

50376
1976
34

UNIVERSITE DES SCIENCES
ET TECHNIQUES DE LILLE

50376
1976
34

THESE DE DOCTEUR INGENIEUR

Sur les bruits présentés par
des oscillateurs à diode à avalanche en
ondes millimétriques

Membres du Jury :

M. SALMER	Président
M. CONSTANT	Rapporteur
M. RACZY	Examineur
M. LE MEZEC	Invité
M. GUENAI	Directeur du Travail



Présentée à LILLE, le 28 JANVIER 1976

par

Jorge TORRES VALDA

INGENIEUR



030 020067 7

A MA FEMME

Ce travail a été effectué au Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.) - Département I.C.S. - à LANNION.

Je tiens à remercier vivement M. le Professeur CONSTANT pour m'avoir conseillé et guidé efficacement au cours de ce travail.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à M. GUENAIIS qui a bien voulu m'accueillir dans son service et me diriger dans cette étude.

J'exprime toute ma gratitude envers M. le Professeur SALMER qui m'a fait l'honneur de juger ce travail et de présider mon Jury.

Je remercie vivement M. le Professeur RACZY qui a eu l'amabilité de juger mon travail et je l'en remercie.

Je suis reconnaissant à M. LE MEZEC qui me fait le plaisir de participer à mon jury.

Je remercie M. PERRICHON qui a bien voulu m'apporter son aide précieuse tout au long de ce travail.

J'exprime mon amitié à M. LE BORGNE avec qui j'ai eu des discussions constructives.

Je remercie M. ISSA pour sa collaboration dans la réalisation des programmes numériques.

J'adresse mes remerciements à mes camarades de laboratoire pour la sympathie qu'ils m'ont apportée.

Enfin, je tiens à remercier tout le personnel technique et administratif du Département I.C.S. (CNET LANNION) pour sa collaboration efficace.

- I -

TABLE DES MATIERESINTRODUCTIONCHAPITRE I - BRUIT EN OSCILLATION

I - 1 INTRODUCTION

I - 2 CARACTERISATION DU BRUIT D'UN OSCILLATEUR

I. 2-1 Caractérisation du bruit "AM"

I. 2-2 Caractérisation du bruit "FM"

I - 3 FACTEUR "NOISE MEASURE" FONCTION DU "Qex"

I. 3-1 Noise Measure "FM"

I. 3-2 Noise Measure "AM"

I - 4 BANCS DE MESURE

I. 4-1 Banc de mesure du bruit "AM"

I. 4-1-1 Méthode de détection directe

I. 4-2 Bancs de mesure du bruit "FM"

I. 4-2-1 Méthode de détection directe

I. 4-2-2 Méthode Grauling

I. 4-2-3 Méthode oscillateur synchronisé

I. 4-2-4 Méthode ONDRIA

CHAPITRE II - METHODE DE MESURE UTILISEE

II - 1 PRINCIPE DE MESURE

II. 1-1 Mesure du bruit "AM"

II. 1-2 Mesure du bruit "FM"

II - 2 COMPOSITION DU BANC DE MESURE EXPERIMENTAL

II. 2-1 Description

II - 3 METHODE OPERATOIRE

II. 3-1 Etalonnage

II. 3-2 Réglage de la cavité

II. 3-3 Mesure du bruit "AM"

II. 3-4 Mesure du bruit "FM"

II - 4 MESURES REALISEES A L'AIDE DE L'ANALYSEUR DE SPECTRE

II - 5 CALCUL DE LA SENSIBILITE DU BANC

II. 5-1 Facteur de bruit du récepteur micro-voltmètre sélectif

II. 5-2 Facteur de bruit de la chaîne vidéo fréquence

II. 5-3 Sensibilité du banc

II - 6 EXEMPLE DE MESURE (Mesures du bruit d'un klystron)

II. 6-1 Mesure du bruit "AM"

II. 6-2 Mesure du bruit "FM"

II. 6-3 Comparaison des résultats

ANNEXE AU CHAPITRE II

1 - APPAREILLAGE

1 - Caractéristiques et mesures des composants passifs

a) Cavités

- a1 - Cavités cylindrique droite - rappels théoriques
- a2 - Cavités 30-40 GHz
- a3 - Mesures des coefficients de surtension de la cavité
- a4 - Banc de mesure

b) Déphaseurs

- b1 - Mesures réalisées

c) Coupleurs

- c1 - Mesures d'atténuation du coupleur directif 20 dB

d) Atténuateurs

2 - CARACTERISTIQUES ET MESURES DES COMPOSANTS ACTIFS

a) Diode de modulation

- a1 - Diode de modulation
- a2 - Modulation à diode PIN
- a3 - Mesures effectuées

b) Mélangeur + Préamplificateur

b1 - Mesures du gain de conversion

b2 - Mesures du facteur de bruit

b2 - 1 Rappel théorique

b2 - 2 Banc de mesure

c) Mesure du "Qex" de l'oscillateur

CHAPITRE III - ETUDE D'UNE DIODE IMPATT

III - 1 INTRODUCTION

III - 2 STRUCTURE ETUDIEE - DIODE A AVALANCHE DOUBLE "DRIFT"

III. 2-1 Région d'avalanche

III. 2-2 Zone de transit

III - 3 DIODE A AVALANCHE (IMPATT) DOUBLE DRIFT EN REGIME D'OSCILLATION

III. 3-1 Calcul de l'impédance totale

a) Impédance de la zone d'avalanche

b) Impédance de la zone de transit (des électrons)

c) Impédance totale

III. 3-2 Structures hyperfréquences

III. 3-3 Montures utilisées

III. 3-4 Résultats typiques à puissance maximale

III. 3-4-1 Mesures du bruit "AM"

III. 3-4-2 Mesures du bruit "FM"

III. 3-4-3 Rapport du bruit AM/FM

III - 4 RESULTATS

III. 4-1 Mesures à différents courants et à puissance maximale

- a) Premier essai de mesures
- b) Deuxième essai de mesures

III. 4-1-1 Mesures du bruit "AM"

III. 4-1-2 Mesures du bruit "FM"

III. 4-1-3 Mesures avec l'analyseur de spectre

III. 4-2 Influence de la puissance délivrée à $I_0 = \text{cte}$

III. 4-2-1 Mesures du bruit "AM-FM"

III. 4-2-2 Mesures du bruit "AM"

III. 4-2-3 Mesures du bruit "FM"

III. 4-2-4 Rapport du bruit AM/FM

CHAPITRE IV - INTERPRETATION

IV - 1 CALCUL DU FACTEUR "NOISE MEASURE" M (Petit signal)

IV. 1-1 Calcul de la tension du bruit

IV. 1-2 Expression théorique du facteur "Noise Measure"

IV. 1-3 Réalisation des calculs

.../...

IV - 2 THEORIE DU BRUIT NON LINEAIRE : (Grand signal)

IV. 2-1 Effets qualitatifs

IV. 2-2 Circuit équivalent

IV - 3 INFLUENCE DU NIVEAU

IV. 3-1 Noise Measure "AM" - "FM"

IV. 3-2 Bruit en excès (G.R.)

IV - 4 VERIFICATION EXPERIMENTALE

CONCLUSION

BIBLIOGRAPHIE

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

Les mesures du bruit des oscillateurs à l'état solide présentent actuellement un grand intérêt dû à l'accroissement de l'utilisation de ce type de source dans le domaine des Télécommunications. En particulier, dans le cas de la transmission numérique par guide d'ondes circulaire, l'influence des fluctuations aléatoires appelées bruit d'amplitude et bruit de phase peuvent produire des erreurs de transmission supplémentaires. Dans ce mode de transmission, les bandes latérales dues à la modulation s'étendent jusqu'à 300 MHz de part et d'autre de la porteuse.

C'est pourquoi notre étude, qui comprend quatre parties, portera sur le bruit des oscillateurs millimétriques contenu dans une bande allant de 10 MHz à 300 MHz de la fréquence centrale d'oscillation.

Dans la 1ère partie, nous nous proposons d'introduire et de définir les grandeurs caractérisant le bruit d'un oscillateur. Après avoir effectué une étude détaillée des différentes méthodes expérimentales qui en permettent la mesure, on définit le banc de mesure qui sera utilisé.

La seconde partie comprend l'étude expérimentale, d'une part, les caractéristiques des différents dispositifs actifs et passifs utilisés dans notre banc de mesure, d'autre part, les résultats des mesures du bruit d'un klystron qui nous a servi pour tester le banc de mesure.

Dans la troisième partie, on fait l'étude d'une diode IMPATT double drift et on donne les résultats expérimentaux des mesures du bruit des oscillateurs à diode à avalanche double drift.

Dans la quatrième partie, on fait une analyse théorique du bruit des oscillateurs : on s'intéresse en premier lieu au bruit d'un oscillateur à diode à avalanche double drift en régime petit signal caractérisé par le concept de "Noise Measure" en prenant comme base le travail de Perrichon,

on donne ensuite une description de la théorie non-linéaire correspondant aux oscillateurs en régime grand signal d'après l'étude de Goedbloed.

Pour conclure, nous réalisons une vérification des résultats théoriques et expérimentaux obtenus.

CHAPITRE I

BRUIT EN OSCILLATION

I - 1 INTRODUCTION

L'objectif de ce travail est la mesure du bruit FM et AM des oscillateurs à diode à avalanche ; à des fréquences de modulation allant de 10 à 300 MHz de la porteuse.

Dans ce chapitre, nous nous proposons donc d'introduire et de définir les grandeurs mesurées d'une part et d'autre part de décrire les différentes méthodes expérimentales qui en permettent la mesure.

I - 2 CARACTERISATION DU BRUIT D'UN OSCILLATEUR

La fig. (1) donne la distribution spectrale (réel) du bruit d'un oscillateur dans laquelle on a :

- P_o qui est la puissance de la porteuse
- P_b qui est la puissance du bruit contenu dans les deux bandes latérales de largeur ΔB symétriques et centrées sur $\omega_o + \omega_m$ et $\omega_o - \omega_m$
- Cette puissance de bruit résulte de deux contributions : le bruit de modulation d'amplitude (AM) et le bruit de modulation de fréquence (FM)

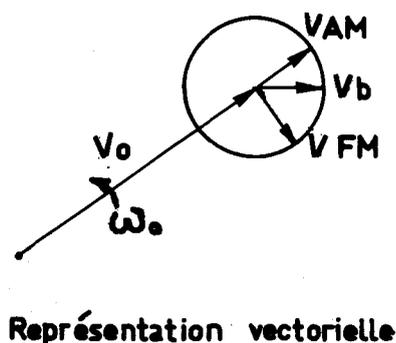
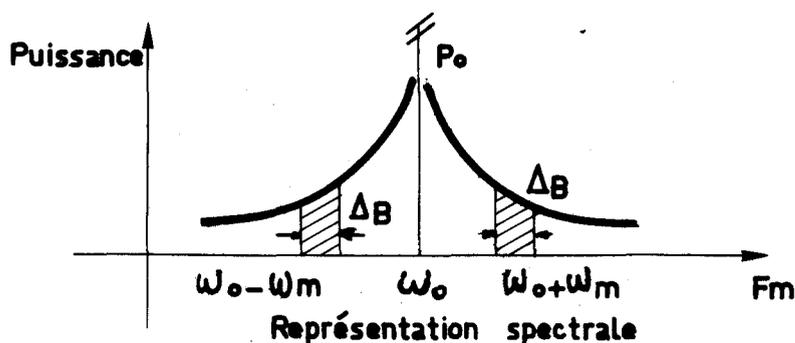


FIG. 1

La puissance du bruit⁽²⁾ est égale à :

$$P_b(\omega_m, \Delta B) = P_{AM}(\omega_m, \Delta B) + P_{FM}(\omega_m, \Delta B) \quad (1)$$

où $\frac{P_{AM}}{P_0} = \frac{1}{2} (m_{AM})^2 \quad (2)$

$$\frac{P_{FM}}{P_0} = \frac{1}{2} (m_{FM})^2 \quad (3)$$

- PAM = puissance du bruit de modulation d'amplitude
- PFM = puissance du bruit de modulation de fréquence
- mAM = indice de modulation d'amplitude
- mFM = indice de modulation de fréquence

Représentation temporelle du bruit : Une onde sinusoïdale "bruitée" en amplitude et en phase peut être représentée par :

$$V(t) = A_0 (1 + m_{AM} \cos \omega_m t) \cos(\omega_0 t + m_{FM} \sin \omega_m t) \quad (4)$$

ou $m_{AM} \cos \omega_m t$ et $m_{FM} \sin \omega_m t$ sont respectivement les contributions élémentaires du bruit à la fréquence ω_m au bruit de modulation d'amplitude et au bruit de modulation de fréquence.

I. 2-1 Caractérisation du bruit AM

Si on considère le signal de sortie de l'oscillateur modulé en amplitude par un bruit d'amplitude (PAM) dans une bande ΔB , de l'équation (4) on a :

$$V(t) = A_0 (1 + m_{AM} \cos \omega_m t) \cos(\omega_0 t) \quad (5)$$

On peut obtenir facilement le spectre de ce signal :

$$\frac{V(t)}{A_0} \approx \frac{m_{AM}}{2} (\cos(\omega_0 + \omega_m) t + \cos(\omega_0 - \omega_m) t) \quad (6)$$

$$m_{AM} = \frac{\Delta P}{4P_0} \quad (7)$$

La sensibilité tangentielle est égale à : $S = \left[\frac{\Delta V}{\Delta P} \right]_{P = P_0}$ (8)

La variation de tension efficace détectée est :

$$\begin{aligned} \Delta V &= V_{\max} - V_{\min} = 2\sqrt{2} \Delta V_{\text{rms}} = S \Delta P \\ 2\sqrt{2} \Delta V_{\text{rms}} &= S \Delta P \end{aligned} \quad (9)$$

A l'aide des équations (2) (7) (9) on calcule le rapport de bruit AM dans une bande latérale :

$$\left[\frac{\text{PAM}}{P_0} \right]_{\text{dB}}^{\text{SB}} = \frac{1}{8} \left(\frac{\Delta V_{\text{rms}}}{S P_0} \right)^2 \quad (10)$$

Dans la pratique, on mesure le bruit "AM" en double bande, qui est égal à :

$$\left[\frac{\text{PAM}}{P_0} \right]_{\text{dB}} = \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta V_{\text{rms}}}{S P_0} \right)^2 \quad (11)$$

I. 2-2 Caractérisation du bruit FM

Si on considère le signal de sortie de l'oscillateur modulé en fréquence par un bruit de fréquence $\overline{\Delta f_{\text{rms}}}$ (valeur efficace) à une fréquence de modulation f_m dans une bande ΔB , de l'équation (4) on a :

$$\begin{aligned} V(t) &= A_0 \cos(2\pi f_0 t + m_{\text{FM}} \cos 2\pi f_m t) \\ m_{\text{FM}} &= \frac{\overline{\Delta f_{\text{rms}}}}{f_m} \end{aligned} \quad (12)$$

on peut déterminer le spectre du signal au moyen des fonctions de Bessel

$$\frac{V(t)}{A_0} \approx \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} \frac{\overline{\Delta f_{\text{rms}}}}{f_m} \left[\cos(\omega_0 + \omega_m)t - \cos(\omega_0 - \omega_m)t \right] \quad (13)$$

A condition que l'indice de modulateur m_{FM} soit faible, ce qui est le cas ici, la déviation de la fréquence quadratique moyenne $\overline{\Delta f_{\text{rms}}}$ dans une sous-bande de modulation ΔB est égale à :

$$\frac{\overline{\Delta f_{\text{rms}}}}{2 f_m} = \left[\frac{\text{PFM}}{P_0} \right]_{\text{dB}}^{\text{SB}} \quad (14)$$

Si l'on mesure le bruit "FM" en double bande, on obtient :

$$\Delta f_{rms} = f_m \sqrt{\frac{[PFM]}{P_o}} \quad (15)$$

I - 3 FACTEUR "NOISE MEASURE" FONCTION DU "Qex"

I. 3-1 "Noise Measure" FM - Réf (3) (4) (6)

Si on tient compte de l'analyse de la théorie du bruit faite par Kurokawa (Réf.3 - équation 22), dans la région comprise entre $0 \ll f_m \ll \Delta f_{max}$, l'expression pour la densité spectrale du bruit FM est donnée par la relation suivante :

$$P(f) = \frac{f_o^2}{\Delta f_{max}^2} \frac{N}{2 Q_{ex}^2} \quad (16)$$

N = K T r B

B = simple bande

Qex = Q extérieur de l'oscillateur

A partir de l'équation de synchronisation décrite au paragraphe (4.2-3) on déduit :

$$\Delta f_{max} = \frac{f_o}{Q_{ex}} \sqrt{\frac{P_{in}}{P_o}} ; \frac{P_{in}}{P_o} = \frac{\Delta f_{max}^2 Q_{ex}^2}{f_o^2}$$

On trouve en remplaçant cette valeur dans l'équation (16)

$$P(f) = \frac{N P_o}{2 P_{in}} \quad (17)$$

La relation avec la puissance du bruit est égale à :

$$\left[\frac{P_o}{PFM} \right]_{dB} = \frac{P_o}{P(f)} = \frac{2 P_{in}}{N} \quad (18)$$

On en déduit la relation donnant la déviation de fréquence quadratique moyenne

$$\frac{f_m^2}{\Delta f_{rms}^2} = \frac{P_{in}}{N} \quad (19)$$

.../...

Le facteur "Noise Measure" est égal à : $M = \frac{T_r}{T_o}$ Réf. (chap. III. éq. '70)

d'où $N = K T_o B M$

En remplaçant cette valeur dans l'équation (18) on a pour $f_m = \Delta f_{max}$, le facteur Noise Measure FM en simple bande égal à :

$$M_{FM} = \frac{P_o}{K T_o B} \left(\frac{\Delta f_{rms} Q_{ex}}{f_o} \right)^2 \quad (20)$$

I. 3-2 Noise Measure "AM" - Réf. (5) (6)

Pour calculer la relation du point AM avec le facteur "Noise Measure" on part de l'équation suivante, qui tient compte de la non-linéarité de la diode (S_i) (d'après la théorie de OKAMOTO Réf. (5)).

$$\left[\frac{PAM}{P_o} \right]^{SB} dB = \frac{\overline{\Delta f_{rms}^2}}{2f_m^2 + S_i^2} \quad (21)$$

d'où : $\left[\frac{PAM}{P_o} \right]^{se} dB = \frac{\frac{1}{2} \overline{\Delta f_{rms}^2}}{f_m^2 + \left(\frac{S_i}{2}\right)^2}$

Si on déduit de l'équation (20) la valeur de $\overline{\Delta f_{rms}^2}$ et on la remplace dans l'équation antérieure, on a :

$$\left[\frac{PAM}{P_o} \right]^{se} dB = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{f_o}{Q_{ex}} \right)^2 \frac{K T_o B M}{P_o}}{f_m^2 + \left(\frac{S_i}{2}\right)^2}$$

Pour $S_i = 2$ (ce qui est le cas général), on a :

$$M_{AM} = \frac{2 P_o \left[\frac{PAM}{P_o} \right]^{se} dB \left(1 + \left(\frac{Q_{ex} f_m}{f_o} \right)^2 \right)}{K T_o B} \quad (22)$$

La formule (22) donne les valeurs du facteur Noise Measure (AM) en simple bande.

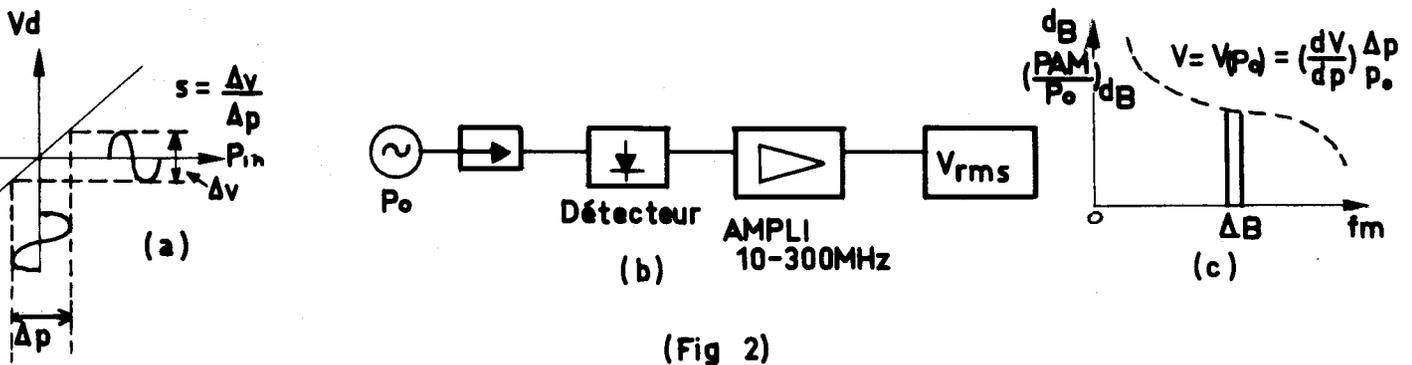
I - 4 BANCS DE MESURE

I. 4-1 Banc. de mesure du bruit AM - Réf. (1) (8)

I. 4-1-1 Méthode de détection directe

La méthode de base est d'utiliser un cristal détecteur, (fig. 2(a)) un amplificateur sélectif et un microvoltmètre sélectif ; le banc de mesure est montré dans la fig. 2 (b).

