

UNIVERSITÉ DE LILLE

FACULTÉ DES SCIENCES

CENTRE DE 3^e CYCLE D'ÉLECTRONIQUE

THÈSE DE 3^e CYCLE

Etude et Réalisation
d'un Radiomètre en Bande X



Membres du Jury : M. GABILLARD, Président
M. LEBRUN, Examineur
M. LIEBAERT, Examineur
M. CONSTANT, Examineur

Présenté à Lille, le Mai 1966

par

ALAIN HAUDUCŒUR

FACULTE DES SCIENCES DE LILLE

Doyens Honoraires : MM. LEFEBVRE, PRUVOST, PARREAU

Professeurs honoraires : MM. ARNOULT, BEGHIN, BROCHARD, CAU, CHAPELLON, CHAUDRON, CORDONNIER, DEHEUVELS, DEHORNE, DOLLE FLEURY, P.GERMAIN, KAMPE DE FERRET, KOURGANOFF, LAMOTTE, LELONG, Mme LELONG, MM. MAZET, A.MICHEL NORMANT, PARISELLE, PASCAL, PAUTHENIER, ROIG, ROSEAU, ROUBINE, WIEMANN, ZAMANSKY

Doyen : TILLIEU, Professeur de Physique

Assesseurs : M. DURCHON, Professeur de Zoologie
M. HEUBEL, Professeur de Chimie Minérale

Professeurs : MM. BACCHUS, Astronomie Calcul numérique
BECART, Physique
BERKER, Mécanique des Fluides
BLOCH, Psychophysiologie
BONNEMAN-BEMIA, Chimie et Physico-Chimie Industrielles
BONTE, Géologie Appliquée
BOUISSET, Physiologie animale
BOURIQUET, Botanique
CELET, Géologie
CORSIN, Paléobotanique
DECUYPER, Mathématiques
DEDECKER, Mathématiques
DEFRETIN, Biologie marine
DEHORS, Physique Industrielle
DELATTRE, Géologie
DELTAU, Géologie
DELHAYE, Chimie minérale
DESCOMBES, Calcul différentiel et intégral
GABILLARD, Radioélectricité
GERMAIN, Chimie Générale, et Chimie Organique
GLACET, Chimie
GONTIER, Mécanique des Fluides
HEIM de BALSAC, Zoologie
HOCQUETTE, Botanique Générale et Appliquée
LEBEGUE, Botanique
Mme LEBEGUE, Physique
MM. LEBRUN, Radioélectricité
Mlle LENOBLE, Physique
MM LIEBAERT, Radioélectricité
LINDER, Botanique
LUCQUIN, Chimie
MARION, Chimie
Mlle MARQUET, Mathématiques

MM MARTINOT LAGARDE, Mécanique des Fluides
MAUREL, Chimie
MENNESSIER, Géologie
MONTREUIL, Chimie Biologie
PEREZ, Physique
PHAM MAU QUAN, Mécanique Générale
POITOU, Algèbre Supérieure
POUZET, Mathématiques
PROUVOST, Géologie
ROUELLE, Physique et Electricité Industrielles
SAVARD, Chimie Générale
SCHALLER, Zoologie
SCHILTZ, Physique
Mme SCHWARTZ, Mathématiques
MM TRIDOT, Chimie minérale appliquée
VIVIER, Zoologie
WATERLOT, Géologie et Minéralogie
WERTHEIMER, Physique

Maitres de Conférences :

MM ANDRE, Zoologie
BEAUFILS, Chimie générale et organique
BLANCHARD, Chimie de la Houille
BOILLET, Physique générale
BOUGHON, Mathématiques
BUI TRONG LIEU, Mathématiques
CHASTRETTE, Chimie Générale
COMBET, Mathématiques
CONSTANT, Physique
DANZE, Géologie
DEVRAINNE, Chimie Minérale
Mme DRAN, Chimie de la Houille
MM FOURET, Physique
GAVORET, Physique Théorique
HERZ, Mathématiques
HUARD DE LA MARRE, Calcul Numérique
LACOMBE, Mathématiques
MAES, Physique
MONTARIOL, Chimie
MORIAMEZ, Physique
MOUVIER, Chimie
NGUYEN PHONG CHAU, Physique
PANET, Physique et Electricité Industrielles
POUZET, Mathématiques
RAUZY, Mathématiques
SAASA, Physique
SEGARD, Chimie Biologique
TUDO, Chimie Minérale
VAILLANT, Calcul des Probabilités
VAZART, Botanique
VIDAL, Physique Industrielle

Conseiller d'Administration Universitaire : M. LEGROS

Attaché Principal : M. FACON

Attachés d'Administration : MM. COLLIGNON, JANS, LEROY

:

A MA MERE

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de Radioélectricité et Electronique de la Faculté des Sciences de LILLE.

Nous remercions vivement Monsieur le Professeur GABILLARD qui nous a permis de réaliser ce travail dans son laboratoire.

Que Monsieur CONSTANT, Maître de Conférences, qui nous a confié ce travail et qui nous a constamment guidé et conseillé, nous permette de lui exprimer notre gratitude.

Nous tenons également à remercier Monsieur le Professeur LEBRUN qui nous a initié au travail de Laboratoire.

Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur le Professeur LIEBAERT qui nous a fait l'honneur de faire partie de notre Jury.

Nous remercions également nos collègues du Laboratoire, en particulier Monsieur CHADELAS, et le personnel de l'INSTITUT RADIOTECHNIQUE pour leur collaboration amicale.

I N T R O D U C T I O N

Dans le but d'effectuer des études radioastronomiques, Dicke a réalisé en 1946, le premier radiomètre hertzien. Cet appareil permet, par la mesure du rayonnement thermique d'un objet dans le domaine des hyperfréquences, d'en déduire ses propriétés (en particulier sa température).

Malgré leur intérêt, ces appareils ont été peu utilisés. Mais, depuis quelques années, leur emploi s'est développé dans de nombreux pays dans des buts scientifiques (étude du rayonnement de bruit des plasmas) et plus souvent militaires (détection passive à distance des objets).

Nous nous proposons dans ce travail, d'étudier quelques exemples possibles d'application de la radiométrie et dans ce but, nous avons construit un appareillage fonctionnant dans la bande X (9-12 GHz).

Dans la première partie de notre exposé, nous rappelons les principes fondamentaux de la radiométrie.

La seconde partie de ce travail est consacré à la description du radiomètre que nous avons réalisé.

Dans une troisième partie, nous donnons quelques exemples d'application de cet appareil, obtention d'images thermiques, mesure de la teneur en eau d'une substance.

Nous avons enfin étudié l'automatisation de notre appareillage. Pour cela, il nous a fallu mettre au point une source de bruit à commande électronique. Nous en décrivons la réalisation dans une quatrième partie.

A partir de cette source de bruit, l'automatisation du radiomètre a pu être réalisée et, dans une cinquième partie, nous en donnons les principales caractéristiques.

C H A P I T R E I

BRUIT D'ORIGINE THERMIQUE. PRINCIPE DE RECEPTION

I. Introduction

Tout corps porté à une température différente du zéro absolu émet spontanément un rayonnement électromagnétique d'origine thermique dont le spectre de fréquences s'étend de l'infrarouge aux ondes hertziennes.

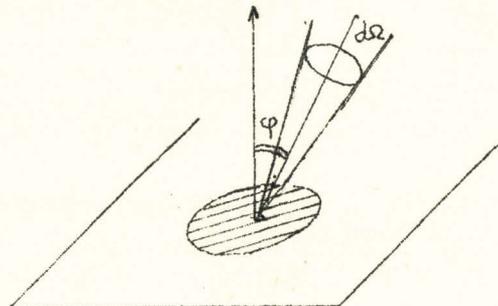
C'est la partie hyperfréquence de ce rayonnement que nous allons essayer de détecter et nous proposons dans ce chapitre, de rappeler les caractéristiques essentielles de ce rayonnement.

2. Emission du corps noir

2.1 Relation de Planck

Un corps noir est, par définition, un corps parfaitement absorbant et non réfléchissant ; il rayonne (par unité de surface apparente et par unité d'angle solide), une énergie appelée brillance spectrale.

$$B_{\nu} = \frac{2k\nu^3}{c^2 \left\{ e^{\frac{k\nu}{kT}} - 1 \right\}} \quad (I) \text{ pour une fréquence donnée}$$



où h est la constante de Planck, $h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ joules/s
 k la constante de Boltzman, $k = 1,4 \cdot 10^{-23}$ joule
 c la vitesse de la lumière, $c = 2,9979 \cdot 10^8$ m/s
 T la température du corps noir, T en °K

Nous donnons, figure I, la représentation graphique de la fonction B_ν , brillance spectrale ou densité spectrale du pouvoir émissif du corps noir en fonction de la fréquence et pour différentes valeurs de la température. Nous constatons que cette fonction passe par un maximum qui se situe aux environs de $3 \cdot 10^{13}$ Hz ($\lambda = 10 \mu$) à la température ambiante.

Lorsque la température augmente, ce maximum se déplace vers les fréquences les plus élevées. On peut remarquer que pour $10 \text{ GHz} < \nu < 10^3 \text{ GHz}$. (cas des radiofréquences) la valeur de B_ν croît avec ν la fréquence.

Dans le domaine des fréquences hertziennes (soit pour $h\nu \ll kT$) la relation de Planck peut s'écrire :

$$B_\nu \approx \frac{2\nu^2}{c^2} kT \quad (\text{II}) \quad B_\nu \text{ en watt/m}^2, \text{ Hz}$$

Dans ce cas particulier, le corps noir émet un rayonnement dont l'intensité est proportionnelle à sa température et au carré de la fréquence.

Si nous voulons dans cette gamme de fréquence, mesurer l'intensité du rayonnement thermique, il faut le capter à l'aide d'une antenne et il nous faut calculer, en fonction de B_ν la puissance reçue par cette antenne.

2.2 Réception d'un bruit thermique aux fréquences ultrahertziennes

Nous pouvons caractériser une antenne par les paramètres suivants :

- d'une part, son gain G .
- d'autre part, son diagramme de rayonnement

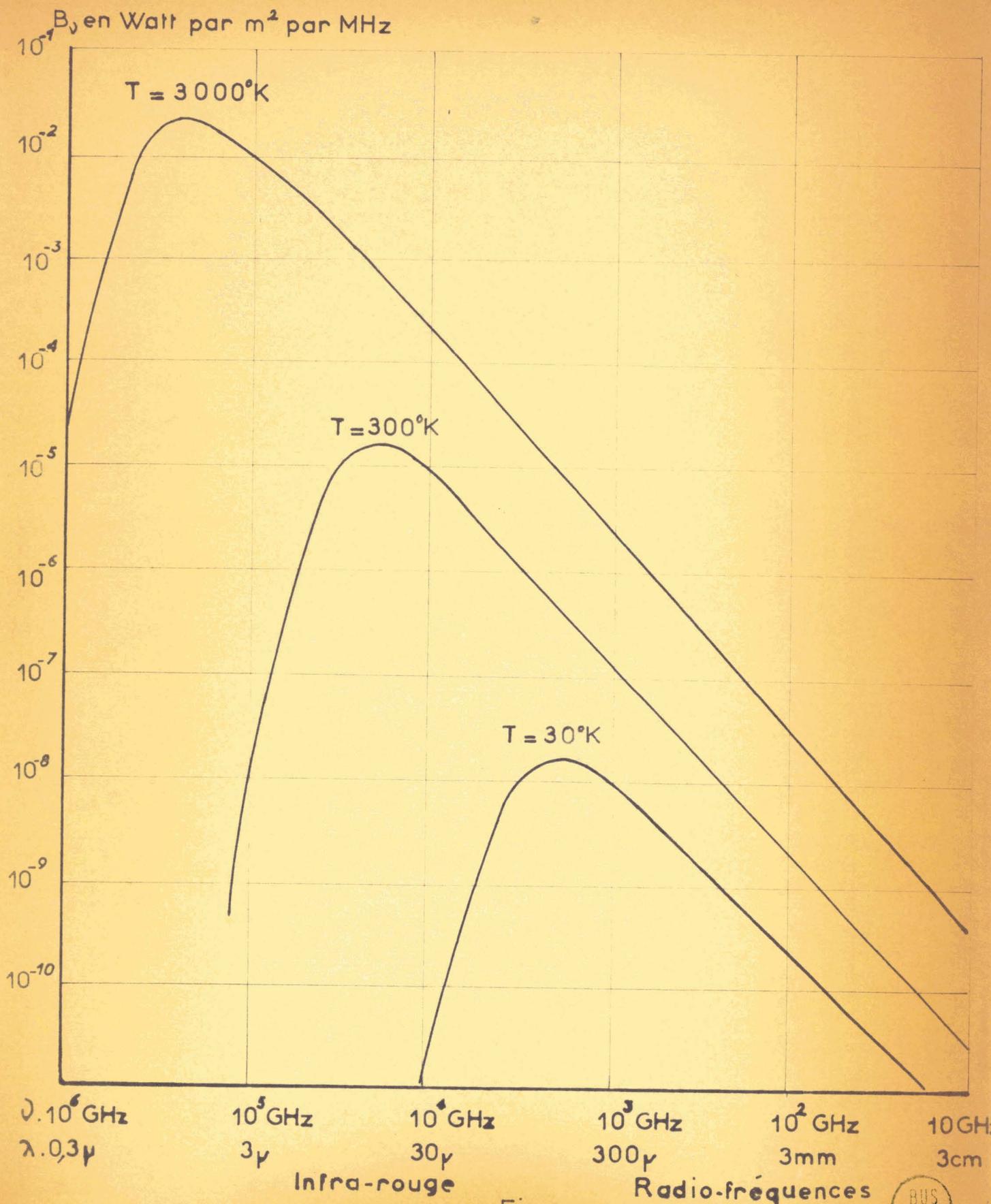


Fig.1



Le gain de l'antenne peut être défini par la relation suivante :

$$G = \frac{\text{Puissance rayonnée dans une direction donnée}}{\text{Puissance rayonnée dans toutes les directions (antenne isotrope)}}$$

La théorie permet le calcul du gain d'une antenne de section droite S , illuminée par un champ uniforme (avec une répartition équiphasé), dans la direction xx' (figure 2) ; on a :

$$G_{xx'} = 4\pi \frac{S}{\lambda^2}$$

où λ est la longueur d'onde

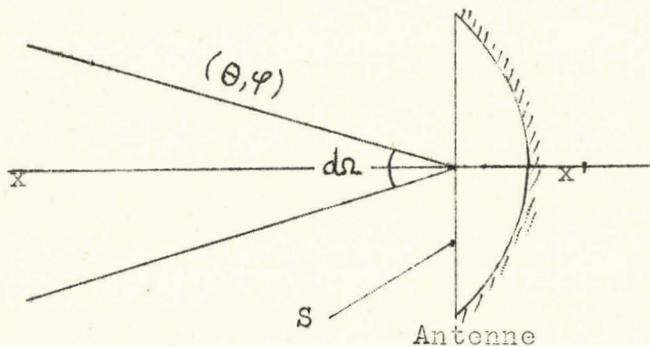


figure 2

Dans ces conditions, la puissance rayonnée par l'antenne dans un angle solide $d\Omega$ centré sur xx' pour une puissance unité à l'émission ($P_0 = 1$) est :

$$dP = \frac{S}{\lambda^2} d\Omega = \frac{Sv^2}{c^2} d\Omega$$

où S représente la surface de la section du paraboloïde émetteur.

Pour une direction quelconque définie par (θ, φ) , nous obtenons :

$$dP(\theta, \varphi) = g(\theta, \varphi) \frac{Sv^2}{c^2} \quad \text{où } g(\theta, \varphi) \text{ est la directivité de l'antenne dans la direction } \theta.$$

Dans tout l'espace, la puissance émise est celle fournie par une antenne isotrope

$$P = P_0$$

L'expression $P_o = \int_0^{4\pi} g(\theta, \varphi) \frac{Sv^2}{c^2} d\Omega$ est valable si

l'émetteur envoie une puissance unitée, nous avons alors :

$$\int_0^{4\pi} g(\theta, \varphi) d\Omega = \frac{Sv^2}{c^2} \quad (\text{III})$$

Nous allons appliquer cette formule à la détermination de la puissance thermique captée par l'antenne.

Dans ce but, considérons le cas d'une antenne placée dans une enceinte complètement fermée, parfaitement absorbante (corps noir) et maintenue à la température T (figure 3)

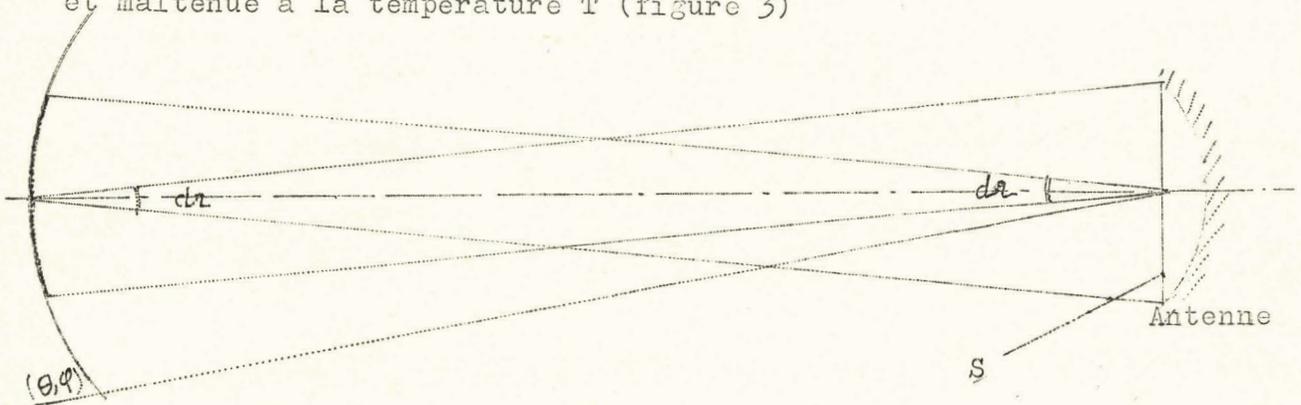


figure 3

La puissance reçue en provenance d'un élément Σ de la surface rayonnante (vue de l'antenne sous un angle solide $d\Omega$) est :

$$dP = \Sigma \frac{B_v}{2} d\Omega da$$

en remplaçant B_v par sa valeur (relation II) $dP = \Sigma \frac{k^2}{e^2} T d\Omega da$, le facteur $\frac{1}{2}$ provient du fait que l'antenne n'est sensible que pour une polarisation de l'onde incidente, la puissance reçue doit donc être divisée par 2.

En choisissant $\Sigma = S$, nous avons :

et $dP = S \frac{kv^2}{c^2} T d\upsilon d\Omega$, avec $d\Omega$ l'angle solide sous lequel est vu du réflecteur la surface Σ .

Pour les autres points de la surface du corps noir dans la direction (θ, φ) , la puissance reçue est :

$$dP = S \frac{kv^2}{c^2} T d\upsilon \cdot g(\theta, \varphi) d\Omega.$$

Pour tout l'espace, nous obtenons :

$$P_{\upsilon} = S \frac{kv^2}{c^2} T d\upsilon \int_0^{4\pi} g(\theta, \varphi) d\Omega$$

En utilisant la relation III, nous en déduisons que :

$$\boxed{P_{\upsilon} = k T d\upsilon} \quad (IV)$$

Nous remarquons que la puissance captée par l'antenne dans un domaine de fréquences $d\upsilon$ est indépendante de la fréquence et proportionnelle à la température du corps observé.

En effet, lorsque la fréquence du rayonnement croît, la directivité de l'antenne s'accroît et la surface observée diminue, mais la brillance (proportionnelle à f^2) augmente et les deux effets se compensent.

D'autre part, cette puissance $P_{\upsilon} = kTd\upsilon$ a une valeur indépendante des dimensions de l'antenne.

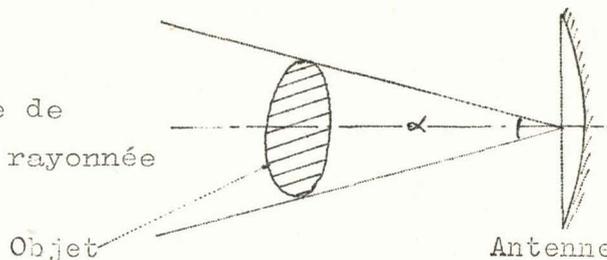
Il faut cependant que le diamètre apparent du corps observé soit supérieur au pouvoir séparateur de l'antenne (angle d'ouverture à demi-puissance rayonné).

Dans le cas contraire, la relation donnant la puissance P_{υ} s'écrit :

$$\boxed{P_{\upsilon} = kTd\upsilon \left(\frac{\alpha}{\theta_0}\right)^2}$$

où α est l'angle sous lequel l'antenne voit l'objet O.

θ_0 l'angle d'ouverture de cette antenne à demi-puissance rayonnée (à 3dB)

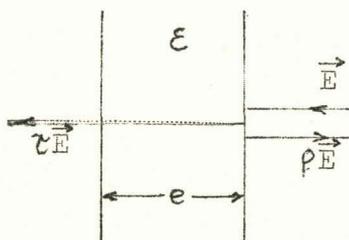


3. Emission d'un corps quelconque

Dans le précédent paragraphe, nous avons étudié l'émission d'un corps noir, corps hypothétique présentant la propriété d'être parfaitement absorbant et non réfléchissant.

En fait, tous les corps qui nous entourent possèdent un pouvoir réflecteur non nul et ne sont pas toujours parfaitement absorbants.

Ainsi, lorsqu'une onde électromagnétique tombe sur un corps quelconque, une partie seulement de l'énergie incidente se trouve absorbée.



Soient :

ϵ le pourcentage d'énergie absorbée par le corps.

ρ le pourcentage d'énergie réfléchie.

τ le pourcentage d'énergie transmise

Ces trois coefficients dépendent de la fréquence de l'onde électromagnétique et de la température T du corps.

Le principe de la conservation de l'énergie nous permet d'écrire la relation :

$$\epsilon + \rho + \tau = 1 \quad (V)$$

Cette dernière relation nous permet de connaître la valeur du coefficient d'absorption ϵ d'un corps, coefficient qui dépend de la fréquence ν du rayonnement et de la température du corps considéré.

Dans le cas d'un corps noir, nous avons $\rho = \tau = 0$, soit $\epsilon = 1$, dans le cas contraire, la brillance de l'objet est différente de celle du corps noir et peut se calculer à partir de la loi de Kirckoff.

3.I Loi de Kirckoff

3.I.I. Un corps quelconque de température T et de coefficient d'absorption ϵ émet un rayonnement dont l'intensité est reliée à celle du corps noir porté à la même température T par la relation :

$$B_{\nu \text{ corps quelconque}} = \epsilon(\nu, T) B_{\nu \text{ corps noir}} \quad (\text{VI})$$

ϵ est l'émissivité du corps considéré, il est égal au pourcentage d'énergie absorbée par le corps, pour le corps noir, on a $\epsilon = 1$, pour un corps quelconque, $\epsilon < 1$

Avant de donner l'expression de la relation IV dans le cas particulier des radio-fréquences, faisons deux remarques :

1) L'existence d'un coefficient d'absorption montre qu'un corps ne peut émettre que dans la mesure où il absorbe.

2) Si ce coefficient d'absorption ϵ

- dépend de la fréquence, le corps est dit coloré,
- est indépendant de la fréquence, le corps est alors gris.

3.I.2. Dans le domaine des radio-fréquences, $h\nu \ll kT$, la brillance spectrale d'un corps quelconque est donné par la relation :

$$B_{\nu} = \epsilon(\nu, T) \frac{2k\nu^2}{c^2} T \quad (7)$$

Rappelons que B_ν représente l'énergie rayonnée par un corps, par unité d'angle solide et par unité de surface apparente.

Cette dernière relation nous conduit à introduire la notion de température équivalente.

3.2 Notion de température équivalente

Dans le domaine des ondes radio, l'intensité du rayonnement émis par un corps est, pour une fréquence donnée, proportionnelle à sa température T .

Mais, un corps réel porté à la même température que le corps noir, rayonne moins que celui-ci et nous sommes conduits à introduire la notion de température équivalente.

La température équivalente T_{eq} d'un objet à la température T est la température à laquelle doit être porté un corps noir pour rayonner avec la même intensité que cet objet.

D'après la relation VII, on obtient, si ϵ est l'émissivité du corps considéré :

$$T_{eq} = \epsilon(\nu, T) T \quad (VIII)$$

En conséquence, si nous captions à l'aide d'une antenne le rayonnement thermique d'un corps d'émissivité ϵ et de température T , la puissance que reçoit cette antenne pour un domaine de fréquence $d\nu$ est :

$$P_\nu = k T_{eq} d\nu = k \epsilon T d\nu \quad (IX)$$

et si le récepteur qui capte le rayonnement de l'antenne a une bande passante B

$$P = k \epsilon T B \quad (X)$$

3.3 Applications possibles de la radiométrie

Les applications possibles de la radiométrie hertzienne découlent immédiatement de la relation X. Dans cette relation où kB est une constante caractéristique du récepteur, la puissance reçue

par l'antenne est proportionnelle à \mathcal{E} et à T .

Nous pouvons donc, à partir de la mesure de la puissance de bruit captée,

- si l'émissivité \mathcal{E} d'un objet est connue, mesurer à distance sa température T
- si la température T de cet objet est connue, déterminer à distance son émissivité \mathcal{E} , c'est-à-dire comme nous allons le montrer ultérieurement, bien souvent, ses propriétés électriques.

Il est bien évident que d'autres applications découlent de ces deux remarques et que la radiométrie présente des possibilités peut-être plus intéressantes telles que :

- * le tracé des "cartes thermiques" d'un objet ou d'un paysage,
- * la détection passive à distance (cartographie aérienne).

Remarque : Relation entre l'émissivité et Les propriétés électriques des matériaux.

Dans la relation X intervient l'émissivité \mathcal{E} du matériau observé et il est intéressant de pouvoir relier \mathcal{E} aux propriétés électriques des matériaux.

L'expression de \mathcal{E} fonction des caractéristiques de l'objet, est particulièrement simple dans les deux cas suivants.

a) Le corps émetteur est parfaitement absorbant (son coefficient de transmission τ est nul) mais, il possède un pouvoir réflecteur ρ . C'est le cas des objets qui nous entourent dans le domaine ultrahertzien.

Nous avons alors $\mathcal{E} = 1 - \rho$ (XI) avec $\rho = f(\nu, T, \mathcal{E}')$.

Exprimons $\rho = f(\psi, T, \epsilon')$ en fonction de la permittivité de l'objet ou de son indice de réfraction $n = \sqrt{\epsilon'}$ dans le cas d'une incidence normale :

$$\rho = \left(\frac{\sqrt{\epsilon'} - 1}{\sqrt{\epsilon'} + 1} \right)^2 \longrightarrow \epsilon = \frac{4\sqrt{\epsilon'}}{(\sqrt{\epsilon'} + 1)^2}$$

ou
$$\rho = \left(\frac{n - 1}{n + 1} \right)^2 \longrightarrow \epsilon = \frac{4n}{(n + 1)^2}$$

b) Le corps est peu absorbant mais son pouvoir réflecteur est négligeable ($\rho \approx 0$) C'est le cas de l'atmosphère :

Alors :
$$\boxed{\epsilon = 1 - \tau = 1 - e^{-\alpha}} \quad (\text{XII}) \quad \text{où } \alpha \text{ est l'affai-}$$

blissement en neper de l'atmosphère dans une direction donnée.

3.5 Température réellement observée

La relation X constitue cependant, dans de nombreux cas, qu'une première approximation, car il faut tenir compte des autres sources de bruit possibles qui peuvent intervenir et dont nous allons dire, maintenant, quelques mots en considérant l'antenne réceptrice comme parfaite.

En radiométrie, les objets que l'antenne observe sont toujours :

- * soit plongés dans un milieu d'affaiblissement α et de température T_0
- * soit entourés de corps de pouvoir réflecteur ρ portés à la température T_0 .

Donnons un exemple .

- L'objet rayonnant est plongé dans un milieu de coefficient d'atténuation α_0 et de température T_0 .

En radiométrie, ce milieu est l'atmosphère qui absorbe une partie de l'énergie rayonnée par l'objet et qui réémet, à la façon d'un corps gris, l'énergie prélevée par elle sur les divers rayonnements la traversant.

Pour un objet de température T_{obj} et d'émissivité $\epsilon = 1 - \rho$, placé à une distance d de l'antenne, la température réellement observée est, (figure 4)

$T' = \epsilon T_{obj} + \rho T_{ciel}$, en effet, il faut tenir compte du rayonnement de bruit venant du ciel, rayonnement qui est réfléchi (en partie) vers l'antenne par l'objet.

Cet objet est plongé dans un milieu de coefficient d'atténuation α_o et de température T_o (température de l'atmosphère). La relation donnant la température réellement observée T_A s'écrit alors :

$$T_A = T' (1 - \alpha_o) + \alpha_o T_o$$

$$T_A = (\epsilon T_{obj} + \rho T_{ciel})(1 - \alpha_o) + \alpha_o T_o \quad (I3)$$

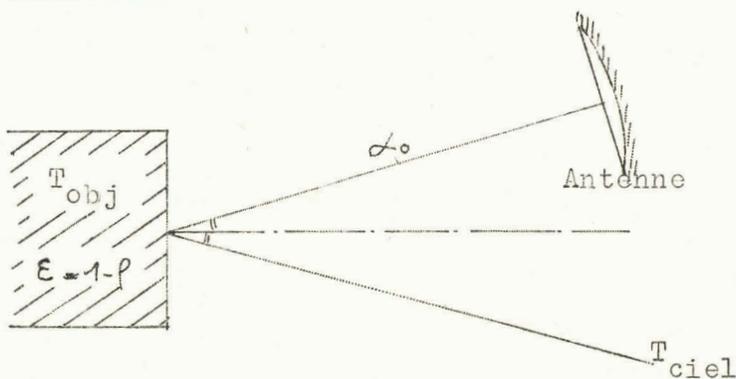


figure 4

Remarque : En radiométrie, la distance d séparant l'antenne de l'objet émetteur est faible ($d < 1\text{km}$), on a donc :

$$T_A \approx \epsilon T_{\text{obj}} + \rho T_{\text{ciel}}$$

4. Principe du radiomètre

Les caractéristiques du signal de bruit capté par une antenne sont :

- sa nature aléatoire
- sa fréquence élevée
- sa puissance très faible (de l'ordre de $1,4 \times 10^{-17}$ Watt par degré, m^2 et MHz)

Pour capter ce signal, il faut disposer d'un appareil récepteur très sensible. Il faut utiliser, d'autre part, un intégrateur à la sortie de l'appareil récepteur de façon à réduire les fluctuations inhérentes à la nature du signal détecté.

