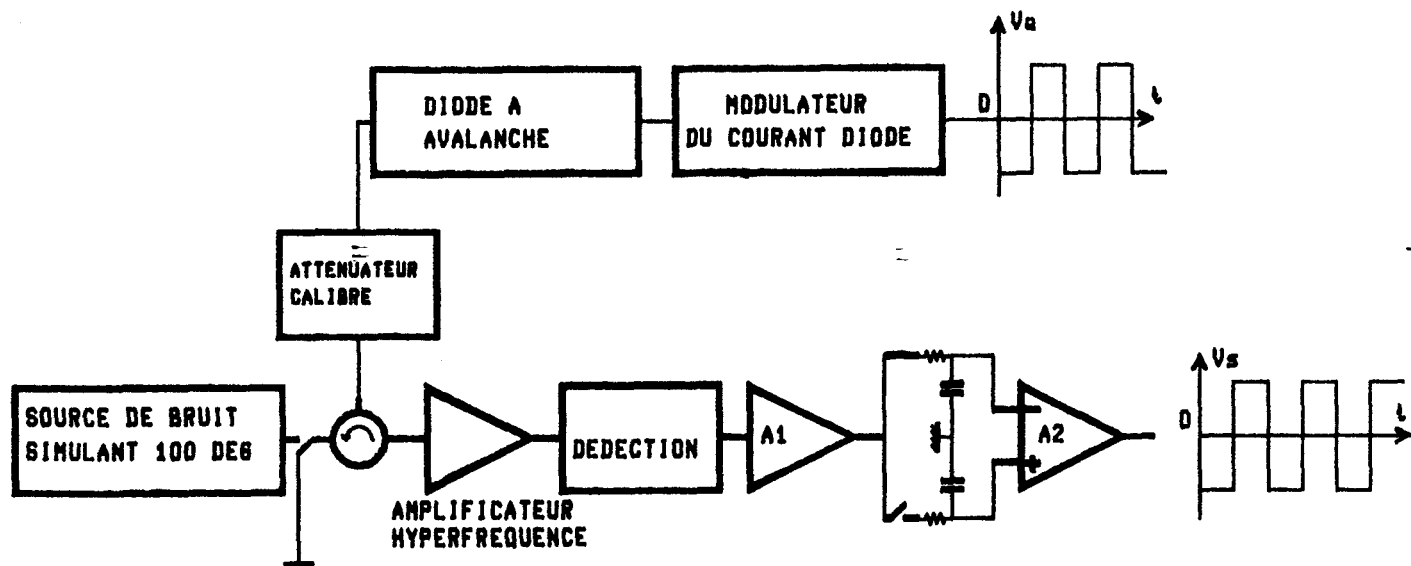
2) L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL LES SYSTEMES D'ASSERVISSEMENT.

A la suite des deux systèmes de filtrage identiques (temps de commutation égaux, constantes de temps égales) on dispose un amplificateur différentiel de caractéristiques similaires à celles décrites dans le radiomètre direct.



Le système d'asservissement, qui permet de faire fonctionner le radiomètre en méthode de zéro, est réalisé de façon à satisfaire l'étude qui en a été faite dans la partie principale du mémoire. Le gain de boucle, de la chaîne AS est calibré à un par l'ajustage des gains de l'amplificateur opérationnel d'entrée de la chaîne d'amplification basse fréquence, et de l'étage amplificateur différentiel.

Afin de contrôler si le gain de boucle a la valeur souhaitée, on ouvre le système bouclé après l'amplificateur d'erreur, et on injecte un signal rectangulaire très basse fréquence sur l'entrée du système de commande du courant de diode; ceci permet, en comparant le signal injecté et le signal à la sortie de l'amplificateur différentiel, de déterminer la valeur du gain de boucle.



MESURE DU GAIN DE LA CHAÎNE D'AMPLIFICATION

F18.A18

Sur le radiomètre réalisé, une tension de zéro volt à l'entrée du modulateur du courant de diode correspond à une température mesurée de 100°C. Si la température de l'entrée à mesurer n'est pas égale à 100°C le radiomètre ne fonctionne pas. Pour réaliser la mesure décrite précédemment il est donc nécessaire de simuler une température de 100°C sur l'entrée; ceci est réalisé par la source de bruit variable décrite en annexe 1.