Les deux bandes latérales du bruit AM sont mesurées dans une bande B et les bandes latérales du bruit FM ne sont pas détectées puisqu'elles se trouvent en antiphase - Fig.2 (c).



P_{in} Puissance hyperfréquence d'entrée
 V_d Tension détectée

Avantages : simplicité de la mesure

Inconvénients : Il n'y a pas la possibilité de mesurer le bruit FM

I. 4-2 Bancs de mesure du bruit FM

I. 4-2-1 Méthode de détection directe. Réf. (7) (8)

Pour transformer les variations de fréquence en variations d'amplitude, on utilise généralement un discriminateur hyperfréquence à cavité résonnante en transmission - Fig. 3(a)

Le discriminateur en fréquence intermédiaire limite la sensibilité du banc (7). Le banc de mesure est montré dans la fig. 3(b); il est composé du discriminateur, du détecteur AM, d'un amplificateur sélectif et d'un micro-voltmètre sélectif. On mesure les deux bandes latérales du bruit FM dans une bande de mesure ΔB , fig. 3(c)

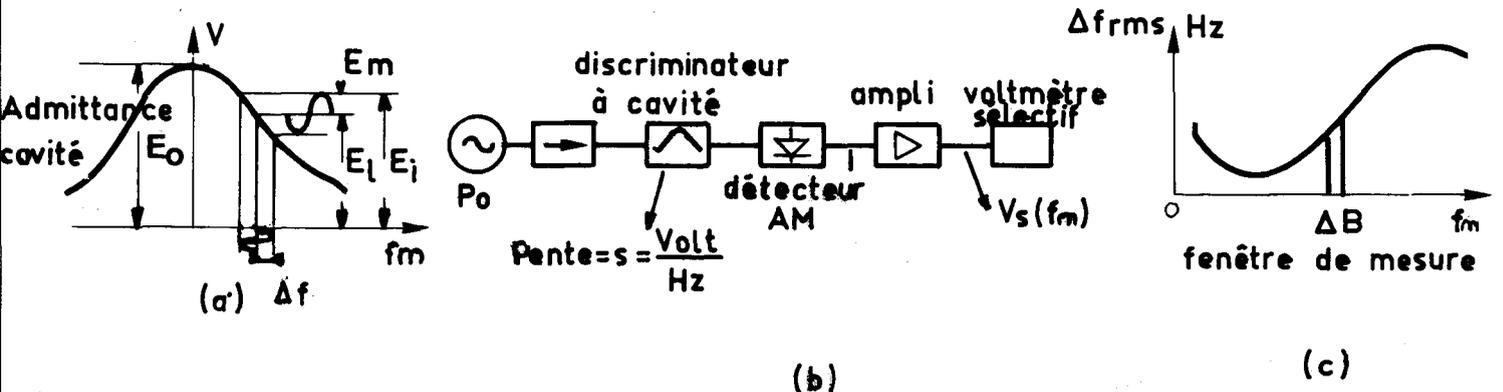


FIG: 3

Avantages : Simplicité du banc de mesure puisqu'on a uniquement besoin d'un élément critique qui est le discriminateur à cavité.

Inconvénients :

a) - La sensibilité dépendant de la pente S donc de la bande passante de la cavité, celle-ci sera d'autant plus faible que l'on cherchera à mesurer le bruit loin de la porteuse.

b) - Si la source présente beaucoup de bruit AM, il perturbera la mesure du bruit FM.

c) - Il n'y a pas de possibilités de mesurer le bruit AM.

I. 4-2-2 Méthode Grauling : Réf. (12)

Le discriminateur utilisé pour les mesures de bruit FM est montré dans la fig. 4(a). Il est constitué d'une cavité en transmission accordable, d'un déphaseur ψ de façon à réaliser la quadrature de phase à l'entrée du mélangeur (si cette relation n'est pas maintenue, il y aura alors une démodulation AM), d'un détecteur quadratique (mélangeur) et d'un amplificateur de faible bruit. Le banc de mesure complet est montré dans la fig. 4(b)

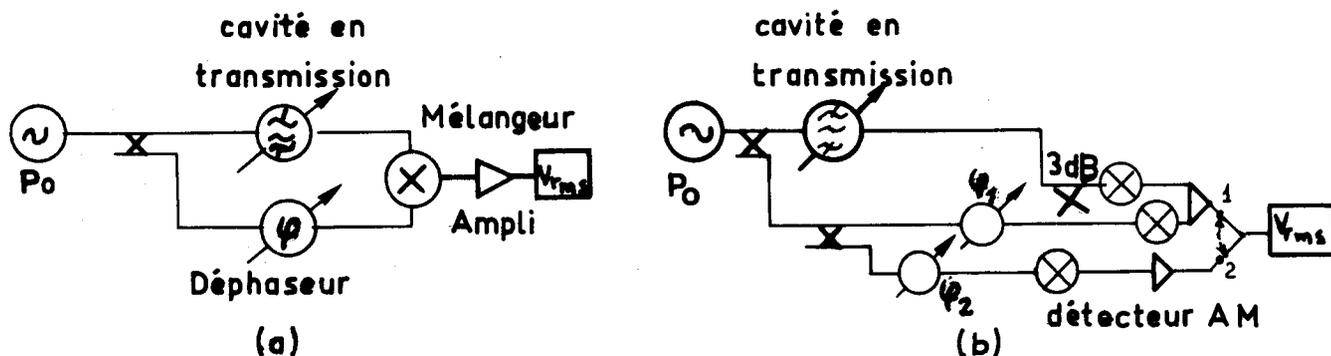


FIG: 4

Pour mesurer le bruit FM, le commutateur est placé dans la position 1. (fig. 4.b)

Pour mesurer le bruit AM, le commutateur est placé en position 2. (fig.4.b)

Avantages : possibilité de mesurer le bruit AM et FM

Inconvénients: Cette méthode est utilisée pour mesurer le bruit près de la porteuse.

Tous les inconvénients de la méthode précédente sont valables dans ce cas, puisqu'on utilise une cavité en transmission comme discriminateur.

I. 4.2-3 Méthode oscillateur synchronisé (Réf. 9-10)

Le schéma synoptique d'une synchronisation de phase est le suivant :

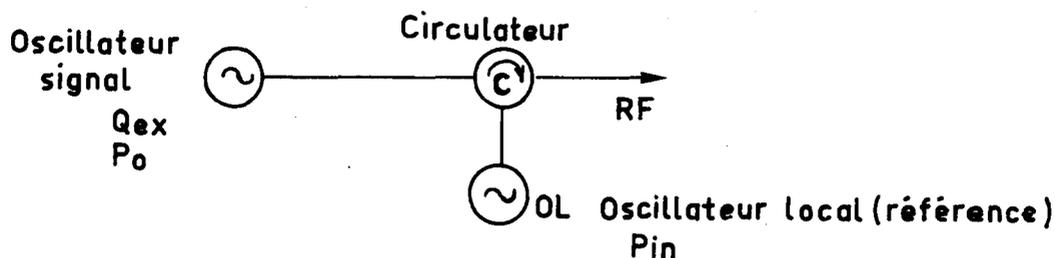


FIG: 5

La synchronisation de l'oscillateur signal (oscillateur synchronisé) se réalise par injection d'un signal (oscillateur référence) de fréquence voisine de celle de l'oscillateur signal, à l'aide d'un circulateur ou d'un coupleur (fig. 5)

L'oscillateur à synchroniser (signal) est caractérisé par une puissance nominale P_0 , une pulsation ω_0 , et une phase θ_0 ; l'oscillateur de référence est caractérisé par une puissance d'injection P_{in} , une pulsation ω_r et une phase θ_r .

Si $\omega_r \approx \omega_0$ et $P_{in} \ll P_0$ la phase de l'oscillateur à synchroniser (signal) est commandée par la phase θ_r de l'oscillateur de référence et la pulsation ω_0 est calée sur ω_r .

La plage de fréquence, où l'oscillateur ω_0 est synchronisé, est donnée par la formule suivante (Réf. 10)

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_{ex}} \sqrt{\frac{P_{in}}{P_0}} \quad (22)$$

$Q_{ex} = Q$ extérieur de l'oscillateur signal

Le calcul de l'amélioration du bruit de modulation de fréquence de l'oscillateur signal a été défini par Hines Réf. (9) qui trouve des valeurs de suppression de bruit pour les deux cas suivants :

1 - On considère l'oscillateur de référence bruyant et l'oscillateur synchronisé avec un bruit bas ;

Le facteur de suppression du bruit est égal à :

$$S_1 = \frac{1}{1 + \frac{\omega_m^2}{\omega_0^2} Q_{ex} \frac{P_o}{P_{in}}} \quad (23)$$

2 - On considère un oscillateur de référence à bruit bas et un oscillateur synchronisé bruyant. Le facteur de suppression de bruit S_2 est égal à :

$$S_2 = \frac{1}{1 + \frac{\omega_0^2}{\omega_m^2} \frac{1}{Q_{ex}} \frac{P_{in}}{P_o}} \quad (24)$$

De S_1 et S_2 on déduit que pour des fréquences de modulation basse, le spectre de bruit de modulation de fréquence correspond à celui de l'oscillateur de référence et pour des fréquences de modulation élevées on retrouve le spectre de l'oscillateur signal.

Dans le cas général, le spectre du bruit de modulation de fréquence de l'oscillateur synchronisé $\overline{\Delta f_T^2}(B, \omega_m)$ en fonction de la bande ($B = \Delta f$) et de la fréquence vidéo ω_m est égal à :

(pour $\omega_0 = \omega_r$)

$$\overline{\Delta f_T^2}(B, \omega_m) = \overline{\Delta f_r^2}(B, \omega_m) S_1(\omega_m) + \overline{\Delta f_o^2}(B, \omega_m) S_2(\omega_m) \quad (25)$$

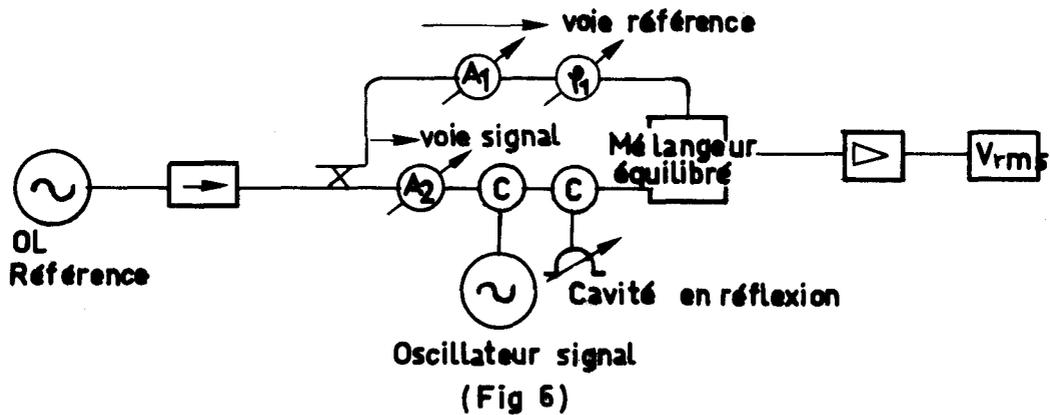
$\overline{\Delta f_o^2}(B, \omega_m)$ = spectre du bruit FM (oscillateur signal)

$\overline{\Delta f_r^2}(B, \omega_m)$ = spectre du bruit FM (oscillateur de référence)

La synchronisation a peu d'effet sur le spectre du bruit AM.

.../...

En prenant comme base la théorie décrite précédemment, on constitue le banc de mesure suivant : fig. (6)



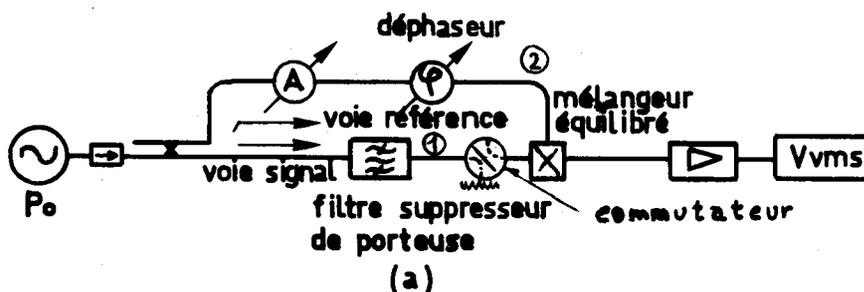
Le banc de mesure est constitué par deux voies : la voie signal et la voie de référence, un mélangeur équilibré et la chaîne vidéo fréquence (méthode superhétérodine). Après avoir effectué la synchronisation de l'oscillateur signal, on procède de la même manière que pour la méthode suivante (ONDRIA).

- Avantages :
- La stabilisation de fréquence facilite l'étalonnage du banc de mesure et supprime les erreurs de phase (longueur électrique) qu'entraîne les variations de fréquence.
 - Possibilité de mesure du bruit AM et FM.

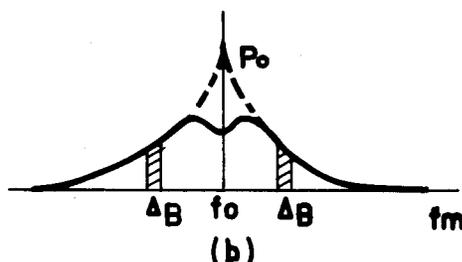
- Inconvénients
- Il est nécessaire de disposer d'un oscillateur de référence d'une stabilité de fréquence supérieure à celui que l'on cherche à mesurer.
 - La synchronisation qui modifie le spectre FM dans une bande de fréquence sensiblement égale à la bande d'accrochage interdit de faire des mesures du bruit près de la porteuse.

I. 4-2-4 Méthode ONDRIA. Réf.(1) (11)

La schéma du banc de mesure s'établit comme suit : fig. 7(a)



(Fig 7)



Le signal d'entrée est séparé en deux voies : la voie signal (1) et la voie de référence (2) (méthode superhétérodyne).

- la voie signal se compose d'un filtre qui sert à éliminer la porteuse fig. 7(b) et d'un commutateur pour les mesures du bruit AM.

- la voie de référence est constituée par un déphaseur et un atténuateur.

Les deux voies sont couplées à la sortie à un mélangeur équilibré pourvu d'un commutateur pour travailler en position équilibrée (anti parallèle) ou en position non équilibrée (diodes en parallèle). Le mélangeur équilibré en position équilibrée élimine le bruit AM de la voie de référence, Réf. 14. Après la détection, le signal est amplifié et mesuré.

a) Mesure du bruit AM

Pour les mesures du bruit AM, la voie (1) signal est coupée à l'aide du commutateur. Le mélangeur en position non équilibrée permet de mesurer la tension v_1 qui est la somme du bruit AM et du bruit propre du système.

.../...

En position équilibrée, on mesure la tension v_2 qui est due au bruit du système.

La tension du bruit mesuré dans la bande (B) est égale à :

$$\Delta V_{\text{rms}}(B) = \sqrt{v_1^2 - v_2^2} \quad (26)$$

Si on considère le gain effectif G_{eff} de la chaîne vidéo, on a le bruit AM égal à :

$$\Delta V_{\text{rms}}(B) = \frac{\Delta V(B)}{G_{\text{eff}}} = \frac{\sqrt{v_1^2 - v_2^2}}{G_{\text{eff}}} \quad (27)$$

Le rapport de puissance de bruit de modulation d'amplitude double bande, à la puissance de la porteuse est donné dans l'équation suivante, en tenant compte de la sensibilité tangentielle S (rapport de la variation de la tension continue ΔV à la variation de la puissance d'entrée ΔP) réf. (CH1 éq. 11).

$$\frac{P_{\text{AM}}}{P_0} = \frac{1}{4} \left\{ \frac{\Delta V_{\text{rms}}}{S P_0} \right\}^2 = \frac{1}{4} \frac{v_1^2 - v_2^2}{G_{\text{eff}}^2 S^2 P_0^2} \quad (28)$$

b) Mesure du bruit FM

Pour les mesures du bruit FM on utilise les deux voies et le mélangeur en position équilibrée. Le filtre de la voie signal élimine la porteuse (P_0).

La voie de référence atténue la porteuse et son bruit ; le déphasage de 90° est effectué par le déphaseur φ_1 .

Les deux signaux sont mélangés et donnent comme résultat la détection du bruit FM converti en bruit AM (voir diagramme vectoriel-Réf. 1).

.../...

La tension correspondant au bruit mesuré en condition d'équilibre est égale à V_1 (bruit FM) et le bruit total du système V_2 est obtenu en interrompant la voie signal à l'aide du commutateur et en maintenant la position équilibrée des diodes. Le rapport puissance de bruit de modulation de fréquence double bande, sur la puissance de la porteuse est : réf. (CH1 - eq.15)

de l'équation 15 on a :

$$\frac{\text{PFM}}{P_0} = \frac{\overline{\Delta f_{rms}}}{f_m^2}$$

$$\overline{\Delta f_{rms}} = f_m \sqrt{\frac{\text{PFM}}{P_0}}$$

f_m : fréquence de modulation

$\overline{\Delta f_{rms}}$: déviation de fréquence efficace

On peut également écrire à partir de l'équation (28)

$$\overline{\Delta f_{rms}} = f_m \frac{\sqrt{V_1^2 - V_2^2}}{2 G_{eff} S_u P_0}$$

Si on tient compte des pertes d'atténuation avant le mélangeur, on a :

$$\overline{\Delta f_{rms}} = f_m \sqrt{A} \frac{\sqrt{V_1^2 - V_2^2}}{2 G_{eff} S_u P_0} \quad (29)$$

- Avantages :
- Possibilité de mesurer le bruit AM et FM
 - L'utilisation d'un mélangeur équilibré élimine le bruit AM provenant de la voie de référence
 - Possibilité de mesurer le bruit propre du système.

Inconvénients : - Coût élevé du mélangeur équilibré.

C H A P I T R E I I

METHODE DE MESURE UTILISEE

II - 1 PRINCIPE DE MESURE

En prenant comme base la méthode précédente, nous avons réalisé le banc de mesure détaillé dans la fig (8) selon nos besoins et en accord avec notre objectif.

Le banc de mesure est composé par deux voies : la voie signal et la voie de référence fig. (8)

La voie signal comprend un filtre pour supprimer la porteuse - réf. (Annexe Ch. 2. 1-a) (dans notre cas on utilise une cavité en réflexion à fréquence accordable) et un commutateur qui sert à couper la voie signal et à effectuer des contrôles.

La voie de référence est constituée par un coupleur 10 dB à l'entrée, un déphaseur φ_1 et un coupleur 10 dB à la sortie. Voir annexe Ch. 1.b - c.

Le mélangeur simple pour détecter le bruit - Réf. (annexe Ch. 2 (2-b) et la chaîne vidéo-fréquences.

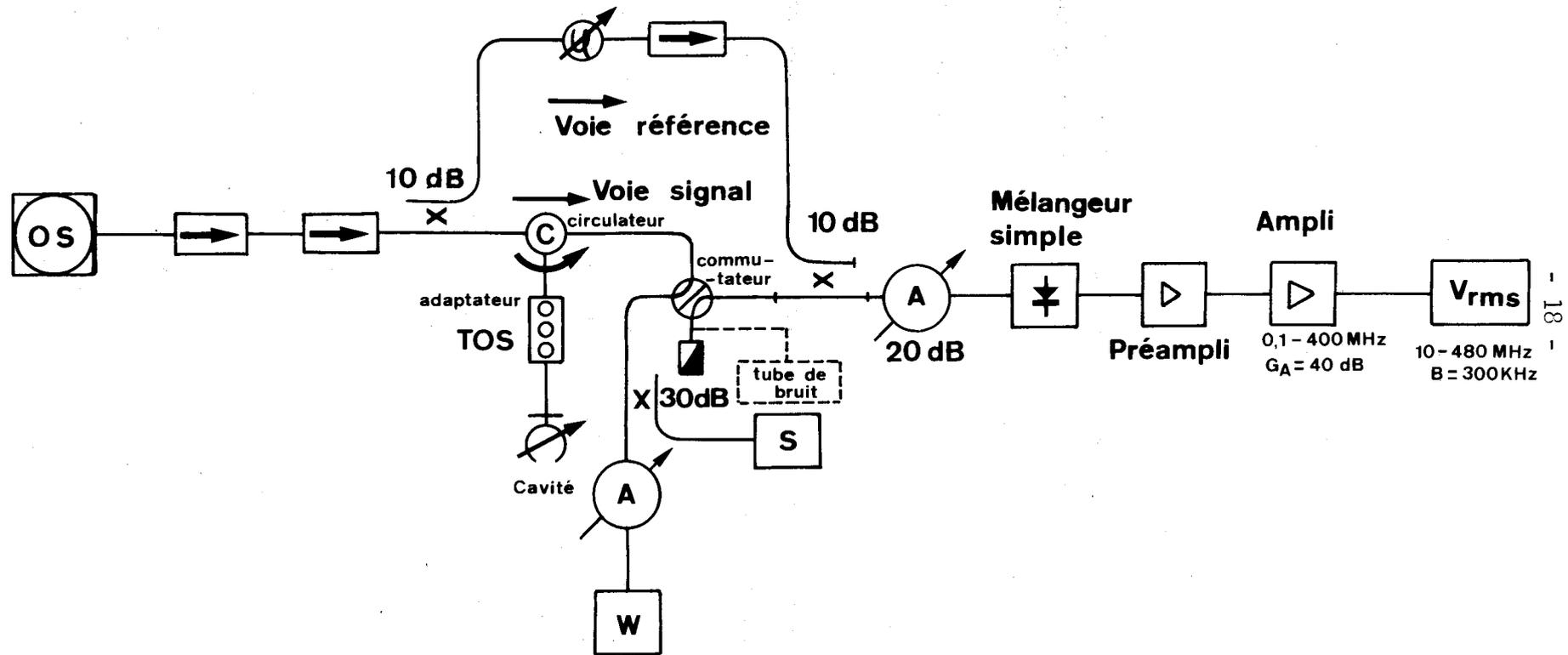
II. 1-1 Mesure du bruit AM

Pour cette opération, on utilise les deux voies (signal et référence).