4.I. Principe du radiomètre

Le récepteur le plus couramment employé en radiométrie est un récepteur superhétérodyne qui, associé à un oscillateur local effectue une "translation" de fréquence du signal dans un domaine où son amplification est plus aisée.

Le signal moyenne fréquence obtenu est ensuite amplifié, détecté et intégré.

L'utilisation d'une détection hétérodyne s'impose ici, la détection directe du signal à l'aide d'un élément non linéaire ne serait pas assez sensible.

Le schéma d'un radiomètre peut se représenter selon la figure 5 .

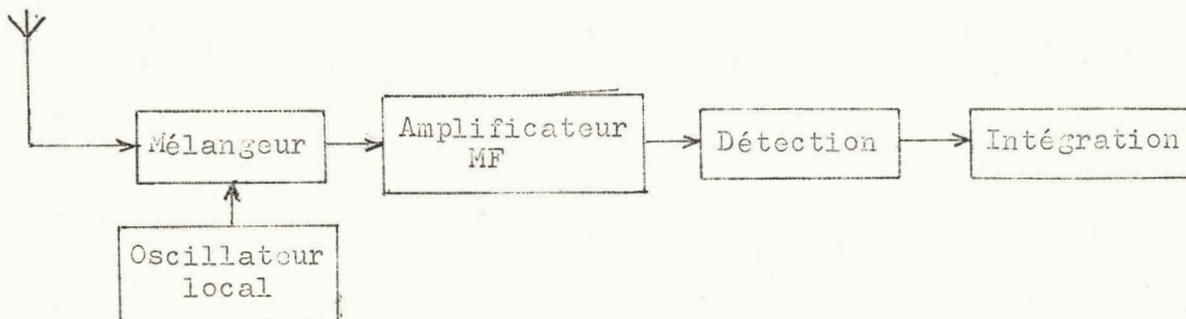


figure 5

Cet appareil possède trois grandeurs caractéristiques :

- la bande de fréquence B qu'il reçoit et amplifie
- son gain G
- sa température de bruit T_R .

A partir de ces trois paramètres, nous pouvons calculer la puissance détectée à la sortie du radiomètre (à la sortie de l'amplificateur)

$$P_S = G k (T_A + T_R) B \quad (XIV)$$

Nous remarquons que P_S est proportionnel au terme $(T_A + T_R)$ où T_R est la température de bruit de l'amplificateur. Cette puissance sera d'autant plus élevée que la bande passante de l'appareil de mesure sera plus large.

Il s'agit, ici, de mesurer le plus précisément possible, la puissance de bruit captée par l'antenne, c'est-à-dire, sa température de bruit T_A . Le caractère aléatoire du signal reçu limite cependant, la précision qu'il est possible d'obtenir.

4.2. Sensibilité du radiomètre - précision de la mesure -

Pour obtenir une plus grande précision dans la détermination de T_A , nous effectuons la mesure pendant un temps τ (τ constante de temps de l'intégrateur).

En supposant le bruit gaussien et stationnaire, la théorie des fonctions aléatoires nous permet le calcul de l'erreur relative minimale qu'il est possible d'obtenir dans la mesure de P. Cette erreur η dépend directement des caractéristiques du récepteur utilisé ; bande passante B et constante de temps τ du circuit intégrateur, elle est donnée par la relation :

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{\tau B}} \quad , \quad \text{soit} \quad \Delta T = \frac{T_A}{\sqrt{\tau B}}$$

ΔT représente alors la précision maximale obtenue dans la mesure de la température T_A .

Mais, cette précision n'est jamais atteinte en pratique, car le récepteur utilisé apporte un bruit supplémentaire. Si le gain du récepteur est G et T_R sa température de bruit, nous avons vu que le signal à la sortie du radiomètre est :

$$P_S = G k (T_A + T_R) B$$

En conséquence, nous ne mesurons pas directement T_A , mais la somme $T_A + T_R$, et ΔT représente l'erreur commise dans la mesure de cette somme.

Nous en déduisons immédiatement l'erreur minimale ΔT faite sur la mesure de la température apparente T_A d'un objet.

Nous avons :

$$\Delta T = \frac{T_A + T_R}{\sqrt{\tau B}} \quad (XV)$$

Dans le cas où $T_A \ll T_R$, l'erreur minimale ΔT est :

$$\Delta T = \frac{T_R}{\sqrt{CB}} \quad (\text{XVI})$$

La sensibilité du radiomètre dépend essentiellement des valeurs de sa température de bruit T_R , de sa bande passante B et de sa constante de détection.

Pour un récepteur classique hétérodyne T_R est de l'ordre de 2 000°K.

En réalité, d'autres facteurs interviennent pour diminuer cette sensibilité théorique, en particulier, les fluctuations du gain de l'amplificateur.

4.3. Principe de la méthode de mesure

Nous avons montré que le signal délivré par l'amplificateur MF est :

$$P_S = G k (T_A + T_R) B, \text{ signal proportionnel à la somme } T_A + T_R.$$

Pour déterminer la température apparente, ou effective de l'antenne T_A , on peut procéder de la façon suivante :

a) effectuer une mesure préliminaire en remplaçant l'antenne par une substance absorbante (charge adaptée ou corps noir de température connue T_0), le signal à la sortie de l'amplificateur est :

$$P'_S = G k (T_0 + T_R) B$$

b) déterminer ensuite T_A , l'antenne étant dirigée vers l'objet de température équivalente inconnue.

d'où

$$P_S = G k (T_A + T_R) B$$

La différence $P_S - P'_S$ nous fournit la valeur de T_A .

Mais, cette façon de procéder s'avère peu pratique et le gain de l'amplificateur peut varier entre la mesure de P'_S et celle de P_S . En effet, la mesure est généralement longue pour obtenir une précision très grande (constante de temps τ de détection élevé).

Il en résulte des erreurs souvent élevées dans la mesure de T_A et ce sont ces considérations qui ont amené Dicke à proposer une méthode de détermination de T_A quelque peu différente.

4.4. Radiomètre de Dicke

4.4.I. Principe

La modification fondamentale introduite par Dicke est la suivante :

- on place entre l'antenne et le récepteur, un modulateur mécanique. Ce modulateur mécanique permet de comparer l'énergie émise par la source étudiée (l'antenne) à celle fournie par un corps noir de référence à la température T_0 .

Le modulateur mécanique commandé par un signal alternatif pendant la première demi-alternance laisse passer le signal transmis par l'antenne et pendant la seconde demi-alternance laisse passer le signal de bruit fourni par le corps noir de référence (une charge adaptée à T_0).

La comparaison du signal transmis par l'antenne et de celui fourni par la source de bruit étalon s'effectue généralement à une fréquence suffisante élevée pour que, pendant une période de modulation, la variation de gain soit négligeable.

Le récepteur reçoit donc alternativement un signal proportionnel à P_S ou à $(T_R + T_A)$ et un signal proportionnel à P'_S ou à $(T_R + T_0)$.

La puissance détectée à la sortie de l'amplificateur MF (figure 6) sera donc modulée et l'amplitude du signal modulé sera proportionnelle à $T_{\Delta} - T_0$ et ne dépendra plus de la température de bruit du récepteur.

Ce signal alternatif peut être amplifié sélectivement et envoyé à un détecteur synchrone (commandé par la même tension alternative que le modulateur), qui délivre une tension dont la valeur moyenne est proportionnelle à $T_{\Delta} - T_0$.

4.4.2. Schéma synoptique du radiomètre de Dicke

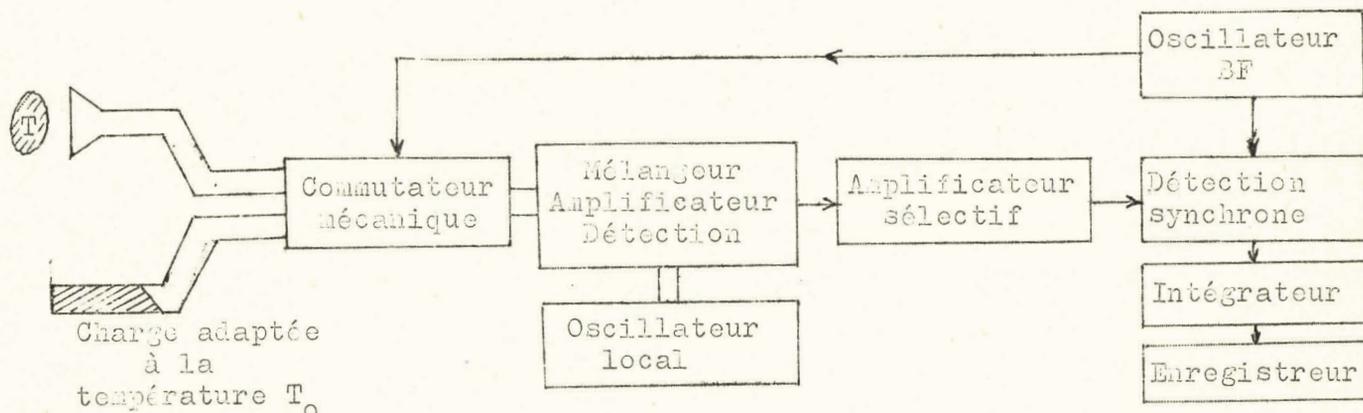


figure 6

L'appareil représenté schématiquement ci-dessus est constitué :

- d'un modulateur mécanique qui laisse passer alternativement le signal transmis par l'antenne et celui fourni par une source de bruit étalon.

- d'un récepteur hétérodyne, ce récepteur est constitué de deux éléments symétriques (T magique) de manière à éliminer le bruit apporté par l'oscillateur local.

- d'un amplificateur MF de gain de G et de bande passante B que suit un détecteur quadratique.

- d'un amplificateur sélectif qui reçoit le signal modulé BF.

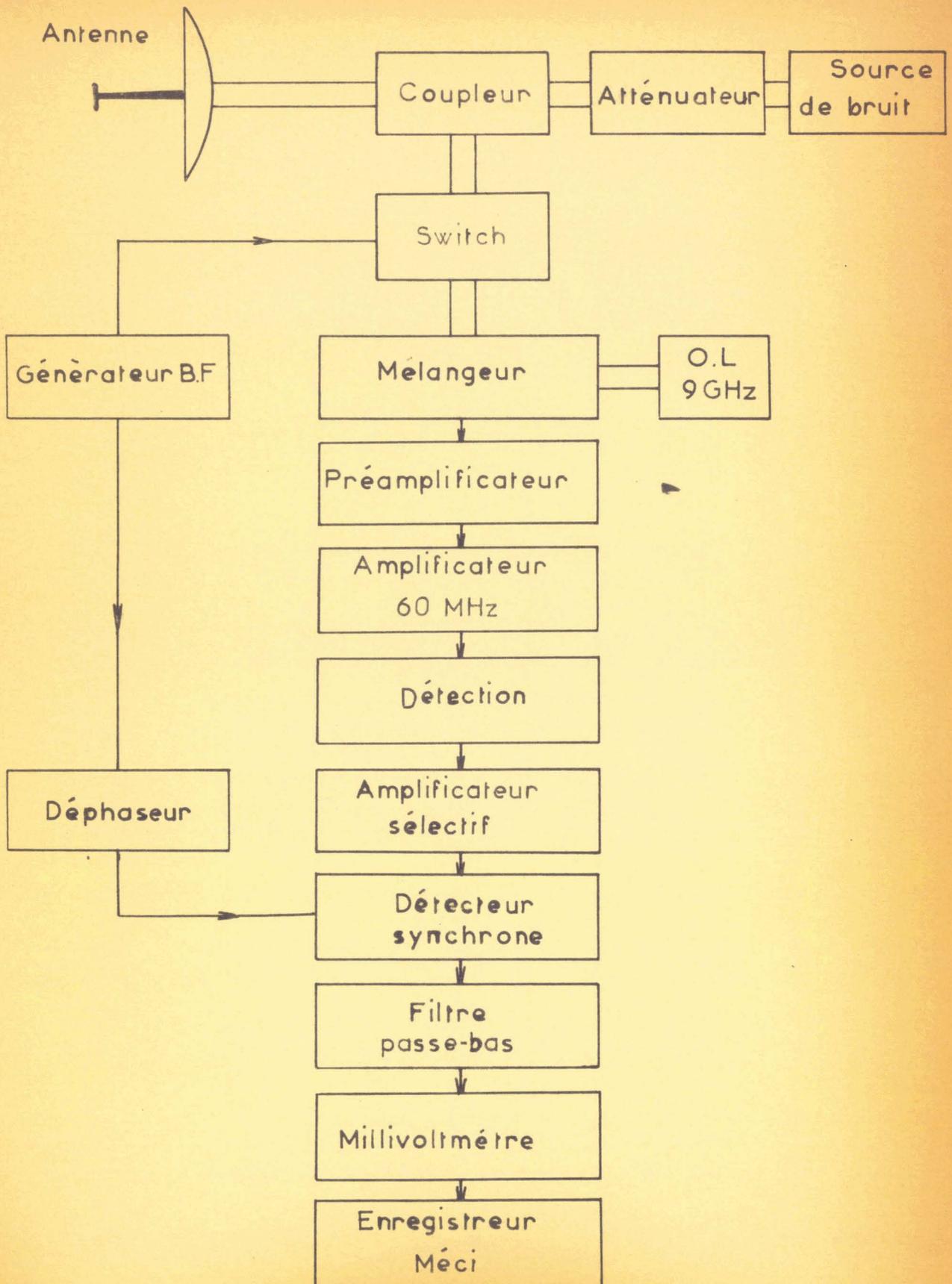
- d'un détecteur "synchrone" commandé par le générateur BF employé pour faire fonctionner le modulateur, détecteur qui permet de déceler les faibles signaux transmis par la modulation d'amplitude.

- et d'un circuit intégrateur de constante τ .

Un enregistreur ou un galvanomètre donne la valeur du signal d'erreur correspondant à $T_A - T_0$.

C'est selon ce principe, que nous avons construit le radiomètre que nous allons décrire, en vue d'étudier quelques applications possibles.

RADIOMETRE



C H A P I T R E II

---:---:---:---:---:---:---:---:---:---

REALISATION D'UN RADIOMETRE

I. Choix de la fréquence optimale

Le radiomètre que nous avons construit fonctionne dans la bande X.

Le choix de cette bande de fréquences a été fait en fonction des considérations suivantes :

a) l'atténuation atmosphérique est sensiblement négligeable dans cette bande de fréquence (figure 7).

b) le matériel hyperfréquence utilisé est relativement peu coûteux et bien au point.

c) l'émissivité des objets varie dans de grandes proportions selon leurs propriétés électriques et il est possible d'obtenir des images thermiques ayant un bon contraste.

Décrivons maintenant le dispositif de mesure que nous avons mis au point.

2. Dispositif proposé

2.I. Le schéma synoptique du dispositif proposé est donné figure 8

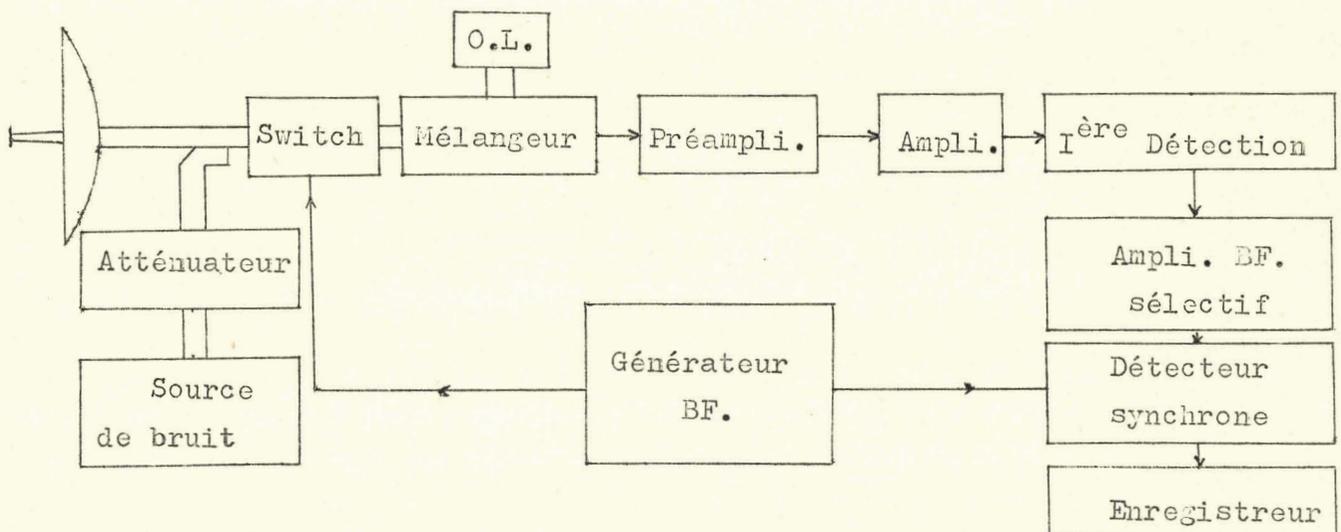


figure 8

ATTENUATION ATMOSPHERIQUE

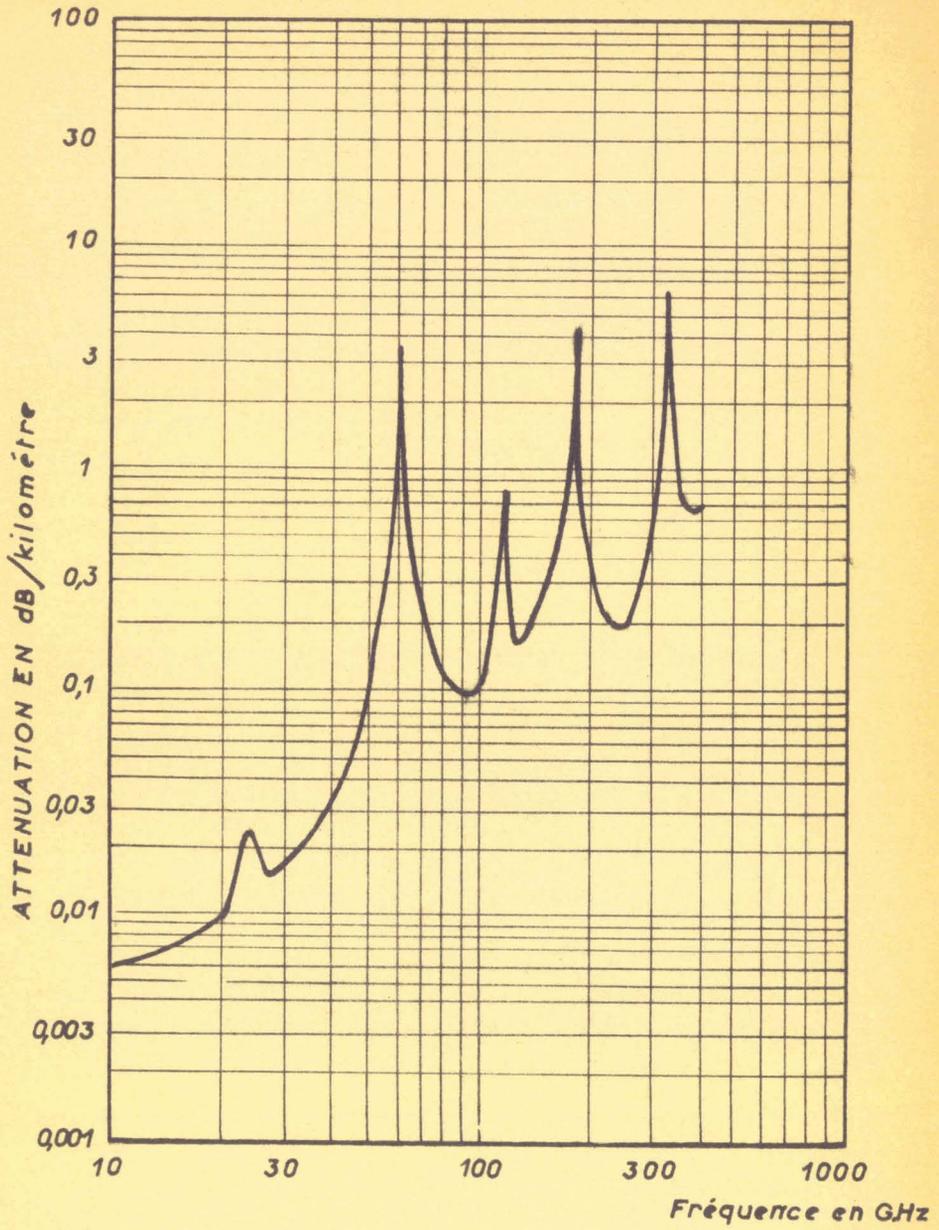


figure 7.

L'appareil est construit suivant le principe de Dicke, il est spécialement adapté à la mesure des températures inférieures à T_0 , la température ambiante.

Dans ce but, entre l'antenne et le switch, nous plaçons un coupleur directif. Ce coupleur permet de superposer au signal provenant de l'antenne la puissance de bruit fournie par une source de bruit. La valeur de cette puissance injectée peut être réglée à volonté à l'aide d'un atténuateur variable.

Un tel dispositif permet d'effectuer la mesure des faibles températures $T_A < T_0$, par une méthode de zéro, et il est prêté particulièrement bien à une automatisation.

2.2. Remarquons que, dans le dispositif proposé, nous comparons périodiquement le signal transmis par l'antenne à celui fourni par une source de bruit de référence à la température T_0 . Cette méthode permet d'éliminer les fluctuations du gain de l'amplificateur.

Cette comparaison cyclique est assurée par un commutateur électronique ou switch qui remplit alternativement deux fonctions :

- * laisser passer le signal de bruit venant de l'antenne
- * être une source de bruit de référence à la température fixe T_0 .

Ainsi quand l'antenne du dispositif proposé (radiomètre) observe un objet de température apparente T_A le radiomètre délivre une tension proportionnelle à l'écart de température $T_A - T_0$.

L'adjonction d'une source de bruit de température T_B au radiomètre (par l'intermédiaire d'un coupleur directif, (figure 8),) permet de mesurer la valeur de la température de l'objet observé en utilisant une méthode de zéro. Au signal de bruit provenant de l'antenne, $P = k T_A$, on superpose le signal fourni par la source de bruit associée à un atténuateur variable. La température de cette source peut ainsi être réglée à volonté, la valeur de sa température est :

$$T'_B = t_B T_B + (1 - t_B) T_0$$

(t_B est le coefficient de transmission de l'atténuateur placée devant cette source de bruit).

Si c est le coefficient de couplage du coupleur directif, le signal que reçoit le radiomètre pendant la demi-alternance, où le commutateur laisse passer ce signal, est :

$$P_I = kT_A(I - c) B + k \{ t_B T_B + (I - t_B) T_O \} c B$$

soit $P_I = k \{ T_A (I - c) + T'_B c \} B$ avec $T'_B = t_B T_B + (I - t_B) T_O$

Pendant l'autre demi-alternance, le modulateur se comporte comme une source de bruit de référence de température T_O et la puissance reçue par le radiomètre est :

$$P_2 = kT_O B$$

Si on mesure à la sortie du radiomètre la partie alternative du signal détecté, on a :

$$U = Ak \{ T_A (I - c) + T'_B c - T_O \} B$$

En remplaçant T'_B par sa valeur ;

$$U = Ak \{ T_A (I - c) + t_B (T_B - T_O) c + T_O c - T_O \} B$$

$$U = Ak \{ (T_A - T_O)(I - c) + (T_B - T_O) t_B c \} B$$

Par un réglage convenable de t_B , il est possible, si $T_A < T_O$, d'annuler la tension U . Nous avons alors, lorsque le zéro est obtenu :

$$T_A = T_O - \frac{t_B \cdot c}{I - c} (T_B - T_O) \quad (\text{XVII})$$

En étalonnant l'atténuateur placé devant la source de bruit de température T_B ($T_B = 2I \text{ } 800^\circ\text{K}$ pour la source Philips) en fonction de T_A , nous obtenons un appareil à lecture directe.

3. Caractéristiques du radiomètre

Décrivons successivement les éléments constitutifs du radiomètre.

3.I. Antenne

3.I.I. Pour capter le rayonnement d'origine thermique émis par les objets, nous utilisons une antenne, type radar, de petites dimensions, ($d = 0,35m$), (figure 9).

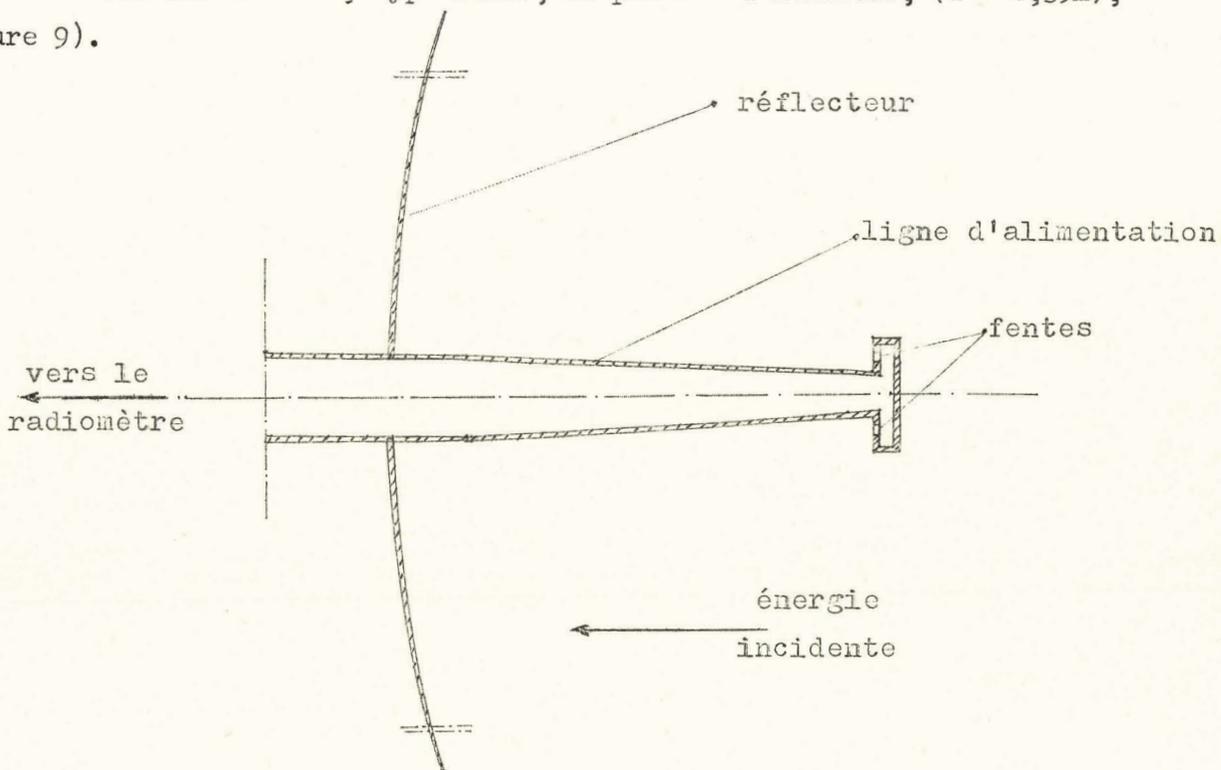


Figure 9

Cette antenne est constituée par un réflecteur parabolique associé à une cavité réceptrice située à l'extrémité d'une ligne d'alimentation, la cavité est couplée avec le milieu extérieur par deux fentes parallèles.

Le balayage de l'antenne dans un espace à deux dimensions s'obtient :

- d'une part, par la rotation de l'ensemble "réflecteur-récepteur" autour de l'axe aa' (figure 10) - Angle de rotation : 150°

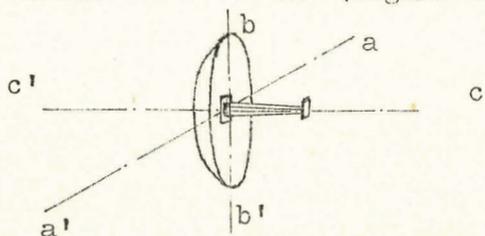


figure 10

- d'autre part, par la rotation du réflecteur autour de l'axe bb' (figure 10).
Angle de rotation : $22,5$ degrés.

3.I.2. Diagramme de rayonnement

Nous donnons, figure II, le diagramme de rayonnement de cette antenne radar. L'angle d'ouverture, à demi-puissance rayonnée, est égal à :

$$\Theta = 5^\circ$$

3.I.3. Pertes d'insertion

Les pertes d'insertion de l'antenne radar sont essentiellement dues au joint tournant et au réflecteur illuminant les fentes réceptrices.

En conséquence, la température apparente de l'antenne sera différente de celle présentée par une antenne parfaite (aucune perte d'insertion) dans les mêmes conditions. De ce fait, la température de l'antenne est :

$$T_A = T_{\text{Aparfaite}} \cdot t + (1 - t) T_0, \text{ où } t = e^{-0,23\alpha_{\text{dB}}} (t < 1)$$

représente le coefficient de transmission de cette antenne. Et α_{dB} ses pertes d'insertion. peut se décomposer en deux parties :

- α_j , les pertes du joint tournant qui peuvent facilement se mesurer et à la fréquence de 9 GHz, α_j est égal à 0,15dB
- α_{ar} , les pertes de l'antenne radar.

Pour calculer les pertes d'insertion α_{ar} , de l'antenne radar, nous avons comparé les signaux transmis par celle-ci, et par un cornet, (considéré comme un récepteur parfait) lors de l'observation du ciel au zénith.

La méthode de mesure de α_{ar} sera décrite dans le chapitre III.

Nous obtenons :

$$\alpha_{\text{ar}} = 1,2 \text{ dB}$$

Pour les calculs futurs, nous considérons l'antenne radar comme une antenne parfaite suivie d'un atténuateur fixe de 1,35 dB.