La tension rectangulaire, injectée sur l'entrée du modulateur de courant de la diode, doit avoir une fréquence suffisamment basse pour ne pas être modifiée par la bande passante de la chaîne d'amplification et des filtres.

Il est évident que l'ajustage du gain se fait après avoir déterminé la valeur de l'atténuateur qui suit la diode à avalanche.

La mesure s'effectuant par une méthode de zéro, la température simulée par le générateur de bruit et son atténuateur est égale à la température du milieu placé face à la sonde. Plus la plage de températures est étendue moins la diode à avalanche sera atténuée

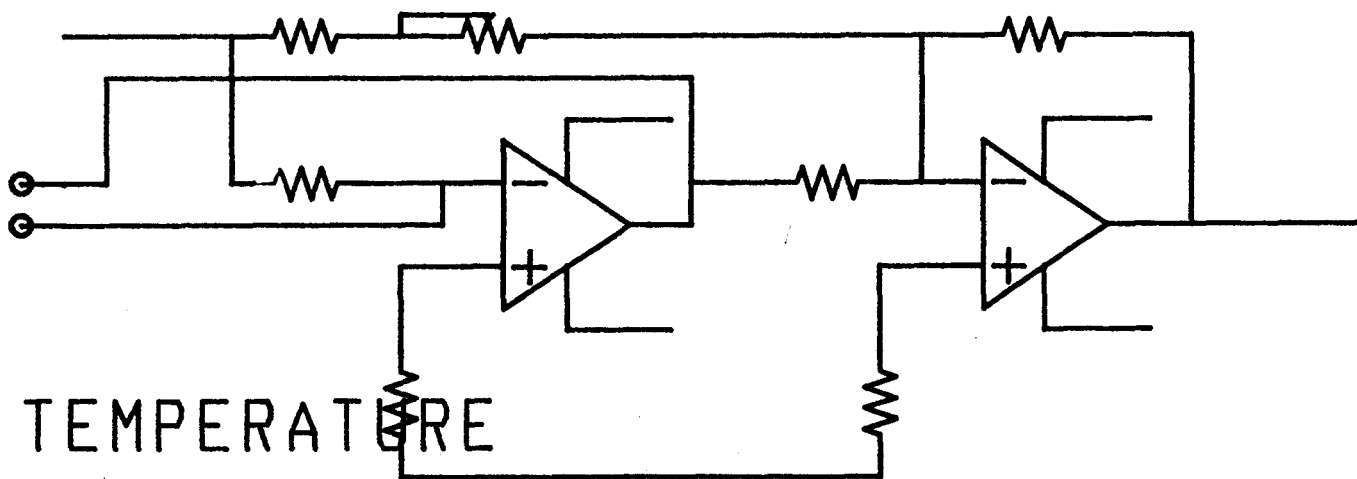
Par exemple de 0 à 200°C : 36 dB d'atténuation
de 0 à 400°C : 33 dB d'atténuation

Un asservissement à zéro de la tension de mode commun de l'amplificateur différentiel a été réalisé. Cet asservissement est identique à celui décrit pour l'asservissement principal nécessaire à la mesure. Ce système permet de rendre l'amplificateur différentiel insensible à la tension de mode commun qui existerait sans asservissement. La valeur des composants a été déterminée de la même façon que celle utilisée pour l'asservissement principal, en tenant compte d'un gain de boucle différent.

3) LA MESURE DE LA TEMPERATURE DE L'ATTENUATEUR.

Dans la partie principale du mémoire, nous avons démontré la nécessité de mesurer la température de l'atténuateur de sortie de la source de bruit. En effet $T = T_0 + T_r$ avec T_0 température ambiante et T_r température équivalente de la diode de bruit atténuée.

Cette mesure de température s'effectue par l'intermédiaire d'une sonde platine placée au contact de l'atténuateur calibré.



Ce dispositif de mesure, contrôlé par une référence de tension stable à 10^{-4} , délivre en sortie une tension proportionnelle à la résistance de la sonde platine, donc de la température. Il n'a pas été tenu compte, étant donné les faibles variations de la température ambiante, de la non linéarité de la sonde platine.

La tension délivrée est sommée à la tension produite par le radiomètre à méthode de zéro.