Dans la voie signal, on supprime la porteuse à l'aide de la cavité (≥ 30 dB). Le mélangeur détecte le bruit AM provenant de la voie signal plus le bruit AM de la voie de référence qu'on néglige dans notre cas puisqu'il se trouve à - 20 dB par rapport au bruit de la voie signal.

Le bruit propre du système est mesuré en coupant la voie signal avec le commutateur.

805
DATE



Banc de mesure utilisé

FIGURE 8

II. 1-2 Mesure du bruit FM

Pour cette opération, on utilise aussi les deux voies.

Dans la voie signal, on supprime la porteuse à l'aide de la cavité (≥ 30 dB).

La voie de référence atténue le signal et son bruit de 20 dB, le déphasage de $\frac{\pi}{2}$ est assuré par le déphaseur ϕ_1 .

A la sortie du coupleur 10 dB, les deux signaux se composent et donnent comme résultat la conversion du bruit FM en bruit AM et réciproquement.

Le mélangeur simple détecte ce bruit ; le bruit propre du système est mesuré en coupant la voie signal avec le commutateur.

Avantages :

Le banc de mesure utilise un mélangeur simple.

Possibilité de mesurer le bruit AM et FM.

Inconvénients :

a) L'atténuation fixe de la voie de référence de 20 dB et le niveau d'entrée du mélangeur impliquent l'utilisation d'une source à une puissance ≥ 150 mw.

b) On n'élimine pas totalement le bruit AM provenant de la voie de référence, il est à 20 dB au dessous du bruit provenant de la voie signal.

Ceci exclu la possibilité de mesurer des bruits FM qui seraient à plus de 20 dB en dessous du bruit AM.

.../...

II - 2 COMPOSITION DU BANC DE MESURE EXPERIMENTAL

Le banc de mesure est composé essentiellement de quatre sections
fig. (9)

- 1 - source du bruit
- 2 - étalonnage
- 3 - banc de mesure du bruit proprement dit
- 4 - chaîne vidéofréquences.

II. 2-1 Description

Section 1 : Elle est composée par l'oscillateur dans la gamme (26-40 GHz) à une puissance $P_0 \approx 20$ dBm. Deux isolateurs sont nécessaires pour s'affranchir des réflexions parasites.

Un isolateur à bandes étroites (38-6 - 40 GHz) avec un TOS $\approx 1,1$ et un affaiblissement direct $< 0,4$ dB.

Un isolateur à large bande (35-40 GHz) et un affaiblissement direct $< 0,5$ dB.

Section 2 : section d'étalonnage qui sert à créer des raies (AM) de niveau connu pour étalonner le banc de mesure du bruit.

Elle est composée par deux voies :

- la voie 1 c'est la voie directe comprenant un déphaseur φ_1
- la voie 2 est couplée à l'entrée par un coupleur 10 dB et à la sortie par un coupleur directionnel 20 dB. Elle est composée par deux atténuateurs, et d'une diode de modulation PIN montée en réflexion.

La diode PIN est polarisée en courant et alimentée par un générateur VHF à la fréquence de mesure désirée (f_m).

Section 3 : banc de mesure du bruit proprement dit expliqué antérieurement. Pour des mesures de surveillance, on ajoute un coupleur 10 dB dans la voie signal ; il est montré dans la fig. (9).

.../...

Section 4 : c'est la partie vidéo-fréquences composée par :

- le pré-amplificateur du mélangeur (le facteur de bruit et le gain de conversion de l'ensemble mélangeur + pré-amplificateur sont montrés en détail dans l'annexe (Ch. 2 - 2b)).

- Un amplificateur dans la bande de mesure (0,1 - 400 MHz) de bas facteur de bruit (3,5 dB) et un gain de 40 dB.

- Un micro-voltmètre sélectif d'un facteur de bruit = 30,7 dB dans la bande de fréquence 10 à 400 MHz.

L'annexe (Ch. 2) montre les caractéristiques, mesures et étalonnages des composants passifs et actifs qui constituent le banc de mesure.

.../...

BUS
LILLE

FIGURE 9

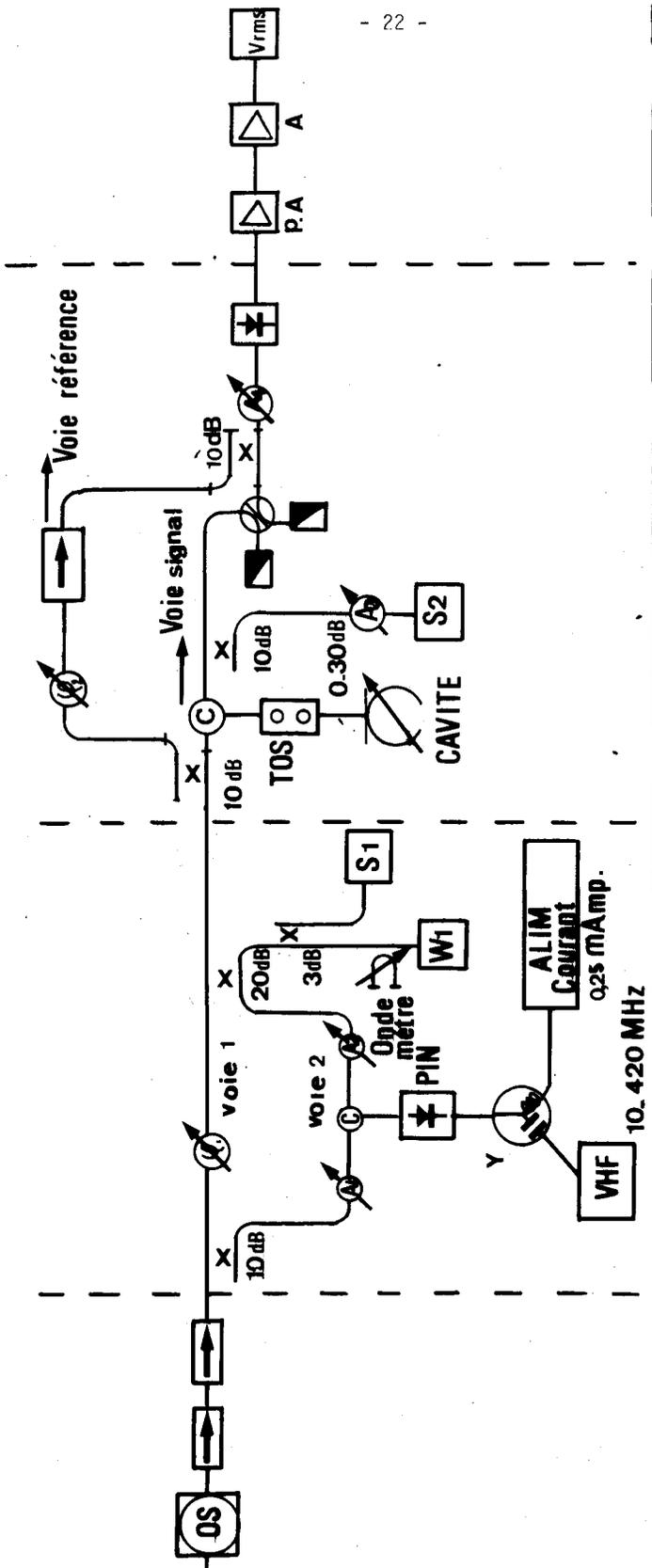
BANC DE MESURE COMPLET

Section 1

Section 2

Section 3

Section 4



- A = Atténuateur
- φ = Déphaseur
-  = Isolateur
-  W1 = Wattmètre
- S1 = Analyseur de spectre
- TOS = Adaptateur TOS

-  = Circulateur
-  = Mélangeur simple
-  = Amplificateur
-  Vrms = Ondemètre
-  = Microvoltmètre sélectif
-  = Commutateur

II - 3 METHODE OPERATOIRE

II. 3-1 Etalonnage

Avec la diode PIN on crée une modulation AM que l'on sait mesurer, à chaque fréquence de modulation ; dans notre cas, on crée une modulation AM à - 20 dB de la porteuse (Réf. annexe Ch. 2(2.a)).

La procédure d'étalonnage est la suivante :

a) on polarise la diode PIN en courant à 0,25 mA et avec le générateur VHF on affiche la fréquence de modulation à laquelle on va faire les mesures (voir les mesures effectuées à l'annexe Ch. 2(2-a)).

b) avec l'atténuateur A1 et le déphaseur φ_1 , on cherche à annuler la puissance mesurée sur W_1 . Par ailleurs, l'analyseur de spectre S1 permet de vérifier un affaiblissement de la porteuse ≥ 30 dB.

c) On fait varier l'atténuateur A_2 de $\pm 0,91$ dB de part et d'autre de sa position initiale et on répare ses déviations sur le wattmètre W_1 , on fait attention d'avoir le même décalage.

d) avec le générateur VHF et à la fréquence désirée, on règle la puissance de modulation de façon à avoir la même déviation sur W_1 (l'atténuateur A1 se trouvant en position initiale).

e) le rapport des puissances est le suivant :

- Voie 1 $P_S = P_o$

- La puissance de la porteuse en voie 2 (PS) à l'entrée du coupleur directionnel de 20 dB est de - 20 dB au dessous de la puissance de la porteuse (P_o) en voie 1, autrement dit : atténuation coupleur = 10 dB ;
 $P_S = P_o - 10$ dB, perte d'insertion diode PIN et atténuation voie 2 = 10 dB, soit $P_S = P_o - 20$ dB.

- Le signal AM (- 20 dB de la porteuse) à la sortie du coupleur directionnel 20 dB venant de la voie 2 est couplé par celui-ci et est égal à deux fois - 20 dB = - 40 dB au-dessous du signal venant de la voie 1, c'est-à-dire $P_S = P_o - 40$ dB.

Les raies latérales AM étant à - 20 dB de P_S , elles se trouvent donc à - 20 dB - 40 dB = - 60 dB du signal de référence.

II. 3-2 Réglage de la cavité

a) on ajuste la fréquence de résonance de la cavité à la fréquence de l'oscillateur à mesurer, de façon à éliminer une partie de la porteuse, à l'aide de l'analyseur de spectre S_2 .

b) avec l'adaptateur d'impédance, on règle le TOS de la cavité de façon à supprimer la porteuse d'au moins 30 dB. La photo 1 montre la porteuse avant filtrage et la photo 2 la suppression de la porteuse.

II. 3-3 Mesure du bruit AM

Avec le microvoltmètre sélectif réglé à la fréquence de mesure, on recherche la déviation maximale de celui-ci à l'aide du déphaseur φ_2 et on fait la lecture du microvoltmètre qui correspond au signal d'étalonnage AM (photo 3) en dB soit L_1 (dB) cette lecture.

On supprime ensuite le générateur VHF ce qui fait disparaître les raies d'étalonnage.

La nouvelle lecture est alors L_2 (dB). La puissance de bruit AM en dB par rapport à la porteuse est alors $\frac{P_{AM}}{P_0}$ (B, fm) = $(L_2 - L_1) - 60$ dB.

II. 3-4 Mesure du bruit FM

On tourne le déphaseur φ_2 de façon à avoir 90° de déphasage et on lit sur le micro-voltmètre sélectif la valeur L_3 due au bruit FM; on obtient alors $\frac{P_{FM}}{P_0}$ (B, fm) = $(L_3 - L_1) - 60$ dB. On peut vérifier cette mesure en introduisant à nouveau l'étalonnage, la lecture doit correspondre à une lecture minimum.

II - 4 MESURES REALISEES A L'AIDE DE L'ANALYSEUR DE SPECTRE

On remplace à cette fin le micro-voltmètre sélectif par l'analyseur de spectre dans le banc de mesure utilisé - Réf. (CH.II-2)

C'est une méthode qui permet la visualisation du bruit AM et FM, dans la gamme de fréquence fm de 10 à 100 MHz. Les résultats des mesures effectuées sont montrés dans les photos 3, 4 et 5 dans une bande de mesures de 300 KHz ; en ordonnée, on a la relation de puissance de bruit (10 dB/div) et, en abscisse, la fréquence de modulation (10 MHz/div). On utilise pour ces mesures un filtre vidéo de 10 KHz.

La photo 3 montre l'étalonnage à - 60 dB de la porteuse et à 20 MHz, et les photos 4 et 5 les bruits "AM" et "FM" respectivement. Il faut effectuer les corrections suivantes pour des mesures de bruit avec un analyseur de spectre - Réf. (15).

a) Bande : on multiplie la bande de 3 dB (Gaussien) de l'analyseur de spectre par le facteur de conversion égal à 1,2 pour obtenir la bande de puissance du bruit.

b) Le détecteur de l'analyseur de spectre est un détecteur quadratique qui, pour un bruit aléatoire, donne une lecture d'environ 1,05 dB plus bas que la valeur réelle du bruit efficace.

c) Forme logarithmique : lorsqu'on utilise la position logarithmique, les pointes du bruit sont moins amplifiées que le reste du signal de bruit. En conséquence, le signal détecté est plus petit que sa valeur réelle.

Le facteur de correction dû à b) et c) est égal à 2,5 dB.

.../...

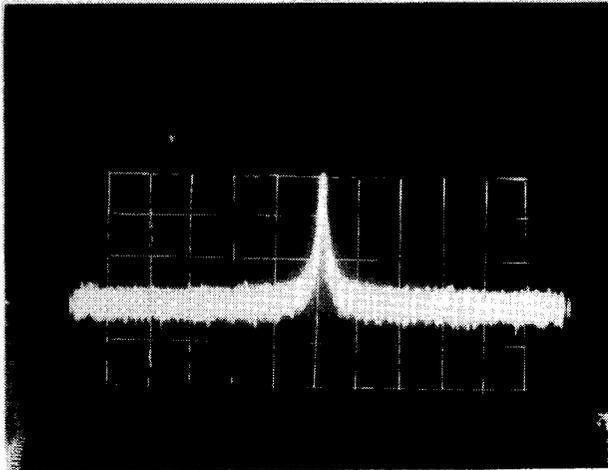


Photo n° 1

$P_o = 23,1 \text{ dBm}$ $I = 170 \text{ mA}$ $A = 30 \text{ dB}$
 $B = 300 \text{ KHz}$, $f_o = 39,8 \text{ GHz}$
 Ord. 10 dB/div
 Abs. 5 MHz/div

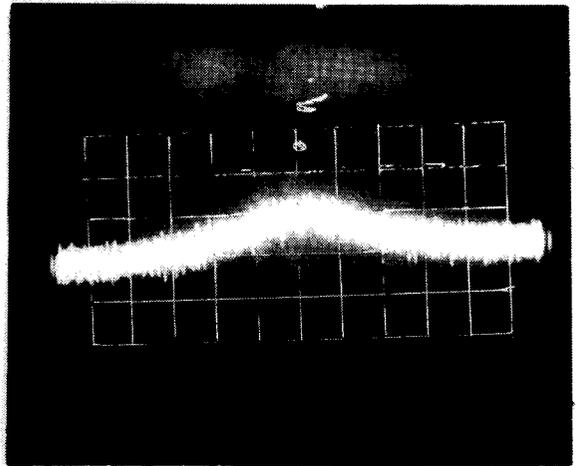


Photo n° 2

$P_o = 23,1 \text{ dBm}$ $I = 170 \text{ mA}$ $A = 0 \text{ db}$
 $B = 300 \text{ KHz}$, $f_o = 39,8 \text{ GHz}$
 Ord 10 dB/div
 Abs 5 MHz/div

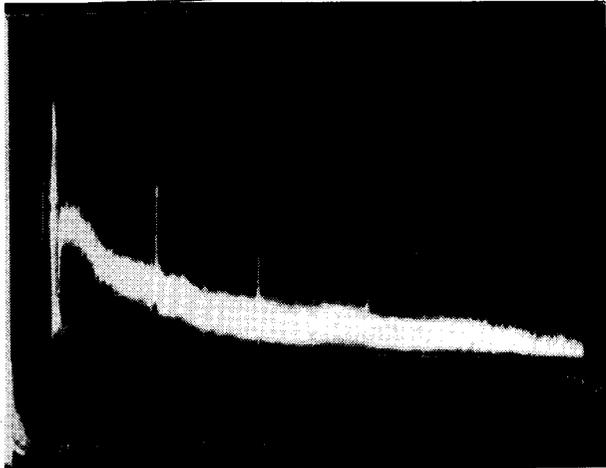


Photo n° 3

Diode avalanche $P_o = 22 \text{ dBm}$
 $I = 138 \text{ mA}$
 $B = 300 \text{ KHz}$, $f_o = 39,8 \text{ GHz}$
 Ord. 10 dB/div
 Abs. 10 MHz/div

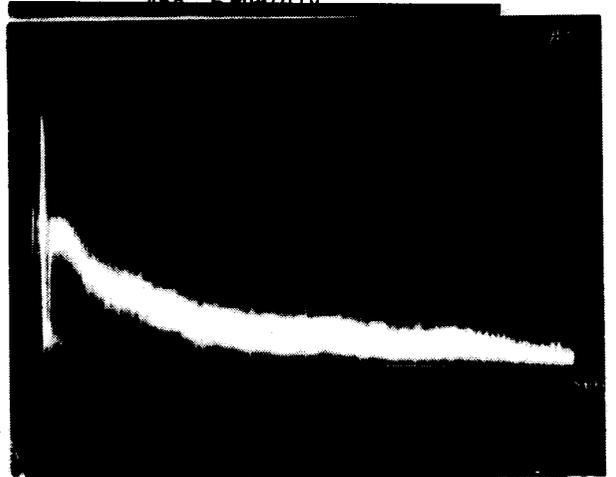


Photo n° 4

Diode
 $P_o = 22 \text{ dBm}$ $I = 138 \text{ mA}$ $B = 300 \text{ KHz}$
 $f_o = 39,8 \text{ GHz}$
 Ord. 10 dB/div
 Abs. 10 MHz/div

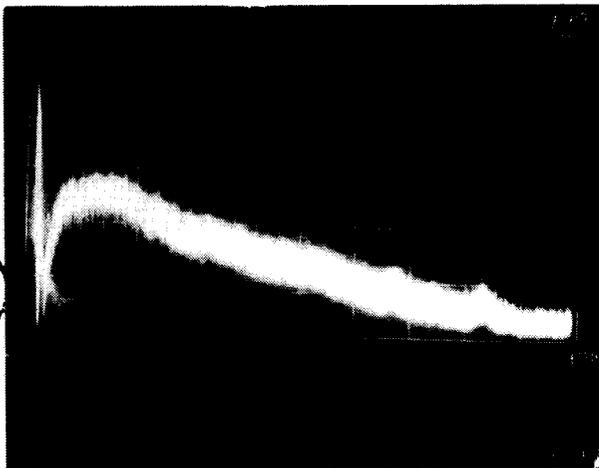


Photo n° 5

$P_o = 22 \text{ dBm}$
 $I_o = 138 \text{ mA}$
 $f_o = 39,8 \text{ GHz}$
 $B = 300 \text{ KHz}$
 Ord. 10 dB/div
 Abs. 10 MHz/div

BUS
LILLE

II. 5 CALCUL DE LA SENSIBILITE DU BANC

II. 5-1 Facteur de bruit du récepteur micro-voltmètre sélectif : réf. 16. La tension du bruit est donnée par la formule suivante :

$$V^2 = 4 K Tr BR \quad (30)$$

K = constante de Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23}$ joules °K

Tr = température du bruit

R = 50Ω

B = 300 KHz

V = 16,8 μ V (tension de bruit mesure)

et le facteur de bruit est donné par :

$$F_{(dB)} = 1 + \frac{Tr}{To} \quad (31)$$

$To = 293^\circ K$

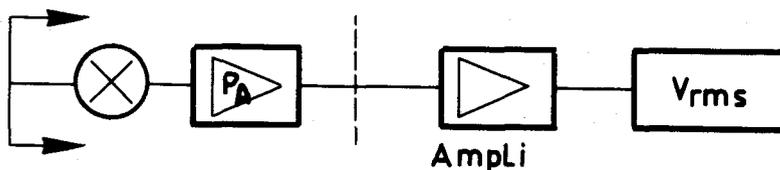
La puissance de bruit est donnée par : $P = K Tr B$ (32)

B = bande de mesure

D'après les formules (30) et (31), on calcule le facteur de bruit pour le micro-voltmètre sélectif utilisé qui est de $F = 30,7$ dB

II. 5-2 Facteur de bruit de la chaîne vidéo fréquence : on considère deux cas, avec et sans amplificateur de 3,5 dB :

a) facteur de bruit de la chaîne mélangeur + préamplificateur, amplificateur et micro-voltmètre sélectif :



GA = Gain amplificateur

FA = Facteur de bruit amplificateur

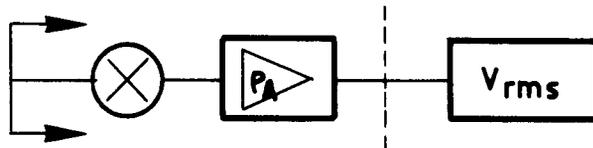
F = Facteur de bruit (Mél. + preampli SB) FA = 3,5 dB Fr = 30,7 dB

Gc = Gain de conversion GA = 40 dB

Pour cet effet, on utilise la formule suivante : Réf. (16)

$$F_v = F + \frac{(FA - 1)}{Gc} + \frac{(Fr - 1)}{Gc GA} \quad (33)$$

b) Facteur de bruit sans amplificateur 3,5 dB



La formule correspondante est : $F_v = F + \frac{(Fr - 1)}{Gc}$ (34)

c) Facteur de bruit total

Pour cet effet, on considère l'atténuation de la voie signal présentée à l'entrée du mélangeur :

$$F_T = A + (F_v - 1) A \quad (35)$$

A = Atténuation totale du banc (voir réf).