Remarque :

Dans le chapitre consacré aux exemples d'application du radiomètre (Chapitre III), nous expliciterons la méthode utilisée pour calculer α_{ar} .

Diagramme de rayonnement
de Antenne-Radar

F = 9Ghz

Echelle: 10mm = 5°

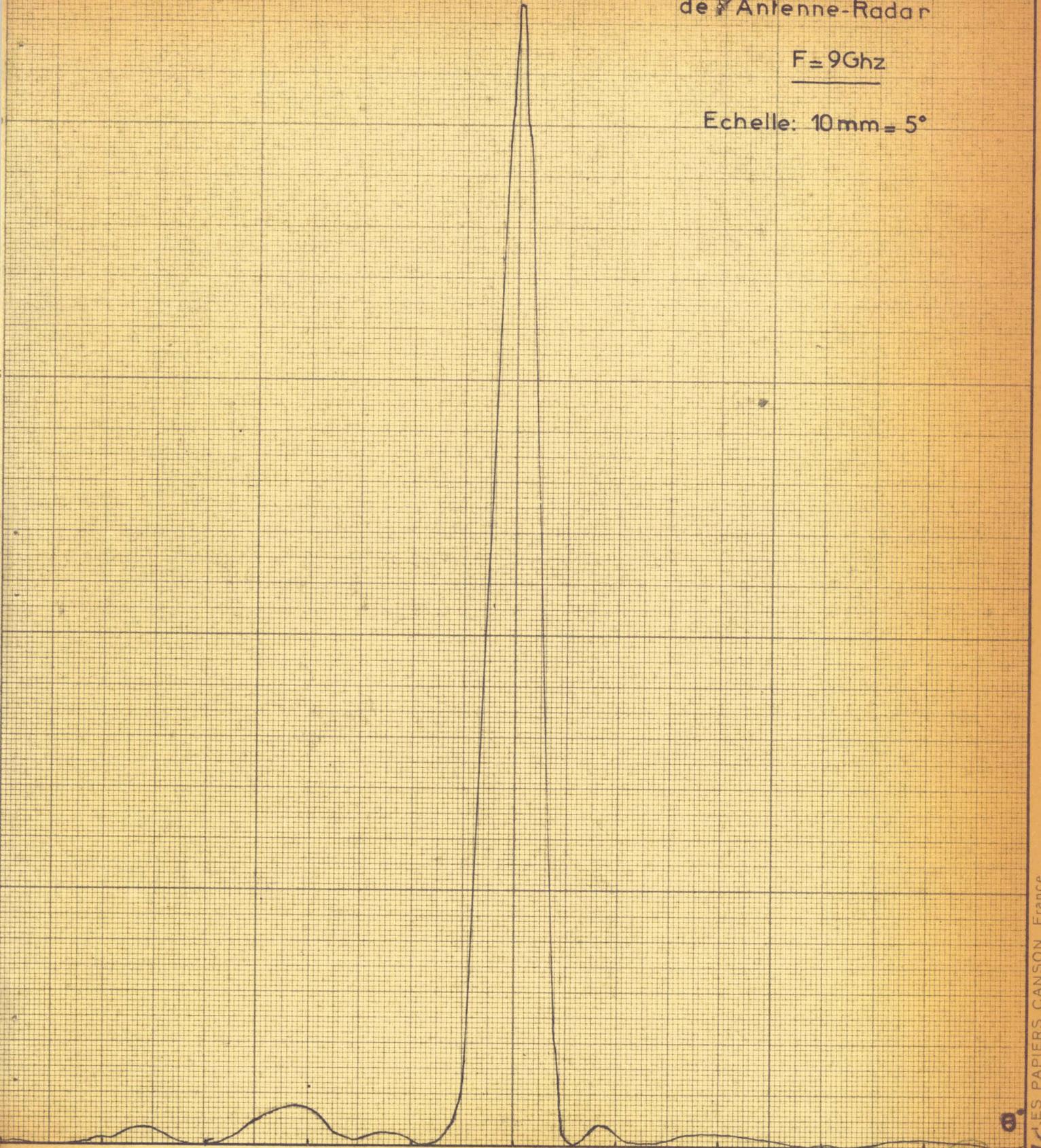


figure 11

3.2. Sources de bruit Philips

Avant de donner les caractéristiques de la source de bruit utilisée, expliquons son principe de fonctionnement.

Depuis quelques années, nous savons que les décharges électriques dans les gaz peuvent produire un signal de bruit dans le domaine des ondes centimétriques, signal de bruit produit par l'agitation des électrons.

La puissance de bruit délivrée par cette source dépend de la nature du gaz et est indépendante de la densité du courant de décharge et des variations de la température ambiante.

Ainsi, un tube à décharge ionique ou à plasma, peut être employé comme source de bruit étalon.

Le couplage du guide d'onde avec le tube à plasma se fait sous un angle aigu pour obtenir une bonne adaptation dans toute la gamme de fréquence du guide (figure I2).

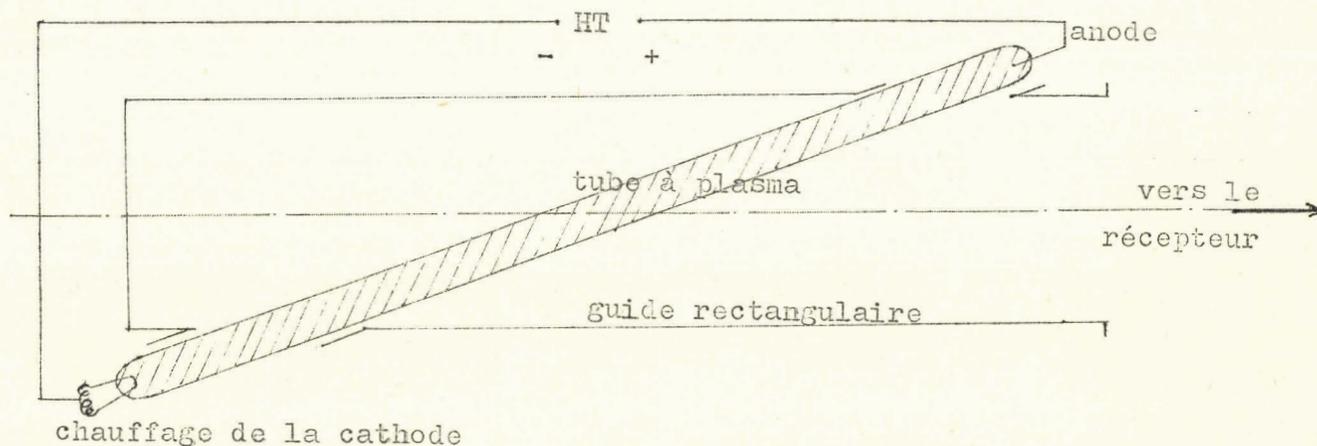


schéma de principe d'une source de bruit à tube à plasma.

figure I2

L'adaptation optimale de la source au guide est obtenue en ajustant, à une valeur donnée, le courant d'alimentation.

Remarquons que la puissance de bruit fournie par cette source est constante. L'adjonction d'un atténuateur résistif, entre le tube à plasma et le récepteur, permet d'obtenir une source de bruit de température équivalente variable.

Donnons les caractéristiques techniques de ce générateur de bruit :

gamme de fréquence	:	8,2 à 12 GHz
Tube de bruit	:	K50A Philips
		Température de bruit équivalente 21 800°K
Atténuateur variable	:	0 à 13 dB
Précision de mesure	:	\pm 0,5dB

3.3. Modulateur ou "switch"

Dicke utilisant, pour son radiomètre, un modulateur mécanique constitué par un disque tournant dissymétrique. Ce modulateur tantôt laisse passer sans atténuation le signal de bruit venant de l'antenne, tantôt introduit une lame résistante qui atténue complètement le signal de bruit et qui se comporte comme une charge adaptée.

Dans notre radiomètre, nous avons préféré utiliser un commutateur électronique, ce qui nous permet d'obtenir une fréquence de modulation plus élevée.

Deux types de modulateurs ont été essayés :

* l'un, est constitué par une varactor convenablement placée dans un guide rectangulaire et suivie d'une ligne unidirectionnelle. Cette diode est polarisée par une tension alternative de basse fréquence,

* l'autre, est constitué par un atténuateur électronique (résonance gyromagnétique) commandé par une tension alternative de basse fréquence.

On peut caractériser ces deux types de modulateurs par leur coefficient de transmission t en puissance. La relation entre t et α_{dB} (pertes d'insertion du modulateur) s'écrit (figure I3) :

$$t = \frac{P_s}{P_e} = e^{-0,23 \alpha_{dB}} \quad (\text{XVIII}),$$

t , sera une fonction du courant d'alimentation du modulateur. Soient t_m et t_{\min} les coefficients de transmission maximale et minimale. Pour un modulateur parfait, on a :

$$t_m = 1 \quad (\text{XIX}), \text{ position passante,}$$

et $t_{\min} = 0$ (XX), position non passante. En pratique, les relations XIX et XX ne sont pas vérifiées et il en résulte une perte globale de sensibilité due au modulateur.

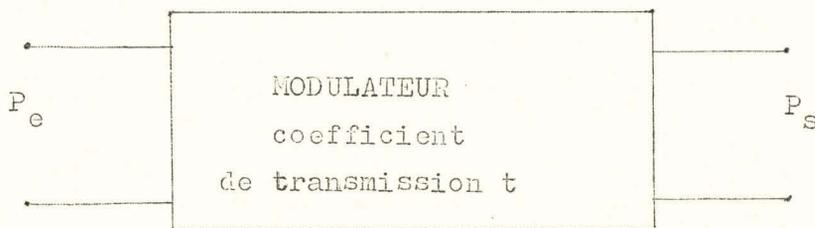


Figure I3

Nous avons vu précédemment, que le signal alternatif à la sortie du radiomètre est égal à :

$$U = Ak \left\{ (T_A - T_O)(I - c) + (T_B - T_O) t_B c \right\} B \quad (XXI)$$

Cette formule n'est valable que pour un modulateur parfait et elle doit être modifiée dans le cas où les relations XIX et XX ne sont plus vérifiées.

* en position passante du modulateur (durant une demi-alternance), la puissance recue par le radiomètre est :

$P_M = P_I t_M + (I - t_M) k T_O B$ où P_I est la puissance de bruit provenant de l'antenne et du coupleur, soit $P_I = k T_A (I - c) + T'_B c$.

Nous obtenons en définitive :

$$P_M = k \left\{ [T_A (I - c) + T'_B c] t_M + (I - t_M) T_O \right\} B$$

$$P_M = k \left\{ [T_A - T_O)(I - c) + (T'_B - T_O) c] t_M + T_O \right\} B$$

* en position passante :

$$P_m = k \left\{ [(T_A - T_O)(I - c) + (T'_B - T_O) c] t_m + T_O \right\} B$$

et la tension de sortie U du radiomètre est :

$$U = A(P_M - P_m) = Ak \left\{ (T_A - T_O)(I - c) + (T'_B - T_O) c \right\} (t_M - t_m) B$$

comme $T'_B = t_B T_B + (I - t_B) T_O$, on a :

$$U = Ak \left\{ (T_A - T_O)(I - c) + (T_B - T_O) t_B c \right\} (t_M - t_m) B \quad (XXII)$$

Cette relation se différencie de la relation XXI par le facteur $(t_M - t_m)$. L'existence de ce facteur entraîne une diminution de la sensibilité du radiomètre.

3.3.1. Atténuateur à ferrite employé comme modulateur

Suivant la valeur du champ magnétique B appliqué à la ferrite placée au milieu d'un guide rectangulaire, l'atténuateur

≠ soit laisse passer le signal que transmet l'antenne

≠ soit absorbe totalement le signal de bruit. La ferrite joue le rôle d'une charge adaptée à la température T_0 ($T_0 = 200^\circ\text{K}$ dans le cas considéré).

Les atténuations minimale α_M et maximale α_m que présente cet atténuateur ont été mesurées à 9 GHz. Nous avons trouvé :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_M = 0,6 \text{ dB} \\ \alpha_m = 40 \text{ dB} \end{array} \right. \quad \text{ou} \quad \left\{ \begin{array}{l} t_M = 0,87 \\ t_m = 0,0001 \text{ (pour } I = 40\text{mA)} \end{array} \right.$$

D'autre part, ce "switch" ne fonctionne correctement que pour des fréquences de modulation inférieures à 150 Hz.

Nous comparerons les performances de ce modulateur électronique avec celles du modulateur à diode dans un prochain paragraphe.

3.3.2. Emploi d'une diode et d'un isolateur comme modulateur

Suivant le sens du courant qui traverse une diode, celle-ci présente deux états distincts, conducteur et non conducteur (figure I4).

Associée à un isolateur, cette diode peut être utilisée comme modulateur. (figure I5).

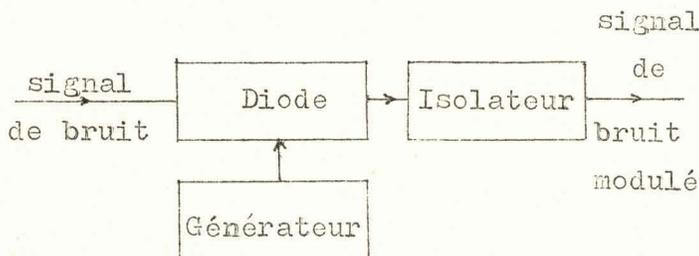


Figure I5

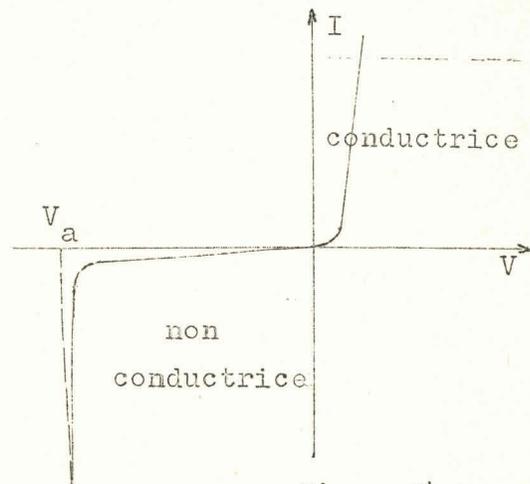


Figure I4

Etudions successivement ces deux états :

a) Durant la demi-alternance positive, la diode est conductrice et elle se comporte comme un court circuit qui réfléchit totalement le signal provenant de l'antenne.

Ce court-circuit (porté sensiblement à la température ambiante T_0) ne constitue pas, par lui-même, une source de bruit de référence. En effet, son coefficient de réflexion ρ est égal à 1, et comme $\mathcal{E} = 1 - \rho$, la puissance

$P_{\text{court-circuit}} = kT_0 B$ que reçoit le radiomètre pendant la demi-alternance positive est nulle.

Pour remédier à cet inconvénient, nous plaçons après cette diode une ligne unidirectionnelle à "déplacement de champ" qui laisse passer, sans atténuer le signal délivré par l'antenne, vers le mélangeur (figure 6).

Le principe de cet isolateur est basé sur le déplacement du champ électrique résultant de la déformation des lignes de forces du champ magnétique (donc de H) créé par une ferrite placée dans un guide rectangulaire.

Une lame absorbante accolée à cette ferrite absorbe donc l'énergie EM pour un sens de propagation donné de l'onde hyperfréquence.

Nous pouvons donc considérer cette lame absorbante comme une source de bruit de température équivalente T_0 qui émet un signal de bruit dans la direction de la diode, signal que celle-ci réfléchit vers le mélangeur.

a) Durant la demi-alternance négative, l'ensemble se comporte comme une impédance de valeur infinie (circuit ouvert). La diode est non conductrice.

La diode est alors équivalente à une résistance de valeur infinie de ce fait, nous n'avons pas à tenir compte de sa présence dans le guide d'onde.

En réalité, la résistance présentée par la diode à une valeur non infinie, mais seulement très grande, et elle présente en outre, une susceptance non négligeable. Nous sommes alors amenés à faire précéder le switch d'un adaptateur à vis pour annuler par un réglage convenable, le coefficient de réflexion présenté par la diode (figure I6).

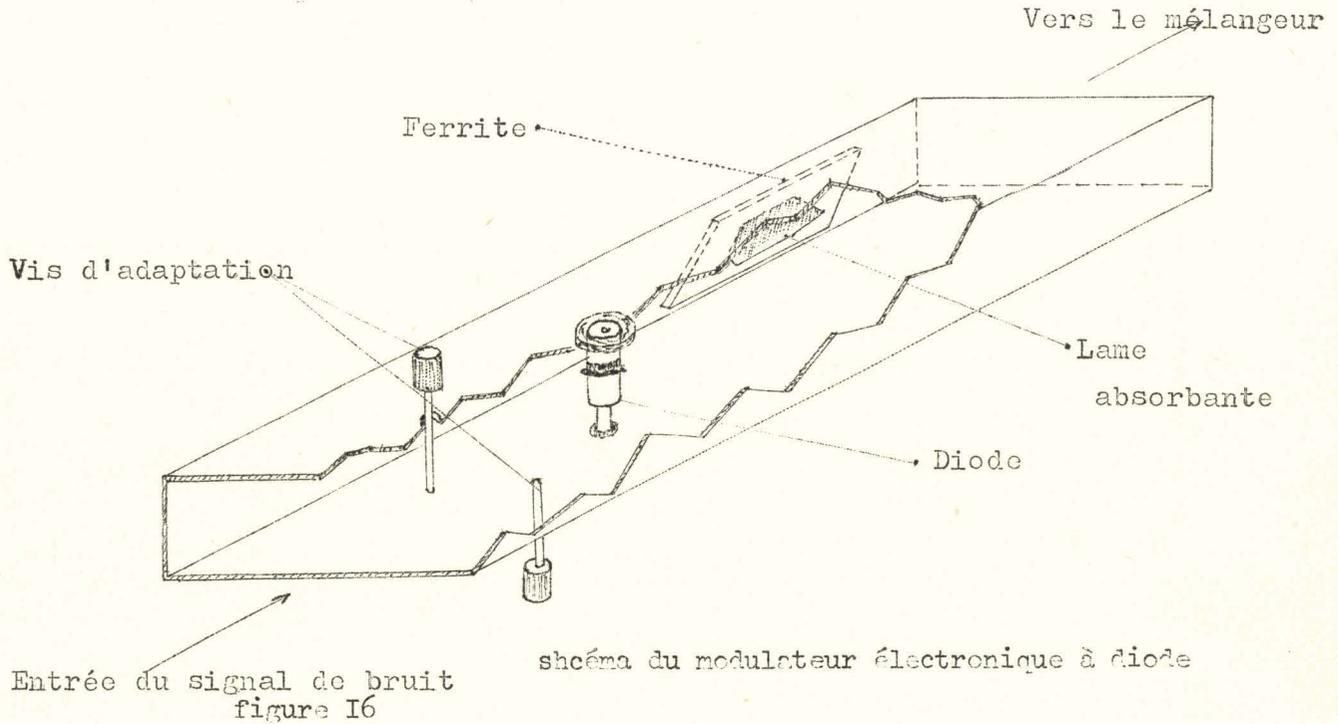


schéma du modulateur électronique à diode

La diode varactor utilisée est du type 4H1B COSEM, sa caractéristique $I = f(V)$ (figure I7) permet son utilisation comme diode de commutation.

En résumé, suivant la valeur de la tension alternative appliquée à la diode, le switch :

- ≠ soit laisse passer le signal que transmet l'antenne
- ≠ soit réfléchit le signal de bruit venant de l'antenne, la ligne unidirectionnelle placée après la diode et celle-ci jouent le rôle d'une charge adaptée à la température T_0 ($T_0 = 290^\circ K$ dans le cas considéré).

Soient α_{\min} et α_{\max} les atténuations minimale et maximale que présente cet atténuateur :

$$\text{à } 9 \text{ GHz} \quad \left\{ \begin{array}{l} \alpha_{\min} = 1,5 \text{ dB} \\ \alpha_{\max} = 20 \text{ dB} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} t_{\min} = 0,71 \\ t_{\max} = 0,01 \end{array} \right.$$

Lors de la réalisation de ce modulateur, nous avons effectué des essais avec une diode à pointe IN23B (la caractéristique est donnée figure I7) qui se sont révélés moins concluants que ceux obtenus avec la diode varactor.

Rappelons que les propriétés d'une diode de commutation dépendent essentiellement de l'allure de sa caractéristique $I = f(v)$ qui impose le choix de la valeur de l'amplitude de la tension de modulation.

En effet, la diode doit être conductrice et non conductrice pour les deux valeurs extrémales de la tension de modulation.

L'examen des caractéristiques relatives à la diode varactor et à la diode à pointe (figure I7) montre que la diode varactor, vu la valeur de sa tension d'avalanche, est mieux adaptée à la fonction de diode commutatrice que la diode à pointe IN23B.

D'autre part, la diode à pointe polarisée est une source de bruit d'intensité non négligeable.

Donnons quelques chiffres pour préciser la valeur de la température équivalente de cette source de bruit.

En inverse : $T_{\text{eq}} = 10\ 000$ pour un courant inverse de 5mA.

en direct : T_{eq} passe un minimum pour un courant de l'ordre de 0,5mA. $T_{\text{eqmin}} \approx 255^{\circ}\text{K}$

Ajoutons, avant de dresser un tableau des caractéristiques des deux types de modulateur électronique utilisés sur notre radiomètre, que celui que nous venons de décrire fonctionne entre 8 et 10 GHz.

1 Diode 1N23B

2 Varicap 411B

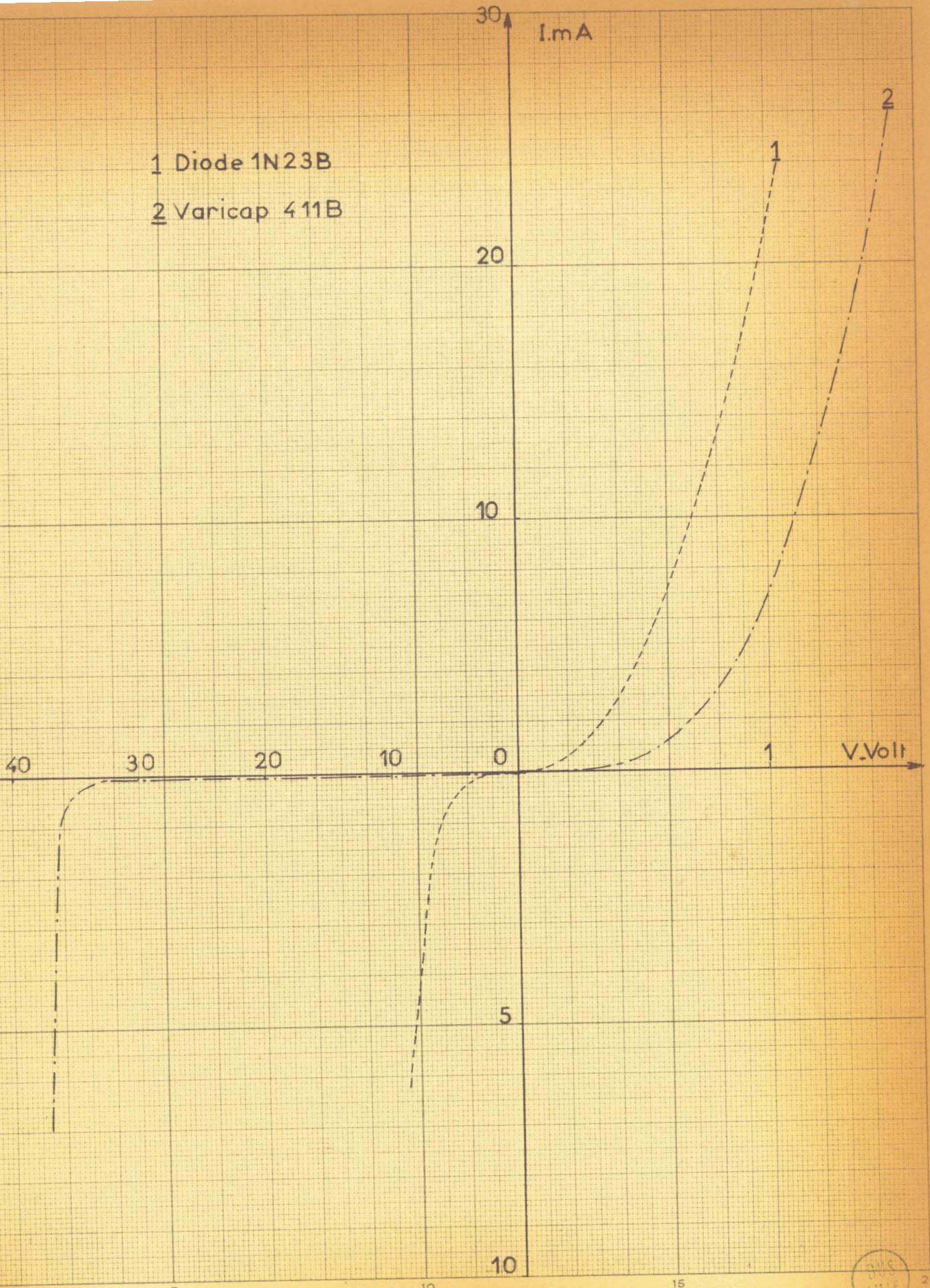


figure.17.



3.3.3. Caractéristiques des deux modulateurs électroniques

	Modulateur à ferrite	Modulateur à diode
Pertes d'insertion	$\alpha_M = 0,6$ dB $t_M = 0,87$ à 9 GHz	$\alpha_M = 1,5$ dB $t_M = 0,71$
Atténuation maximale	$\alpha_m = 8$ dB (courant : 8mA) $t_m = 0,16$ à 9 GHz	$\alpha_m = 20$ dB ($V_{mod} = 1,5$ V) $t_m = 0,01$ à 9 GHz
$t_M - t_m$	0,71 à 9 GHz	0,70 à 9 GHz
Fréquences de la tension de modulation	$f_{mod} = 150$ Hz	$0 < f < 1$ MHz
Fréquence U.H.F.	0 - 9,5 GHz Large bande	8 - 10 GHz l'adaptation par les 2 vis doit être effectuée pour chaque valeur de la fréquence.

3.4. Générateur B.F.

Les tensions de commande du switch et de référence du détecteur synchrone sont fournies par un générateur basses fréquences (30 à 30kHz) du type commercial.

Les valeurs de la tension délivrée par ce générateur sont :

- de 1,5 volt pour le modulateur à diode et les détecteurs synchrones
- de 13 volts pour le modulateur à ferrite.

3.5. Oscillateur local

L'oscillateur local de la détection hétérodyne du radiomètre est un klystron du type 2K25 Philips, de fréquences extrémales 8,2 - 9,6 GHz.

3.6. Mélangeur - Préamplificateur

3.6.1. Le mélangeur que nous utilisons est du type symétrique, de manière à éliminer le bruit apporté par l'oscillateur local, et comporte deux éléments non linéaires, deux diodes IN23F montés en série (figure I8).

La gamme de fréquence de fonctionnement de ce mélangeur s'étend de 8,5 à 9,6 GHz.

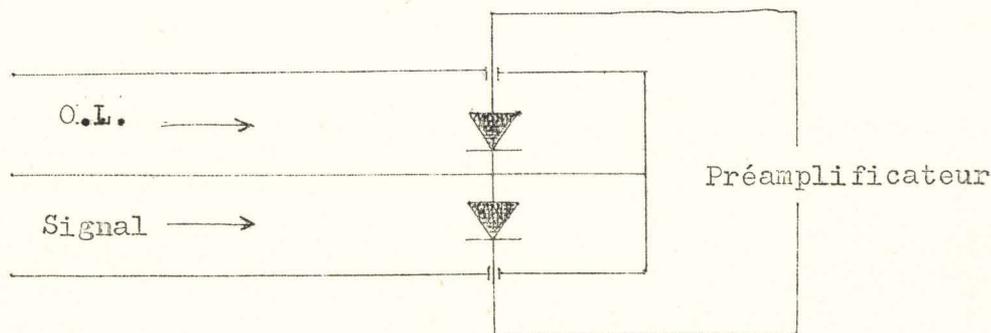


Figure I8

3.6.2. L'amplitude des signaux U.H.F. que reçoit le mélangeur est très faible et il est nécessaire de lui associer un préamplificateur.

Avant de donner les caractéristiques de ce préamplificateur, il convient de préciser comment on peut déterminer sa bande passante.

Pour un amplificateur dont la courbe de réponse en fonction de la fréquence a l'allure ci-centre, (figure I9), $B' = f'_1 - f'_2$ définit usuellement la bande passante à 3dB.

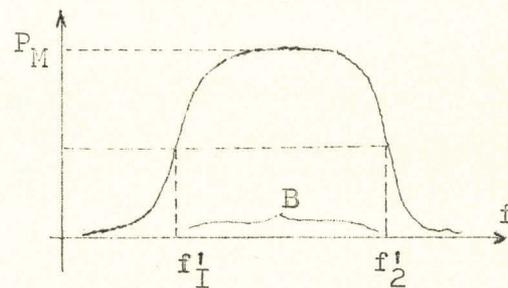


Figure I9

Mais cette définition de la bande passante n'est pas valable si on veut utiliser la relation :

$$P = kTB = kT (f_2 - f_1) \quad (\text{XVIII})$$

Cette formule suppose un amplificateur de bande passante rectangulaire défini de la façon suivante :

$$P = P_M \text{ pour } f_I < f < f_2$$

$$P = 0 \text{ pour } f < f_I \text{ et } f > f_2$$

Pour appliquer la relation à un amplificateur dont la courbe de réponse a une forme quelconque, il est commode de définir sa bande passante en envisageant un amplificateur fictif présentant les caractéristiques suivantes :

- a) placé dans les mêmes conditions, il transmet une puissance totale égale à celle de l'amplificateur réel.
- b) la courbe $P(f)$ qui le caractérise est un rectangle parfait a b c d (figure 20)
- c) la puissance qu'il fournit pour toutes les fréquences où elle n'est pas nulle est égale à la puissance maximale fournie par l'amplificateur réel.