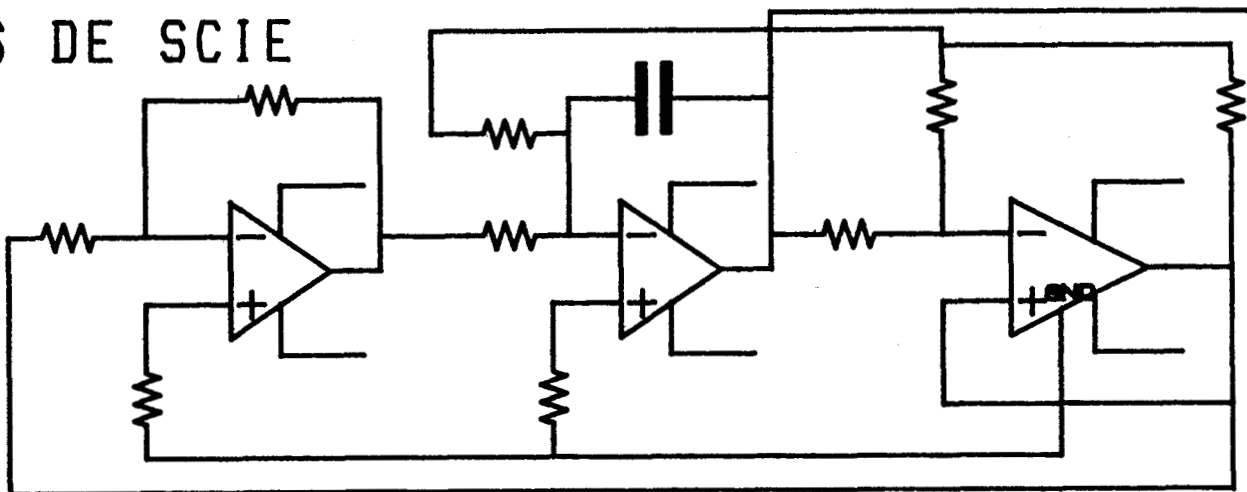
Cette solution ne peut-être retenue pour le radiomètre direct qui réclame, pour obtenir une précision suffisante, une température de la résistance thermostatée voisine de la température à mesurer; ceci pour minimiser l'influence du gain de la chaîne d'amplification et du coefficient de réflexion de l'antenne. Il est obligatoire d'utiliser une résistance thermostatée à 35-40°C dans une application d'hyperthermie contrôlée.

4) LE SYSTEME HORLOGE.

Il est identique au système décrit précédemment dans le radiomètre direct. Seuls les temps de conduction de chaque systèmes de filtrage sont réglés égaux.

5) GENERATEUR DE SIGNAUX TRIANGULAIRES MODULATEUR DE COURANT DE LA DIODE A AVALANCHE.

DENTS DE SCIE



Nous avons montré, dans la partie principale du mémoire, la nécessité d'effectuer la comparaison du signal de sortie de l'amplificateur d'erreur avec un signal parfaitement triangulaire d'amplitude constante. Le montage décrit ci-dessus permet de satisfaire ces impératifs.

La parfaite linéarité du signal triangulaire est obtenue par l'emploi d'amplificateurs opérationnels montés en intégrateurs; la tension d'entrée est produite par la référence de tension stable à 10^{-4} . Ces choix permettent d'obtenir l'excellente linéarité du signal triangulaire. La stabilité en amplitude est assurée par la constance des seuils du trigger qui sont eux aussi fixés par la référence de tension. La fréquence de fonctionnement de 1 kHz permet au montage d'être insensible aux temps de commutation des amplificateurs opérationnels (négligeables devant la période du signal).

Ce signal triangulaire d'amplitude calibrée $\pm 10V$ est appliqué au comparateur de tension, l'autre entrée est connectée à la tension de commande issue de l'amplificateur d'erreur. Le signal rectangulaire de sortie du comparateur commute un transistor disposé en parallèle sur la diode à avalanche. De cette façon, lorsque ce transistor est conducteur, il ne circule aucun courant dans la diode à avalanche et le bruit fourni est nul.