II. 5-3 Sensibilité du banc

Le bruit FM en simple bande s'écrit (Réf. Ch. I eq. 15) :

$$\Delta f_{eff} = f_m \sqrt{2} \sqrt{\frac{PFM}{P_o}}$$

- Δf_{eff} = bruit FM en (Hz)
- f_m = fréquence de modulation
- PFM = puissance relative du bruit
- P_o = " de la porteuse

Les résultats de la sensibilité du banc pour un oscillateur à une puissance de $P_o = 150$ mW sont donnés dans les tableaux 1 et 2 ci-après et la figure (10) montre les courbes de sensibilité dans les deux cas déjà décrits (avec et sans amplificateur 3,5 dB). F_{SB} (dB) et G_c (dB) ont été mesurés - voir Annexe II).

TABLE 1

Avec amplificateur

fm (MHz)	F_{SB} (dB)	G_c (dB)	F_{\checkmark} (dB)	F_T (dB)	T_t (°K)	$\left[\frac{PFM}{P_o} \right]$ dB	Δ Frms (Hz) B = 100 Hz
30	13,65	13	13,66	22,16	217887	- 183,56	0,028
110	10	13,13	10,03	18,53	20594	- 187,26	0,067
150	10,35	13,57	10,37	18,87	22294,5	- 186,86	0,026
200	10,35	13,57	10,37	18,87	22294,5	- 186,86	0,128
340	10,6	13,35	10,62	19,12	23633	- 186,66	0,22

TABLE 2

Sans amplificateur (3,5 dB)

fm (MHz)	F_{SE} (dB)	G_c (dB)	F_{\checkmark} (dB)	F_T (dB)	T_T (°K)	$\left[\frac{PFM}{P_o} \right]$ dB	Δ Frms (Hz) B = 100 Hz
30	13,65	13	19,13	27,63	169479	- 178	$5,3 \times 10^{-2}$
110	10	13,13	18,26	26,76	138659,9	- 178,9	$1,56 \times 10^{-1}$
150	10,35	13,57	17,95	26,45	129087	- 179,25	$2,3 \times 10^{-1}$
200	10,35	13,57	17,95	26,45	129087	- 179,25	$3,08 \times 10^{-1}$
340	10,6	13,35	18,18	26,68	136123,7	- 179,02	$5,38 \times 10^{-1}$

.../...

SENSIBILITE
calculée

$P_o = 150 \text{ mW}$

$P_{OL} = 0 \text{ dBm}$

$B = 100 \text{ Hz}$

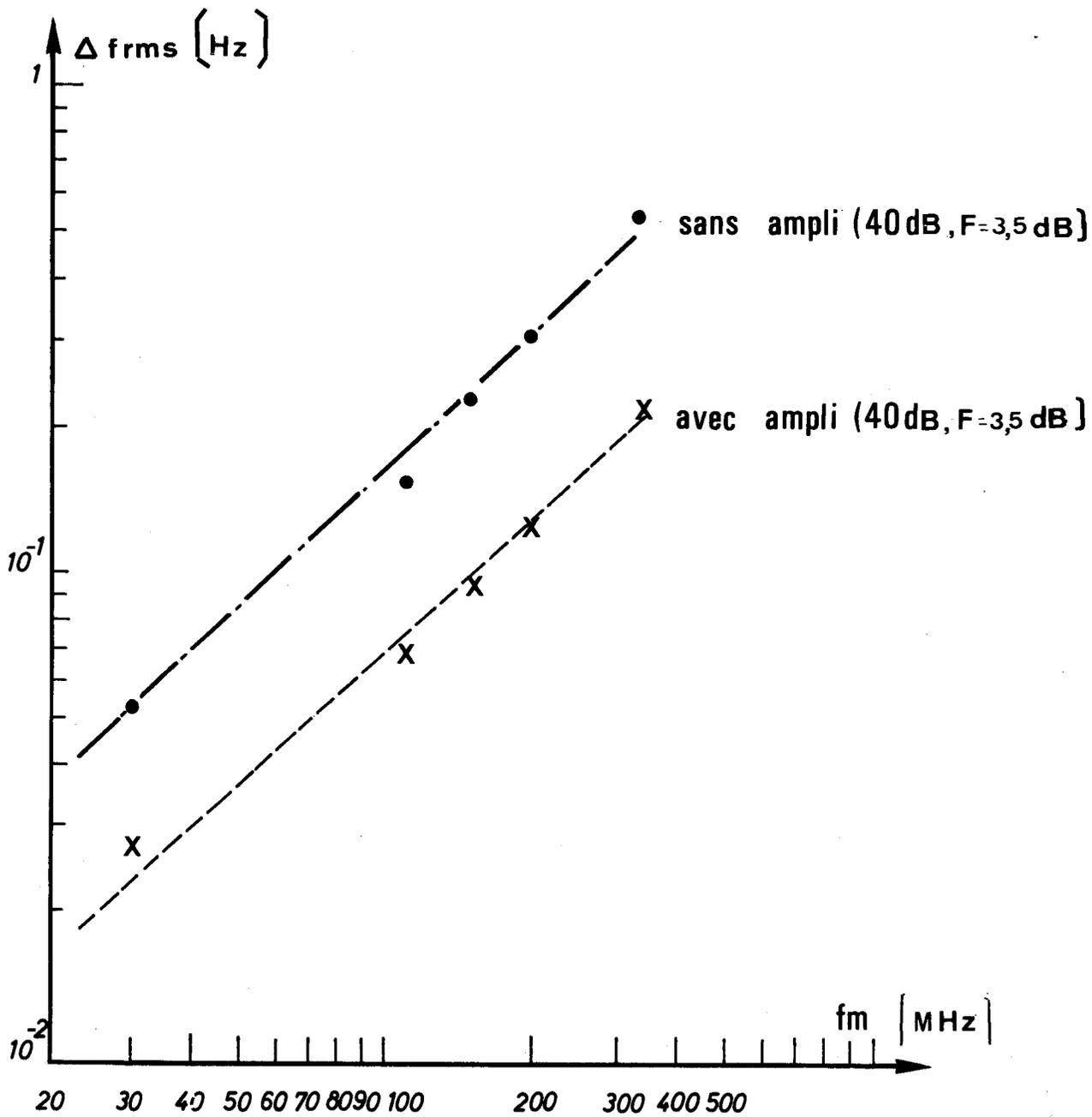


FIGURE 10

II - 6 EXEMPLE DE MESURE - MESURES DU BRUIT D'UN KLYSTRON

Pour vérifier la fiabilité du banc de mesure utilisé et pour comparer avec les mesures d'un oscillateur à diode à avalanche, on effectue les mesures du bruit d'un klystron ayant les caractéristiques suivantes :

Modèle	Type	V filament	I filament	V Cathode	I Cathode	V Tension Reflex	I Grille	P _{max} -(39,8Hz)	P _o -(39,8 GHz)
KLYSTRON Reflex	40 V 12 N° 608	6,3 Vol	0,55 amp	2300 Vol	35 mA	- 711 Vol	- 415 Volt	420 mW	150 mW

II. 6-1 Mesure du bruit AM

La fig. 11 donne le résultat obtenu dans la bande $B = 100$ Hz et pour les fréquences de modulation f_m ($10 \text{ MHz} \leq f_m \leq 300 \text{ MHz}$) en abscisse, et en ordonnée la puissance de bruit AM $\left[\frac{P_{AM}}{P_o} \right]$ en (dB).

II. 6-2 Mesure du bruit FM

La fig. 12 donne le résultat obtenu dans la bande $B = 100$ Hz. Pour f_m ($10 \text{ MHz} \leq f_m \leq 300 \text{ MHz}$) en abscisse, et en ordonnée le bruit FM efficace en $[H_2] \Delta f_{rms}$.

.../...

II. 6-3 Comparaison des résultats

Les comparaisons des résultats obtenus avec ceux des références (6) et (11) sont données par le tableau (3)

Tableau 3

OSCILLATEURS	P _o (mW)	f _o (GHz)	B (Hz)	Q _x	f _m	Bruit "AM" (dB)	Bruit "FM" (Hz)
Réf (16) KLYSTRON REFLEX	100 mW	10 GHz	100	4000	10 MHz	- 145 dB	1, 5 Hz
Réf(11) KLYSTRON X13 Type	100 mW	10, 8 GHz	100		10 MHz	- 150 dB	1, 5 Hz
KLYSTRON MESURE	150 mW	39, 8 GHz	100	2804	10 MHz	- 133 dB	15 Hz

Mesures à 10 MHz de la porteuse (f_m = 10 MHz)

En l'absence de renseignements sur les mesures du bruit d'un klystron dans la bande K, on utilise comme référence les mesures des klystrons dans la bande X.

.... / ...

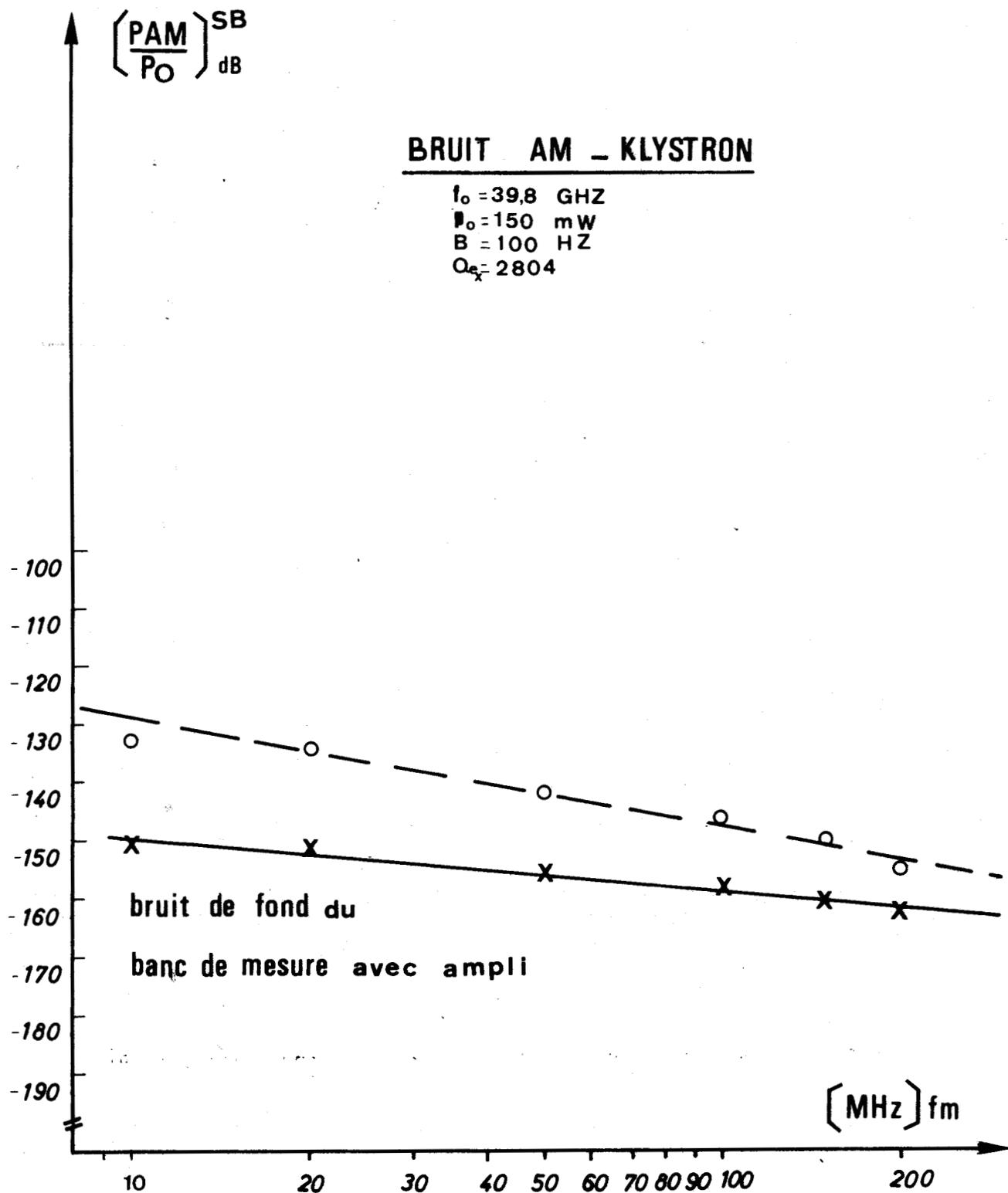


FIGURE 11



BRUIT FM _ KLYSTRON

$f_0 = 398 \text{ GHz}$
 $P_0 = 150 \text{ mW}$
 $B = 100 \text{ Hz}$
 $Q_{ex} = 2804$

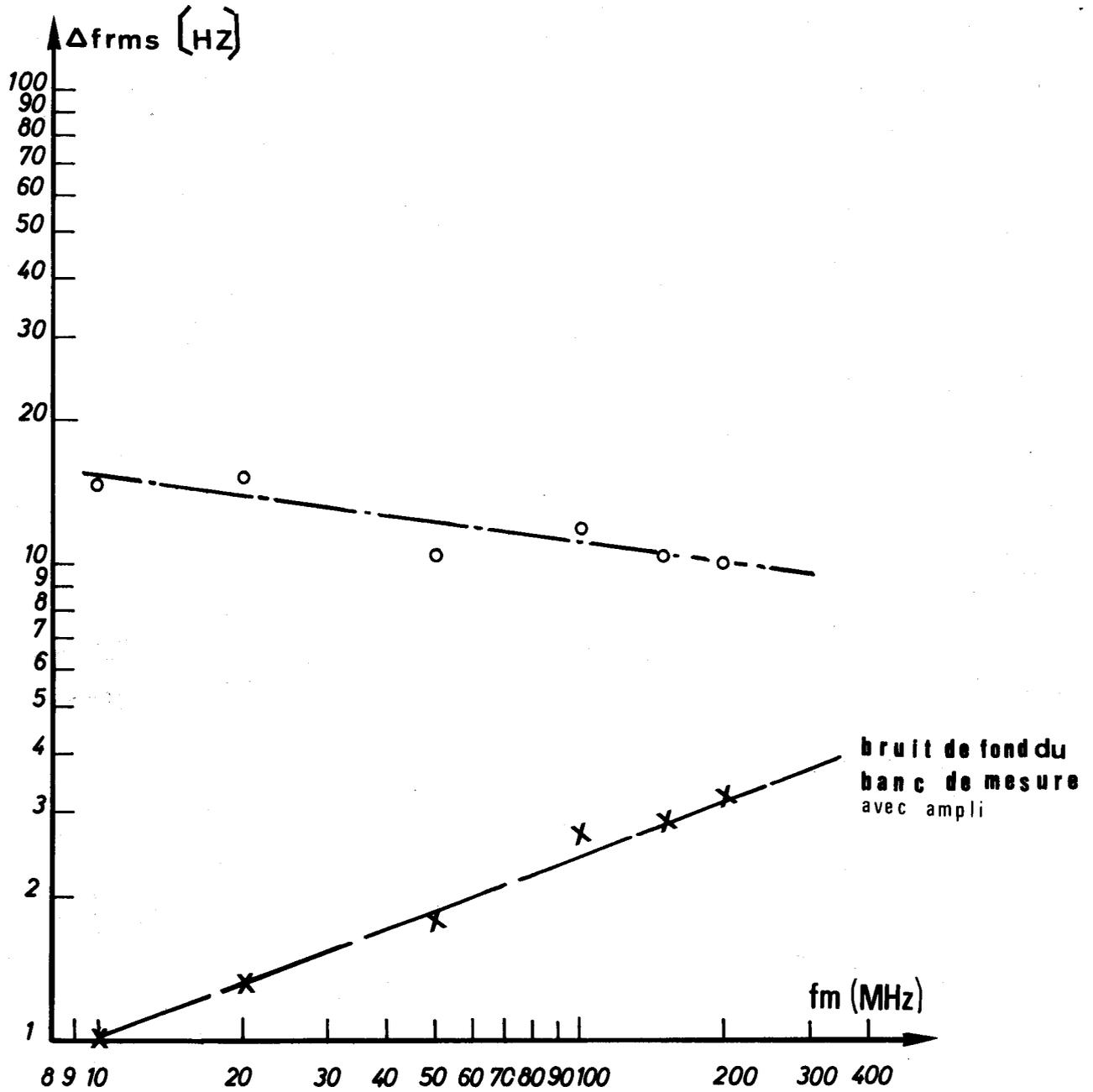


FIGURE 12

ANNEXE AU CHAPITRE II

I - APPAREILLAGE

1 - Caractéristiques et mesures des composants passifs

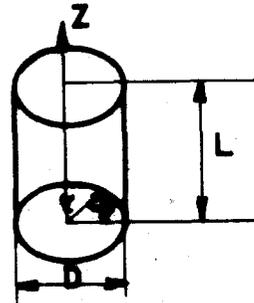
a) - Cavités

a1 - Cavité cylindrique droite : rappels théoriques - Réf. 17

Les modes normaux sont les modes transversal électrique (TE) et transversal magnétique (TM) ; on prend comme axes de référence les axes du cylindre.

La longueur d'onde dans l'espace correspondant à la fréquence de résonance est donnée par la formule suivante :

$$\lambda = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{2X_m}{\pi D}\right)^2 + \left(\frac{n}{L}\right)^2}}$$



Les nombres entiers pour les modes TE, L, m, n, sont définis de la manière suivante :

- L = nombre de périodes complètes de variation de E_r par rapport à θ
- m = " de demi-périodes de variation de E_θ par rapport à r
- n = " de demi-périodes de variation de E_r par rapport à Z

On choisit le mode TE_{02n} pour lequel la valeur de X_m est égale à 7,016.

L'équation des fréquences de résonance (Réf. 17) est donnée par :

$$(f_D)^2 = \left[\frac{cX_m}{\pi} \right]^2 + \left[\frac{cn}{2} \right]^2 \left[\frac{D}{L} \right]^2 \quad (36)$$

- f = fréquence de résonance
- c = vitesse de la lumière
- D = diamètre de la cavité
- L = longueur de la cavité

Le coefficient de surtension est donné par la formule suivante :

$$Q = \frac{2}{\delta} \frac{\int_V H^2 dV}{\int_S H^2 ds}$$

- H = champ magnétique
- δ = profondeur de pénétration
- μ = perméabilité de la paroi
- p = sensibilité de la paroi

a2 - Cavités 30-40 GHz.

Pour couvrir la bande de 30-40 GHz, on fait deux cavités de longueur variable : la première allant de 30 à 35 GHz et la deuxième de 35-40 GHz. Le mode choisi est le mode TE 022 (Réf. 17). Comme le coefficient $Q \frac{\delta}{\lambda}$ reste compris entre 1,18 et 1,22 pour des valeurs de $\frac{D}{L}$ qui varient de 0,5 à 1,5, on s'arrangera pour que ce rapport $\frac{D}{L}$, pour chacune des 2 cavités, ne soit atteint qu'aux fréquences d'accord minimum et maximum. L'équation (1) peut être écrite comme suit :

$$f_D^2 = A + B a^2 \quad (37)$$

$$A = \left(\frac{cX_m}{\pi}\right)^2 = 4,48 \times 10^{17}$$

$$B = \left(c \frac{n}{2}\right)^2 = 8,987 \times 10^6$$

$$a = \frac{D}{L}$$

A partir de l'équation (37) on peut déduire le système d'équation pour les 2 gammes des fréquences : 30-35 GHz avec un diamètre (D₁)

$$f_1 D^2 = A + B a^2 \quad (38)$$

$$f_2 D^2 = A + B b^2 \quad (39)$$

$$f_2 D_1^2 = A + B a^2$$

$$f_3 D_1^2 = A + B d^2$$

Avec

$$f_1 = 30 \text{ GHz}$$

$$f_2 = 35 \text{ GHz}$$

$$f_3 = 40 \text{ GHz}$$

.../...