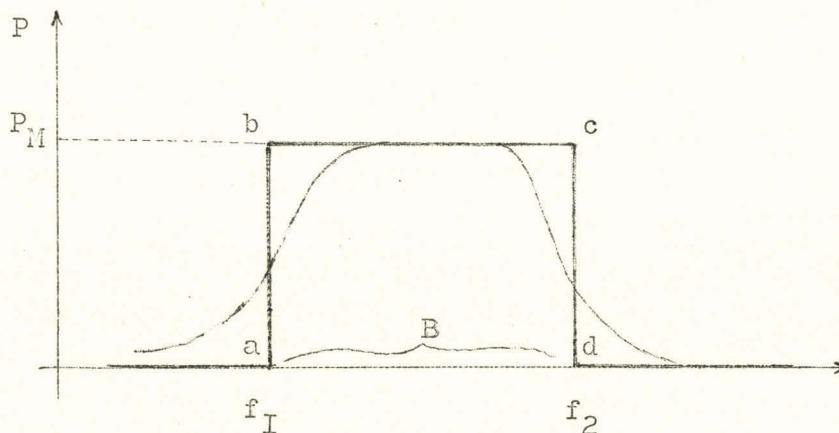


Figure 20

Le rectangle est alors parfaitement défini. f_I et f_2 doivent nécessairement vérifier la relation :

$$(f_2 - f_I) = \frac{I}{P_M} \int_0^{\infty} P^2(f) df = B \quad (\text{XXIV})$$

L'égalité (XXIV) définit $B = f_2 - f_I$ et c'est cette expression de la largeur de bande que nous adopterons. Ce qui revient, pour déterminer B , à remplacer la courbe expérimentale par une courbe plus simple, de forme rectangulaire, pour laquelle P reste constamment égal à $P_M = kTB$.

3.6.3. Commercialisé, l'ensemble mélangeur-préamplificateur ne forme qu'un seul appareil dont les caractéristiques sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{fréquence d'entrée} : 8,5 - 9,6 \text{ GHz} \\ \text{bande passante} : 21 \text{ MHz} \\ \text{gain en puissance} : 43 \text{ dB} \end{array} \right.$$

Les impédances d'entrée du mélangeur et l'impédance de sortie du préamplificateur sont égales à 50Ω .

La température de bruit de l'ensemble du système est égale à $2\,000^\circ\text{K}$, soit un facteur de $8,3\text{dB}$.

Remarque :

Pour déterminer la valeur de la température de bruit du mélangeur-préamplificateur, nous procédons de la manière suivante :

Nous comparons les signaux que fournit le préamplificateur pour différentes valeurs de la température équivalente T_B de la source de bruit Philips placée à l'entrée du mélangeur (figure 2I).

Pour une valeur T_B de la température de la source de bruit, le signal détecté est :

$$V_I = K (T_B + T_R)$$

où T_R est la température de bruit à mesurer.

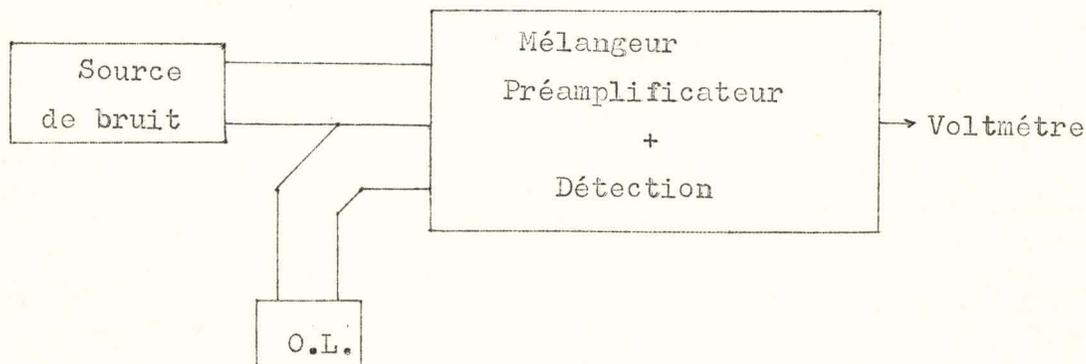


figure 2I.

Pour une deuxième valeur de T_B (par exemple, la source de bruit est éteinte) $T_B = T_0$, nous avons :

$$V_2 = k(T_0 + T_R).$$

En faisant le rapport $\frac{V_2}{V_1} = \frac{T_0 + T_R}{T_B + T_R}$, nous en déduisons la valeur de T_R , la température de bruit V_I du composant étudié.

3.7. Amplificateur MF

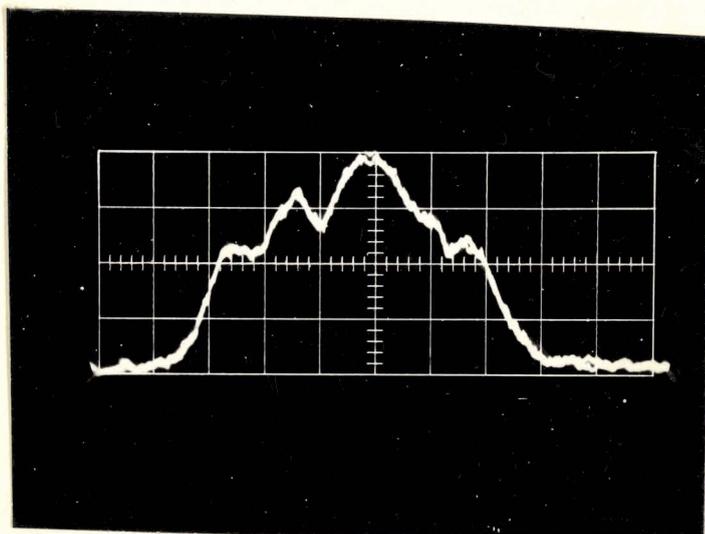
Cet amplificateur à circuits décalés en fréquence est l'un des appareils électroniques du radionètre construits par M. CHADELAS.

Donnons ses caractéristiques :

- { Impédances d'entrée et de sortie : 50Ω .
- { Bande passante de 26 MHz
- { Gain de 40dB à 47 MHz.

Avec l'amplificateur branché à la suite du préamplificateur, nous obtenons pour l'ensemble les caractéristiques suivantes :

- { Bande passante de 26 MHz
- { Gain de 83 dB à 56 MHz.



SJS
LILLE

Bande passante de l'amplificateur M.F.

La valeur de la température de bruit de l'ensemble mélangeur-pré-amplificateur - amplificateur est :

$$T_R = 2\ 000^\circ\text{K} \quad (T_{\text{R ampl.}} \text{ étant négligeable devant } T_{\text{Mélangeur}})$$

Le signal transmis par l'amplificateur MF est détecté par une diode OA70.

3.8. Amplificateur Basse fréquence sélectif GENERAL RADIO

Le signal modulé que fournit la première détection est amplifié par un amplificateur sélectif de fréquence identique à celle du modulateur.

V_s mVolts

Courbe $V_s = F$ [F.MHz] du "Préamplificateur + Amplificateur.MF."

B = 26 MHz.

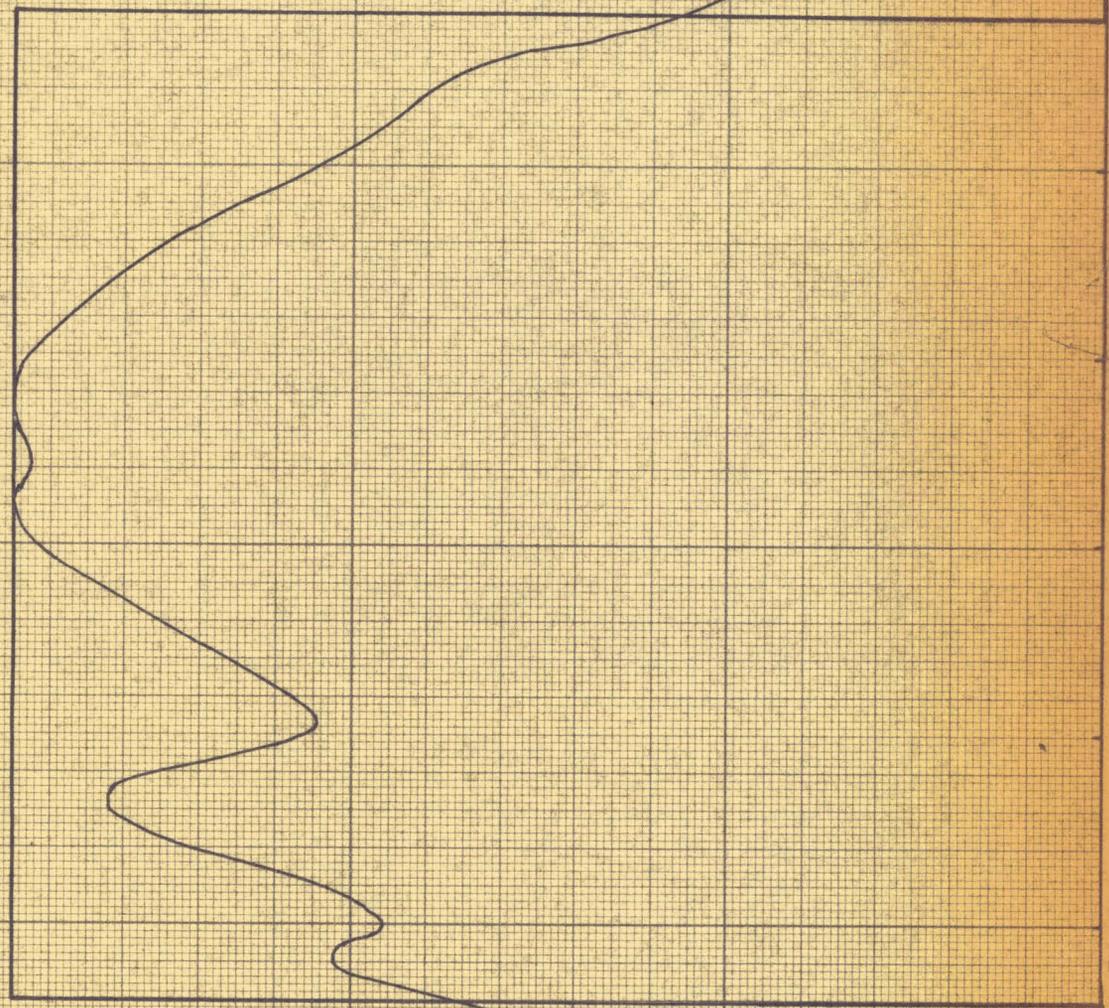
30

20

10

0

F. MHz.



Cet amplificateur a un gain maximal de 120dB et délivre une tension maximale de 4 volts crête à crête, ces deux paramètres peuvent être réglés manuellement à une valeur quelconque.

3.9. Détecteur synchrone.

Pour détecter le signal à la sortie de l'amplificateur B.F., on utilise un détecteur synchrone. En effet, la phase de ce signal est parfaitement connue (elle est reliée de façon simple à la phase du signal délivré par le générateur B.F. qui commande le modulateur) et on peut profiter de cette particularité pour utiliser un détecteur synchrone.

On limite ainsi au minimum le bruit apporté par l'amplificateur B.F.

Deux détecteurs synchrones ont été construits par M. CHADELAS et seront décrits dans une prochaine publication.

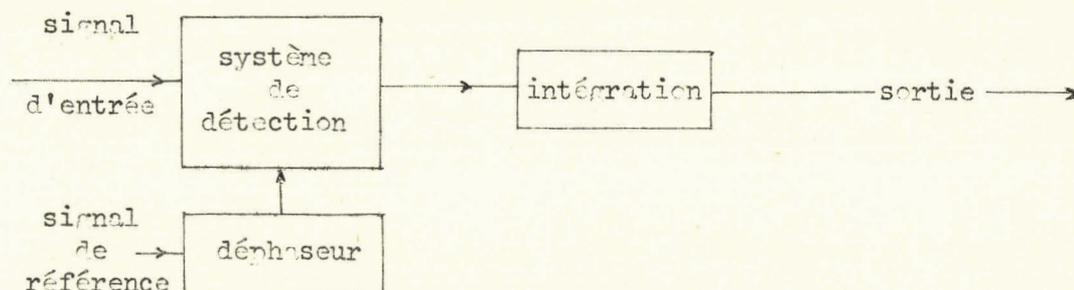


schéma synoptique identique pour les deux types de détecteurs synchrones.

figure 22

La différence de conception qui existe entre les deux appareils réalisés réside dans le choix du système de détection.

3.9.1. Détecteur synchrone à diodes (figure 23)

En fait, ce détecteur synchrone est un détecteur de phase où la détection est double.

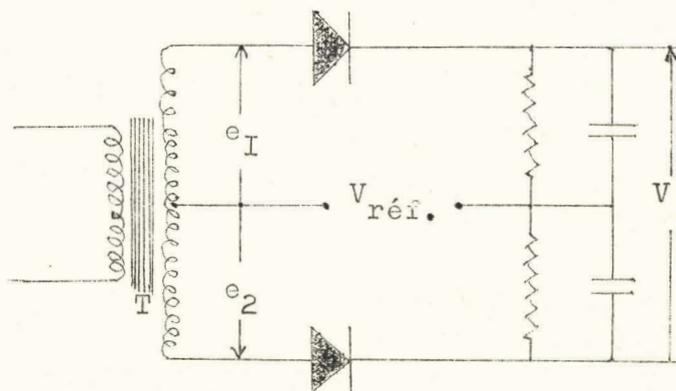


Figure 23

La référence est environ dix fois plus élevée que le signal afin que le point de fonctionnement de la diode soit convenablement choisi.

Le transformateur T limite la gamme de fréquence utile, mais un détecteur synchrone de ce type permet d'utiliser un modulateur fonctionnant à une fréquence assez élevée (20kHz).

La tension maximale que délivre ce détecteur synchrone est égale à 3,5 volts (zéro réglable à $\pm 0,05\text{mV}$).

3.9.2. Détecteur synchrone à transistors

Le système de détection de ce détecteur synchrone est constitué de deux portes à transistors qui laissent passer le signal d'entrée lorsqu'il est en phase avec le signal de référence (figure 24).

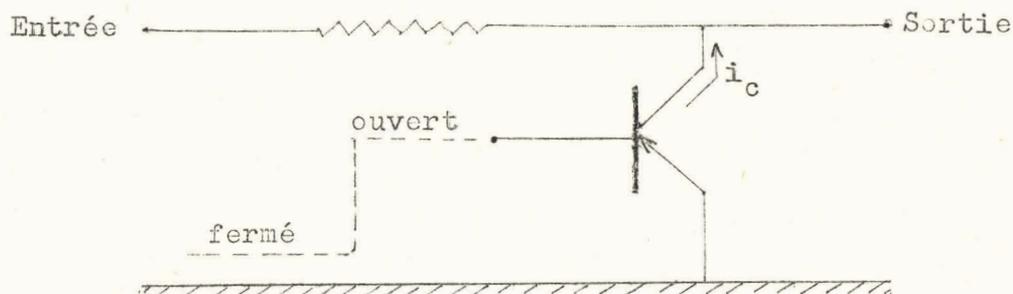


Schéma de la porte

Figure 24

L'utilisation de deux transistors complémentaires NPN et PNP permet de doubler la sensibilité et de réaliser un système de détection sans transformateur à point milieu.

Un détecteur synchrone de ce type est particulièrement recommandé aux basses et très basses fréquences, mais aux fréquences élevées, la commutation du transistor est une cause d'erreurs.

La tension de sortie maximale est de 1,6 volt.

3.9.3. Des détecteurs synchrones utilisés, le détecteur synchrone à transistors semble posséder un rapport signal - sur bruit plus élevé. (43,5 dB contre 32 dB pour le détecteur synchrone à diodes).

Les détecteurs synchrones à transistors et à diodes possèdent chacun une gamme de fréquences optimales de fonctionnement.

* Pour le premier : $f < 1\text{kHz}$

* Pour le second : $f > 500\text{Hz}$

3.10. Avant de mentionner les performances du radiomètre, établissons la relation qui existe entre U sa tension de sortie et T_A la température apparente de l'antenne.

4 Equations radiométriques

4.1. Nous établirons ces équations en tenant compte :

- ≡ d'une part, des pertes d'insertion α_L (ou du facteur de transmission $t_L = e^{-0,23\alpha_L}$ avec α_L en dB) des composants hyperfréquences, (figure 25)
- ≡ d'autre part, de l'atténuation du signal lorsqu'il est hâché par le switch.

Soient α_M et α_m les atténuations minimale et maximale ($t_M = e^{-0,23\alpha_M}$ et $t_m = e^{-0,23\alpha_m}$) introduites par le modulateur (figure 25).

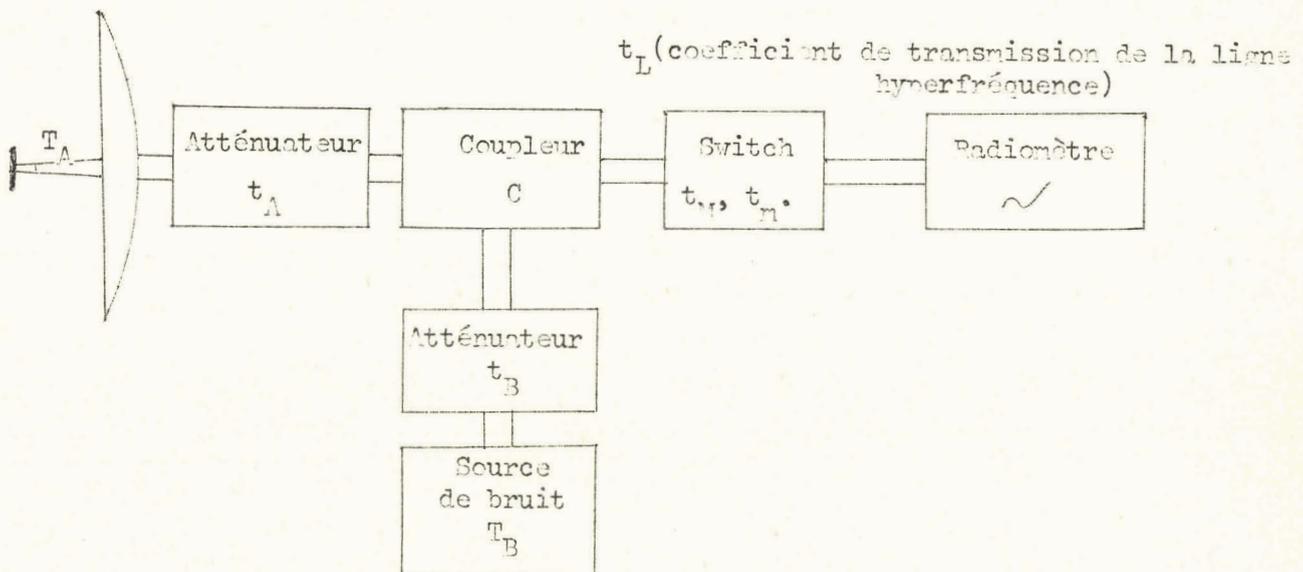


Figure 25

4.I.I. Envisageons d'abord le cas où la source de bruit de température T_B n'est pas adjointe au radiomètre.

L'antenne de température T_A fournit au radiomètre une puissance

$$P = k T_A B$$

Mais en tenant compte de l'atténuateur $[t_A]$, facteur de transmission t_A

$$P = k \left\{ T_A t_A + (I - t_A) T_O \right\} B$$

= des pertes d'insertion des composants hyperfréquences, facteur de transmission t_L

$$P = k \left\{ (T_A t_A + (I - t_A) T_O) t_L + (I - t_L) T_O \right\} B$$

$$P = k \left\{ T_A t_A t_L + (I - t_A t_L) T_O \right\} B$$

Dans le sens passant, le modulateur laisse passer un signal égal à :

$$P_m = k \left\{ T_A t_A t_L t_m + (I - t_A t_L t_m) T_O \right\} B$$

Dans le sens non passant :

$$P_m = k \left\{ T_A t_A t_L t_m + (I - t_A t_L t_m) T_O \right\} B$$

Le détecteur synchrone délivre alors pour un signal $P = k T_A B$ transmis au radiomètre par l'antenne, une tension proportionnelle à :

$$U = K \left\{ P_m - P_m \right\} = K \left\{ T_A t_A t_L t_m + (I - t_A t_L t_m) T_O - t_A t_L t_m T_A - (I - t_A t_L t_m) T_O \right\}$$

$$U = K \left\{ (T_A - T_O) (t_m - t_m) t_A t_L \right\} \text{ où } K \text{ est une constante.}$$

4.1.2. Envisageons maintenant le cas où une source de bruit (par l'intermédiaire d'un coupleur directif de coefficient de couplage c est adjointe au radiomètre. L'antenne de température T_A et la source de bruit de température T_B fournissent respectivement au radiomètre les puissances :

$$P_A = k \{ T_A t_A + (I - t_A) T_O \} B$$

$$P_B = k \{ T_B t_B + (I - t_B) T_O \} B$$

A la sortie du coupleur directif, la puissance disponible est :

$$P = P_A (I - c) + P_B c$$

$$P = k \{ (T_A - T_O) t_A (I - c) + (T_B - T_O) t_B c + T_O \} B$$

En tenant compte des pertes d'insertion α_L , facteur de transmission

t_L :

$$P = k \{ [(T_A - T_O) t_A (I - c) + (T_B - T_O) t_B c + T_O] t_L + (I - t_L) T_O \} B$$

$$P = k \{ (T_A - T_O) t_A t_L (I - c) + (T_B - T_O) t_B t_L c + T_O \} B \quad (\text{XXV})$$

Si α_m et α_r sont les atténuations extrémales introduites par le modulateur (t_m et t_r), la tension que délivre le détecteur synchrone, pour une puissance $P = k T_A B$ transmise par l'antenne au radiomètre, est proportionnelle à :

$$U = K \{ (T_A - T_O) t_A (I - c) + (T_B - T_O) t_B c \} (t_r - t_m) \cdot t_L \quad (\text{XXVI})$$

4.2. La relation XXVI montre que la tension U de sortie du radiomètre peut être annulée par un réglage convenable de l'atténuateur placé devant la source de bruit de température fixe T_B (dans le cas d'une mesure de T_A T_O).

$$\text{Soit } (T_A - T_O) t_A (I - c) + (T_B - T_O) t_B c = 0$$

Cette relation n'est vérifiée que pour $T_A < T_O$ si $T_B > T_O$.

Nous en déduisons :

$$T_A t_A (1 - c) = T_0 \{ t_A (1 - c) + t_B c \} - T_B t_B c$$

Cette dernière relation (XXVI) permet de calculer la valeur de T_A (comprise entre 0° et 300°K) si celle de T_B nous est connue.

En première approximation, nous obtenons :

$$T_A = T_0 - T_B \frac{t_B \cdot c}{t_A (1 - c)} \quad (\text{XXVII})$$

en négligeant le terme $\frac{t_B c}{t_A (1 - c)}$ devant 1.

Dans le cas considéré :

$$\frac{t_B c}{t_A (1 - c)} \ll 1,4 \times 10^{-2} \text{ en considérant que } t_B \ll 1$$

$$t_A = 0,73 \text{ et } c = 0,01$$

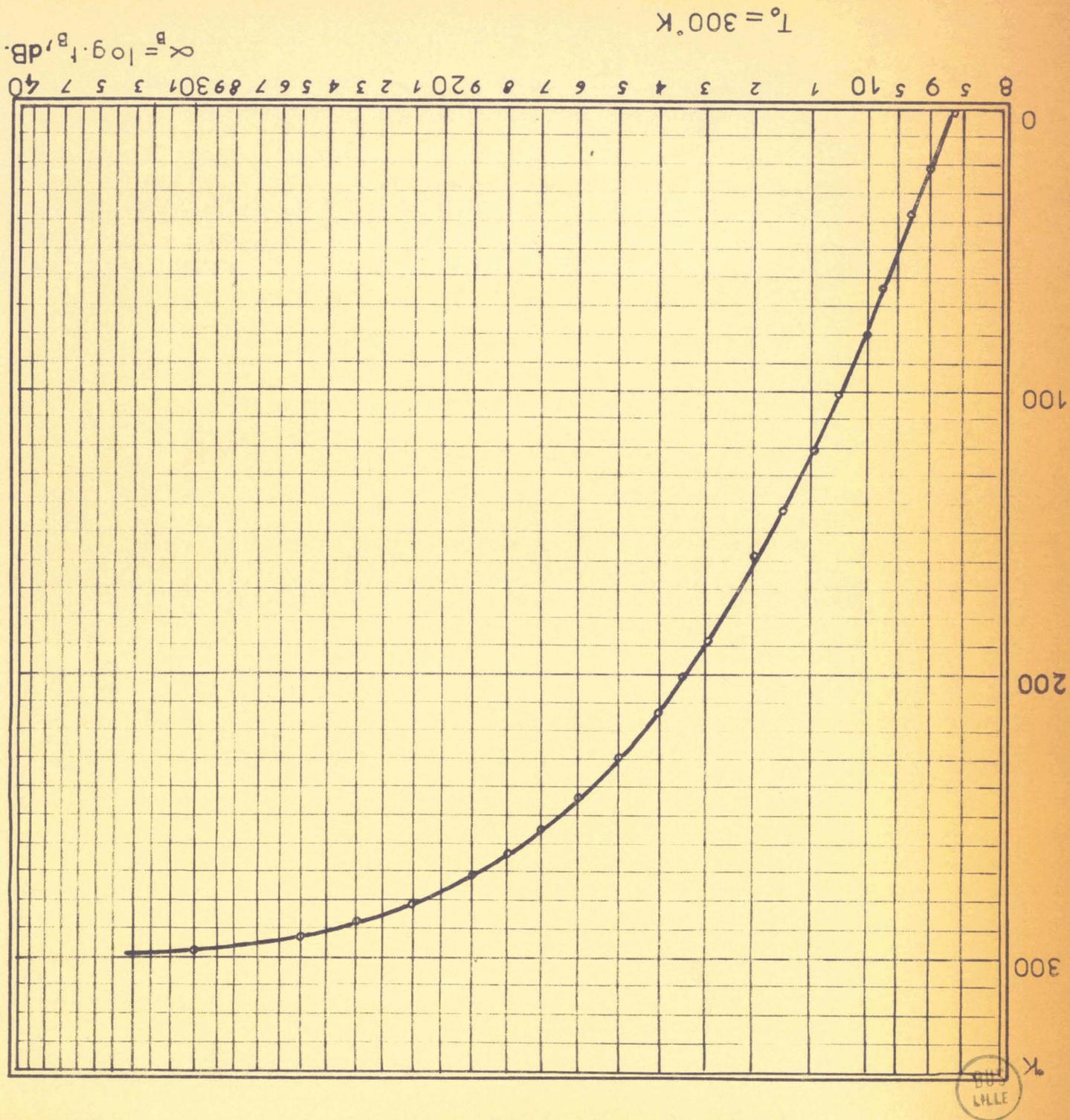
Dans la relation 27 les termes t_A , c et T_B sont constants et, avec une abaque, il sera commode de déterminer T_A si la valeur de t_B est connue. (Figure 26).

Ajoutons que cette méthode de mesure permet de déterminer la valeur de T_A , quelles que soient les pertes d'insertion et les pertes en ligne des éléments hyperfréquences du radiomètre. La précision obtenue sur T_A dépendra essentiellement de sa sensibilité dont nous allons donner la valeur expérimentale et la valeur théorique.

5. Performances et sensibilité du radiomètre.

Le radiomètre que nous avons réalisé permet d'effectuer des mesures de température de bruit dans la bande de fréquences - 8,2GHz à 9,6 GHz -.

Figure 26



3774
508

L'originalité de cet appareil est de pouvoir mesurer T_A ($T_A < T_0$) par une méthode de zéro sans utiliser une source de bruit de température équivalente inférieure à T_0 .

Les performances de ce radiomètre dépendent directement de la température de bruit $T_R = 2\,000^\circ\text{K}$ du récepteur utilisé et de sa bande passante $B = 25\text{ MHz}$.

5.I. La relation qui permet de calculer sa sensibilité théorique s'écrit :

$$\Delta T = \frac{T_R}{\sqrt{B\tau}} \quad \text{dans le cas où } T_A \ll T_R$$

τ est la constante de temps de l'intégrateur placé à la sortie du détecteur synchrone du radiomètre.

Et la nouvelle relation, qui donne la valeur de la sensibilité théorique du radiomètre en tenant d'un facteur de correction $2\sqrt{\pi}$ introduit par Galeys est :

$$\Delta T = \frac{T_R}{\sqrt{B\tau}} \cdot 2\sqrt{\pi}$$

soit $\Delta T_{\text{théorique}} = 2\sqrt{\pi} \frac{T_R}{\sqrt{B\tau}}$ (XXVIII)

5.I.I. A partir de cette relation, on peut calculer ΔT_{th} pour différentes valeurs de la constante d'intégration τ en prenant $T_R = 2\,000^\circ\text{K}$.

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau = 1,5\text{s} \longrightarrow \Delta T_{\text{th}} = \pm 1,12^\circ\text{K} \\ \tau = 6\text{s} \longrightarrow \Delta T_{\text{th}} = \pm 0,56^\circ\text{K} \\ \tau = 24\text{s} \longrightarrow \Delta T_{\text{th}} = \pm 0,28^\circ\text{K} \end{array} \right.$$

Comparons les résultats ci-dessus à ceux obtenus expérimentalement pour les mêmes valeurs de la constante d'intégration τ .

En effectuant, pour $T_A \ll T_R$, l'enregistrement pendant plusieurs minutes des variations du signal délivré par le radiomètre (figure 27). Nous avons pu déterminer expérimentalement la valeur minimale de température décelable.