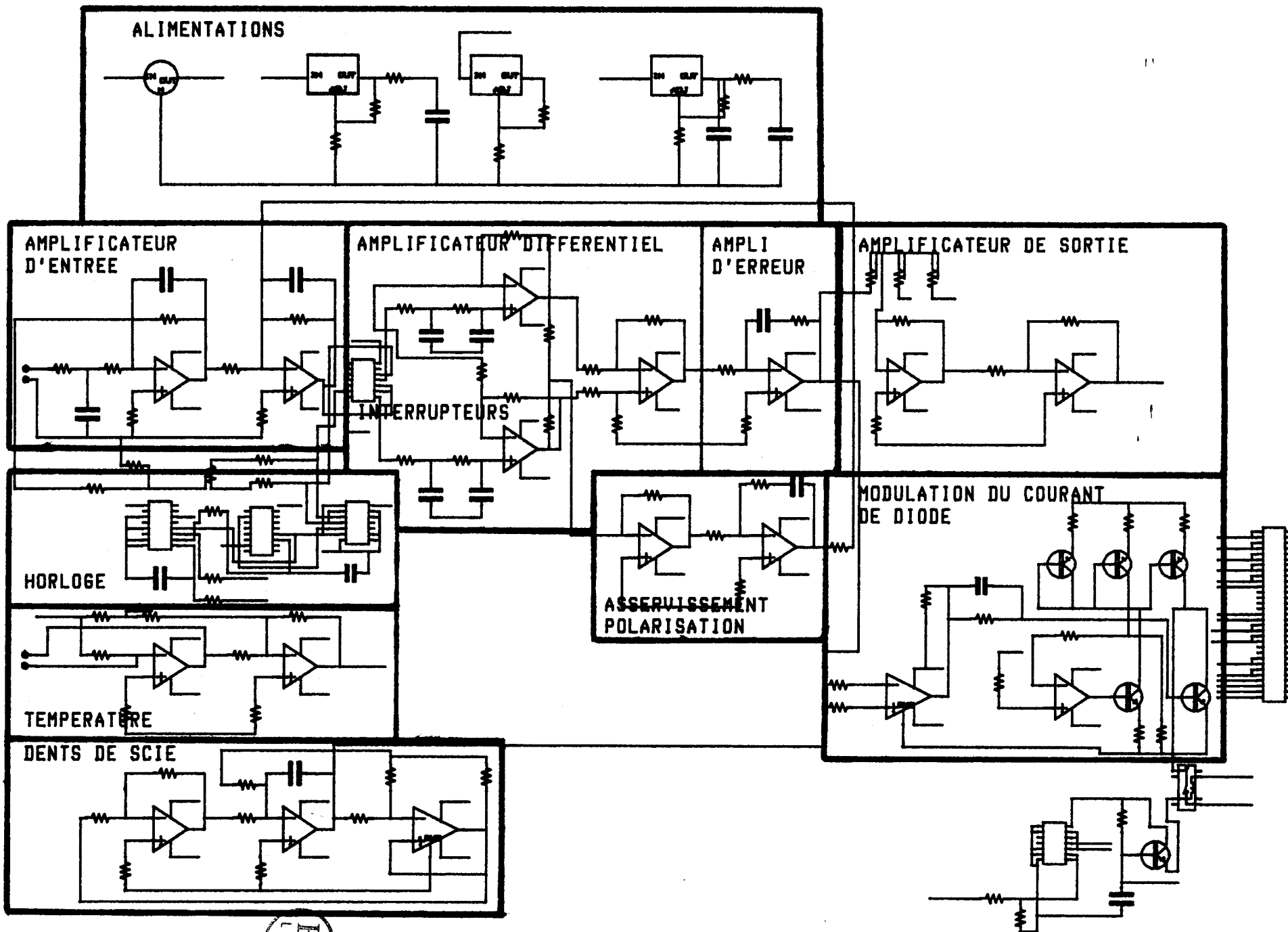


FIG.A21



RADIOMETRE METHODE DE ZERO

ANNEXE 5

REPOSE INDICIELLE DU FILTRE ECHANTILLONNE.

Des filtres à deux étages sont utilisés dans les systèmes de filtrage échantillonnés des deux types de radiomètres. Cette solution a été retenue car à temps de réponse égal, le signal de sortie est moins perturbé par l'échantillonnage.

En effet, durant la durée d'ouverture des interrupteurs, la cellule simple R_2C_2 (voir schéma ci-dessous) est bloquée alors que la cellule double R_1C_1 a sa tension de sortie qui continue d'évoluer.