Hypothèse : $Q = \frac{D}{L} \approx 0,5$ et $b = \frac{D}{L} \approx 1,5$ d'où

$$\frac{a + b}{2} = 1 \quad (40)$$

en résolvant ce système d'équations 38, 39, 40, on trouve :

$$\left(\frac{f_1^2}{f_2^2} - 1\right) B d^2 + 4 B d + \left[A \left(\frac{f_1^2}{f_2^2} - 1\right) - 4 B\right] = 0 \quad (41)$$

d'où on trouve le résultat suivant :

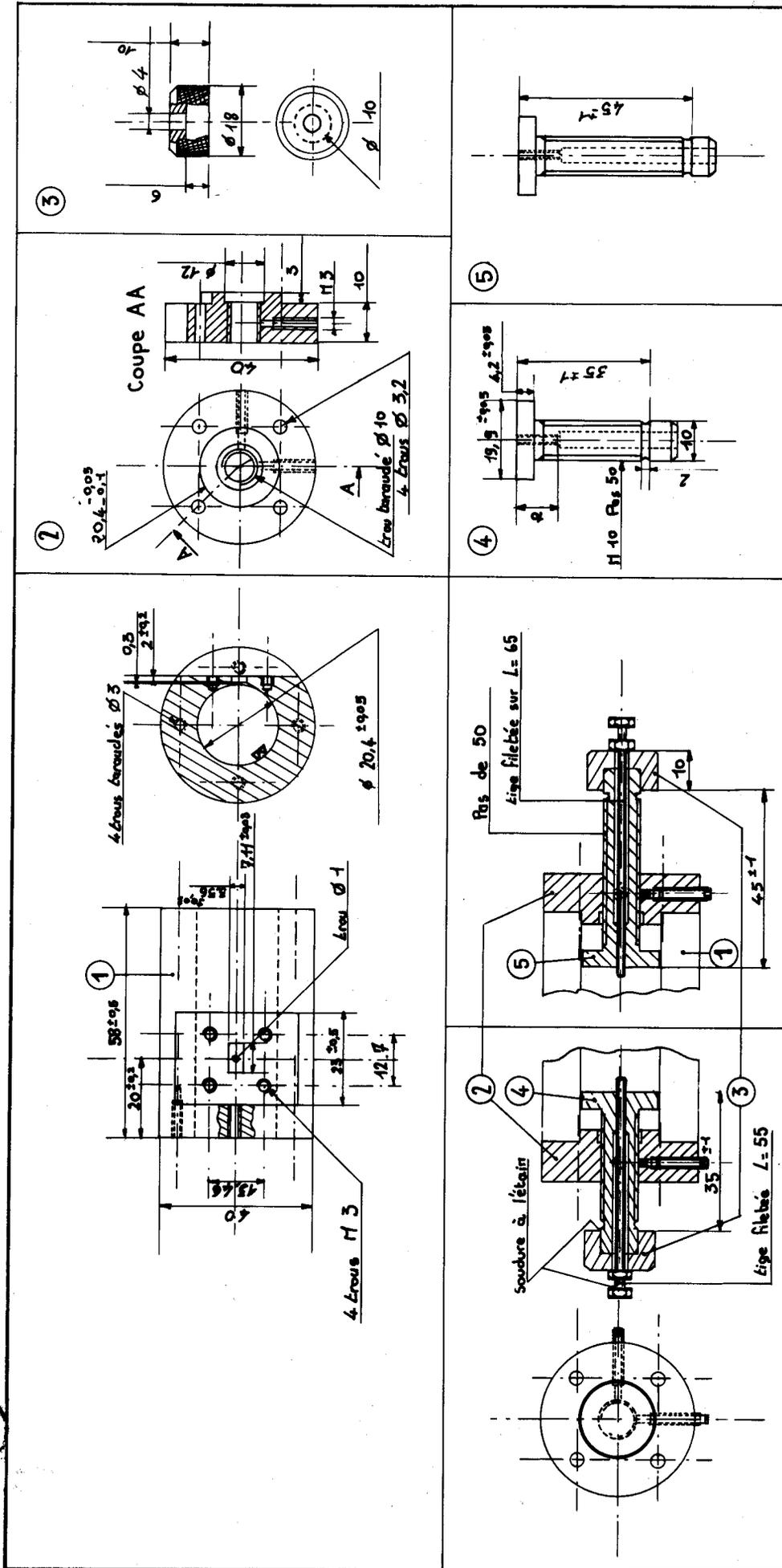
$$\begin{aligned} b &= 1,44 & D &= 23,53 \text{ (mm)} \\ a &= 0,56 & D_1 &= 20,38 \text{ (mm)} \end{aligned}$$

La table 4 montre les différentes valeurs de la longueur L pour les diamètres D et D₁ :

f (GHz)	D (mm)	L (mm)	Cavité n°
30	23,53	42,02	1
31,1125	23,53	23,53	
34,64	23,53	16,34	
34,64	20,38	36,39	2
35,986	20,38	20,38	
40	20,38	14,15	

Table 4

Le dessin mécanique des deux cavités apparaît dans les figures 13 et 14,



BUS
LILLE

FIGURE 13

cavité n°1

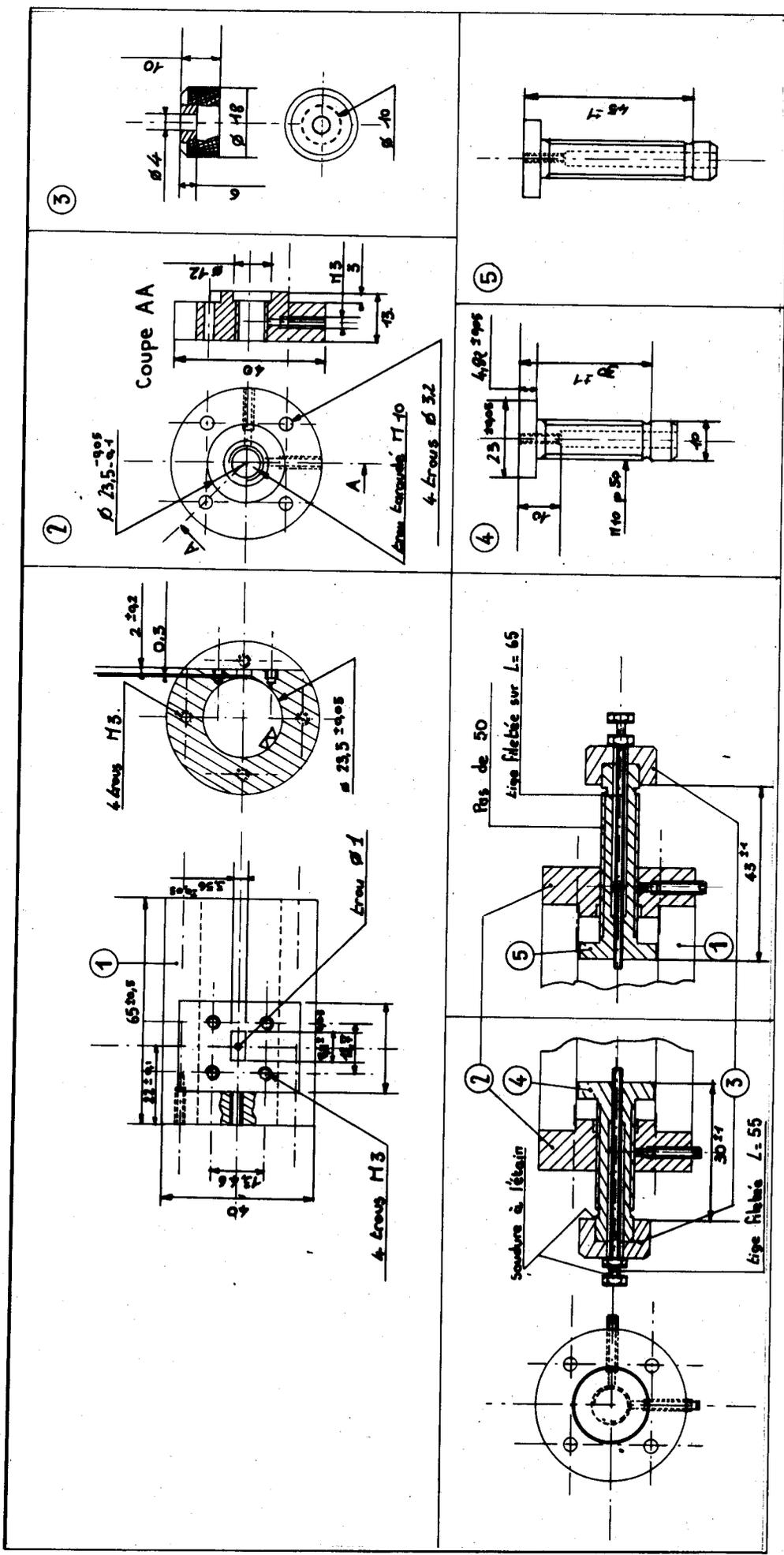


FIGURE 14

cavité n°2



a3 - Mesures des coefficients de surtension de la cavité

A la résonance, δr est réel et est égal à (Réf. 18) :

$$\delta r = \frac{Q_{ex}}{Q_0} \quad (42)$$

Q_0 : Coefficient de surtension propre
 Q_{ex} : " " " externe
 Q_c : " " " en charge

Pour des valeurs de :

$Q_{ex} = Q_0 \rightarrow \delta r = 1$ Cavité couplée
 $Q_{ex} < Q_0 \rightarrow \delta r < 1$ " sur-couplée
 $Q_{ex} > Q_0 \rightarrow \delta r > 1$ " sous-couplée

Le coefficient de surtension en charge est égal à :

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ex}} \quad (43)$$

si : $Q_{ex} = Q_0$
 $Q_0 = 2 Q_c$

Le coefficient de surtension en charge est aussi égal à :

$$Q_c = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad (44)$$

ω_0 = fréquence de fonctionnement

$\Delta\omega$ = bande de la cavité

.../...

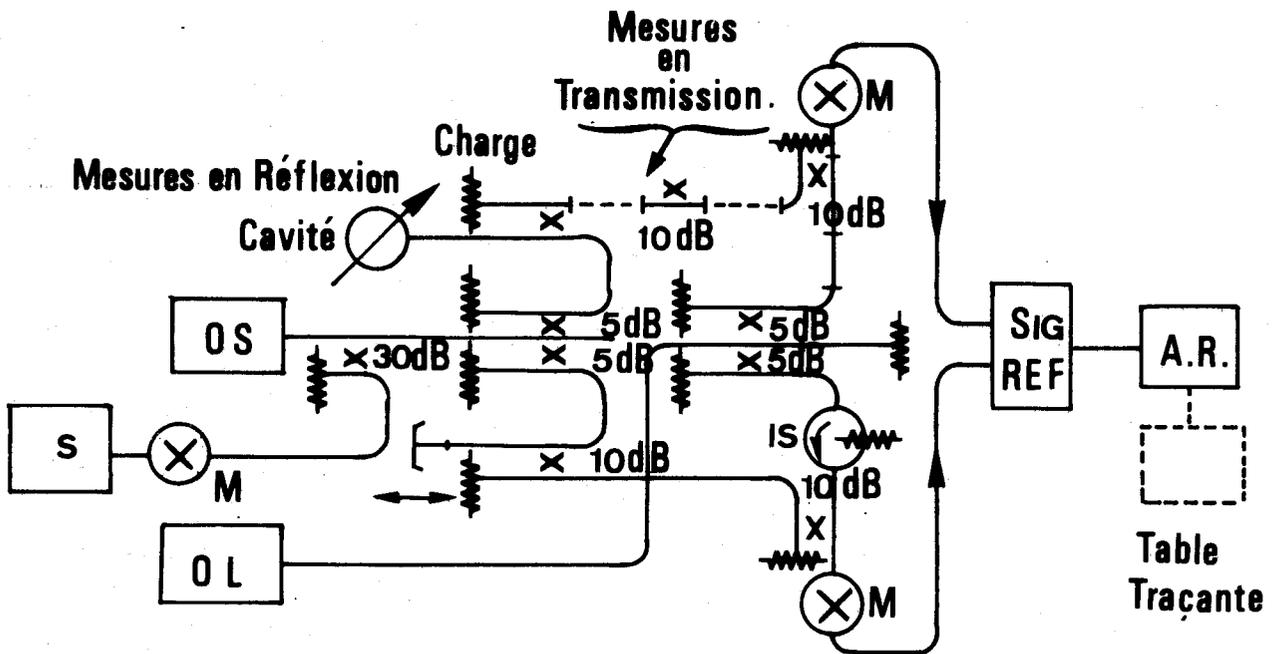
a4 - Banc de mesure

Celui-ci est composé par l'analyseur de réseau et le système des coupleurs montrés dans la fig. 15 (en réflexion). La méthode de mesure est la suivante :

- 1 - on étalonne le banc pour mesurer en réflexion ;
- 2 - on adapte le TOS de la cavité de façon à avoir la cavité couplée $Q_{ex} = Q_0$
- 3 - avec l'analyseur de réseau et à l'aide d'une table traçante on dessine le cercle correspondant à $\delta r = 1$ dans le diagramme de Smith - Fig. (16).
- 4 - on trace sur ce diagramme deux demi-droites $\left[s = \pm (1 + r) \right]$ de façon à couper le cercle en deux points A et B, correspondant aux pulsations ω_A et ω_B . La bande de la cavité est donnée par $\Delta\omega = \omega_A - \omega_B$; l'accord de fréquence entre A et B est évalué à l'aide d'un analyseur de spectre.

Les valeurs du coefficient de surtension à différentes fréquences d'accord sont données dans la table 5.

.../...



BANC DE MESURE = ANALYSEUR DE RESEAU + COUPLEURS

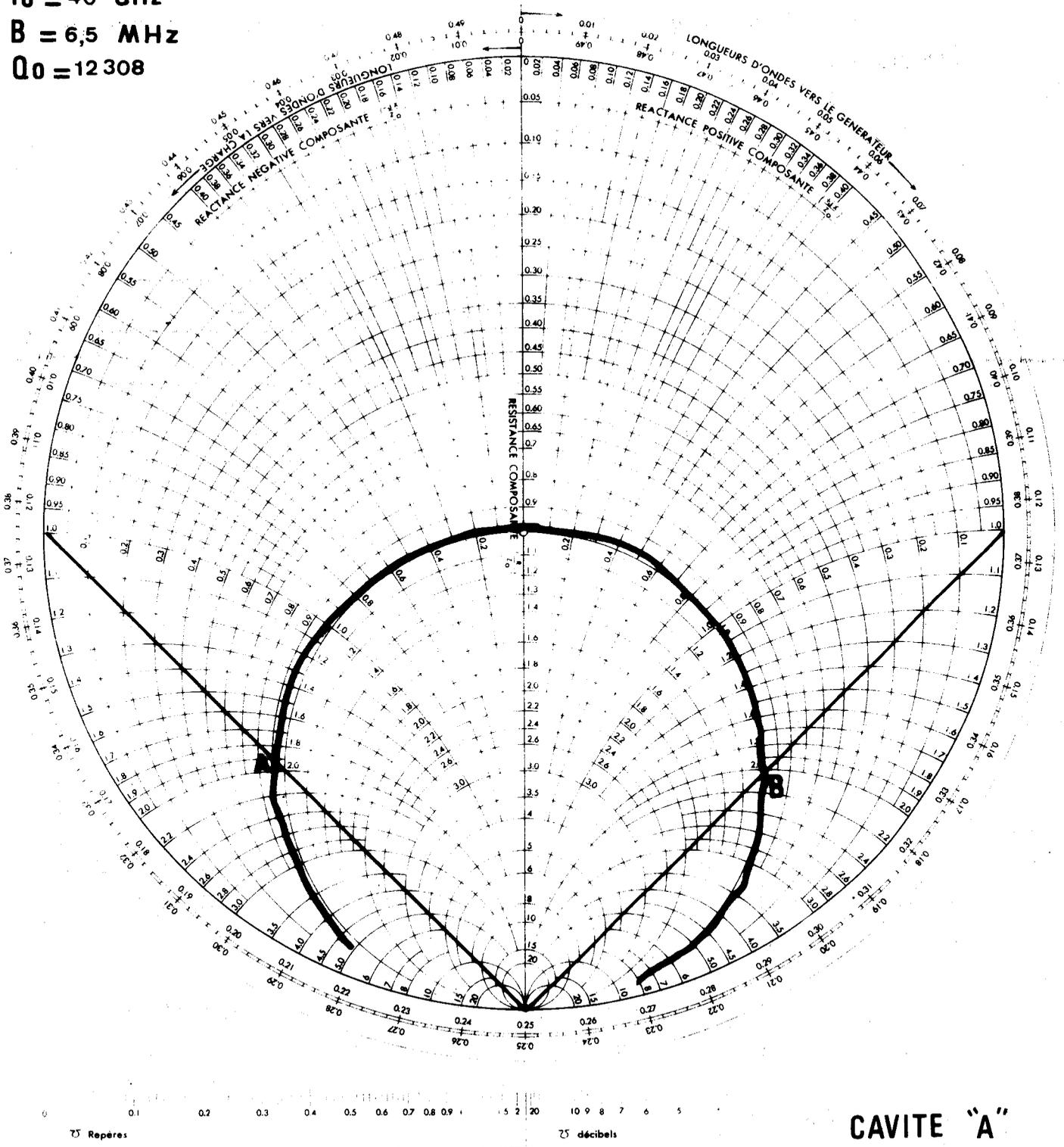
MESURES EN REFLEXION ET TRANSMISSION

- A.R = Analyseur de réseau
- M = Mélangeur
- C = Circulateur
- Is = Isolateur
- Os = Oscillateur
- OL = Oscillateur local



FIGURE 15

CAVITE "A"
 $f_0 = 40$ GHz
 $B = 6,5$ MHz
 $Q_0 = 12308$



CAVITE "A"

FIGURE 16



Le diagramme de Smith - Fig. (16) - donne un exemple des mesures effectuées.

La précision des mesures est de $\pm 10 \%$

TABLE 5

CAVITE	f(GHz)	$\Delta\omega$ (MHz)	Q ₀
"A"	35	8	8.750
	36	8	9.000
	40	6,5	12.308
"B"	36	8	9.000
	38	4	19.000
	40	5,5	14.545

b) - Déphaseurs

b1 - Mesures réalisées

Pour étalonner le déphaseur à la fréquence de travail (39,8 GHz) on emploie l'analyseur de réseau (banc de mesure de la fig. 15) pour des mesures en réflexion.

Les résultats en transmission des 3 déphaseurs sont montrés dans la fig. (17). Ces courbes sont données en fonction de l'angle de déphasage en ordonnée et la graduation correspondante en abscisse. La précision des mesures est de $\pm 5^\circ$.

.../...

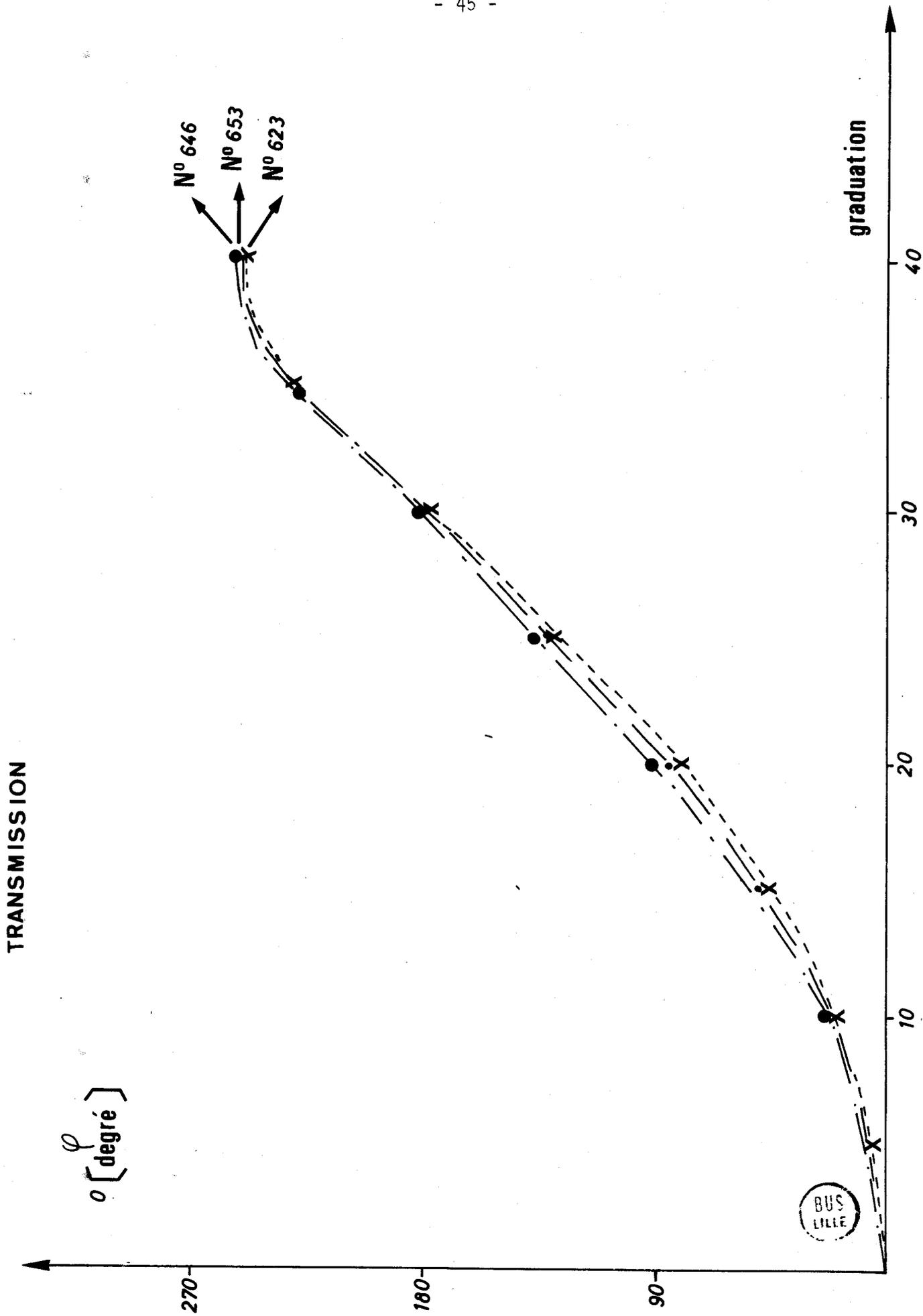


FIGURE 17

c) - Coupleurs

c1 - Mesures d'atténuation du coupleur directif 20 dB

Pour effectuer les mesures de l'atténuation présentée pour les quatres sorties (en direct et en inverse) on utilise le banc de mesures suivant : fig. (18).