Nous trouvons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau = 1,5s \rightarrow \Delta T_{\text{exp}} = \pm 2^\circ\text{K} \\ \tau = 6s \rightarrow \Delta T_{\text{exp}} = \pm 1^\circ\text{K} \\ \tau = 24s \rightarrow \Delta T_{\text{exp}} = \pm 0,5^\circ\text{K} \end{array} \right.$$

Ces valeurs correspondent à des températures de bruit mesurées à l'entrée du radiomètre et si on veut déterminer la sensibilité du récepteur, il faut tenir compte des pertes d'insertion du modulateur et des composants hyperfréquences qui diminuent cette sensibilité. Nous devons donc corriger la valeur de ΔT_{exp} déduite des enregistrements graphiques.

$$\Delta T_{\text{exp corrigé}} = \Delta T_{\text{exp enregistrement}} \cdot (t_M - t_m) t_L$$

$$\text{avec } (t_M - t_m) t_L = 0,65$$

Nous obtenons alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau = 1,5s \rightarrow \Delta T_{\text{exp corrigé}} = \pm 1,30^\circ\text{K} \\ \tau = 6s \rightarrow \Delta T_{\text{exp corrigé}} = \pm 0,65^\circ\text{K} \\ \tau = 24s \rightarrow \Delta T_{\text{exp corrigé}} = \pm 0,32^\circ\text{K} \end{array} \right.$$

5.1.3. On constate que les valeurs de $\Delta T_{\text{exp corrigé}}$ et de $\Delta T_{\text{théorique}}$ sont du même ordre de grandeur et que la sensibilité du radiomètre dépend directement de la constante d'intégration utilisée (1,5 < τ < 24s).

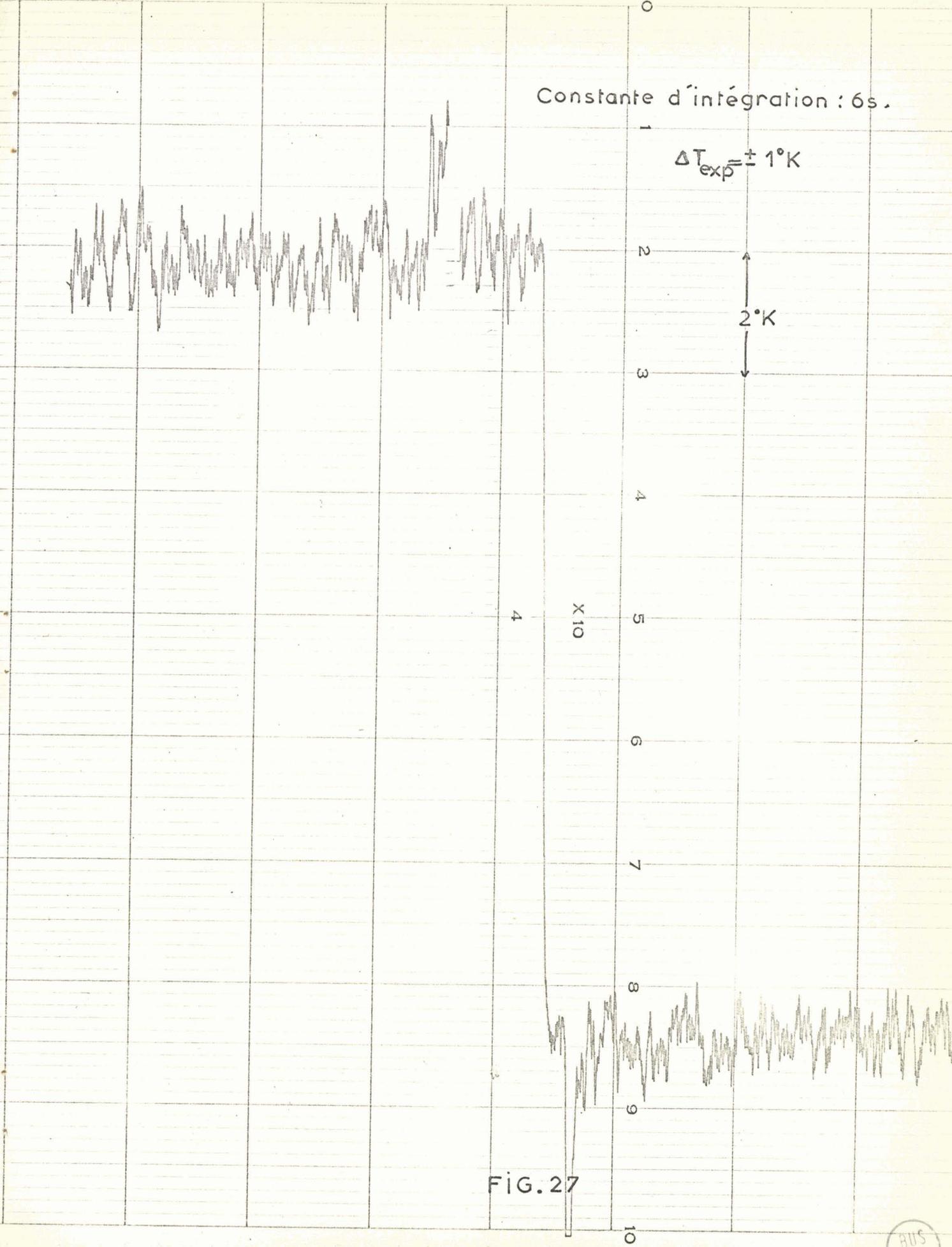
Constante d'intégration : 6s.

$$\Delta T_{\text{exp}} = \pm 1^\circ\text{K}$$

2°K

X 10

FIG. 27



D'autre part, nous avons effectué des essais de sensibilité du radiomètre avec les deux détecteurs synchrones réalisés par M. CHADELAS. Les valeurs obtenues de ΔT_{exp} sont identiques, quel que soit le type du détecteur synchrone utilisé.

Pour une constante d'intégration de 6s, nous avons obtenu par exemple :

$$\Delta T = 0,64^{\circ}\text{K pour } f_{\text{modulation}} = 5\text{kHz avec le détecteur synchrone à diode}$$

$$\Delta T = 0,60^{\circ}\text{K pour } f_{\text{modulation}} = 120\text{Hz avec le détecteur synchrone à transistors.}$$

5.2. A partir de la relation 28 on peut calculer la puissance de bruit minimale ΔP détectée avec notre appareillage connaissant $\Delta T_{\text{expérimental}}$. Nous constatons que l'ensemble de l'appareillage permet de détecter des puissances de bruit de l'ordre de 10^{-16} Watt.

C H A P I T R E I I I

DESCRIPTION DE QUELQUES APPLICATIONS RADIOMETRIQUES

I. INTRODUCTION

Le radiomètre que nous venons de décrire a été réalisé en vue d'étudier quelques exemples d'application.

Il semble en effet, qu'un appareil de ce type puisse fournir des renseignements précieux aux météorologistes, aux physiciens (étude du bruit des plasmas), aux géographes et aux militaires.

C'est afin d'illustrer ces possibilités que nous avons effectué avec notre appareillage les applications suivantes : - réalisation d'images radiométriques (c'est-à-dire détection passive d'objets), - mesure à distance de la teneur en eau d'une substance.

2. OBTENTION D'IMAGES THERMIQUES

2. I. Principe

Au chapitre V, nous avons vu que le signal de bruit capté par l'antenne est :

$$P = k\epsilon T_{obj} B \quad (29)$$

Dans cette expression ϵ et T_{obj} sont respectivement l'émissivité et la température de l'objet observé ou de la substance étudiée.

Cette relation montre que l'emploi d'une méthode radiométrique est particulièrement intéressante dans les deux cas suivants :

- 1) lorsque ϵ est constant, pour obtenir l'image thermique d'un objet.
- 2) lorsque T_{obj} est constant, pour dresser la carte d'émissivité d'un objet d'une région ou d'un paysage. Cette carte d'émissivité peut facilement être transformée en carte de "permittivité", en effet : dans la bande X, les objets qui nous entourent sont, pour la plupart, parfaitement absorbants, $\tau = 0$.

La relation donnant l'émissivité ϵ d'un objet est alors :

$$\epsilon = 1 - \rho$$

où ρ est le pouvoir réflecteur de cet objet. Le coefficient de réflexion peut se calculer facilement en fonction de l'indice de réfraction n de l'objet considéré. Nous obtenons (dans le cas d'une incidence normale) :

$$\epsilon = 1 - \left(\frac{n - 1}{n + 1} \right)^2 = \frac{4n}{(n + 1)^2} \quad (30)$$

avec $n = \sqrt{\epsilon'}$, ϵ' étant la permittivité de l'objet.

Dans cette formule (30) nous ne tenons pas compte de l'atténuation et du rayonnement de l'atmosphère qui entoure l'objet et que celui-ci réfléchit.

Si l'objet observé est à une distance d de l'antenne du radiomètre (fig.27) celle-ci capte un signal :

$$P = k \left\{ T_{\text{obj}}(1 - \rho) + \rho T_{\text{ciel}}(\theta) \right\} B$$

où $T_{\text{ciel}}(\theta)$ est la température de bruit de l'atmosphère à la fréquence considérée.

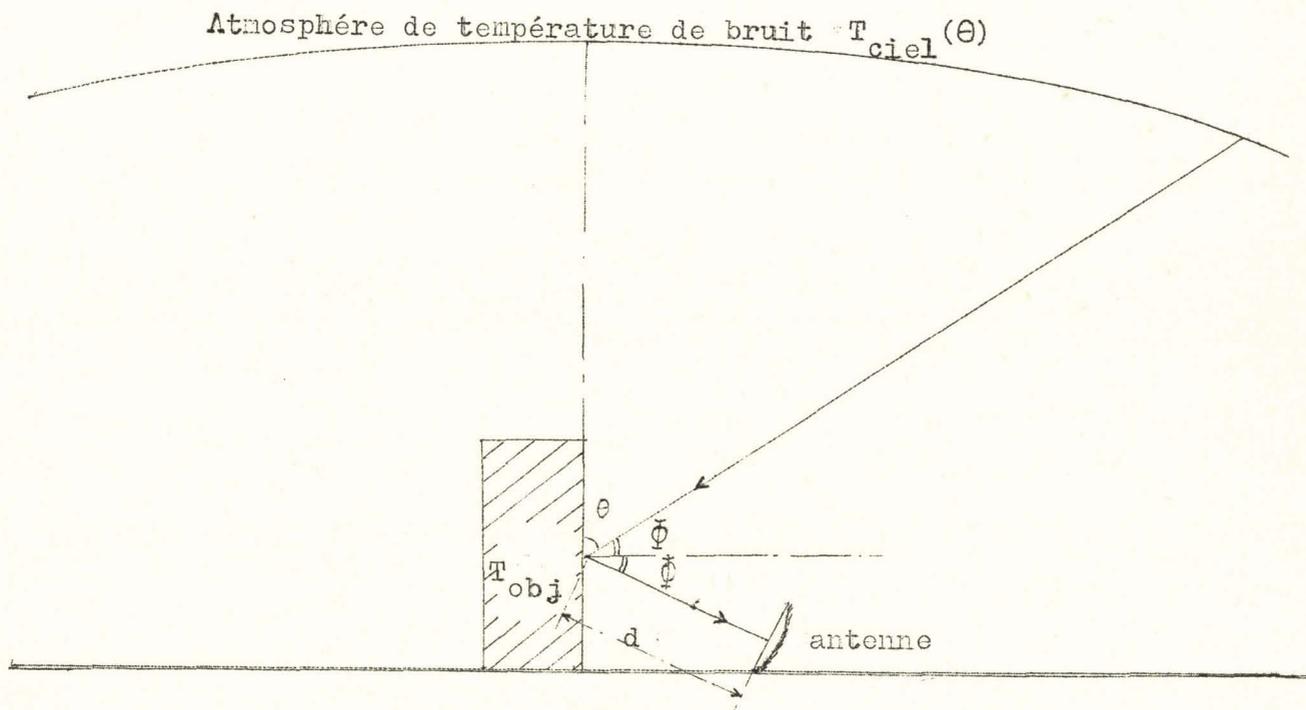


figure 27.

L'angle θ dépend à la fois de l'angle d'observation Φ et de l'inclinaison de l'objet observé.

Il est commode d'introduire la température de bruit de l'antenne T_A .

$$T_A = T_{obj} (I - \rho) + \rho T_{ciel}(\theta)$$

$$\text{soit } P = k T_A B$$

Cette formule n'est pas toujours valable. Dans le cas où d est grand il faut tenir compte de l'atténuation de l'atmosphère, la puissance reçue par l'antenne est :

$$P = k \left\{ T_{obj} (I - \rho) + \rho T_{ciel} e^{-\alpha d} + (I - e^{-\alpha d}) T_0 \right\} B \quad (31)$$

où α est l'atténuation (en néper/m) de l'atmosphère et T_0 la température ambiante.

Notre fréquence de travail a été choisie de manière que l'atténuation atmosphérique soit minimale. Pour d petit ($d < 1$ km) et θ pas trop grand ($\theta < 60^\circ$ paragraphe 4-2) la relation se simplifie ($e^{-\alpha d} \approx 1$) et $T_{ciel}(\theta) < 10^\circ K$.

Nous avons alors :

$$P = k T_{obj} (I - \rho) B$$

Dans les conditions normales de détection, nous pouvons considérer que la température des objets observés est celle de l'ambiante T_0 et nous avons en incidence normale et première approximation pour des directions d'observation voisines de la normale

$$P = k T_0 (I - \rho) B = k T_0 \frac{4n}{(n+1)^2} B \quad (32)$$

et en tenant compte du pouvoir de résolution de l'antenne nous avons :

$$P = k \frac{4n}{(n+1)^2} \times \frac{\Delta\omega}{\Delta\Omega} B \quad (33)$$

où $\Delta\omega$ est l'angle solide sous lequel est vu l'objet de l'antenne et $\Delta\Omega$ le pouvoir séparateur de l'antenne (fig.28)

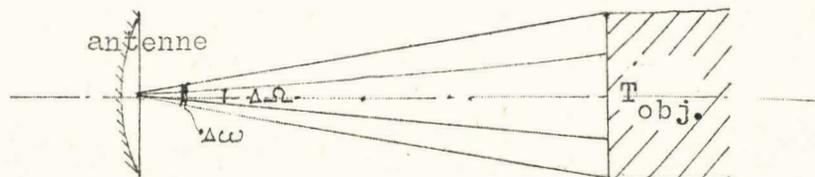


fig.28

A partir des formules (32 et 33) on peut maintenant calculer le signal détecté du radiomètre.

En effet, $U = A k [T_o - T_A]$ si la source de référence est à la température ambiante T_o (A est une constante).

Soit en partant des formules 32 et 33 :

$$a) U = Ak \left[\left(\frac{n-1}{n+1} \right)^2 \right] T_o B \quad \text{si } \Delta\omega > \Delta\Omega$$

$$b) U = Ak \left[T_o - \frac{4n}{(n+1)^2} \cdot T_o \cdot \frac{\Delta\omega}{\Delta\Omega} \right] B \quad \text{si } \Delta\omega < \Delta\Omega$$

Dans le premier cas (cas a, où les objets sont vus sous un angle $\Delta\omega$ plus grand que le pouvoir séparateur $\Delta\Omega$ de l'antenne) le signal de sortie du radiomètre ne dépend que de l'indice de réfraction des objets observés.

Ainsi les images thermiques obtenues dans ce cas constituent en quelque sorte une carte de l'indice de réfraction n (ou de la permittivité ϵ' , car $n = \sqrt{\epsilon'}$) des objets observés.

Dans le cas contraire (cas b) le signal U fourni par le radiomètre dépendra de l'angle solide $\Delta\omega$ sous lequel l'objet est vu dans la direction d'observation de l'antenne. Pour un balayage convenable dans les deux directions (verticale et horizontale) de l'antenne, il sera possible à partir des variations de la puissance détectée par le radiomètre de tracer le contour des objets détaillés par l'antenne, donc de les identifier. C'est un exemple d'applications de ce type que nous allons donner, mais auparavant décrivons le dispositif d'enregistrement permettant de tracer le contour des objets détectés (images thermiques).

2.2. Description du dispositif d'enregistrement

2.2.1. Pour obtenir une précision raisonnable dans la mesure de la puissance de bruit captée par l'antenne, il faut que la constante de temps de l'intégrateur du radiomètre soit de l'ordre d'une seconde. En conséquence la durée d'enregistrement des images thermiques sera assez longue (10mn).

(\neq)

Cette durée d'enregistrement peut paraître prohibitive, mais notre appareillage a été réalisé selon des techniques classiques. En utilisant des techniques plus élaborées (amplificateurs paramétriques, amplificateurs à diode tunnel ou TPO) il est possible :

- soit de réduire la température de bruit du radiomètre
- soit d'augmenter sa bande passante

D'après la formule (28) donnant l'erreur faite dans la mesure de T_{Δ} il sera alors possible d'obtenir une précision comparable à la nôtre avec des durées de mesure qui pourront être cent fois plus faibles.

En conséquence, avec le radiomètre construit, il n'est pas nécessaire d'utiliser un balayage électronique de l'antenne. (Signalons que des essais ont été effectués au Laboratoire pour obtenir des antennes permettant de réaliser ce balayage électroniquement).

Pour notre appareillage nous avons donc choisi une antenne à balayage mécanique (balayage commandé par deux moteurs électriques et s'effectuant verticalement et horizontalement). L'antenne utilisée est de type couramment employé, une antenne radar de dimensions relativement modestes (diamètre $d = 0,35m$).

L'amplitude du balayage est :

- pour un balayage vertical de 25°
- pour un balayage horizontal de 150°

2.2 Le principe du dispositif d'obtention d'images thermiques est le suivant.

Lorsque l'antenne observe un objet éloigné (sous une incidence normale)

le radiomètre fournit un signal :

$$U = A k \left\{ I - \frac{4n}{(I+n)^2} \cdot \frac{\Delta\omega}{\Delta\Omega} \right\} T_0 B \quad (34)$$

Dans le cas contraire (l'antenne regarde l'atmosphère ou un objet suffisamment éloigné pour que $\Delta\omega \ll \Delta\Omega$), on a :

$$U = A k T_0 B$$

Ainsi, lors de la détection d'un objet le signal que délivre le radiomètre diminuera, et pour une valeur inférieure à un certain seuil ce signal commande soit la luminosité du spot d'un oscilloscope à mémoire, soit la position (relevée ou abaissée) de la plume d'un enregistreur par l'intermédiaire du dispositif représenté fig.29.

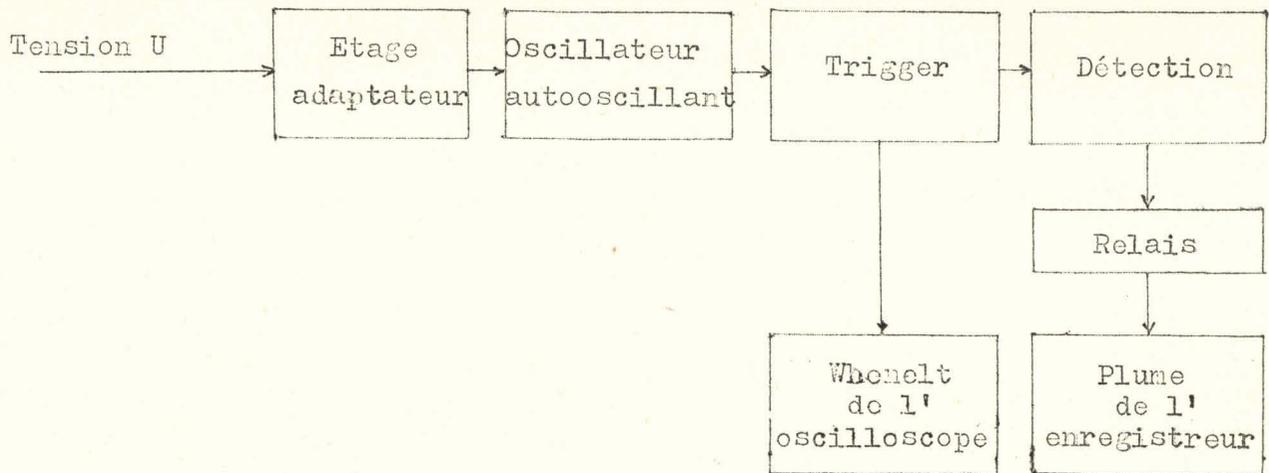


fig. 29.

Le fonctionnement du dispositif d'enregistrement proposé, représenté fig.29, peut s'expliquer sommairement de la manière suivante :
 Quand l'antenne du radiomètre détecte un objet, la tension que fournit le radiomètre déclanche un autooscillateur. Cet oscillateur délivre alors une tension sinusoïdale élevée (de l'ordre d'une quinzaine de volts) pour commander un trigger.

Le train d'ondes carrées que délivre ce trigger permet :

- soit d'augmenter la luminosité de l'oscilloscope à mémoire en agissant sur le whonelt de son tube cathodique.
- soit d'abaisser la plume de l'enregistreur MECI par l'intermédiaire d'un relais que précède une détection.

Ainsi le spot de l'oscilloscope ne sera visible que pour une certaine valeur de T_A :

$$T_A = \frac{4n}{(n+1)^2} \times \frac{\Delta\omega}{\Delta\Omega}$$

D'autre part le dispositif des balayages vertical et horizontal (X et Y) de l'antenne commande :

- soit le déplacement de la plume et le défilement du papier,
- soit la position du spot de l'oscilloscope.

On peut ainsi connaître et représenter ou tracer la carte (ou le contour) des objets de température apparente T_A , T_A différente de T_0 .

2.2.3. Lors des essais effectués en vue d'obtenir des images radiométriques nous avons placé le radiomètre sur une des terrasses de l'Institut Radiotechnique. Les différents édifices que nous apercevons de cette terrasse ont deux points communs entre eux :

- . ils possèdent une émissivité ϵ sensiblement commune et leur température est égale à T_0 , la température du milieu ambiant.

- . ils sont placés devant un même corps, le ciel à l'horizon, de température équivalente différente de celle des différents édifices.

Dans le cas considéré, la valeur de la température équivalente du ciel à l'horizon est inférieure à 50°K , tandis que celle des édifices (fig.30) est supérieure à la valeur dite.

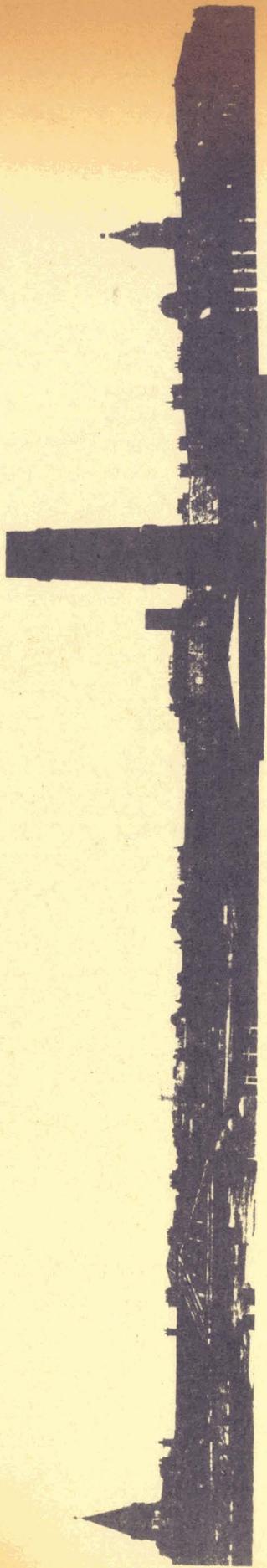
L'étude comparative faite entre les images obtenues avec le radiomètre et celles obtenues avec un appareil de photo montre que : (fig.30.)

- . Sur l'image radiométrique n'apparaît que la silhouette des édifices détectés, cette particularité est due au choix d'un dispositif d'enregistrement fonctionnant par "tout ou rien".

- . La netteté de l'image radiométrique dépend, d'une part de l'analyse par lignes effectuée par l'antenne radar (nombre de lignes, largeur de la ligne), et d'autre part, du pouvoir de résolution de cette antenne.

Remarque

Pour limiter la durée de l'enregistrement de l'image radiométrique, durée d'autant plus grande que la constante de temps de l'intégrateur placé à la sortie du détecteur synchrone est élevée (sensibilité du radiomètre accrue), nous devons effectuer l'analyse de l'objet détecté en un nombre de lignes restreint. Pour supprimer les interlignes qui résultent



↑
TEMPLE ANGLICAN

↑
CHEMINÉE

↑
S^É MICHEL

BUS
LILLE

fait à Lille le 25/3/65

Cheminée.

X10

2

3

4

5

6

4XV

X10

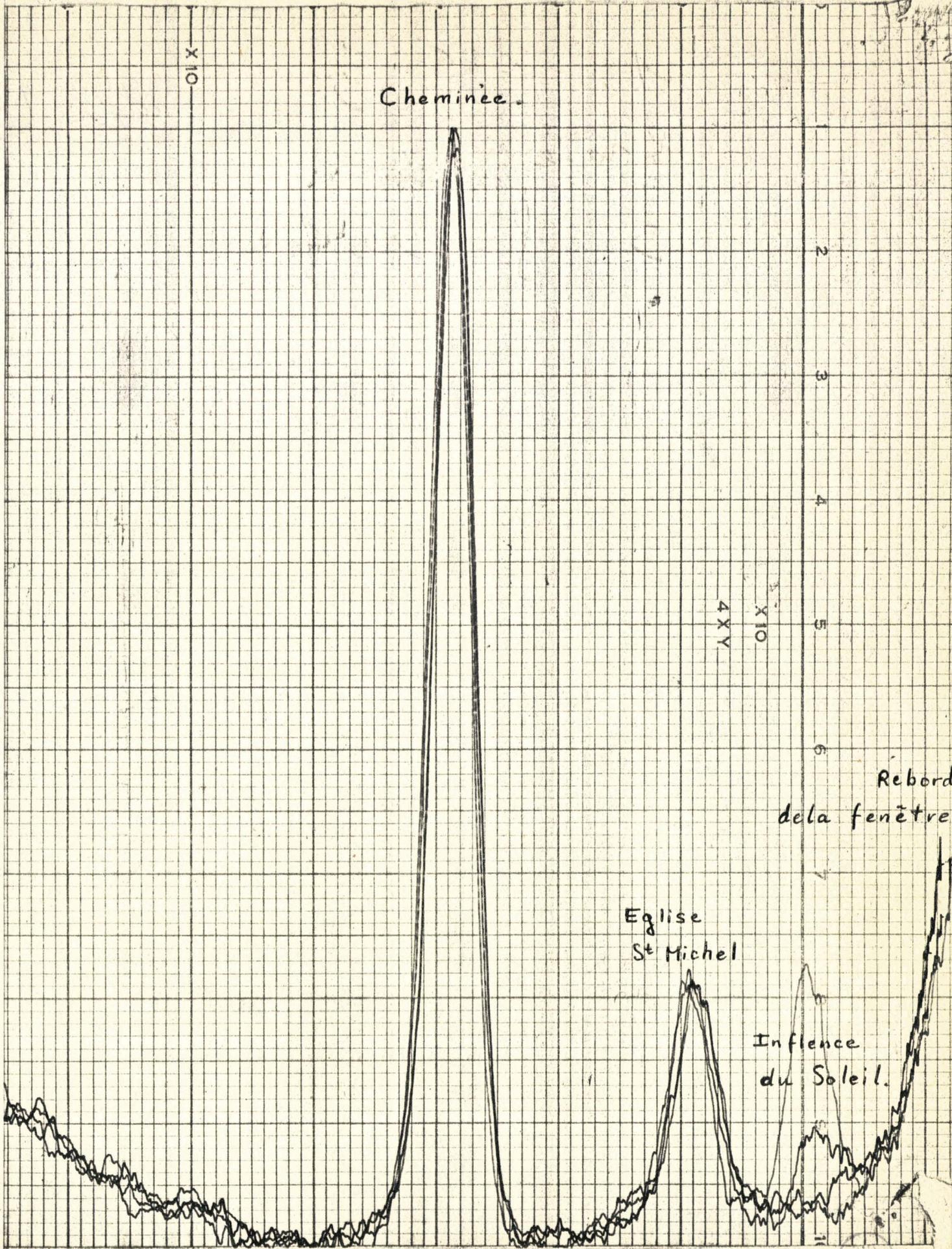
Rebord
de la fenêtre

Eglise
St Michel

Influence
du Soleil.

Fig. 32.

BUS
LXII



de ce mode d'analyse, nous adjoignons au dispositif d'enregistrement un oscillateur. Cet oscillateur basse fréquence communique au spot de l'oscilloscope ou à la plume du MECI un mouvement oscillatoire vertical et permet ainsi d'obtenir des lignes horizontales de largeur réglable (fig.31.), largeur proportionnelle à l'amplitude de la tension fournie par l'oscillateur.

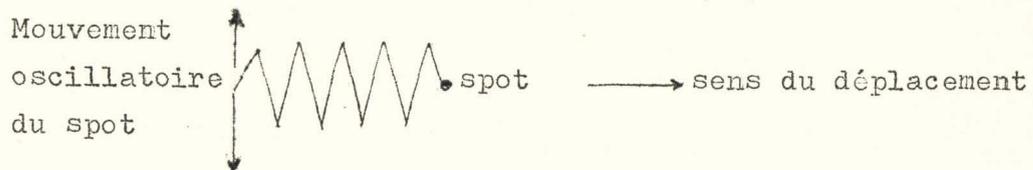


fig.31.

2. 2. 3. Lors des réglages préliminaires nécessaires à l'obtention d'une image radiométrique (fig.30.) nous avons réalisé un enregistrement de l'amplitude du signal, fonction de l'angle de balayage de l'antenne (fig.32.)

Sur cet enregistrement nous remarquons, à droite, l'influence du soleil qui se couche, et au centre, le signal très intense que fournit le radiomètre lorsque l'antenne observe des objets très rapprochés (telle que la cheminée très proche de la terrasse où a été placé le radiomètre (fig.32.) .

3. MESURE DE LA TENEUR EN EAU D'UN MASSIF DE SABLE.

3. I. Dans le premier chapitre nous avons vu que le radiomètre est un appareil qui permet de connaître les propriétés électromagnétiques d'une substance par la mesure à distance de son pouvoir réflecteur ρ , c'est-à-dire de son indice n ou de sa permittivité ϵ' .

Nous avons montré, dans le précédent chapitre, que le signal délivré par le radiomètre est proportionnel à l'indice de réfraction de l'objet observé, soit :

$$U = Ak \left[\frac{n-1}{n+1} \right]^2 . T_{0B} = Ak \rho T_{0B}$$

Cette formule n'est valable que si le diamètre apparent de l'objet observé est supérieur au pouvoir séparateur de l'antenne.