Le schéma ci-dessous représente les différents systèmes essayés.

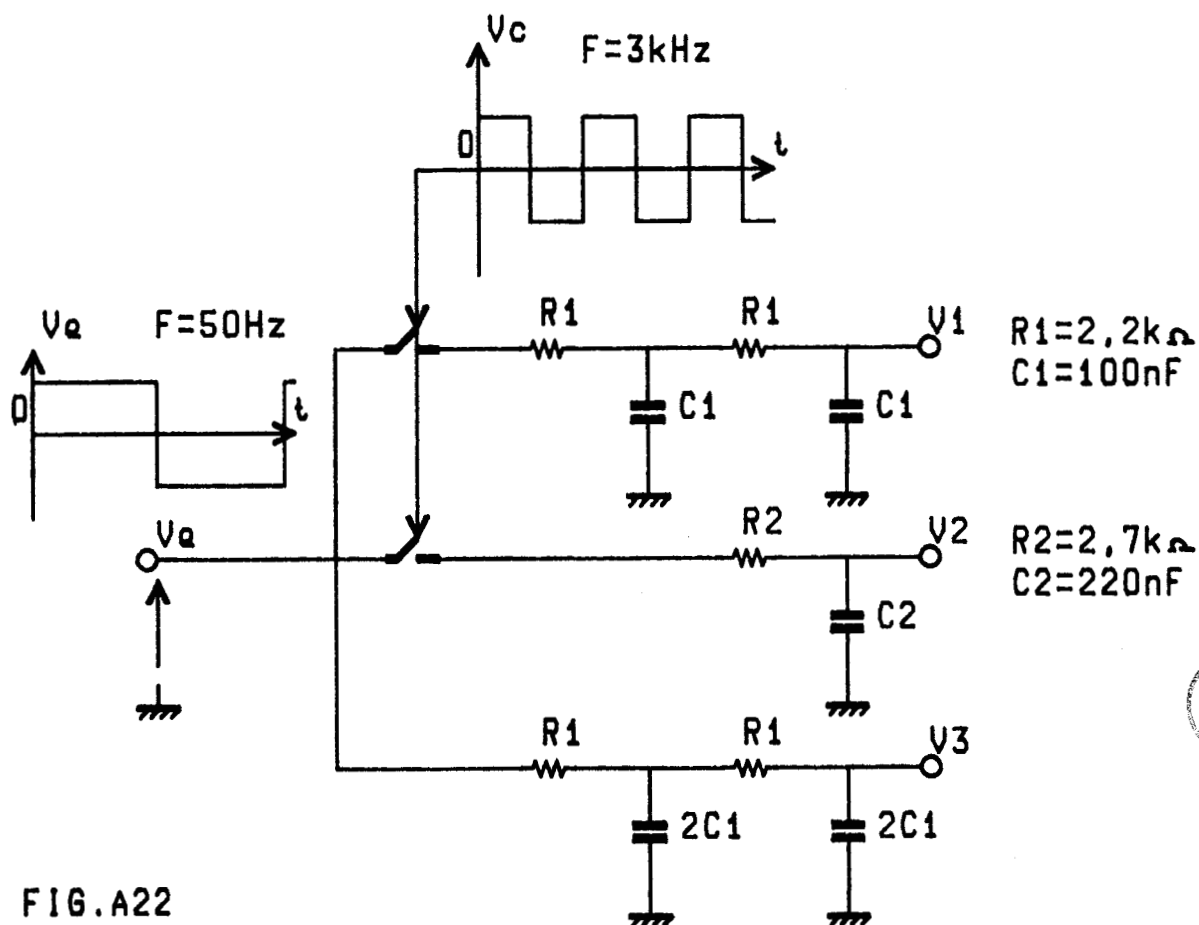
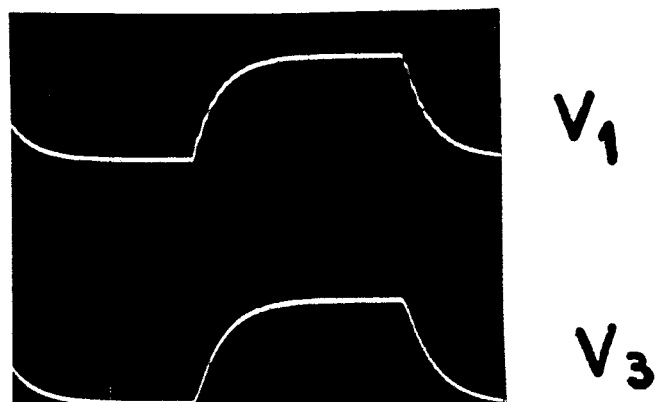
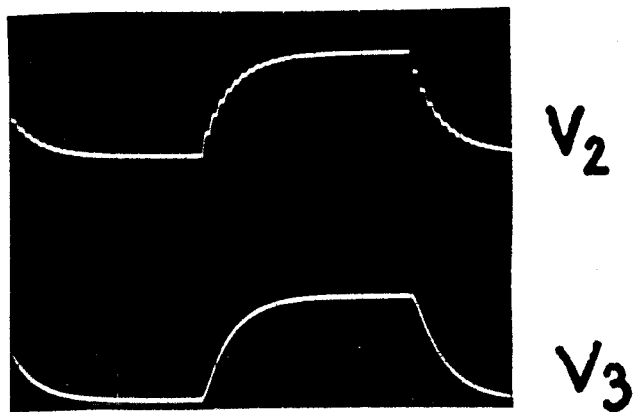