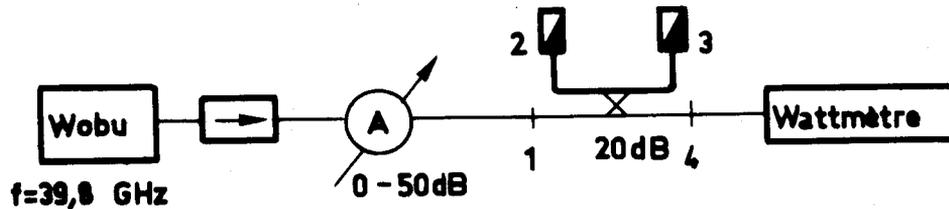


Fig 18

1 - On mesure la puissance de sortie du wobulateur à la fréquence du travail (39,8 GHz).

2 - On installe le coupleur 20 dB (position 1-4) et on mesure la puissance de sortie à l'aide du wattmètre, avec les sorties (2 et 3) chargées

3 - On procède de la même manière pour mesurer l'atténuation des autres sorties.

Les résultats des mesures sont donnés dans la table 6. La précision de la mesure est de $\pm 0,2$ dB.

Table 6

ENTREE	SORTIE	ATTENUATION (dB)
1	2	49 dB
1	3	21 dB
4	3	> 49 dB
4	2	21 dB
2	1	> 49 dB
2	4	21 dB
3	4	> 49 dB
3	1	20 dB

d) - Atténuateurs

Les atténuateurs utilisés ont été étalonnés à la fréquence de travail à l'aide du banc de mesure suivant : fig. (19)

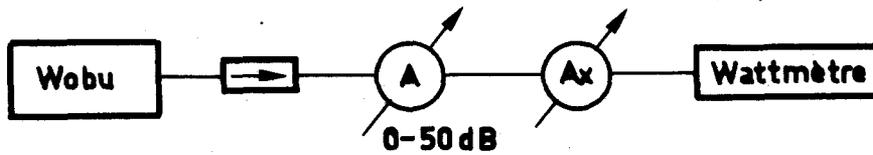


Fig 19

1 - On prend une référence avec l'atténuateur A (ex : 1 dB) et l'atténuateur Ax en position 0 dB.

2 - On cherche la valeur Ax pour retrouver la référence, l'atténuateur A en position 0 dB.

Les résultats des mesures sont donnés en fig. 20 ; en ordonnée l'atténuation en dB et en abscisse la lecture du vernier.

La précision de la mesure est de $\pm 0,2$ dB

2 - Caractéristiques et mesures des composants actifs

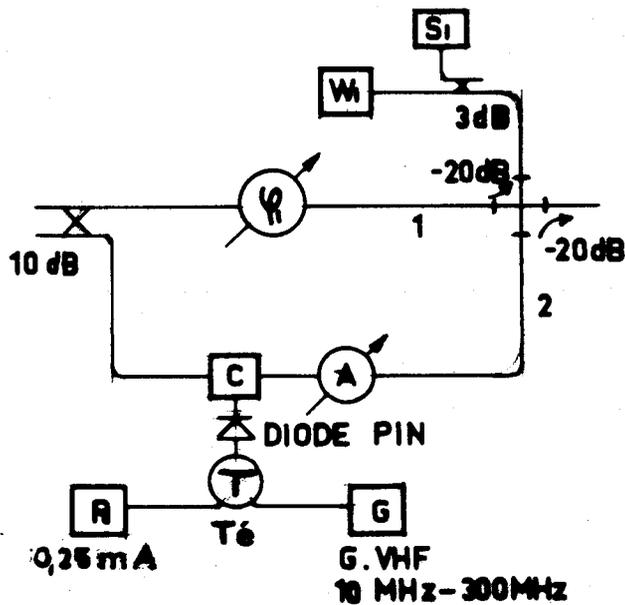
a) - Diode de modulation

a1 - Modulation à diode PIN (Réf. 3)

Pour effectuer l'étalonnage du banc de mesure, une méthode consiste à disposer d'une modulation d'amplitude connue par rapport à laquelle on évalue le niveau de bruit AM (ou FM) ; le montage de la diode PIN est montré dans la fig. 21.

.../...

MODULATEUR DIODE PIN



(Fig 21)

Par exemple, une modulation AM à - 20 dB de la porteuse entraîne une augmentation de 0,915 dB en W_1 (fig. 21) ; on démontre ceci dans le tableau n° 7 par rapport à une puissance unitaire.

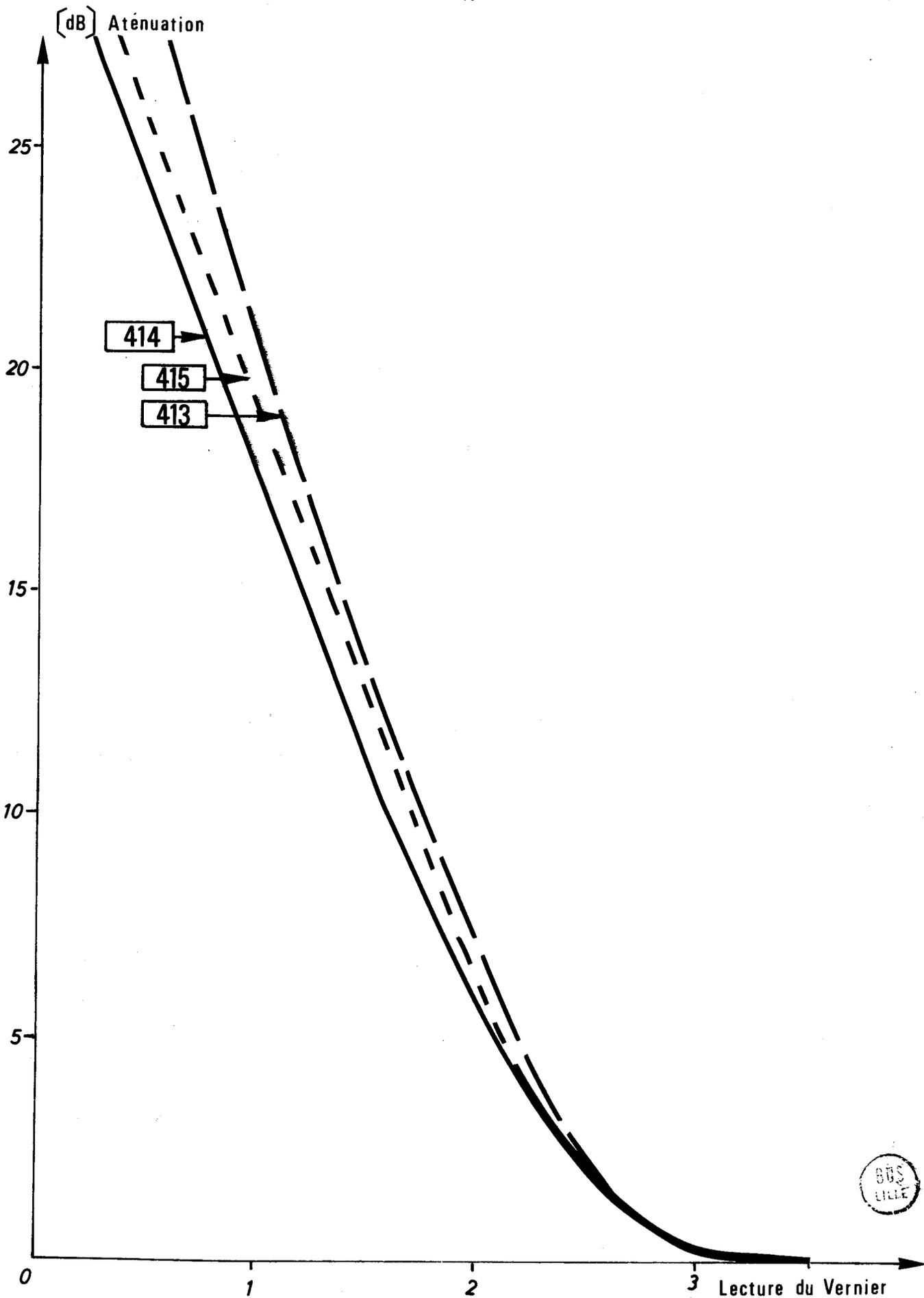


FIGURE 20

TABLEAU N° 7.

Rapport de puissances par rapport à une puissance unitaire	Puissance = P_0 modulé	Amplitude $\sqrt{P_0}$	Résiduel d'amplitude (A)	Résiduel de puissance (A ²)	AM en dB
+ 0,915 dB = 1,23 = $\frac{1,23}{1}$	1,23	1,11	1 - 1,11 = 0,11	0,01	- 20 dB
- 0,915 dB = 0,81 = $\frac{0,81}{1}$	0,83	0,9	1 - 0,9 = 0,1	0,01	- 20 dB

La diode PIN est polarisée en courant ou en tension inverse et alimentée par un générateur VHF à la fréquence de modulation désirée.

a2) - Mesures effectuées

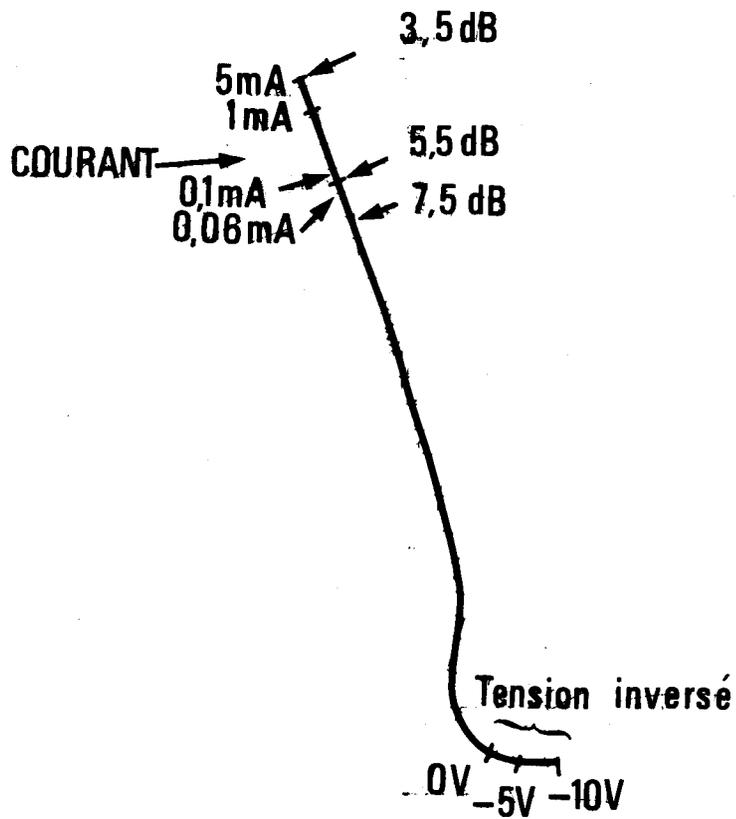
Afin d'obtenir le point de fonctionnement et tracer les différentes courbes, on utilise le banc de mesure de la fig. 15 ; les mesures sont faites en transmission à la fréquence désirée (39,8 GHz).

- 1 - La fig. 22 montre le résultat en fonction du courant et en fonction de la tension inverse, et des pertes en dB du modulateur.

D'après le diagramme de Smith de la figure 22 on peut obtenir une modulation AM pure (FM exclue).

On choisit le point de fonctionnement de 0,25 mA ce qui correspond à une perte d'insertion de \approx 3,6 dB.

- 2 - La fig. 23 montre d'une part les variations de courant de la diode PIN en fonction de la tension. Les pertes d'insertion sont données en dB. Remarquons que le caractère non linéaire de $V(I)$ entraînera la présence de raies de modulation d'amplitude harmoniques.



Modulateur Diode PIN - (AM)

FIGURE 22



MODULATEUR DIODE PIN

COURANT - TENSION

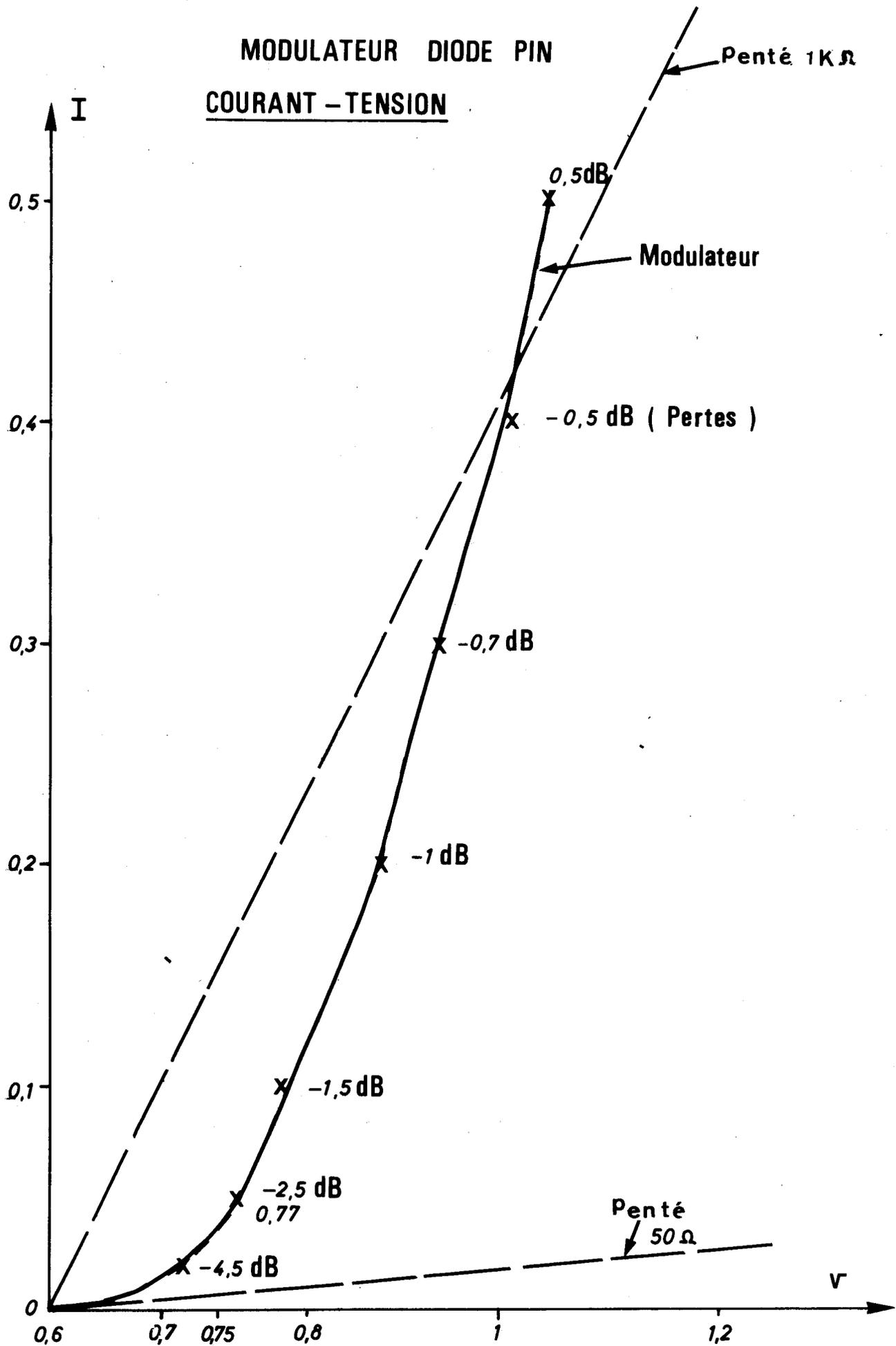


FIGURE 23

b) Mélangeur + Préamplificateur

Le montage du mélangeur, préamplificateur et sa polarisation est montré dans la fig. 24

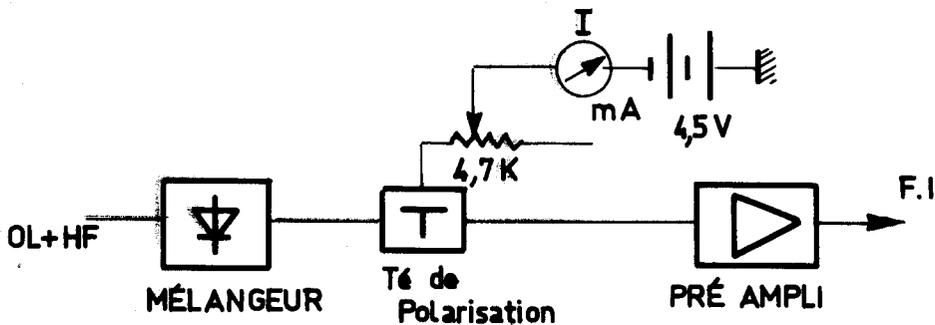


Fig 24

b1 - Mesures du gain de conversion

Pour effectuer les mesures du gain de conversion de l'ensemble (mélangeur et préamplificateur), on utilise le banc de mesures montré en figure 25. Le procédé de mesures est le suivant :

1 - On règle la fréquence de l'oscillateur local (klystron) à la fréquence de l'oscillateur signal (39,8 GHz) à l'aide de l'ondemètre OD2.

2 - Afin d'obtenir une puissance de 0 dBm sur le wattmètre (W1) nous réglons la puissance de l'O.L avec les atténuateurs A1 et A2, (A2 = 6 dB, A3 = 60 dB).

.../...

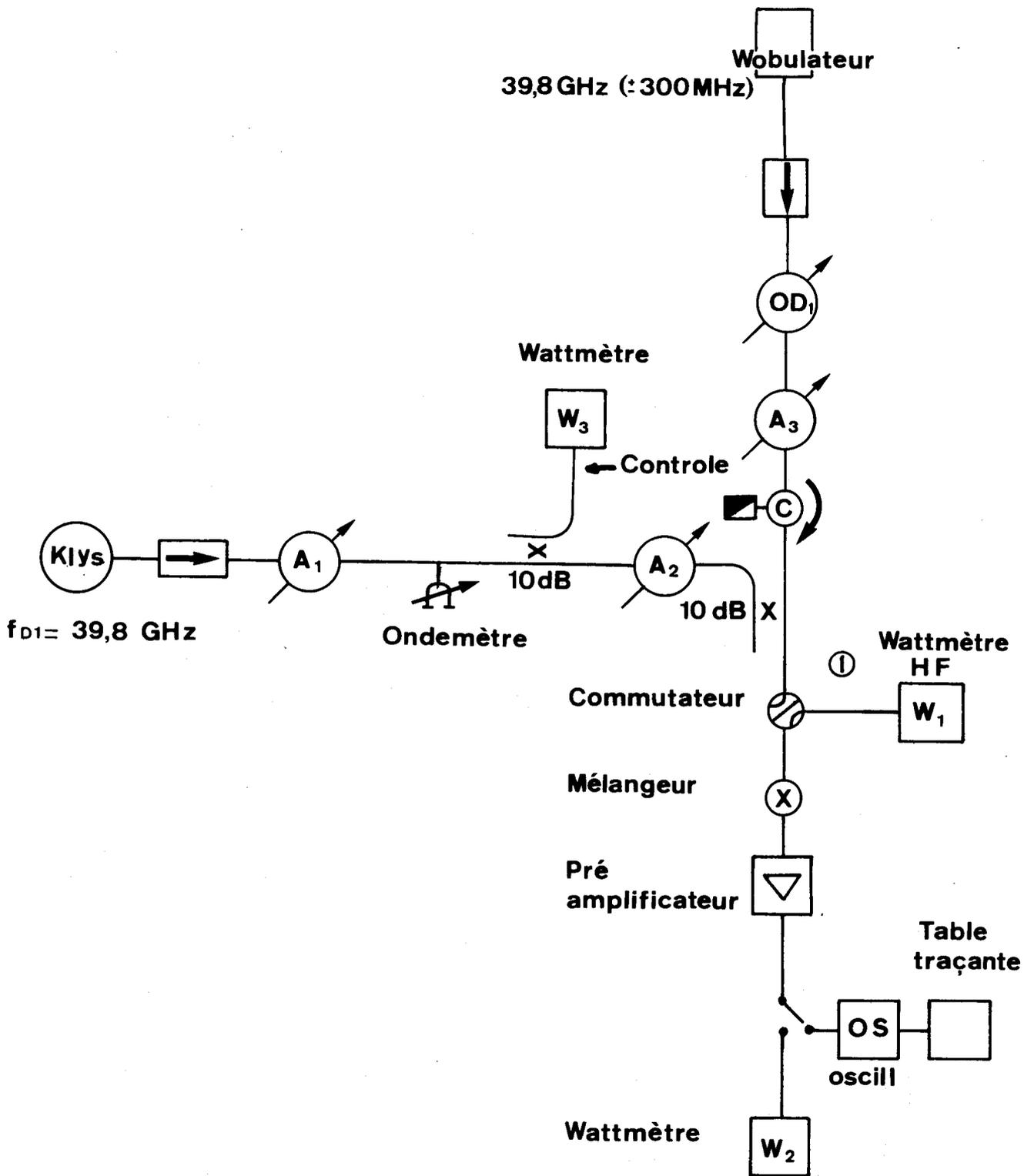
3 - Avec le wattmètre (W_3) et l'atténuateur A_2 nous vérifions la puissance de l'O.L. de façon à maintenir une puissance constante à la sortie.