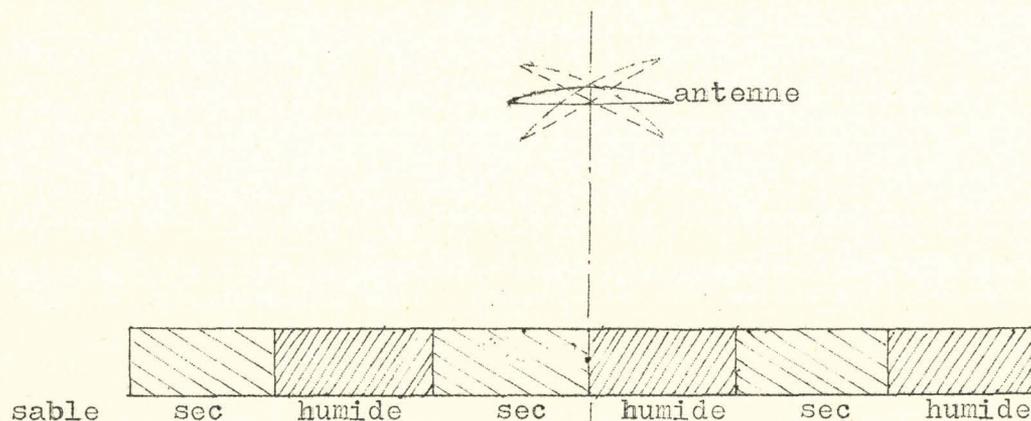
Nous constatons que la lecture d'un galvanomètre recevant la tension U permet de connaître le pouvoir réflecteur ou l'indice de réfraction de la substance étudiée, donc ses propriétés électriques.

Comme une substance est d'autant plus absorbante (n croît) que sa teneur en eau est élevée, la mesure de son pouvoir réflecteur, donc de son indice de réfraction n , par une méthode radiométrique permet de déterminer à distance, la valeur de cette teneur en eau.

Les essais que nous allons maintenant décrire, ont pour but de montrer qu'un radiomètre est apte à mesurer la teneur en eau d'une substance, d'un massif de sable par exemple.

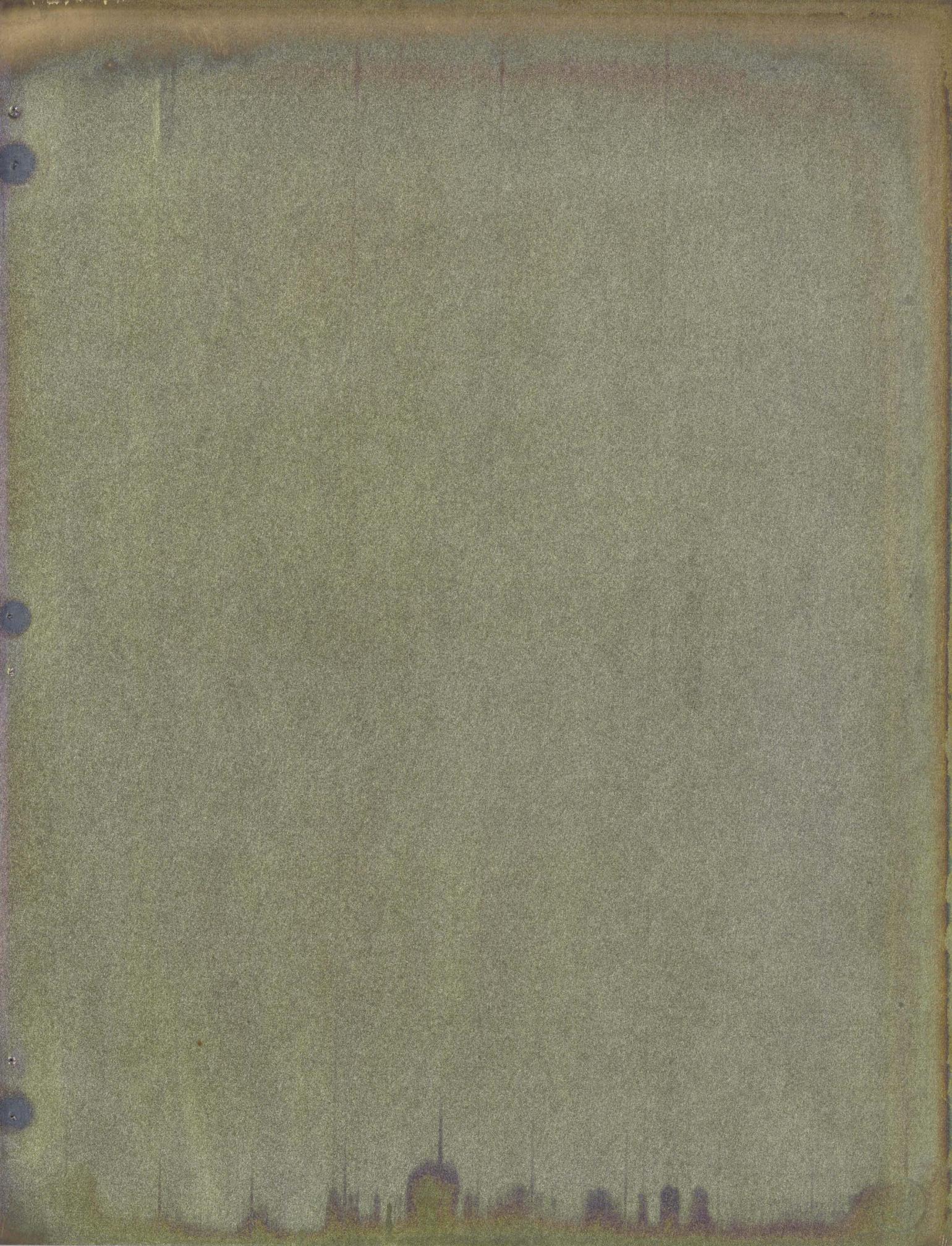
3. 2.

Pour effectuer des essais nous avons placé devant l'antenne du radiomètre plusieurs bacs contenant alternativement du sable sec et du sable de teneur en eau croissante.



La figure.33. montre que le radiomètre, lorsque son antenne observe successivement les bacs contenant le sable, délivre un signal dont l'intensité est proportionnelle au pouvoir réflecteur du sable, donc à sa teneur en eau.

Soit : $U = Ak \rho T_0 B$ où T_0 est la température du sable lors de la mesure ($T_0 = 290^\circ K$).



Les essais que nous avons faits sont purement qualitatifs, mais néanmoins nous allons donner un ordre de grandeur de la température apparente et du coefficient de réflexion.

- du sable sec : $T_A = 246^\circ\text{K}$ $\epsilon \approx 0,850$ et $\rho = 0,150$

- du sable humide : $T_A = 210^\circ\text{K}$ $\epsilon \approx 0,725$ et $\rho = 0,275$

Remarquons qu'une variation de T_A de 1°K entraîne une variation de 0,0035 de l'émissivité ϵ ou du coefficient de réflexion ρ .

En conséquence, il semble possible d'obtenir une sensibilité suffisante dans la mesure de la teneur en eau d'une substance à partir d'une méthode radiométrique.

4. TEMPERATURE DU CIEL

Les deux applications que nous venons de décrire sont relatives aux corps émetteurs parfaitement absorbants, mais caractérisés par un pouvoir réflecteur ρ .

Considérons maintenant le cas d'un corps absorbant de pouvoir réflecteur négligeable ($\rho \approx 0$) telle que l'atmosphère terrestre. Donc, dans ce cas, l'émissivité de l'atmosphère va dépendre du coefficient d'atténuation $\alpha(z)$. Ce coefficient d'atténuation est une fonction de l'altitude.

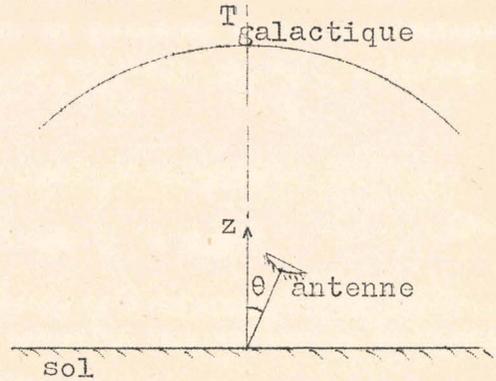
Plus généralement, si nous dirigeons une antenne vers le ciel, le signal qu'elle capte dépend :

- du rayonnement provenant d'astres (du soleil par exemple), soit $T_{\text{galactique}}$
- du rayonnement propre de l'atmosphère qui réemet, à la façon d'un corps gris, l'énergie prélevée par elle sur les divers rayonnements qui la traversent.

Un radiomètre nous permet donc de mesurer la température de bruit du ciel au niveau de l'antenne T_{ciel} (T_{ciel} est une fonction des températures de bruit du rayonnement galactique et du rayonnement propre de l'atmosphère) et de connaître l'absorption atmosphérique.

4. I. Température du ciel et absorption atmosphérique

Donnons la relation qui permet de calculer T_{ciel} (pour une incidence normale $\theta = 0$) en tenant compte de l'atténuation et du rayonnement atmosphérique :



$$T_{\text{ciel}} = T_{\text{galactique}} \exp \left\{ - \int_0^{\infty} \alpha(z) dz \right\} + \int_0^{\infty} \alpha(z) T(z) \exp \left\{ - \int_0^z \alpha(z) dz \right\} dz$$

où $\alpha(z)$ est le coefficient d'atténuation atmosphérique par unité de longueur ($\alpha(z)$ en népers/m) et $T(z)$ la température variable de l'atmosphère. ($T(z)$ dépend de z , l'altitude).

Dans le cas d'une incidence oblique (d'angle θ)

$$T_{\text{ciel}} = T_{\text{galactique}} \exp \left\{ \int_0^{\infty} \frac{\alpha(z)}{\cos \theta} dz \right\} + \int_0^{\infty} \frac{\alpha(z)}{\cos \theta} T(z) \exp \left\{ - \int_0^z \frac{\alpha(z)}{\cos \theta} dz \right\} dz$$

En bande X, le rayonnement d'origine cosmique et des astres est négligeable sauf celui du soleil. La relation donnant T_{ciel} s'écrit alors :

(avec $T_{\text{galactique}} = 0$)

$$T_{\text{ciel}} = \int_0^{\infty} \frac{\alpha(z)}{\cos \theta} T(z) \exp \left\{ - \int_0^z \frac{\alpha(z)}{\cos \theta} dz \right\} dz$$

En effectuant le changement de variable $\alpha_z = \int_0^z \alpha(z) dz$,

d'où : $d\alpha_z = \alpha(z) dz$

Nous obtenons alors :

$$T_{\text{ciel}} = \int_0^{\alpha_{\infty}} \frac{T(z)}{\cos \theta} \left\{ \exp \left[- \frac{\alpha_z}{\cos \theta} \right] \right\} d\alpha_z \quad \text{où} \quad \alpha_{\infty} = \int_0^{\infty} \alpha_z(z) dz$$

Pour simplifier les calculs nous admettons que $T(z) = T_0$, c'est-à-dire indépendant de z (de α_z avec le changement de variable $\alpha_z = \int_0^z \alpha(z) dz$).

Le calcul approché donne :

$$T_{\text{ciel}} = T_0 \left\{ 1 - \exp \frac{-\alpha_\infty}{\cos \theta} \right\} \quad (35)$$

où α_∞ est le coefficient d'atténuation totale de l'atmosphère, α_∞ en néper.

La relation permet donc de calculer T_{ciel} pour des angles d'observation différents. Inversement, à partir des températures relevées expérimentalement (T_{ciel} fonction de θ), on peut en déduire l'absorption atmosphérique.

Pour notre part, nous avons effectué des mesures de T_{ciel} pour différentes valeurs de θ .

4.2. Vérification expérimentale

L'antenne utilisée pour cette vérification expérimentale est un cornet d'angle d'ouverture à demi-puissance rayonnée.

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{3\text{dB}} \text{ plan H} = 25^\circ \\ \theta_{3\text{dB}} \text{ plan E} = 20^\circ \end{array} \right.$$

Un enregistreur MECI reçoit le signal que fournit le radiomètre lorsque l'antenne explore le ciel. Le dispositif de balayage de cette antenne commande le défilement du papier (déplacement Y, déplacement X réservé à la plume, c'est-à-dire au signal de sortie du radiomètre).

La figure.34. donne l'allure de l'enregistrement obtenu lors de l'exploration du ciel par le cornet, de l'horizon au zénith.

Sur la même figure nous avons tracé la courbe théorique que donne la relation et la courbe expérimentale.

L'examen des courbes théorique et expérimentale obtenues impose deux remarques :

- 1) le faible pouvoir séparateur de l'antenne ne permet que d'obtenir une valeur approchée de T_{ciel} pour un angle d'observation donné.
- 2) L'écart important qui existe entre les valeurs théoriques et expérimentales de T_{ciel} est dû au fait que la relation (35) a été établie en ne tenant pas compte de la rotondité de la terre (fig.35.) Il en résulte que :

$$T_{\text{ciel expérimental}} < T_{\text{ciel théorique}}$$

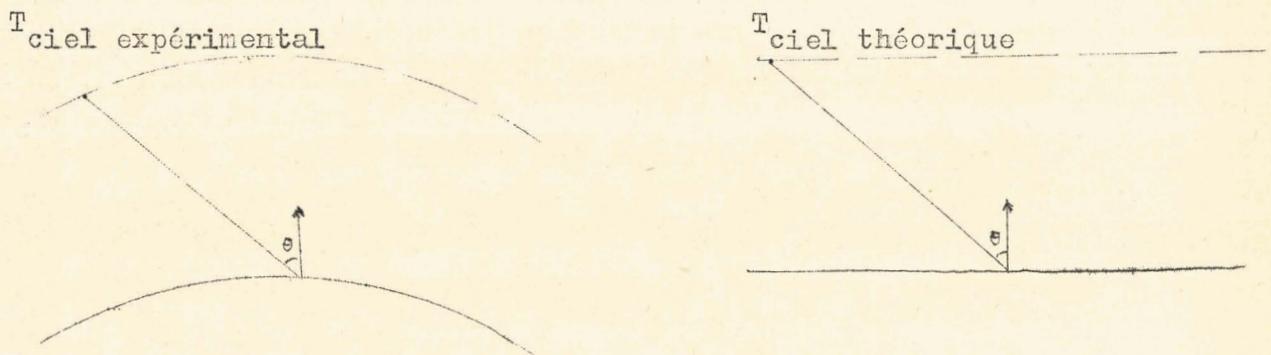
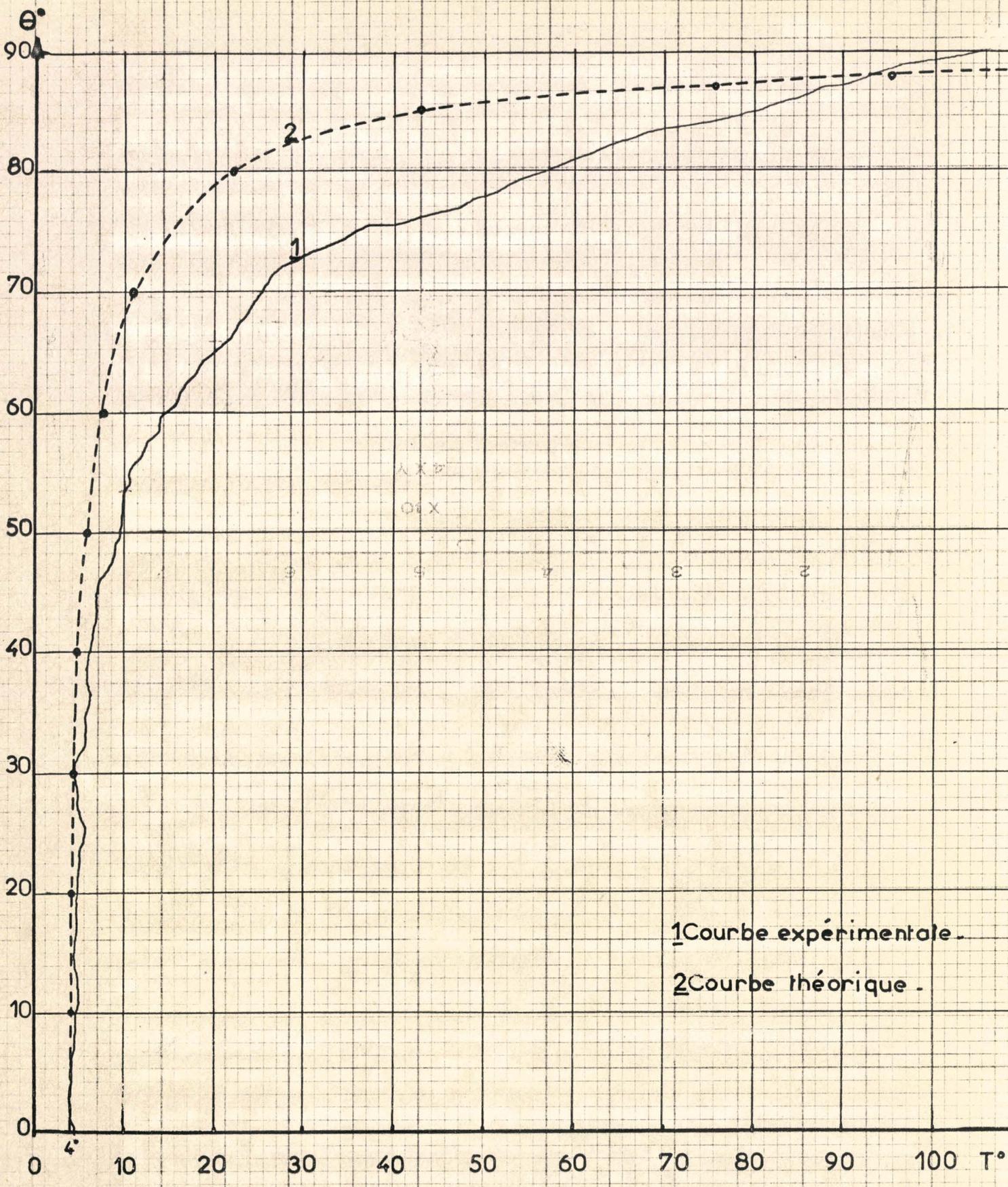


figure.35.



1 Courbe expérimentale.
 2 Courbe théorique.

$T = F[\theta]$
 Fig. 35.



θ	$T_{\text{ciel}}^{\text{expérimental}}$	$T_{\text{ciel}}^{\text{théorique}}$
0°	4° K	4° K
10°	4° I	4° 06
20°	5°	4° 35
30°		4° 75
40°	6°	5° 22
50°	9°	6° 38
60°	15°	8° 12
70°	25°	11° 6
80°	57°	22° 6
85°	80°	43° 2
87°	90°	76° 8
88°	93°	96° 5
89°	105°	160°
90°	105°	300°

En remarquant que T_{ciel} a une valeur à peu près constante pour des angles d'observation compris entre 0° et 10° nous avons considéré que le rayonnement atmosphérique au zénith peut constituer une source de bruit étalon dans la mesure des pertes d'insertion d'une antenne.

4.3. MESURE DU FACTEUR DE TRANSMISSION D'UNE ANTENNE

Si l'antenne associée au radiomètre possède un facteur de transmission t_a ($t_a = e^{-0,23\alpha_{\text{dB}}}$ ou α_{dB} sont les pertes d'insertion en dB de cette antenne), sa température apparente lorsqu'elle observe un objet de température équivalente T_A est :

$$T'_A = T_A \cdot t_a + (1 - t_a)T_0 \quad (36)$$

la relation.36. montre qu'une antenne ayant un facteur de transmission $t_a \neq 1$ est portée à une température apparente T'_A lorsqu'elle observe un objet de température équivalente T_A ($T'_A = T_A$ si $t_a = 1$).

En considérant le cornet comme un récepteur parfait ($t_{\text{cornet}} = 1$) nous comparons les signaux que transmettent ce cornet et l'antenne de notre appareillage (antenne-radar de petites dimensions), lors de l'observation du ciel au zénith, pour déterminer le coefficient de transmission t_{ar} de l'antenne-radar.

Nous effectuons d'abord une première mesure de T_{ciel} au zénith en utilisant une méthode de zéro avec le radiomètre équipé de l'antenne-radar de coefficient de transmission t_{ar} (fig.36)

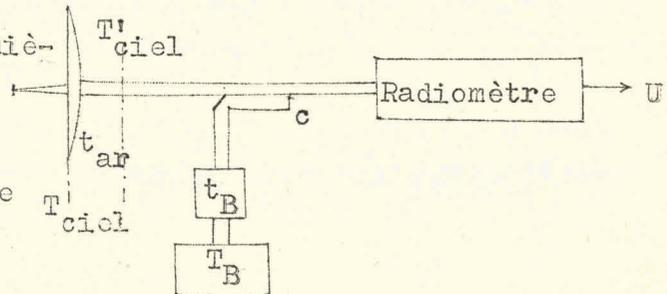


fig.36.

Selon la relation 27.

$$T'_{\text{ciel}} = T_0 - T_B \frac{t_B}{1-c}$$

comme $T'_{\text{ciel}} = T_{\text{ciel}} t_{\text{ar}} + (1 - t_a) T_0$ (relation 36) nous obtenons :

$$T_{\text{ciel}} = T_0 - T_B \frac{t_B c}{(1-c)t_{\text{ar}}}$$

où t_{ar} est le coefficient à déterminer.

Dans la deuxième mesure du ciel effectuée avec un cornet (fig.37) à la place de l'antenne-radar, nous ne touchons pas à l'atténuateur mais nous introduisons un atténuateur de coefficient de transmission t entre le coupleur

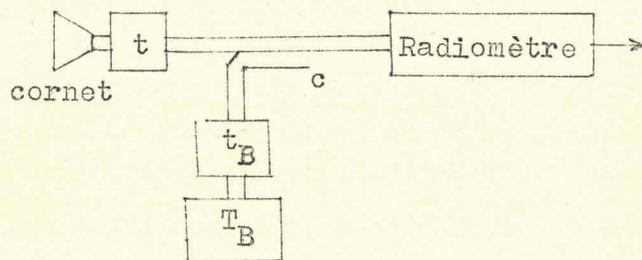


fig.37.

directif c et le cornet afin que la relation 27 soit vérifiée ($U = 0$)

$$T_{\text{ciel}} = T_0 - T_B \frac{t_B c}{(1-c)t}$$

Les deux mesures du T_{ciel} au zénith faites avec le cornet et l'antenne-radar nous donnent la valeur du coefficient de transmission $t_{\text{ar}} = t = 0,76$ ou $\alpha_{\text{ar dB}} = 1,2\text{dB}$.

Remarquons que le résultat obtenu n'est valable et exact que si les deux antennes possèdent des diagrammes de rayonnement identiques. En réalité pour le cornet et l'antenne, les angles d'ouverture θ à 3dB sont respectivement :

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{\text{cornet}} = 24^\circ \\ \theta_{\text{radar}} = 5^\circ \end{array} \right.$$

Mais l'erreur faite, lors de la détermination du coefficient de transmission t_a de l'antenne-radar effectuée par cette méthode de mesure, est négligeable. En effet :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\text{ciel}} = 4^\circ\text{K pour } \theta = 0 \quad (\text{zénith}) \\ T_{\text{ciel}} = 4\text{K pour } \theta = 10^\circ \end{array} \right.$$

Ainsi pour $\theta < 15^\circ$ le ciel peut être considéré comme une source de bruit de température apparente peu différente de 4°K .

Ainsi pour les calculs futurs, nous considérons l'antenne-radar comme antenne parfaite suivie d'un atténuateur fixe de $1,35\text{dB}$.

- $1,2\text{dB}$ pour l'antenne proprement dite
- $0,15\text{dB}$ pour le point tournant

Les trois exemples d'application du radiomètre que nous venons de mentionner illustrent les nombreuses possibilités de notre appareillage. Mais les indications fournies à la sortie du radiomètre dépendent du gain du récepteur et seule l'utilisation continue d'une méthode de zéro permet d'éliminer les fluctuations de ce gain.

Cette considération nous a amené à automatiser le radiomètre à l'aide d'une source de bruit à commande électronique. C'est cette source de bruit que nous allons décrire dans le prochain chapitre afin de transformer notre radiomètre en un appareil utilisant une méthode de zéro.

C H A P I T R E IV

ETUDE ET REALISATION D'UNE SOURCE DE BRUIT ELECTRONIQUE

I - Introduction

Dans le but de réaliser une source de bruit à commande électronique, nous avons étudié la température de bruit que présente une diode varactor dans sa zone d'avalanche. En effet, les sources de bruit dont nous disposons dans la gamme des hyperfréquences sont difficiles à commander électroniquement.

Aussi, depuis fort longtemps de nombreux essais ont été faits en vue d'utiliser des diodes hyperfréquences du type IN23 et IN36 comme sources de bruit, mais la stabilité dans le temps de ces sources de bruit est très mauvaise.

2 - Détermination expérimentale de la température de bruit des diodes

2.1. Température de bruit d'une diode varactor

Pour étudier le bruit apporté par une diode varactor polarisée en zone d'avalanche, nous la plaçons dans un porte cristal accordable, qui permet d'adapter parfaitement la diode vis à vis du radiomètre (en effet, plus un corps absorbe, plus il émet par réciprocité).

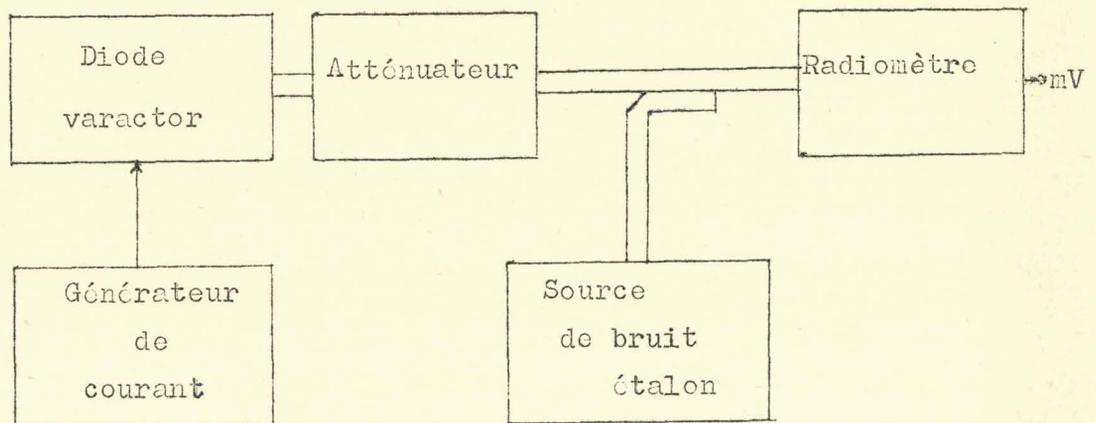


Figure 38

La présence d'un atténuateur variable placé après la varicap et d'une source de bruit, constituée par un tube à gaz, couplée au radiomètre permet de mesurer la température de bruit de la varicap en comparant le signal de bruit qu'elle fournit à celui de la source de bruit standard Philips (tube à gaz).

2.I.I. Résultats expérimentaux

Les mesures de la température de bruit des diodes varactors placées en zone d'avalanche et parcourues par un courant non destructeur de quelques milliampères ont été effectuées :

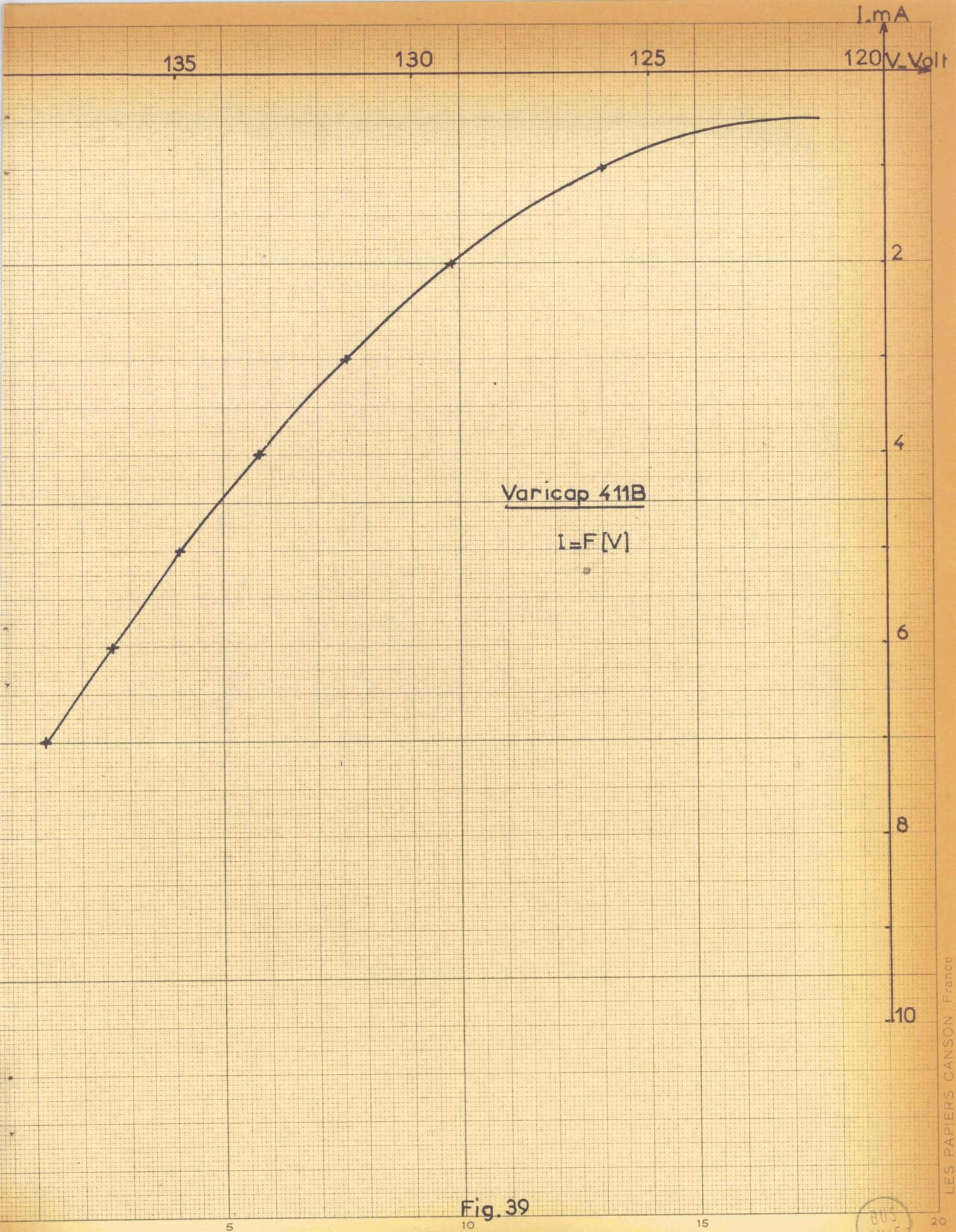
- * d'une part, soit en adaptant parfaitement la diode vis à vis du radiomètre, soit en plaçant une charge adaptée derrière la diode,
- * d'autre part, en fonction de la fréquence (de 8 à 10 GHz).