FIG.A22

COMPARAISON DES REPONSES INDICIELLES



Les réponses indicielles sont identiques pour les trois dispositifs. On constate que la tension est plus perturbée en V_2 ce qui justifie l'emploi d'une cellule double. La comparaison de V_1 et V_3 permet de vérifier l'égalité des constantes de temps entre une cellule RC seule et la cellule après échantillonnage 1/2 .

Une même tension de bruit blanc a été injectée sur l'entrée des différents systèmes. Les mesures donnent les résultats suivants:

$V_e = 0,28V$ $V_1 = 45 \text{ mV}$

$V_2 = 48 \text{ mV}$

$V_3 = 40 \text{ mV}$

L'efficacité des trois montages est identique (ils ont le même temps de réponse). Les différences minimales proviennent essentiellement des perturbations engendrées par l'échantillonnage et mieux éliminées par le filtrage à deux étages

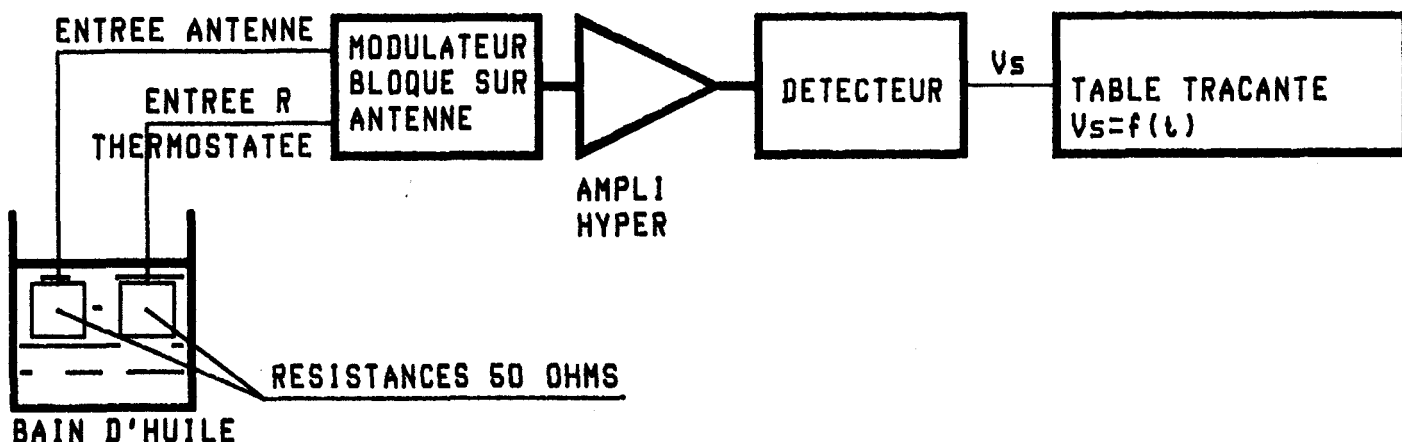
ANNEXE 6

Nous avons montré que le fonctionnement était correct si le dispositif effectue la soustraction des mesures de puissance à différents instants. Cette mesure n'est valable que, si dans l'intervalle de temps qui sépare les mesures, le gain de la chaîne d'amplification n'a pas évolué. Il faut étudier si la fréquence de commutation du modulateur hyperfréquence et des interrupteurs est correctement choisie.