4 - Selon la puissance d'entrée du mélangeur utilisé, on règle la puissance de l'oscillateur local à l'aide de l'atténuateur A_2 ($A_2 = 5$ dB pour + 1 dBm de O.L.) et du wattmètre W_3 .

5 - Avec l'atténuateur A_3 ($A_3 = 30$ dB) on règle la puissance de l'oscillateur signal. Pour pouvoir mesurer les bandes latérales du mélangeur (fig. 25), on fait varier la fréquence de l'oscillateur signal de ± 300 MHz.

6 - On mesure la puissance MF avec le wattmètre (W_2) et la puissance HF avec le wattmètre (W_1). La table n° 8 et la fig.(26) montrent les résultats obtenus pour un mélangeur polarisé à 3,91 mA et un O.L. de + 1 dBm, 0 dBm, - 3 dBm, - 5 dBm et - 8 dBm.

.../...



Banc de Mesure (Gain de Conversion)



FIGURE 25



GAIN DE CONVERSION

Puissance OL de (+ 1, 0, -3, -5, - 8 dBm)

Double Bande

I = 3,91 mA

fo = 39,8 GHz

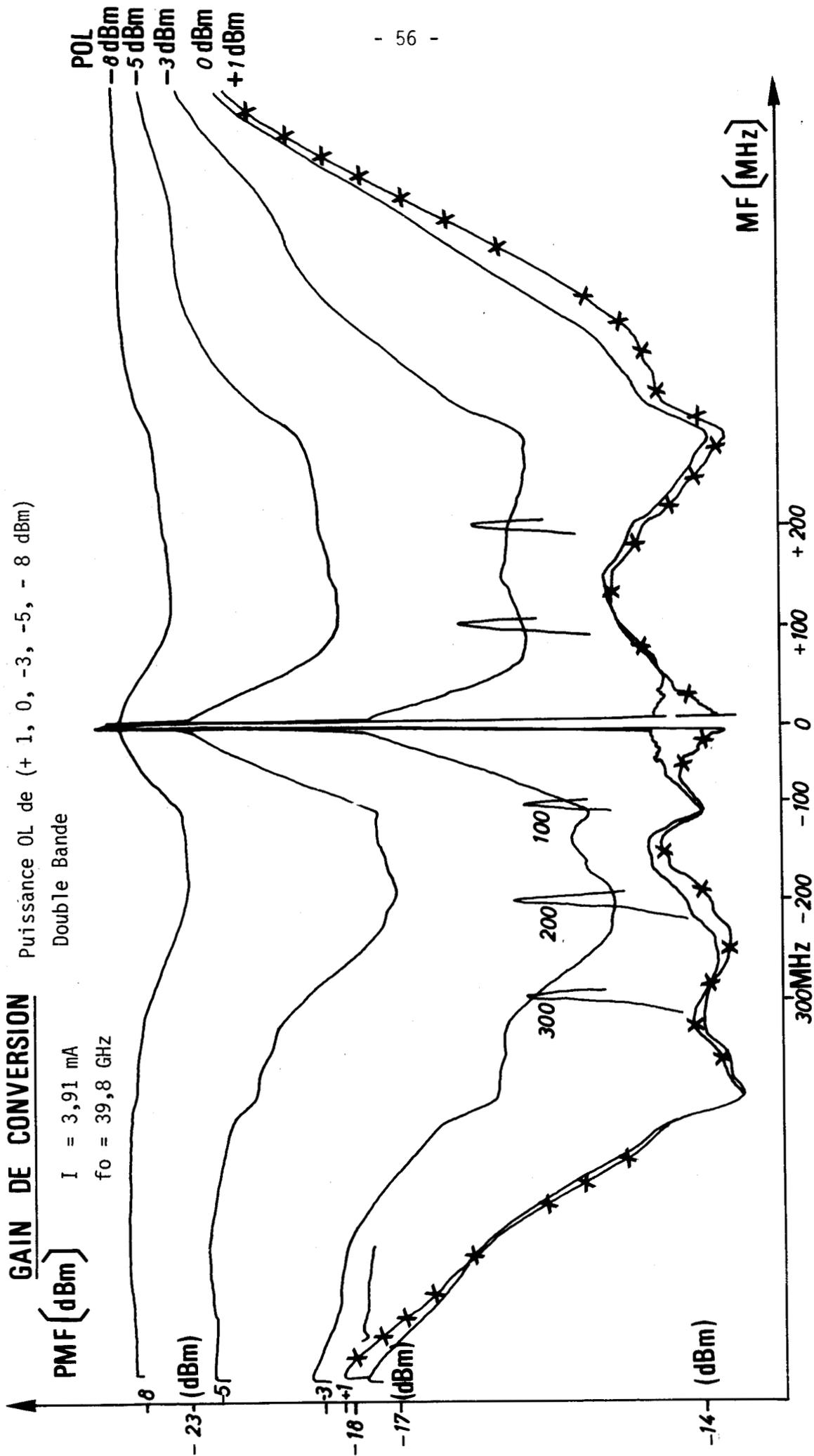


FIGURE 26

TABLE N° 8

PoL (dBm)	f _{HF} (GHz)	f _{MF} (MHz)	PMF (dBm)	PHF (dBm)	Gain de conversion (dB)
+ 1	39,5	- 300 BI	- 13,95	- 27,35	13,4
+ 1	39,6	- 200 BI	- 14,10	- 27,35	13,25
+ 1	39,7	- 100 BI	- 13,95	- 27,3	13,35
+ 1	39,9	+ 100 BS	- 14,70	- 27,6	12,9
+ 1	40	+ 200 BS	- 14,50	- 28,3	13,8
0	39,5	- 300 BI	- 14	- 27,35	13,35
0	39,6	- 200 BI	- 13,95	- 27,35	13,4
0	39,7	- 100 BI	- 13,95	- 27,3	13,35
0	39,9	+ 100 BS	- 14,70	- 27,6	12,9
0	40	+ 200 BS	- 14,55	- 28,3	13,75
- 3	39,5	- 300	- 15,35	- 27,35	12
- 3	39,6	- 200	- 14,6	- 27,35	12,75
- 3	39,7	- 100	- 14,85	- 27,3	12,45
- 3	39,9	+ 100	- 15,55	- 27,6	12,05
- 3	40	+ 200	- 15,7	- 28,3	12,6
- 5	39,5	- 300	- 18,5	- 27,35	8,85
- 5	39,6	- 200	- 17	- 27,35	10,35
- 5	39,7	- 100	- 17,40	- 27,3	9,9
- 5	39,9	+ 100	- 18	- 27,6	9,6
- 5	40	+ 200	- 18,4	- 28,3	9,9
- 8	39,5	- 300	- 23,35	- 27,35	4
- 8	39,6	- 200	- 22,90	- 27,35	4,45
- 8	39,7	- 100	- 23,45	- 27,3	3,85
- 8	39,9	+ 100	- 23,80	- 27,6	3,8
- 8	40	+ 200	- 24,4	- 28,3	3,9



b2 - Mesure du facteur de bruit

b2-1 - Rappel théorique : Réf. (19)

Pour mesurer le facteur de bruit en double bande, on utilise le montage de la fig. 27. On se sert d'un tube de bruit adapté par un circulateur, pour avoir un bon TOS.

Soit T_2 la température du tube allumé, T_0 la température ambiante et G le gain du pré-amplificateur MF. On cherche T_e la température de l'ensemble ramenée à l'entrée du mélangeur.

La puissance du bruit par unité de bande, à l'entrée du récepteur est égale à :

$$\text{Tube éteint : } \boxed{P = (KT_0 + KTe) \left(\frac{1}{L_{sig}} + \frac{1}{L_{im}} \right) G} \quad (45)$$

K = cte de Boltzmann L_{sig} = Perte de conversion du mélangeur (signal)
 $T_0 = 293^\circ K$ L_{im} = Perte de conversion du mélangeur (image)

En général, pour $f_{MF} \leq 100$ MHz

$$L_{sig} = L_{im}$$

$$\text{Tube allumé : } P' = (KT_1 + KTe) \left(\frac{1}{L_{sig}} + \frac{1}{L_{im}} \right) G$$

On atténue de Y la sortie de façon à retrouver le même niveau que pour le tube éteint

$$\boxed{P = \frac{P'}{Y}} \quad (46)$$

$$\text{d'où } (KT_0 + KTe) G \left(\frac{1}{L_{sig}} + \frac{1}{L_{im}} \right) = (KT_1 + KTe) \left(\frac{1}{L_{sig}} + \frac{1}{L_{im}} \right) \frac{G}{Y}$$

$$\text{d'où } T_e = \frac{T_1 - Y T_0}{Y - 1}$$

.../...

Le facteur de bruit double bande est :

$$F_{DB} = 1 + \frac{T_e}{T_0} = \frac{\frac{T_1}{T_0} - 1}{Y - 1}$$

soit en dB

$$F_{DB}(dB) = 10 \log \left(\frac{T_1}{T_0} - 1 \right) - 10 \log (Y - 1) \quad (47)$$

où $T_e = \left(\frac{T_1}{T_0} - 1 \right)$ est la puissance de bruit en excès du tube de bruit; par exemple, pour le tube de bruit utilisé on a : $T_e = 15$. Cette valeur est corrigée en accord avec l'atténuation présentée par le circulateur aux différentes fréquences : ($T_e = T_e - A$).

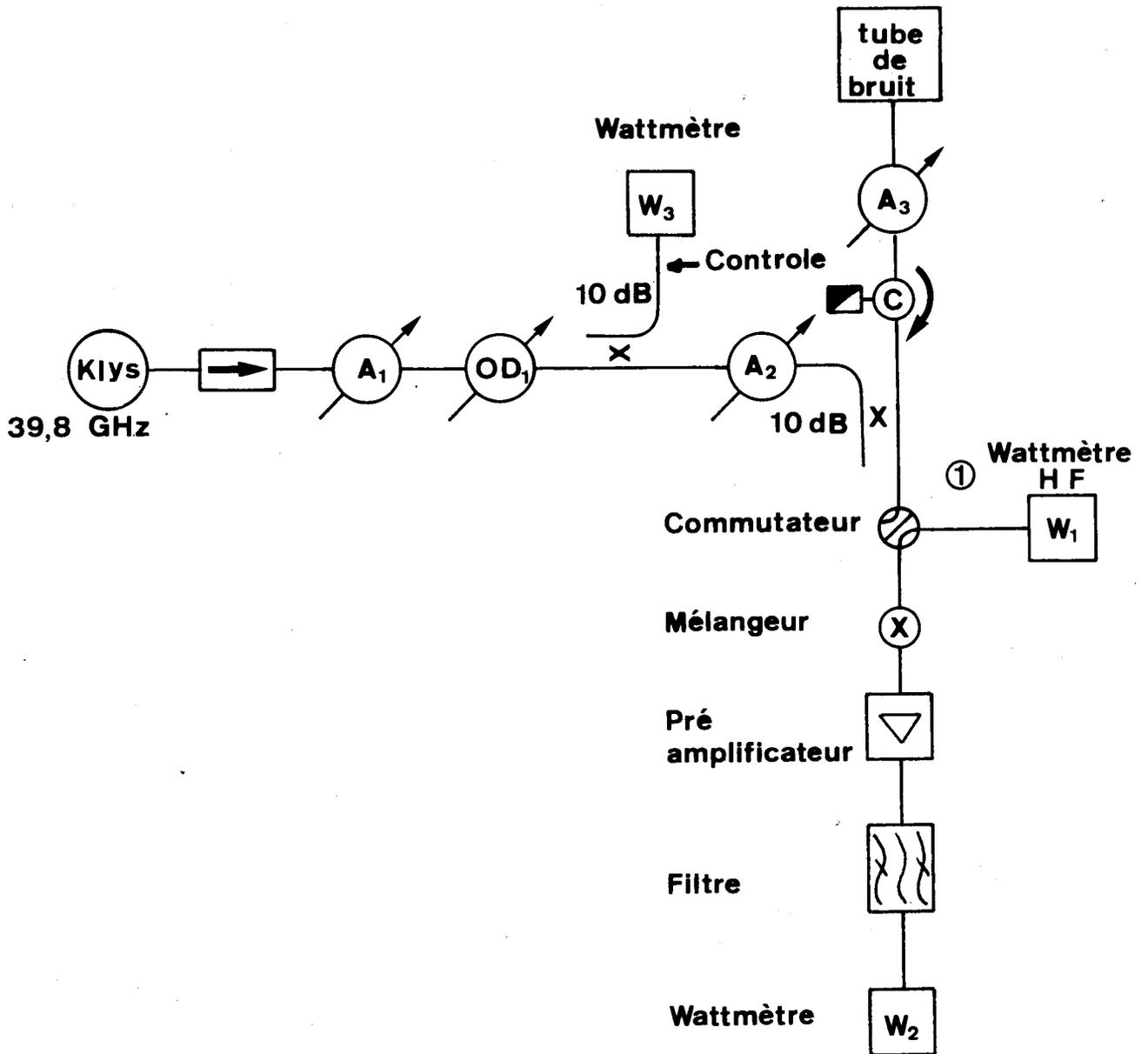
Le facteur de bruit en simple bande est $F_{SB} = 2 F_{DB}$ donc supérieur de 3 dB au facteur de bruit en double bande.

b2-2 - Banc de mesure

Le banc de mesure est montré dans la fig. 27.

Le procédé de mesure est le suivant :

- a) - on règle le niveau de sortie de l'O.L. de la façon précédente.
- b) - on effectue les mesures de puissance avec le tube de bruit allumé ($A_3 = 0$ dB) et le tube de bruit éteint ($A_3 = 60$ dB) à l'aide du wattmètre (W2).
- c) - la fréquence de mesure dépendra des types de filtre (FI) utilisés. Les résultats pour différents filtres sont montrés dans les tableaux 9 et 10, les mesures sont données pour des puissances de l'O.L. de (1, 0, -3, -5 et -8) dBm.



Banc de Mesure du Facteur de Bruit (Mélangeur)

FIGURE 27

Atténuation banc de Mesure - (A)

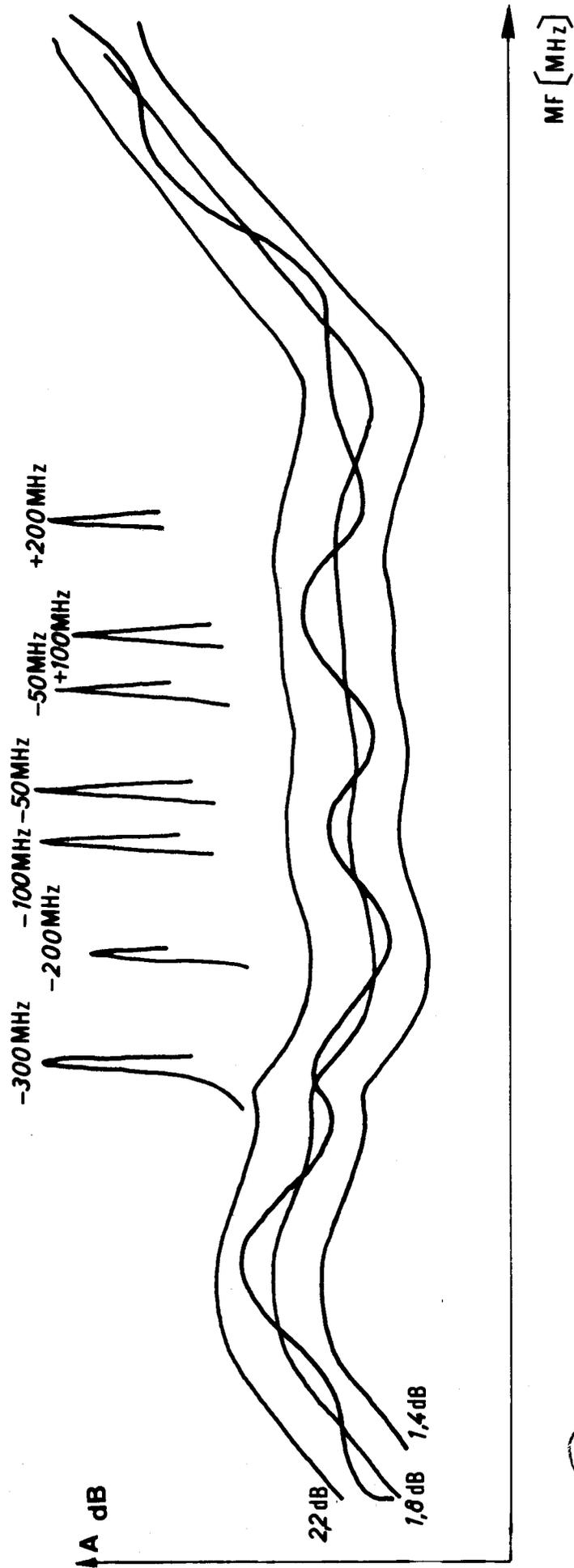


FIGURE 28



TABLE 9

FILTRE FM (MHz)	Puissance O. L. (dBm)	Puissance P ₁ Tube de bruit éteint (dBm)	Puissance P ₂ Tube de bruit allumé (dBm)	$Y (dB) = \frac{P_1}{P_2} \text{ dB}$ (dB)	Tex = Niveau tube de bruit à 40 mA = $(T_e/T_D - 1) - A$ (dB)	Facteur de bruit Mélangeur $F(dB) = Tex (dB) - (Y - 1) \text{ dB}$ (dB)
Passe bande						
55 - 85	+ 1	- 20,4	- 13	7,4	15,7	9,2
115 - 165	+ 1	- 22,4	- 14	8,4	15,8	8,1
106 - 215	+ 1	- 19,6	- 11	15,8	15,8	7,9
55 - 85	0	- 11	- 3	8	15,7	8,45
115 - 165	0	- 19,9	- 10,9	9	15,8	7,4
106 - 215	0	- 22,75	- 14	8,75	15,8	7,8
55 - 85	- 3	- 13,3	- 5,1	8,2	15,7	8,25
115 - 165	- 3	- 21	- 13,7	7,3	15,8	9,4
106 - 215	- 3	- 18,8	- 10,5	8,1	15,8	8,44
55 - 85	- 5	- 14,3	- 8,15	6,15	15,7	10,8
115 - 165	- 5	- 21,2	- 16	5,2	15,8	12,2
10 106 - 215	- 5	- 18,8	- 12,8	6	15,8	11,1
55 - 85	- 8	- 14,95	- 12,35	2,6	15,7	16,55
115 - 165	- 8	- 21,2	- 19,3	1,9	15,8	18,4
106 - 215	- 8	- 18,9	- 16,35	2,55	15,8	16,8

FILTRES <u>BANDE ETROITE</u> (MHz)	Bande de mesure (MHz)	POL (dBm)	Tube bruit éteint	Tube bruit allumé	Y (dB)	Tex (dB)	Facteur de bruit (dB)
30	3	+ 1	- 23, 10	- 17, 2	6, 1	15, 7	10, 95
70	1	+ 1	- 26, 7	- 19, 2	7, 5	15, 7	9, 1
110	1	+ 1	- 19, 25	- 10, 35	-8, 9	15, 7	7, 45
150	1	+ 1	- 35, 9	- 27	8, 9	15, 8	7, 55
200	1	+ 1	- 40	- 31	9	15, 8	7, 4
340	1	+ 1	- 40, 8	- 31, 9	8, 8	15, 8	7, 65
30	3	0	- 23, 8	- 17, 45	6, 35	15, 7	10, 65
70	1	0	- 26, 7	- 18, 4	8, 3	15, 7	8, 15
110	1	0	- 40, 5	- 31, 25	9, 25	15, 7	7
150	1	0	- 35, 5	- 26, 4	9, 1	15, 8	7, 3
200	1	0	- 40, 2	- 31, 15	9, 05	15, 8	7, 35
340	1	0	- 40, 85	- 32	8, 85	15, 8	7, 6

TABLE 10



c - Mesure du "Qx" de l'oscillateur - Réf. 20

Pour être à même de calculer ultérieurement le facteur "Noise Measure" de l'oscillateur on effectue des mesures du Q extérieur de l'oscillateur en utilisant le banc de mesure montré dans la figure (29).