Pour les deux types de diodes varactors essayés, varicap 4IIB et varicap 4I3B, nous avons groupé les résultats obtenus dans des tableaux de mesures (tableaux I, II, III).

Les deux varicaps 4IIB et 4I3B diffèrent entre elles :

- * par leurs caractéristiques (figures 39 et 40)
- * par la valeur de la tension de Zener V_b ,
- * par la valeur de leurs capacités pour une tension inverse égale à -6volts.

	Varicap 4IIB	Varicap 4I3B
Tension V_b	30 volts	110 volts
Capacité C - 6v	0,95 pF	1pF
	5,58	3,18
$f_{\text{coupure}} - 6v$	30 GHz	50 GHz

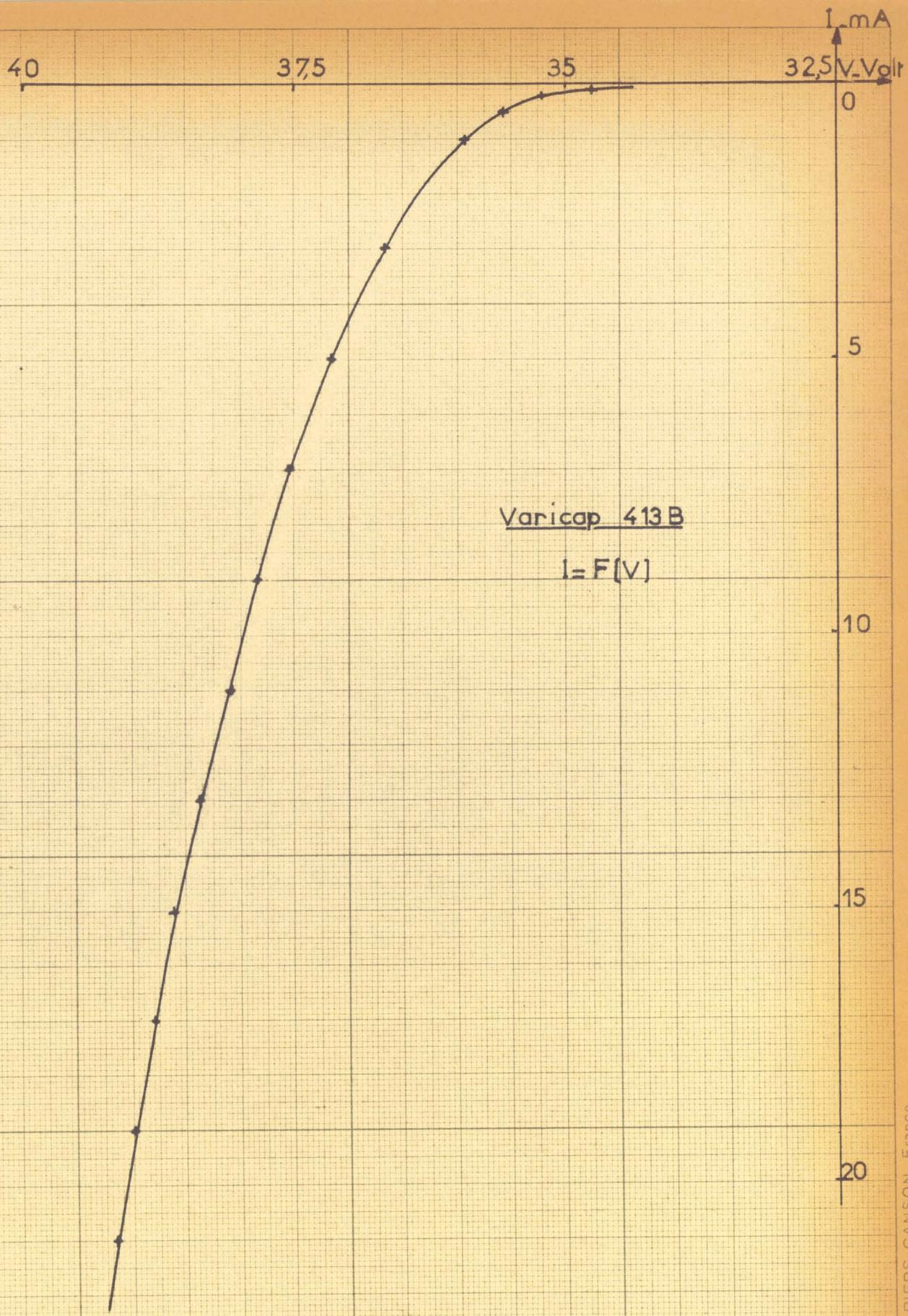


Varicap 411B

$I = F[V]$

Fig. 39





Varicap 413 B
 $I = F(V)$

Fig.40



a) Varicap 4II B

Les résultats expérimentaux obtenus pour une fréquence comprise entre 8 et 10 GHz montrent :

- ≠ que la température de bruit varie sensiblement linéairement avec l'intensité (courant $I < 10\text{mA}$ - Figure 44),
- ≠ que, lorsque nous adaptons la varicap pour chaque de la fréquence pour des courants inverses de 10mA , cette température de bruit varie relativement peu avec la fréquence (tableau II et figure 42).

I	f	8,35GHz	8,75GHz	9,25GHz	10GHz	11GHz	12GHz
5mA		363000°K	370000°K	271000°K	262000°K	144000°K	75600°K
10mA		657000°K	738000°K	574000°K	523000°K	287000°K	158000°K

Les résultats obtenus à 11 et 12 GHz ne figurent qu'à titre indicatif dans le tableau ci-dessus, en effet, le mélangeur est donné pour fonctionner parfaitement dans la gamme de fréquence 8 - 10 GHz.

Nous constatons, d'autre part, que, lorsqu'une charge adaptée est placée derrière la varicap, sa température de bruit croît avec la fréquence (tableau III et figure 43).

I	f	8 GHz	8,5GHz	9 GHz	9,5 GHz	9,75GHz	10GHz
5mA		37000°K	41900°K	51500°K	77200°K	96000°K	98300°K
10mA		69700°K	78000°K	92800°K	150000°K	185000°K	202500°K

Varicap 411B

- F=9GHz -

1 courbe expérimentale [accord réalisé]

2 courbe expérimentale [charge adaptée]

3 courbe théorique.

8.10^5

6.10^5

4.10^5

2.10^5

COURBES 1 ET 2.

0

5

5

10

10

15

20

figure 44.

BUS
1111

1 mA

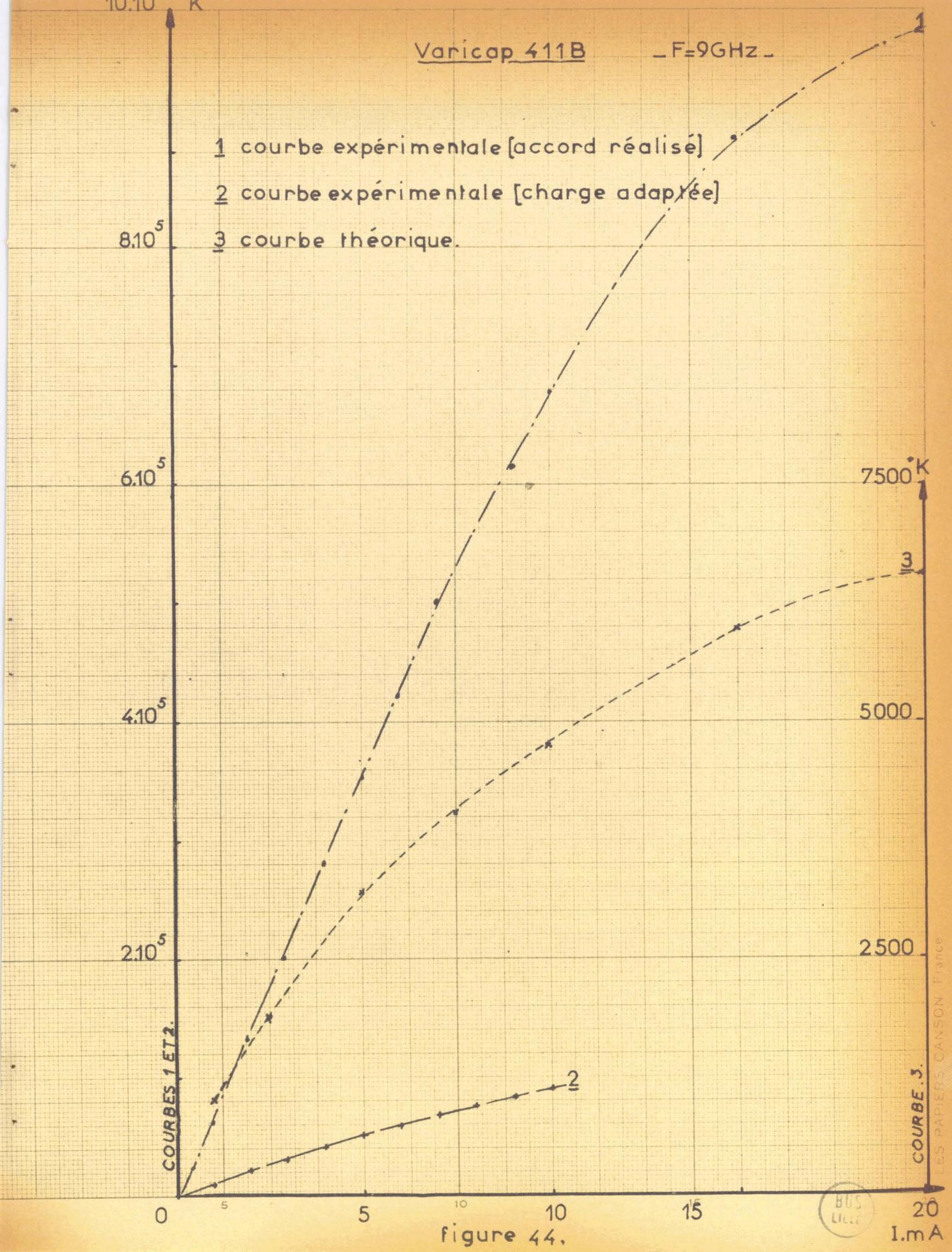
7500°K

5000

2500

COURBE 3.

LES PAPIERS CANSON France



Varicap 411B [avec accord]

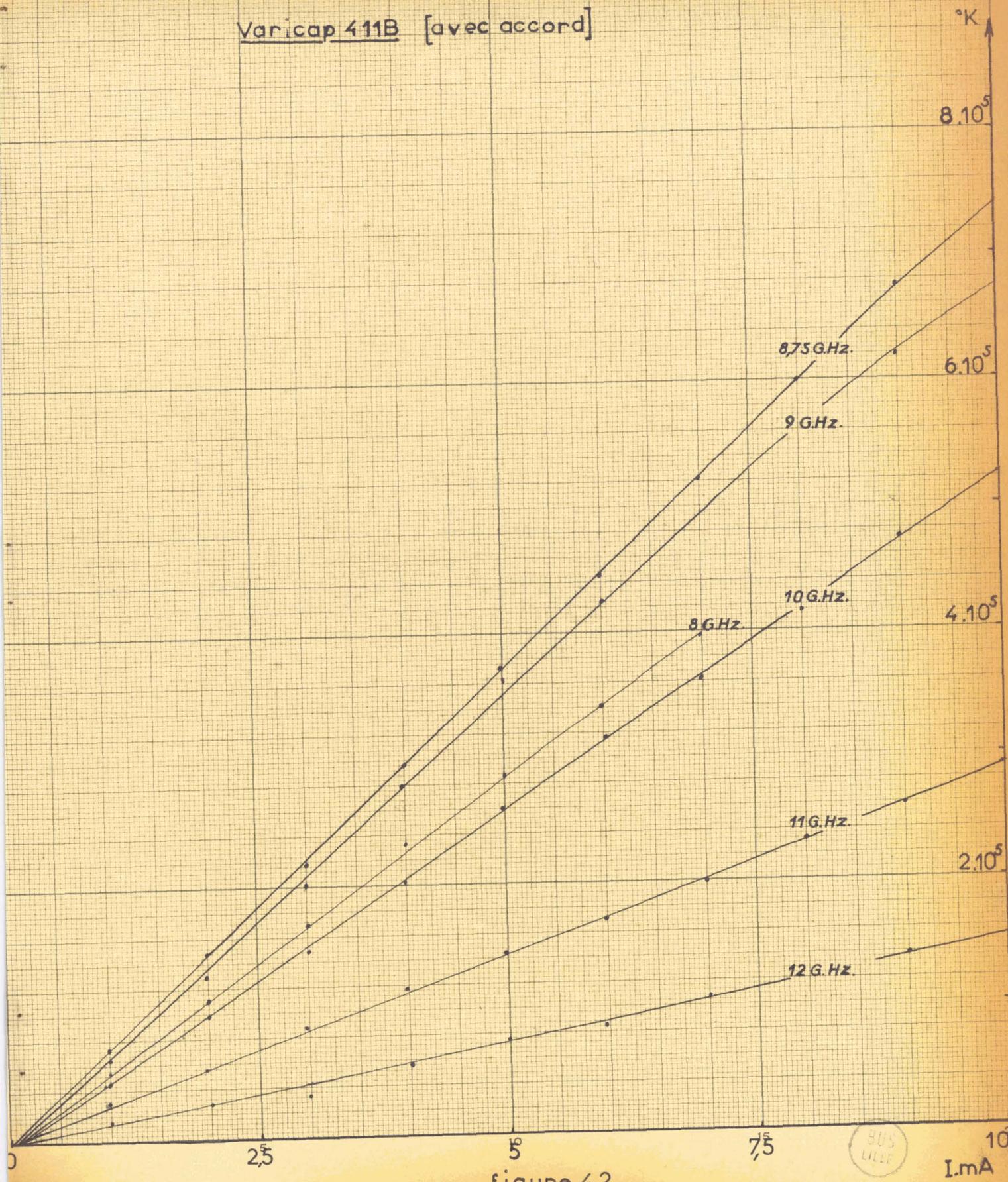


figure 42.



I.mA

Varicap 411B [avec charge adaptée]

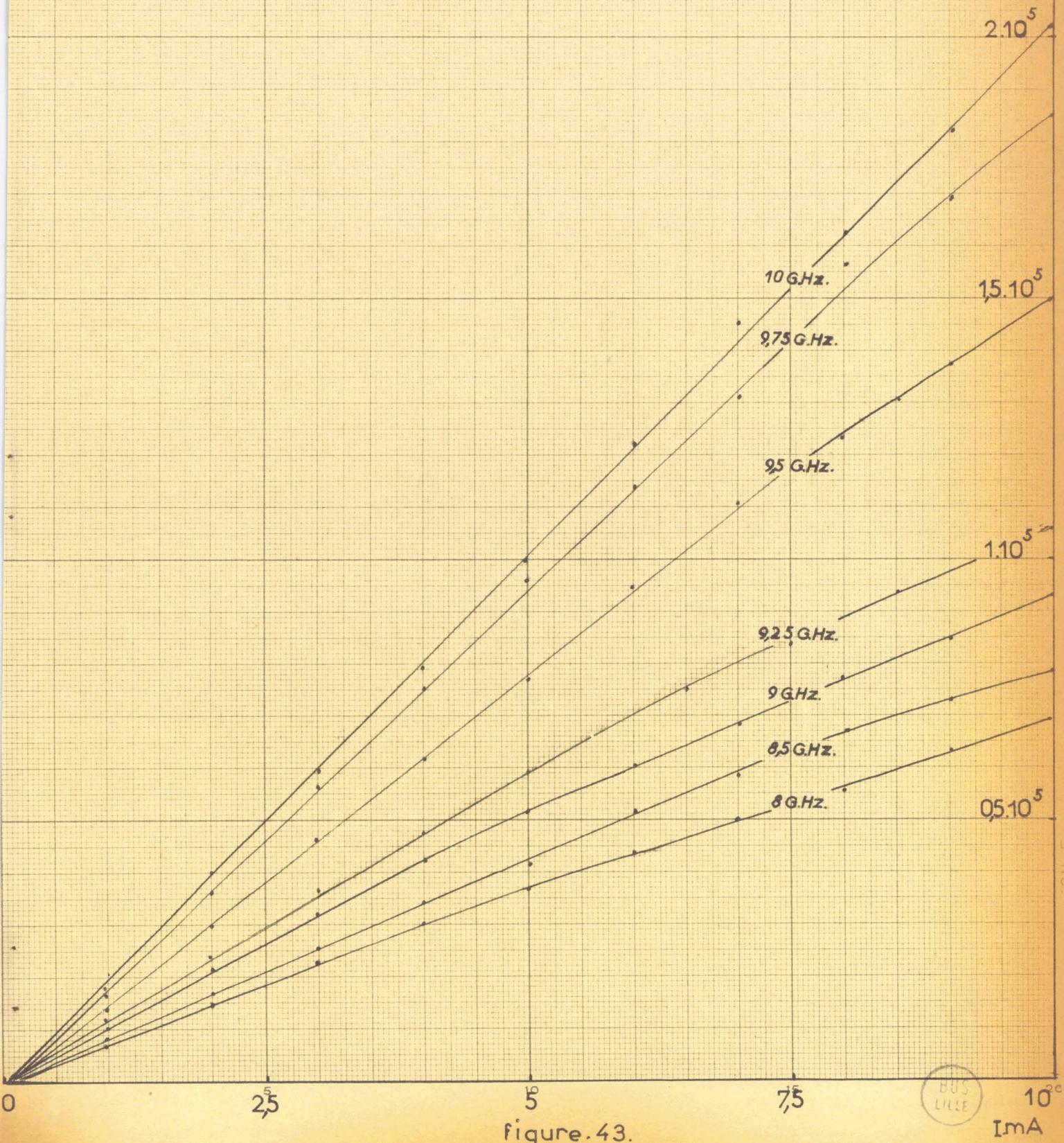


figure.43.

b) Varicap 4I3B

Ayant mesuré la température de bruit que possédait une varicap 4IIB, nous avons mesuré celle d'une varicap 43IB à la fréquence de 9 GHz (caractéristiques et tensions d'avalanché V_b différentes ; $V_{b4IIB} < V_{b4I3B}$)

La valeur de la température de bruit de la varicap 4I3B que nous avons obtenu est beaucoup plus faible que celle obtenue avec la varicap 4IIB (tableau I).

I_b A	Varicap 4II B	Varicap 4I3 B
0,5	23 000°K	14 300°K
2	129 500°K	68 500°K
4	281 000°K	123 000°K
6	420 000°K	160 000°K

2.1.2. Le bruit observé ne semble pas pouvoir être expliqué par un "simple effet de grangeille". En effet, la courbe théorique, due à cet effet, s'écarte notablement de la courbe expérimentale (figures 4I et 44).

Une fluctuation supplémentaire du courant semble être liée à l'effet d'avalanche et l'interprétation de ce phénomène est en cours d'étude.

Les courbes tracées figures 4I et 44 ont été calculées à partir de la relation qui permet de calculer la température de bruit de cette diode suivant la théorie de Schotkly.

$$t_{\text{calculé}} \text{ (facteur de bruit)} = \frac{T_{\text{bruit calculé}}}{T_0} = \frac{t_R \frac{R}{I + (\omega CR)^2} + r}{\left(\frac{R}{I + (\omega CR)^2} + r \right)}$$

Varicap 413B

F = 9GHz

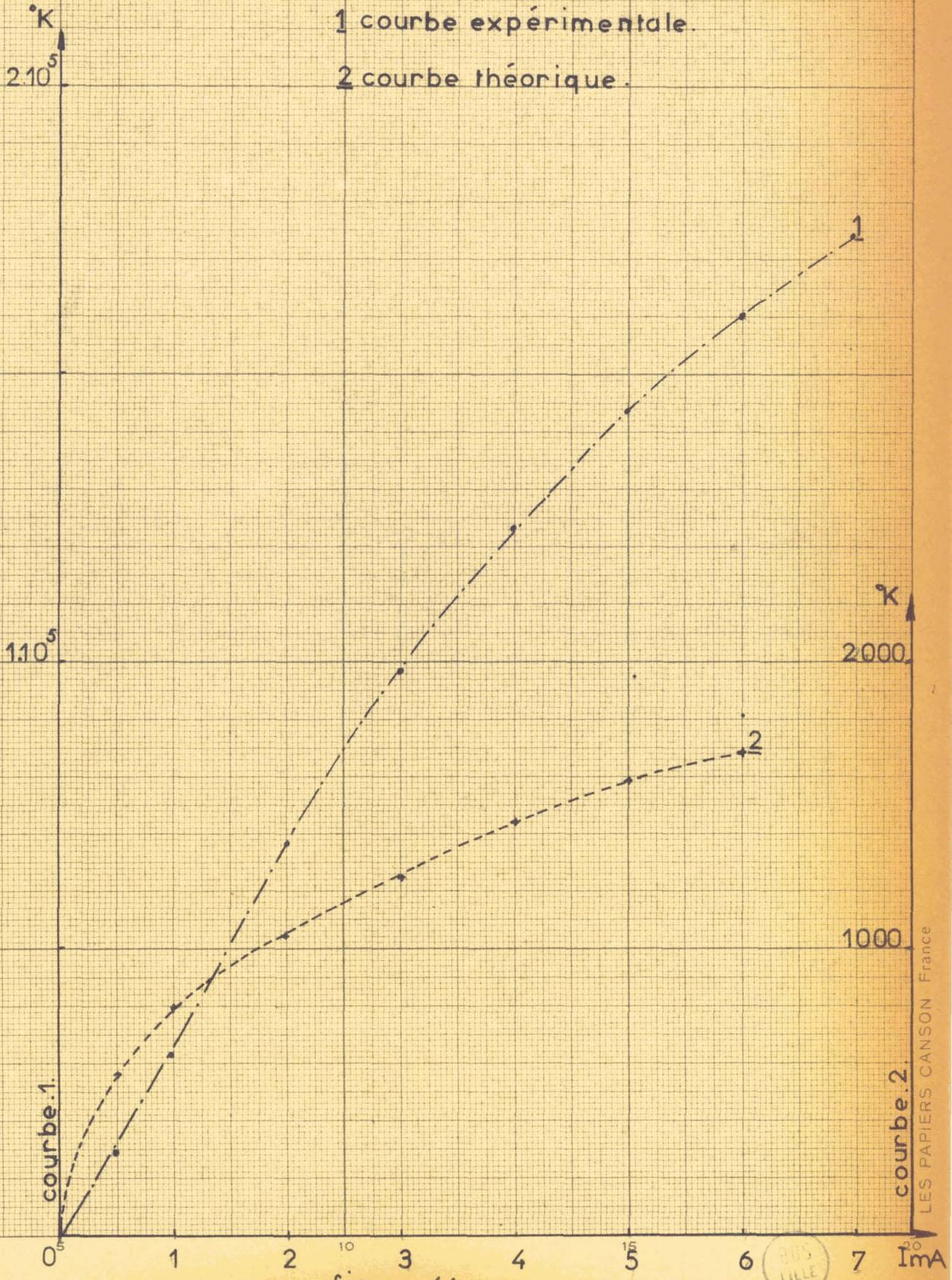


figure.41.

BUS LILLE

où $T_0 = 300^\circ\text{K}$,

r est la résistance série de la diode,

R représente la pente de la caractéristique $I = f(V)$

$\omega = 2F$, F est la fréquence, $8 < F < 10$ GHz, dans le cas considéré.

C est la capacité de la diode;

$$t_R = \frac{e I R}{2 k T_0}$$

Les termes $\frac{t_R \frac{R}{I+(\omega CR)^2}}{\left(\frac{R}{I+(\omega CR)^2} + r\right)}$ et $\frac{r}{\left(\frac{R}{I+(\omega CR)^2} + r\right)}$ permettent de

calculer les températures de bruit dues au bruit de grenaille de la région active et au bruit thermique de la résistance série r .

Pour les deux types de varicaps étudiés les valeurs calculées de la température de bruit sont beaucoup plus faibles que celles obtenues expérimentalement (tableau I).

	1mA		3mA		6mA	
	Théorique	expérimentale	Théorique	Expérimentale	Théorique	Expérimentale
Varicap 4I1 B	990°K	60 000°K	2 150°K	198 500°K	3 510°K	420 000°K
Varicap 4I3 B	800°K	31 500°K	1 235°K	98 000°K	1 690°K	160 000°K

A titre de comparaison, donnons pour terminer les résultats obtenus lors de la mesure de la température de bruit de diodes à pointe, IN23B et IN21B.

2.2. Température de bruit d'une diode à pointe

Les mesure de T_{bruit} ont été faites à 9 GHz avec une diode IN23B (et IN2IB) pour des courants inverses de quelques mA ($I < 7\text{mA}$) et en réalisant pour chaque mesure l'adaptation de la diode étudiée vis à vis du radiomètre.

Les courbes obtenues (figure 45) montrent que ces diodes hyperfréquences possèdent des températures de bruit qui, pour des courants inverses inférieurs à 3mA, varie linéairement avec l'intensité.

Fréquence 9 GHz	Diode IN2I B	Diode IN23 B
1mA	20 800°K	13 700°K
2mA	38 800°K	29 000°K
3mA	47 200°K	43 500°K
4mA	52 800°K	53 500°K
5mA	54 000°K	61 000°K
6mA	54 300°K	67 500°K
8mA	55 000°K	73 500°K

Le tableau ci-dessus montre que la température de bruit que possèdent les deux diodes étudiées est beaucoup plus faibles que celle des deux varicaps 4IIB et 4I3B pour des valeurs identiques du courant inverse.

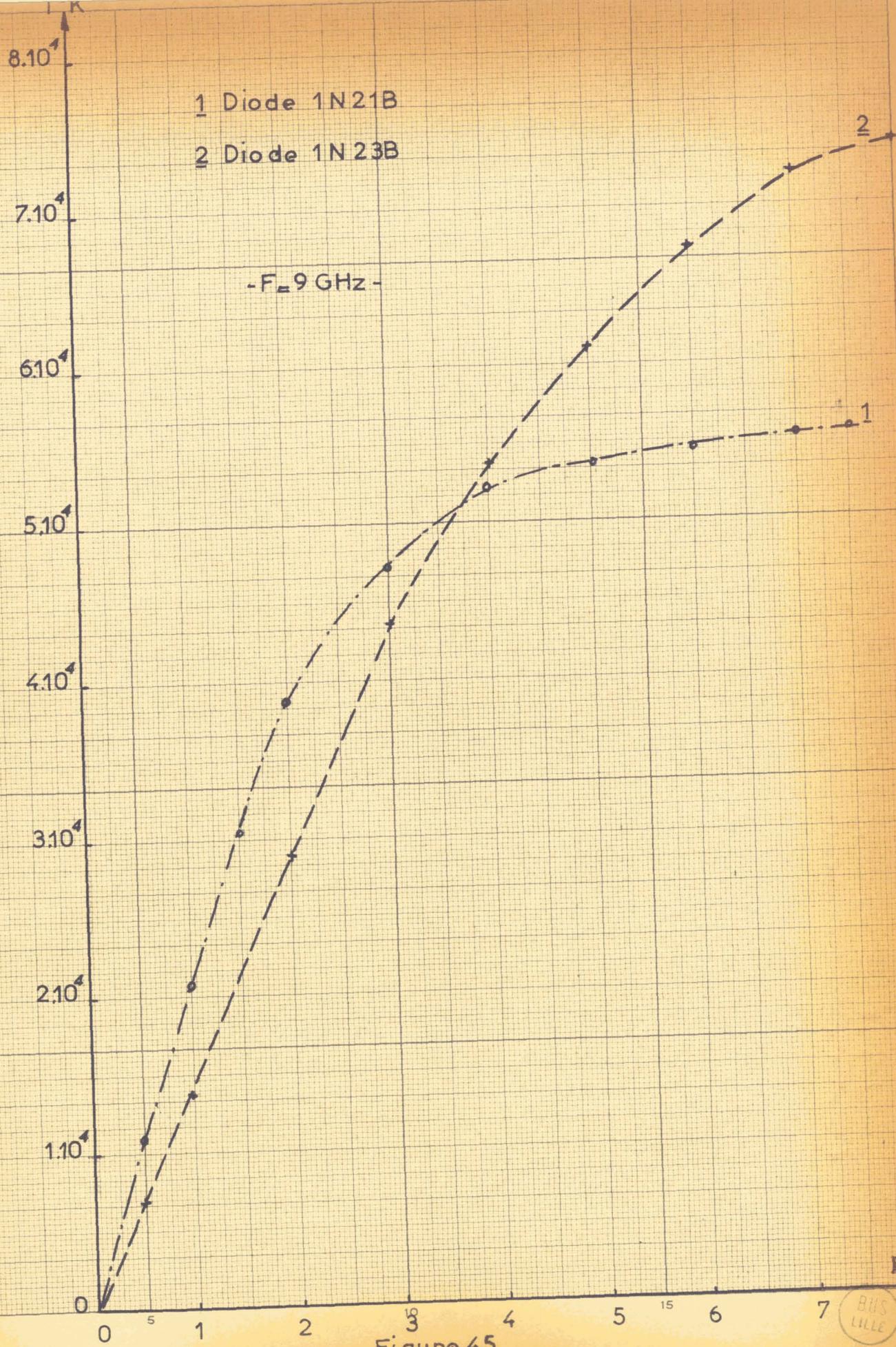


Figure.45.

BUS LILLE

LES PAPIERS CANSON France

Mais de telles valeurs du courant inverse traversant la diode hyperfréquence entraînent un "vieillissement" rapide de celle-ci. Ce vieillissement de la diode à pointe (stabilité dans le temps très mauvaise) est une des raisons qui nous a amené à choisir la varicap pour réaliser une source de bruit à commande électronique.