Le radiomètre de DICK (ref6) avait une fréquence de découpage élevée, il avait en effet relevé une variation périodique du gain à 30 Hz. Les radiomètres modernes (type O.D.A.M.) ont une fréquence de découpage de 12,5 Hz, cette fréquence permet une intégration de plusieurs périodes secteur et minimise ainsi les perturbations apportées par ce dernier

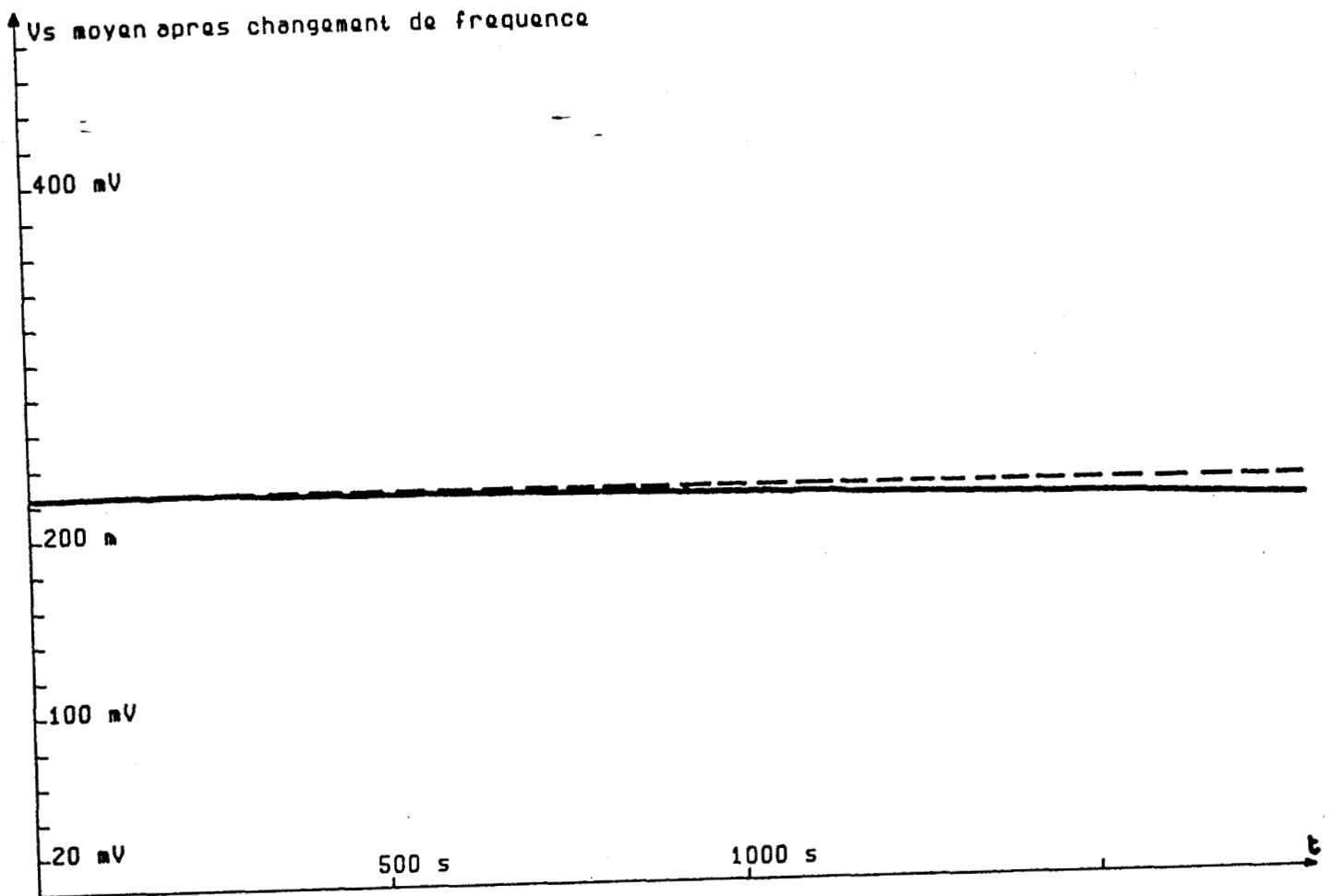
Il est intéressant d'abaisser la fréquence de découpage, ce qui permet d'avoir un cycle périodique plus important (cas du radiomètre en hyperthermie contrôlée). Le cycle émission-réception étant d'une vingtaine de secondes.

La stabilité du gain est déterminée en mesurant la tension de sortie de la détection quadratique en fonction du temps, les températures de sonde et de résistance de référence étant thermostatées.



STABILITE DU GAIN HYPERFREQUENCE

FIG.A23

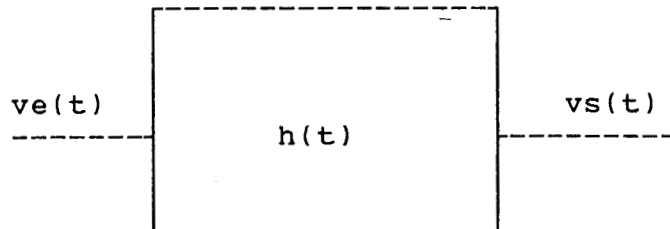


Le relevé graphique montre la stabilité du gain en fonction du temps. Ces performances permettent d'adopter une période de commutation de 20s.

ANNEXE 7

Rappel sur le produit de convolution

1) TRANSMITTANCE.



Transmittance

$h(t)$: réponse impulsionnelle de la transmittance

$$v_s(t) = v_e(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v_e(\tau) \cdot h(t-\tau) d\tau$$

$$V_s(f) = V_e(f) \cdot H(f)$$

$$\Phi_{v_s}(f) = \Phi_{v_e}(f) \cdot |H(f)|^2$$

$\Phi_{v_s}(f)$: Densité spectrale de puissance.

2) MULTIPLICATION DE SIGNAUX.

$$z(t) = x(t) \cdot y(t)$$

$$Z(f) = X(f) * Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f_0) \cdot Y(f-f_0) df_0$$

$\Phi_{z_s}(f) = \Phi_{x_s}(f) * \Phi_{y_s}(f)$ si les signaux sont statistiquement indépendants (cas du détecteur synchrone).

3) DETECTION QUADRATIQUE.

détection quadratique d'un signal aléatoire.

$$z(t) = x(t)^2$$

$$\Phi_{z(f)} = 2 \Phi_{x(f)} * \Phi_{x(f)} + C_x^2(0) \delta(f)$$

$C_x(0)$: coefficient d'autocorrélation à $\tau=0$

δ : impulsion de DIRAC.

BIBLIOGRAPHIE

- 1) Duc Dung NGUYEN
Thermographie et chauffage microondes.
Thèse 3 cycle
U.S.T.L. Lille
- 2) COULON
Théorie et traitements des signaux.
Presses polytechnique romandes
- 3) E. ROUBINE
Introduction à la théorie de la communication.
Masson et C^{ie}
- 3) Ahmed MAMOUNI
Application à la mesure atraumatique de la température au
sein des tissus vivants (thermographie microonde).
Thèse 3 cycle
U.S.T.L. Lille
- 5) MADGY F.
Apparatus and method for mesuring lung water conbtent
United states patent
n° 4 488 559 18 dec 1984
- 6) Walter N. HARDY
Kenneth W. GRAY
A.W. LOVE
An S. band radiometer-design high absolute precision
IEEE Transaction an microwave theory and techniques
vol. 22 n°4 april 1974
- 7) R.H. DICKE
The measurement of thermal radiation at microwave
frequencies
The review of scientific instruments vol.17 n°7 1946

- 8) G. EVANS
C.W. Mc LEISH
R.F. radiometer handbook
ARTECH
- 9) Walter N. HARDY
Kenneth W. GRAY
Precision variable pulse rate nulling radiometer
United states patent 3 777 270 4dec. 1973
- 10) Klaus KUENZI
Erwin SCHANDA
A microwave scanning radiometer
IEEE transactions on microwave theory and techniques
sept. 1968