D'autre part, signalons que la température de bruit des diodes hyperfréquences étudiées n'est pas constante quand un courant direct les traverse.

T_{bruit} varie avec l'intensité et passe par un minimum pour $0,5 < I < I_{mA}$ (figure 47).

Fréquence 9 GHz	Diode IN23 B	Diode IN2I B
0,5mA	247°K	263,5°K
	Minimum 243,5°K	Minimum 261,5°K
1mA	245°K	265°K
2mA	261°K	278°K
5mA	292,25°K	292,6°K

Le tableau ci-dessus donne quelques valeurs de la température de bruit des deux diodes étudiées pour un courant direct de quelques milliampères.

T°K

300

250

200

0

1

2

3

4

5

15

6

7

8

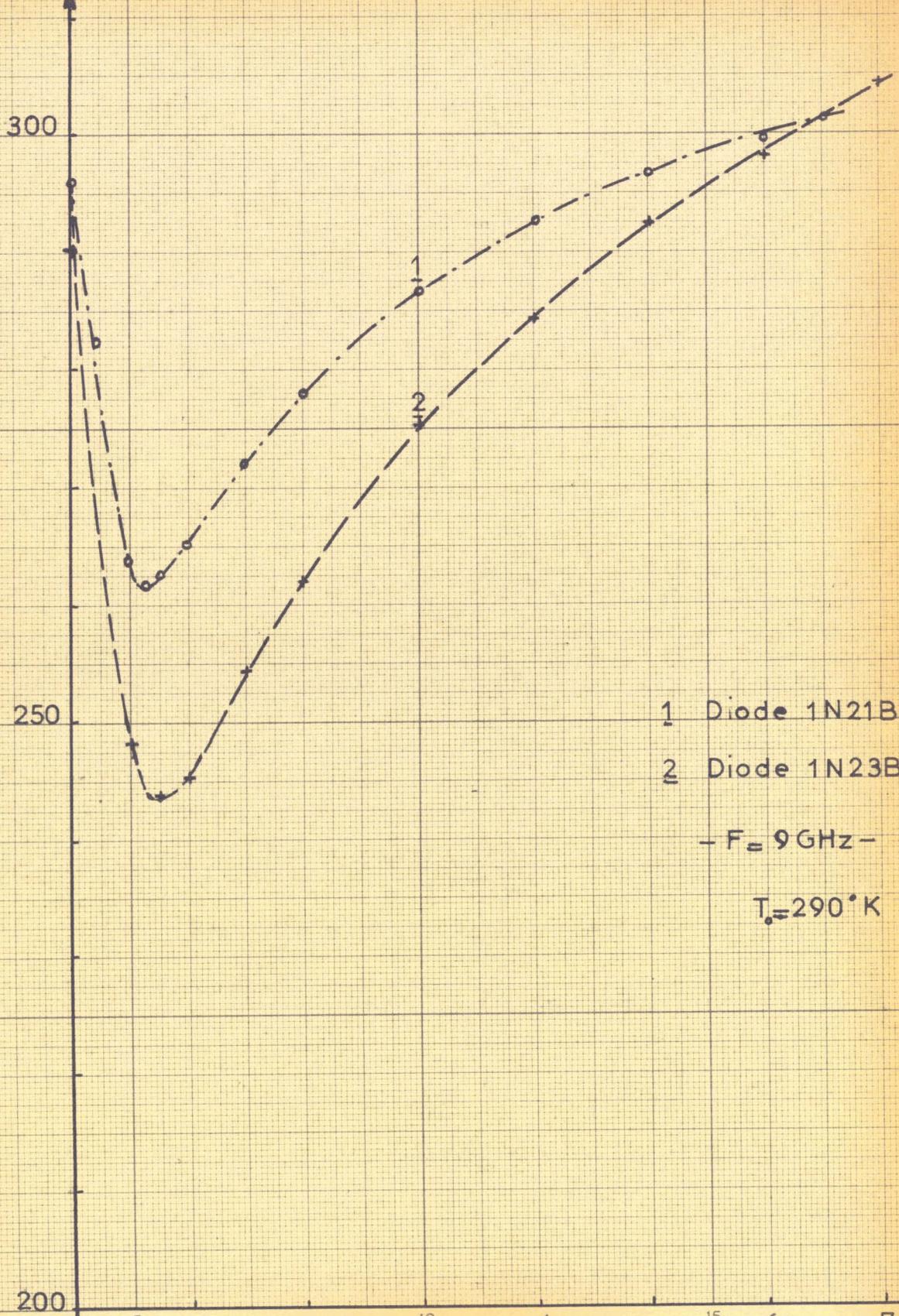
Figure.47.

1 Diode 1N21B

2 Diode 1N23B

- F = 9 GHz -

T₀ = 290°K



3 - UTILISATION D'UNE DIODE VARACTOR COMME SOURCE DE BRUIT A COMMANDE ELECTRONIQUE

3.I. Rappelons que les sources de bruit les plus utilisées en hyperfréquence sont les tubes à gaz. Ces sources de température apparente comprise entre 15 000°K et 22 000°K sont stables, mais difficiles à commander électroniquement.

C'est pourquoi nous avons étudié des diodes varactors placées en zone d'avalanche et parcourues par un courant non destructeur de quelques milliampères.

La diode utilisée comme source de bruit est montée dans un guide d'onde bande X (Figure 48). Le piston et les vis permettent d'adapter parfaitement la varicap vis à vis du radiomètre afin qu'elle émette une énergie de bruit maximale (figure 48).

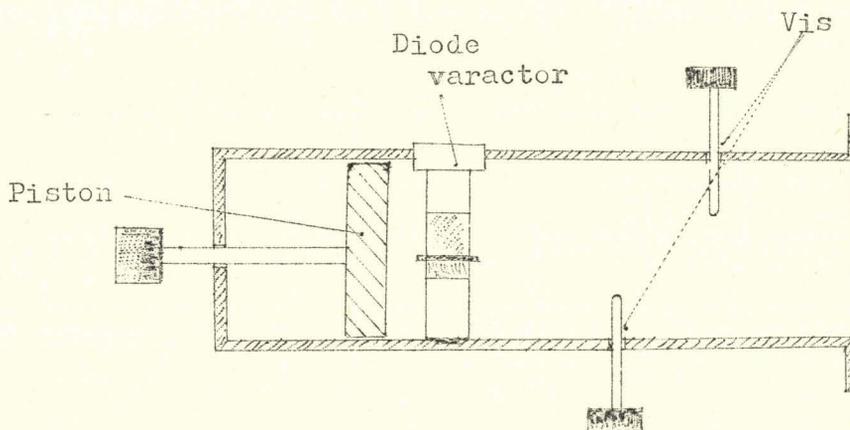


Figure 48.

L'énergie que fournit la diode varactor est intense et la température de bruit peut atteindre 10^6 degrés (figure 47).

La diode varactor utilisée pour réaliser notre source de bruit à commande électronique est une varicap 4IIB COSEM, la figure 44 donne la courbe $T_{\text{bruit}} = f(I \text{ mA})$ lorsque l'adaptation de la diode vis à vis du radiomètre est parfaitement réalisée.

La source de bruit ainsi réalisée comprend la varicap associée à un générateur de courant.

3.2. Avantages et inconvénients

✱ cette source de bruit variable électroniquement permet d'asservir le radiomètre que nous avons construit, sa température de bruit étant proportionnelle à l'intensité du courant inverse qui traverse la diode varactor.

✱ La forte valeur de la température de bruit atteinte par la source que nous avons réalisée permettrait de l'employer comme source de bruit étalon dans l'étude du bruit dans les plasmas.

✱ Ajoutons que la température de bruit de cette source de bruit varie linéairement avec l'intensité pour $0 < I < 8\text{mA}$ à 9 GHz.

✱ Cependant, la forte valeur de la température de bruit dépend essentiellement de l'adaptation de la varicap vis à vis du radiomètre, de ce fait, la source de bruit réalisée n'est pas à large bande.

✱ La diode varactor choisie présente l'avantage sur les diodes hyperfréquences du type IN23B de posséder :

- d'une part, une température de bruit plus élevée pour des valeurs du courant identiques,
- d'autre part, d'être stables dans le temps.

3.3. CONCLUSION

Il semble qu'on puisse utiliser une diode varactor comme source de bruit à commande électronique et réaliser ainsi un radiomètre automatique que nous décrirons rapidement dans le prochain chapitre.

Signalons qu'une étude récente effectuée au laboratoire montre qu'il est possible avec des diodes varactors, en travaillant soit en continu (20mA), soit en impulsions (avec des courants plus élevés, jusqu'à 200mA) d'obtenir des oscillations et des amplifications hyperfréquences aussi bien dans la bande X que dans la bande Q.

Tableau I : Température de bruit d'une diode varactor.

Varicap 4IIB

I mA	$T_{B(1)}$ °K	$T_{B(2)}$ °K	$T_{B(3)}$ °K
0,5	23.000		725
1	60.000	10.500	990
2	129.000	21.500	1.850
3	198.500	32.500	
4	281.000	42.800	
5	349.000	51.500	3.210
6	420.000	60.000	
7	500.000	68.700	4.050
8	560.000	77.200	
9	614.000	84.600	
10	674.000	92.800	
15	885.000		5.750
17,5			6.120
20	980.000		6.540

Varicap 4I3B

I mA	$T_{B(1)}$	$T_{B(3)}$
0,5	14.300	570
1	31.500	800
2	68.500	1.040
3	98.000	1.235
4	123.000	1.440
5	143.000	1.580
6	160.000	1.690
7	174.000	

$T_{B(1)}$; température de la diode adaptée vis à vis du radiomètre.
 $T_{B(2)}$; température de la diode avec une charge adaptée placée derrière cette diode.
 $T_{B(3)}$; température de la diode calculée avec la relation .

Tableau II : Température de bruit d'une diode varactor (en °K).

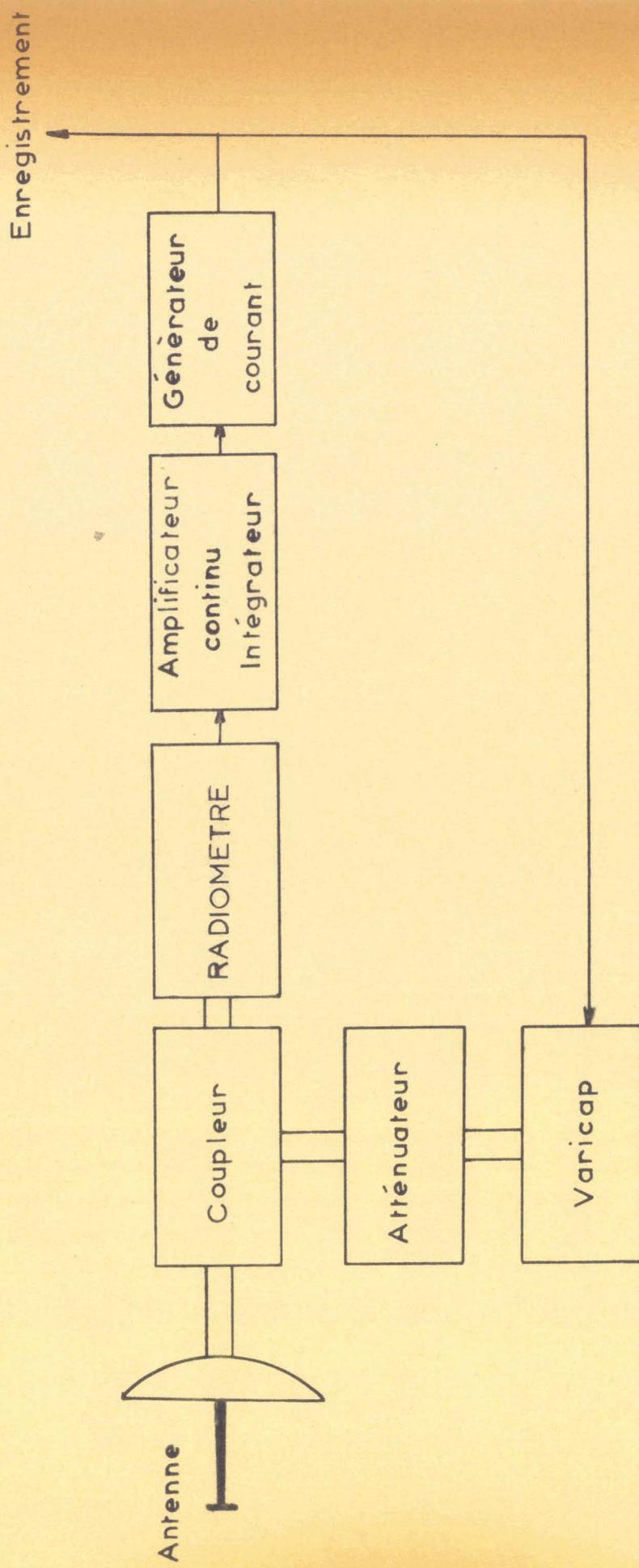
Varicap 4IIB -Cossem- (adaptée vis à vis du radiomètre).

I.mA F.GHz	1	3	5	7	8	9	10
8	51.600	171.000	287.000	396.000	435.000	477.000	523.000
8,25	65.800	218.000	366.000	500.000	560.000	614.000	657.000
8,5	63.500	213.000	362.000	494.000	560.000	630.000	690.000
8,75	62.000	216.000	370.000	523.000	600.000	674.000	738.000
9	60.000	198.500	349.000	500.000	560.000	614.000	674.000
9,25	41.000	147.500	271.000	397.000	455.000	523.000	574.000
9,5	37.000	136.000	247.000	379.000	435.000	500.000	560.000
9,75	37.000	136.000	239.000	366.000	435.000	500.000	560.000
10	44.000	144.000	262.000	362.000	420.000	477.000	523.000
11	28.000	86.700	144.000	203.500	239.000	259.000	287.000
12		37.000	75.600	104.500	...	141.000	158.000

Tableau III : Température de bruit d'une diode varactor (en °K).

Varicap 4IIB -Cossem- (charge adaptée placée derrière la diode)

F. GHz	I. mA							
	1	3	5	7	8	9	10	
8	7.000	23.300	37.000	50.500	55.800	63.500	69.700	
8,25	7.600	26.200	41.900	58.500	67.200	73.600	78.000	
8,5	7.500	26.200	41.900	58.500	65.700	71.000	78.000	
8,75	10.000	31.100	51.000	67.200	75.400	82.600	89.600	
9	10.500	32.500	51.500	68.700	77.200	84.600	92.800	
9,25	12.000	36.900	58.500	79.000	89.600	98.300	106.500	
9,5	13.700	46.500	77.200	111.500	123.500	131.000	150.000	
9,75	16.500	56.000	96.000	131.000	157.500	169.000	185.000	
10	17.300	59.300	98.300	145.500	161.500	181.000	202.500	



RADIOMETRE AUTOMATIQUE

CHAPITRE V

REALISATION D'UN RADIOMETRE AUTOMATIQUE

Nous avons vu qu'une diode varactor (type 4IIB Cosem) polarisée dans sa zone d'avalanche et parcourue par un courant non destructeur de quelques milliampères est une source de bruit importante. La température de cette source de bruit atteint le million de degrés et varie sensiblement linéairement avec l'intensité.

En plaçant cette diode varactor dans une monture hyperfréquence appropriée, on peut réaliser ainsi une source de bruit à commande électronique.

A partir de cette source de bruit, l'automatisation de notre radiomètre a pu être menée à bien et nous avons pu réaliser un appareillage qui permet l'affichage direct et automatique de la température de bruit de l'antenne dans le cas où celle-ci est inférieure à 300°K.

Nous nous proposons, dans ce chapitre, de décrire sommairement les caractéristiques de cette automatisation. Une description plus détaillée sera donnée ultérieurement.

I - PRINCIPE DE L'AUTOMATISATION

Nous avons vu que la présence d'une source de bruit couplée à l'antenne du radiomètre, par l'intermédiaire d'un coupleur directif, permet de mesurer les températures de bruit inférieures à 300°K suivant une méthode de zéro. Cette méthode permet d'obtenir une très grande précision sur la valeur de la température mesurée.

La relation qui permet de calculer T_A , la température apparente de l'antenne, fonction de la température T_B de la source de bruit électronique est donnée par la formule suivante :

$$T_A = T_0 - T_B \frac{t_B \cdot c}{(I - c) t_A}$$

en posant :

$$\frac{t_B \cdot c}{(I - c) t_A} = C, \quad \boxed{T_A = T_0 - T_B \cdot C} \quad (38)$$

avec t_A , t_B et c qui représentent respectivement les coefficients de transmission de l'antenne et l'atténuateur placé devant la source de bruit et le coefficient de couplage du coupleur directif (figure 49).

La relation 38 montre que la valeur de la température apparente de l'antenne T_A mesurée suivant une méthode de zéro, s'obtient :

- soit en réglant la température T_B de la source de bruit de façon à annuler le signal fourni par le radiomètre
- soit en agissant sur l'atténuateur variable placé devant la source de bruit étalon.

Etant donné que la source de bruit que nous avons mis au point est facile à commander électroniquement, nous réalisons l'équilibre lors de la mesure de T_A avec le radiomètre en réglant la température de bruit de la source étalon.

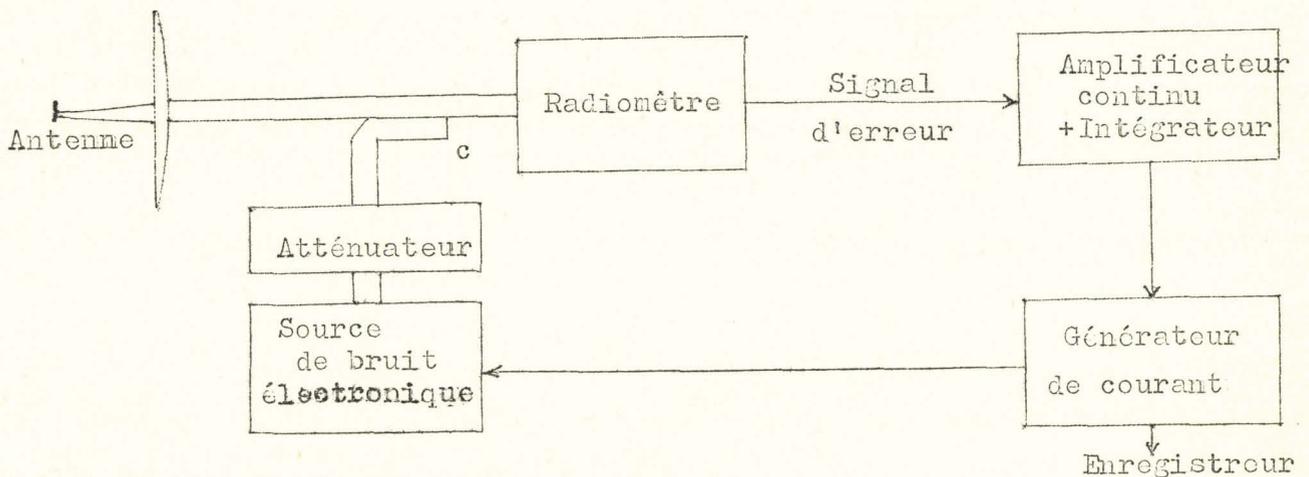
Ce réglage se fera électroniquement et automatiquement en commandant la source d'alimentation (générateur de courant) de la diode varactor à l'aide du signal de sortie (ou d'erreur) du radiomètre.

Le servomécanisme réalisé est donc à une variable, le signal d'erreur constitué par la tension de sortie du radiomètre est donné par la relation 26.

$$U = K' \left\{ (T_A - T_0) t_A (1-c) + (T_B - T_0) t_B c \right\}$$

quand la relation (38) est vérifiée, U est égal à zéro. Dans le cas contraire, U sera positif ou négatif et cette tension d'erreur commandera la source de bruit de façon que T_B satisfasse à la relation 38 (ceci ne sera vrai que si le gain de l'amplificateur continu est suffisant). La valeur de T_B est déterminée uniquement à partir de l'intensité du courant traversant la diode varactor et il sera possible en mesurant I (à l'équilibre) de connaître T_A (relation 38).

2 - SCHEMA SYNOPTIQUE DU RADIOMETRE AUTOMATIQUE ET DESCRIPTION SOMMAIRE DES ELEMENTS



Le schéma synoptique de l'appareillage automatique est donné figure 49.

Le dispositif d'asservissement a été réalisé par M. CHADELAS et fera l'objet d'une prochaine publication (I) mais nous en rappelons son principe.

Le signal de sortie U (relation 26) que délivre le détecteur synchrone de notre radiomètre est reçu par un amplificateur continu. Cet amplificateur règle le débit du générateur de courant alimentant la diode varactor de façon à annuler la tension de sortie U.

L'étude plus approfondie de ce radiomètre automatique (plus spécialement de sa sensibilité et de sa vitesse d'équilibrage) fera l'objet d'une prochaine publication. Disons seulement que la sensibilité du radiomètre automatique reste comparable à celle obtenue avec le radiomètre non automatisé.

C O N C L U S I O N

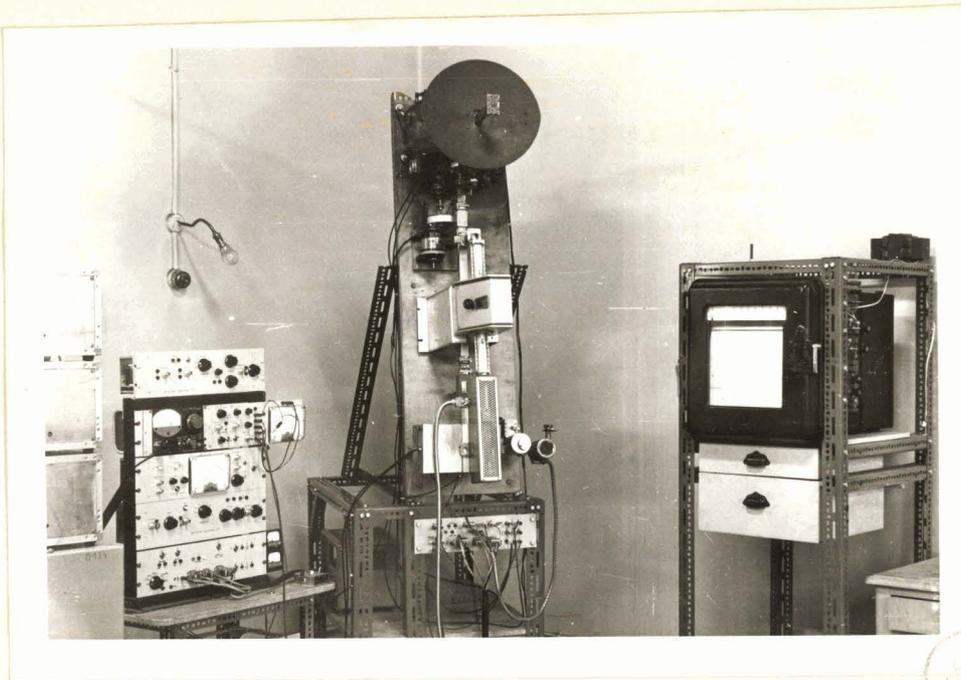
Nous avons, au cours de ce travail, réalisé et mis au point un radiomètre en bande X spécialement adapté à la mesure des températures de bruit inférieures à 300°K.

Avec cet appareillage, nous avons pu obtenir quelques images radiométriques d'objets et de paysages, déterminer à distance la teneur en eau d'une substance et mesurer la température apparente de l'atmosphère. Ces trois exemples nous ont permis de montrer quelques unes des nombreuses possibilités de la radiométrie hertzienne.

D'autre part, dans le but de réaliser une source de bruit à commande électronique, nous avons étudié, avec notre radiomètre, le bruit que présente une diode varactor dans sa zone d'avalanche.

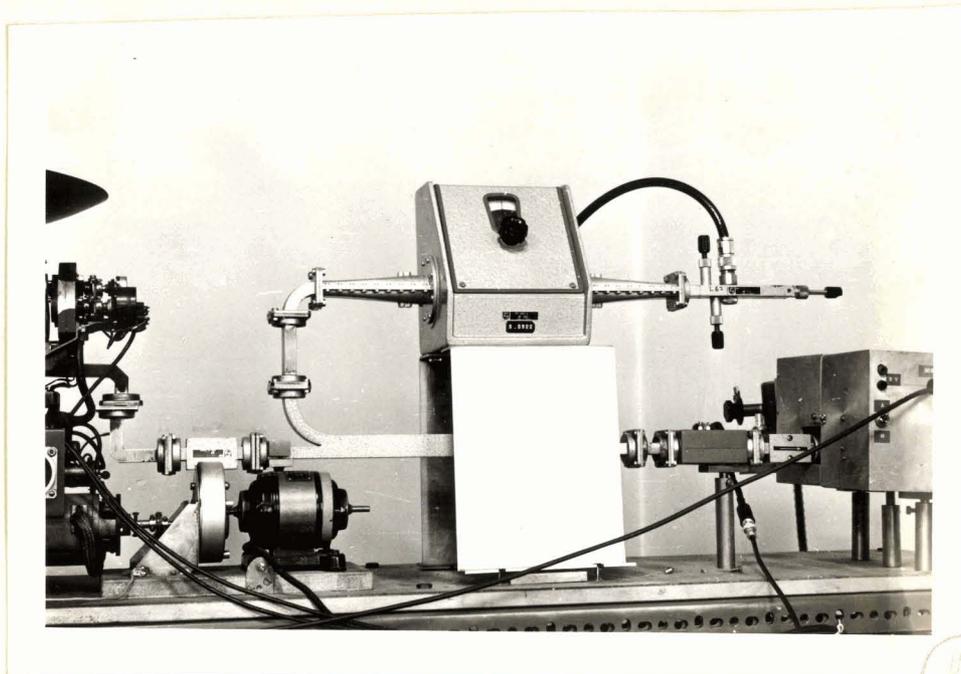
A partir de cette diode, nous avons pu automatiser le radiomètre. La température de bruit de l'objet observé par l'antenne est affichée directement et la précision est de 1°K pour une constante d'intégration de quelques secondes.

L'appareillage que nous avons construit fait appel aux techniques classiques. En remplaçant le récepteur hétérodyne par des composants hyperfréquences de conception récente (amplificateurs paramétriques, amplificateurs à diodes tunnel ou T.P.O.), il semble possible d'accroître la sensibilité du radiomètre dans de grandes proportions (pour une même valeur de la constante d'intégration). Grâce à cette sensibilité accrue, il semble probable que les applications décrites au cours de ce travail seront, dans un avenir proche, développées pratiquement.



BTS
LILLE

Photo. 1. Ensemble de l'appareillage



BTS
LILLE

Photo. 2. Source de bruit électronique

B I B L I O G R A P H I E

- 1) Y. ROCCARD, Thermodynamique, Masson & Cie , 1952
 - 2) G. BROUSSAUD & B. RICHARD, Annales Radioélectriques, Tome XVIII, p.89-III 1963.
 - 3) G. BROUSSAUD, Mesures, Vol.29, N°9, p.85-94, Septembre 1964.
 - 4) J.L. STEINBERG, Onde Electrique, N°265 - Avril 1949, N°308 - Novembre 1952, N°309 - Décembre 1952.
 - 5) GRIVET, Le Bruit de Fond, Masson & Cie, 1958
 - 6) L. THOUREL, Les Antennes - DUNOD, 1956
 - 7) J. RODRIGUEZ LARA, D.E.A. LILLE 1965
 - 8) A. CHADELAS, Mémoire Ingénieur C. N. A. M. à paraître
 - 9) Onde Electrique, N°454, Janvier 1965
 - 10) E. CONSTANT, R. GABILLARD, A. HAUDUCOEUR & A. CHADELAS, C.R. Acad. Sc. Paris, t.262, p.16-18, 3 Janvier 1966.
 - 11) E. CONSTANT, R. GABILLARD, J.M. THERIOT & E. ALLAMANDO, C.R. Acad. Sc. Paris, t.262, 7 Mars 1966
 - 12) B.M. OLIVER, Thermal and Quantum Noise, Proceedings of the I.E.E.
-

: : : : : T A B L E : : : : : D E S : : : : : M A T I E R E S : : : : :

Introduction

Chapitre I. Bruit d'origine thermique. Principe de réception.

I. Introduction	I
2. Emission du corps noir	I
3. Emission d'un corps quelconque	6
4. Principe du radiomètre	I2

Chapitre II. Réalisation d'un radiomètre.

I. Choix de la fréquence optimale	I9
2. Dispositif proposé	I9
3. Caractéristiques du radiomètre	22
3. I. Antenne	22
3. 2. Source de bruit PHILIPS	24
3. 3. Modulateur ou "switch"	25
3. 4. Générateur B. F.	32
3. 5. Oscillateur local	32
3. 6. Mélangeur préamplificateur	33
3. 7. Amplificateur M. F.	36
3. 8. Amplificateur B. F. sélectif General Radio	37
3. 9. Détecteur synchrone	38
4. Equations radiométriques	4I
5. Performances et sensibilité du radiomètre	44

Chapitre III.

I. Introduction	48
2. Obtention d'images thermiques	48
2. I. Principe	48
2. 2. Description du dispositif d'enregistrement	52

3. Mesure de la teneur en eau d'un massif de sable	56
4. Température du ciel	58
4. 1. Température du ciel et absorption atmosphérique	59
4. 2. Vérification expérimentale	60
4. 3. Mesure du facteur de transmission d'une antenne	62

Chapitre IV.

I. Introduction	63
2. Détermination expérimentale de bruit des diodes	65
2. 1. Température de bruit d'une diode varactor	65
2. 2. Température de bruit d'une diode à pointe	70
3. Utilisation d'une diode varactor comme source de bruit à commande électronique.	72

Chapitre V.

I. Principe d'automatisation	77
2. Schéma synoptique du radiomètre automatique et description sommaire des éléments	79
Conclusion	81



SECOND SUJET

PROGRES RECENTS
DANS L'AUTOMATISATION
DES PONTS DE MESURE

Vu et approuvé

Lille, le 19 Avril 1966.

Le Doyen de la Faculté des Sciences de Lille,

J. TILLIEU

Vu et permis d'imprimer,

Lille, le 19 Avril 1966

Le Recteur de l'Académie de Lille

G. DEBEYRE