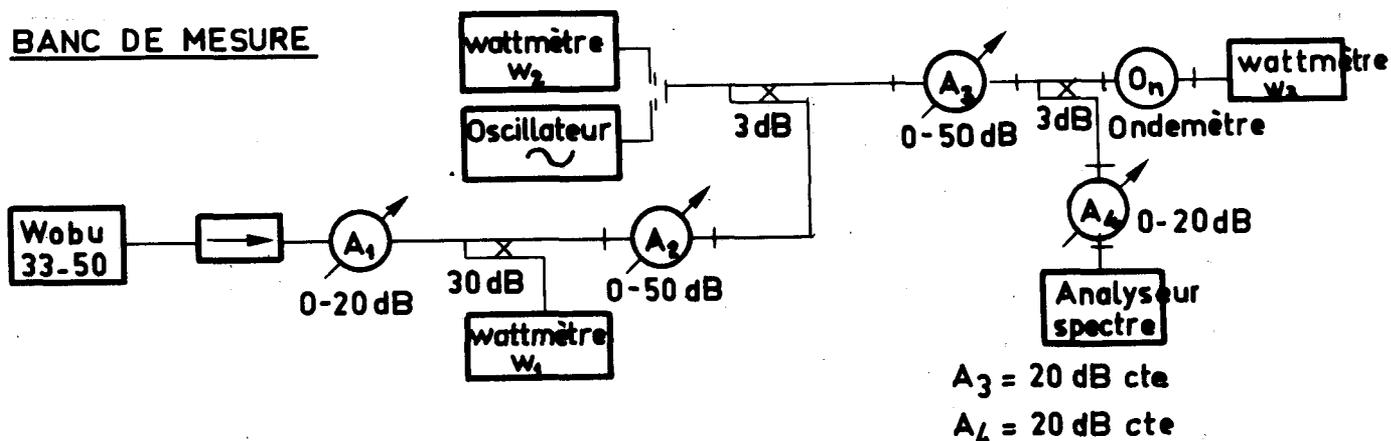


FIG: 29

Principe de mesure

- 1 - On règle le wobulateur à la fréquence de travail (39,8 GHz) et sa puissance de sortie P_1 à l'aide de l'atténuateur A_1 et du wattmètre W_1 .
- 2 - On règle l'atténuateur A_2 de façon à avoir 0 dBm à la sortie W_2 ($A_2 = X$ en dB).
- 3 - On fait varier la fréquence du wobulateur de ± 500 MHz et on varie l'atténuateur A_1 de façon à conserver 0 dBm à la sortie (wattmètre W_2).

.../...

4 - On monte l'oscillateur ($f_0 = 39,8$ GHz) à mesurer au lieu du wattmètre W_2 et on relève sa puissance P_0 à l'aide du wattmètre W_3 (avec $A_2 = 50$ dB et $A_3 = 20$ dB).

5 - Le modulateur étant à la fréquence $39,8$ GHz + 500 MHz, on varie l'atténuateur A_2 jusqu'à l'accrochage et on relève sa valeur en dB.

6 - On effectue les mesures identiques pour les valeurs comprises entre ± 500 MHz ; loin de la porteuse, la cadence est de 100 MHz et près de la porteuse de 20 MHz.

La puissance P_{in} de synchronisation est égale à :

$$P_{in} = X - A_2$$

On trace les graphiques (fig. 30, 31) de P_{in} et $\left[\frac{P_{in}}{P_0} \right]_{dB}$, en fonction de Δf et on obtient une courbe théorique. Si on remplace les valeurs dans l'équation suivante (Réf. Ch. I - éq. 22) on obtient le Q extérieur avec une erreur de mesure de ± 15 %

$$Q_x = \frac{f_0}{\Delta f} \sqrt{\frac{P_{in}}{P_0}}$$

Les tableaux n° 11 et 12 montrent les résultats des mesures du facteur Q_x pour les différents types d'oscillateurs (Klystron, diode à avalanche), et les figures (30) (31) et (32) donnent les courbes de mesures expérimentales et théoriques du facteur Q_x . Pour des différents types d'oscillateurs, la fig. (30) montre les résultats pour le klystron réflex type 40 V 12 n° 608, la fig. (31) donne les résultats pour l'oscillateur à diode à avalanche type E42/8P, et la fig. (32) montre les résultats pour les différents courants de polarisation pour l'oscillateur à diode à avalanche type TH 5104.

.../...



OSCILLATEURS - DIODE AVALANCHE			fo = 39,8 GHz		KLYSTRON		
Δf	A2	X = 9,6 Pin = 9,6 - A2	$\left[\frac{P_{i0}}{P_0} \right]$ dB	Δf	A2	X = 9,6 Pin = 9,6 - A2	$\left[\frac{P_{i0}}{P_0} \right]$ dB
- 150	8,4	1,2	- 18,4	- 4	2,8	6,8	- 10,8
- 100	8,5	1,1	- 18,5	- 2	4,8	4,8	- 12,8
- 80	8,7	0,9	- 18,7	+ 2	4,4	5,2	- 12,4
- 60	9	0,6	- 19	+ 4	3,2	6,4	- 11,2
- 40	11	- 1,4	- 21				
- 20	16	- 6,4	- 26				
+ 10	22	- 12,4	- 32				
+ 20	18	- 8,4	- 28				
+ 40	14	- 4,4	- 24				
+ 60	13	- 3,4	- 23				
+ 80	-	-					
Qx			64				2804

TABLE N° 11

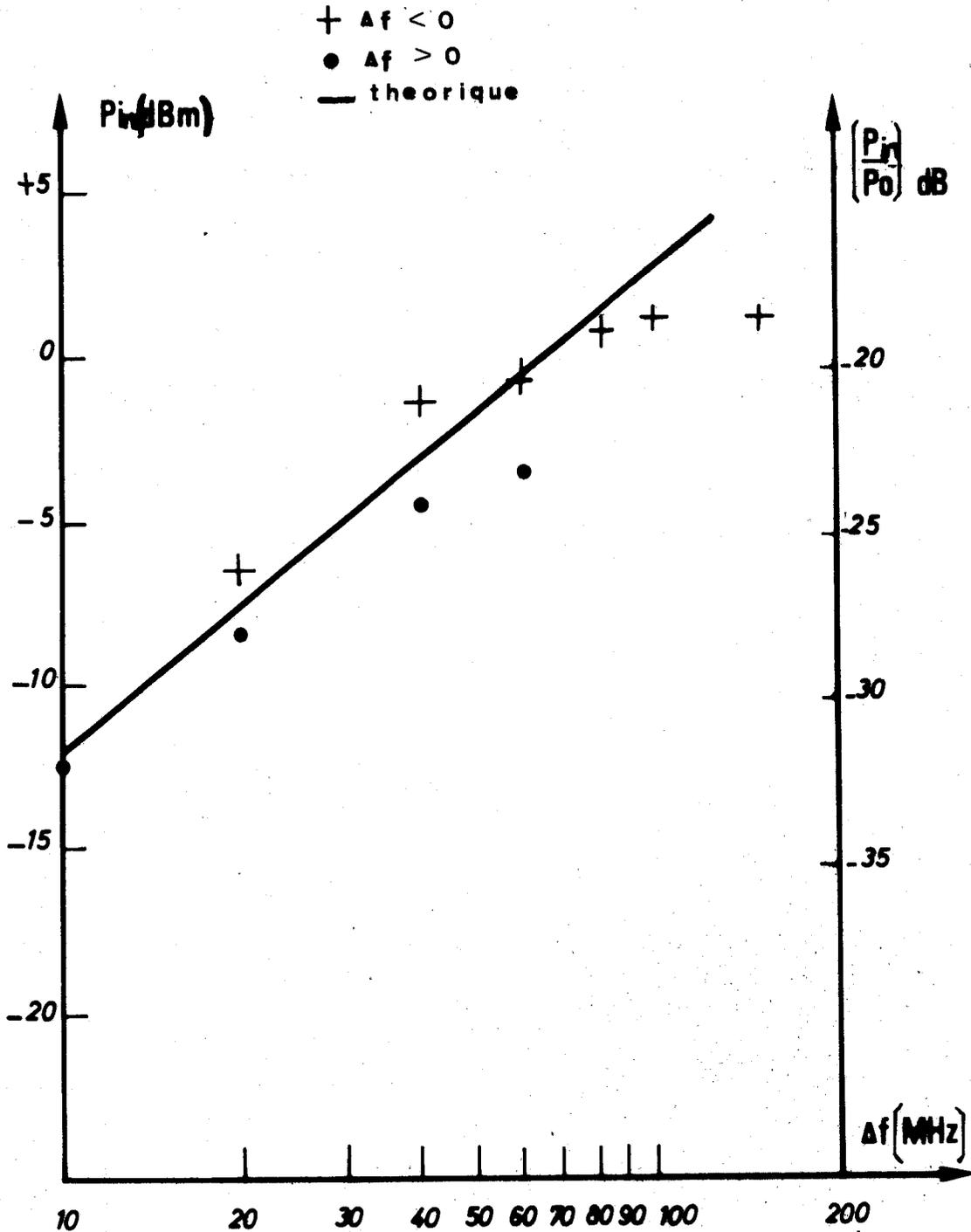
TABLEAU N° 12

Oscillateur - Diode avalanche (69)

Δf	A_2	$X = 13,7$ $P_{in} = X - A_2$	$\left[\frac{P_{in}}{P_o} \right]$ dB	I_o mA	P_o (dB)	Q_x
- 10	37,5	- 23,8	- 42	140	18,2	27,6
- 20	32	- 18,3	- 36,5	"	"	"
- 30	26,1	- 12,4	- 30,6	"	"	"
- 50	25,6	- 11,9	- 30,1	"	"	" "
+ 50	23,8	- 10,1	- 28,3	140	18,2	27,6
+ 30	26,4	- 12,7	- 30,9	"	"	"
+ 20	29,6	- 15,8	- 34	"	"	"
+ 10	36	- 22,30	- 40,5	"	"	"
- 10	32,6	- 18,9	- 39,7	150	20,7	30
- 20	27,7	- 14	- 34,8	"	"	"
- 30	25,4	- 11,7	- 32,5	"	"	"
- 50	21	- 7,3	- 28,1	"	"	"
+ 50	21,5	- 8	- 28,8	150	20,7	30
+ 30	26	- 12,3	- 33,1	"	"	"
+ 20	28,4	- 14,7	- 35,5	"	"	"
+ 10	35	- 20,30	- 42,10	"	"	"
- 10	32	- 18,30	- 40,8	162	22,5	30,5
- 20	26,3	- 12,6	- 35,1	"	"	"
- 30	23	- 9,3	- 31,8	"	"	"
- 50	19,3	- 5,6	- 28,1	"	"	"
+ 50	20	- 6,1	- 28,5	162	22,5	30,5
+ 30	23,2	- 9,5	- 32	"	"	"
+ 20	26	- 12,3	- 34,8	"	"	"
+ 10	32	- 18,3	- 40,8	"	"	" "
- 10	31	- 17,30	- 40,4	170	23,1	31
- 20	25,8	- 12,10	- 35,2	"	"	"
- 30	22	- 8,3	- 31,4	"	"	"
- 50	19	- 5,3	- 28,4	"	"	"
+ 50	18,5	- 4,9	- 28	170	23,1	31
+ 30	22,6	- 8,9	- 32	"	"	"
+ 20	25,8	- 12,10	- 35,2	"	"	" "
+ 10	30	- 16,30	- 39,4	"	"	"



MESURE DU Q_x



BUS
LILLE

FIGURE 30

MESURE DU Q_x

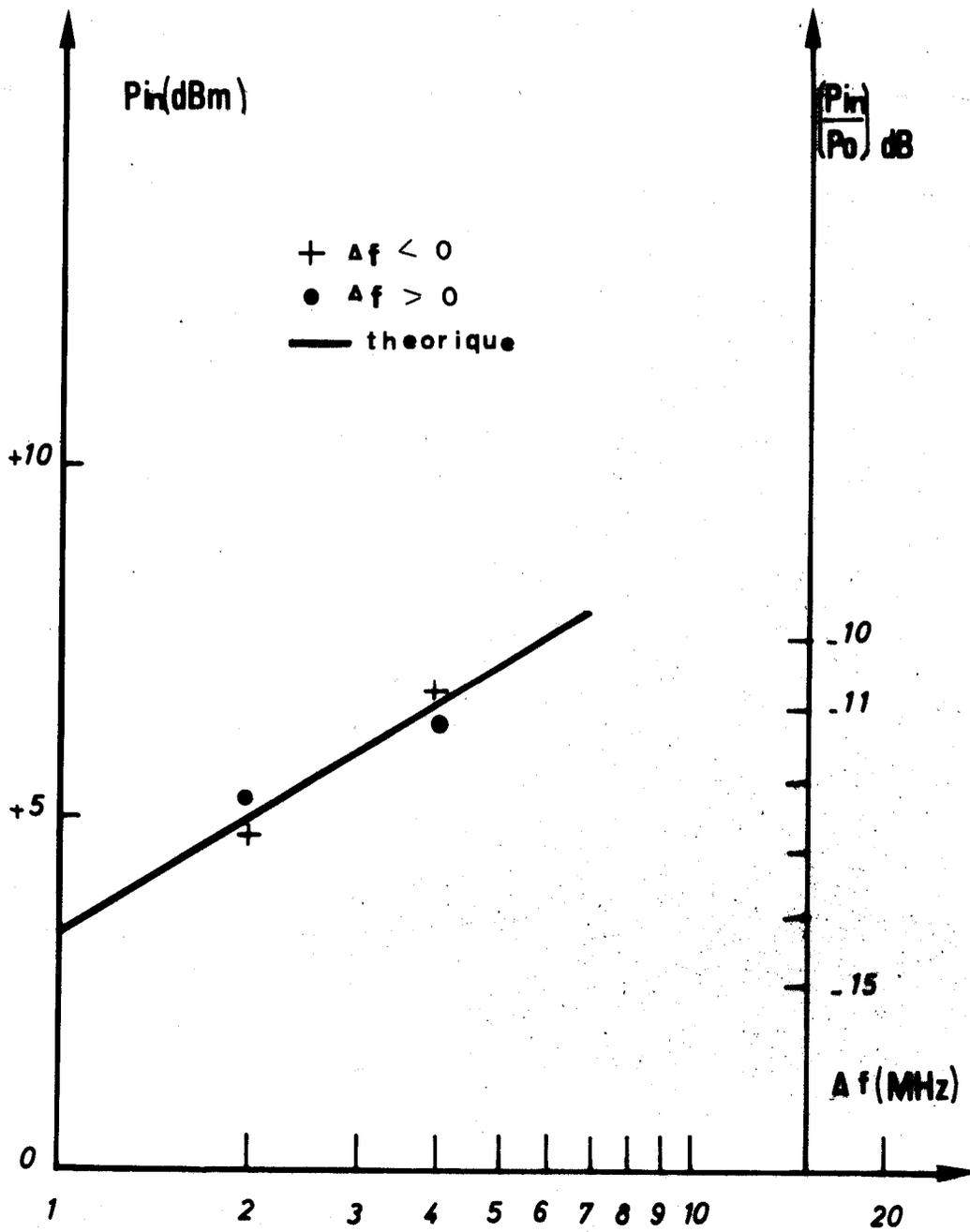


FIGURE 31

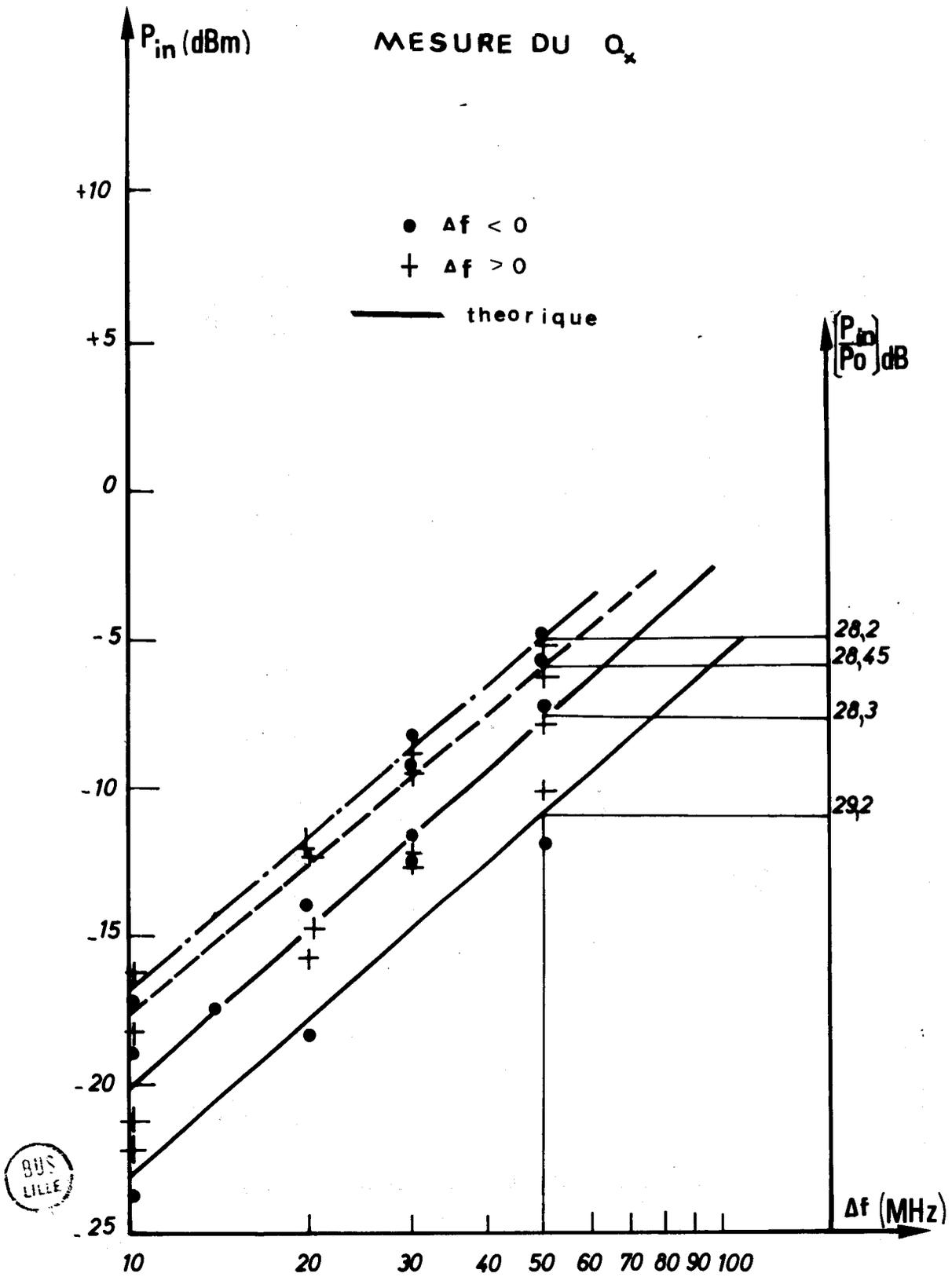


FIGURE 32

C H A P I T R E I I I

ETUDE D'UNE DIODE IMPATT

III - 1 INTRODUCTION

Comme le nom l'indique, le principe des diodes IMPATT repose sur l'interaction dans un semi-conducteur entre deux phénomènes physiques : le phénomène d'avalanche et le transit des porteurs produits.

Le phénomène d'avalanche peut se manifester dans une jonction polarisée en inverse. L'avalanche se produit dans la zone désertée où le champ statique est maximum, ce phénomène apparaît à partir d'une tension inverse (tension d'avalanche), à partir de laquelle il se produit une augmentation rapide du courant inverse.

En général une diode IMPATT est constituée par une région d'avalanche et une région de transit (drift) dans laquelle le champ électrique est assez bas pour permettre aux porteurs de la traverser sans produire le phénomène d'avalanche. De façon très qualitative, si une tension alternative hyperfréquence est superposée à la tension continue (21) (ou bornes de la zone d'avalanche), le courant a un retard de phase de $\frac{\pi}{4}$ par rapport à la tension hyperfréquence. Si l'on tient compte du retard supplémentaire introduit par la zone de transit, le courant peut devenir en opposition de phase avec la tension et en conséquence la structure présente une résistance négative dans le domaine hyperfréquence.

III - 2 STRUCTURE ETUDIEE - DIODE A AVALANCHE DOUBLE "DRIFT"

La structure de la diode double "Drift" ($p^+ - p - n - n^+$) est représentée ci-après : fig. 33 (a) réf.(22)

Elle est composée par deux zones de transit [celle des électrons (n) et celle des trous (p)] et une zone d'avalanche de champ électrique élevé : la fig. 1(c) montre la répartition du champ électrique; le voltage d'avalanche est $\approx \frac{1}{3}$ du voltage total appliqué.

La concentration du dopage est donnée par la fig (33-b)

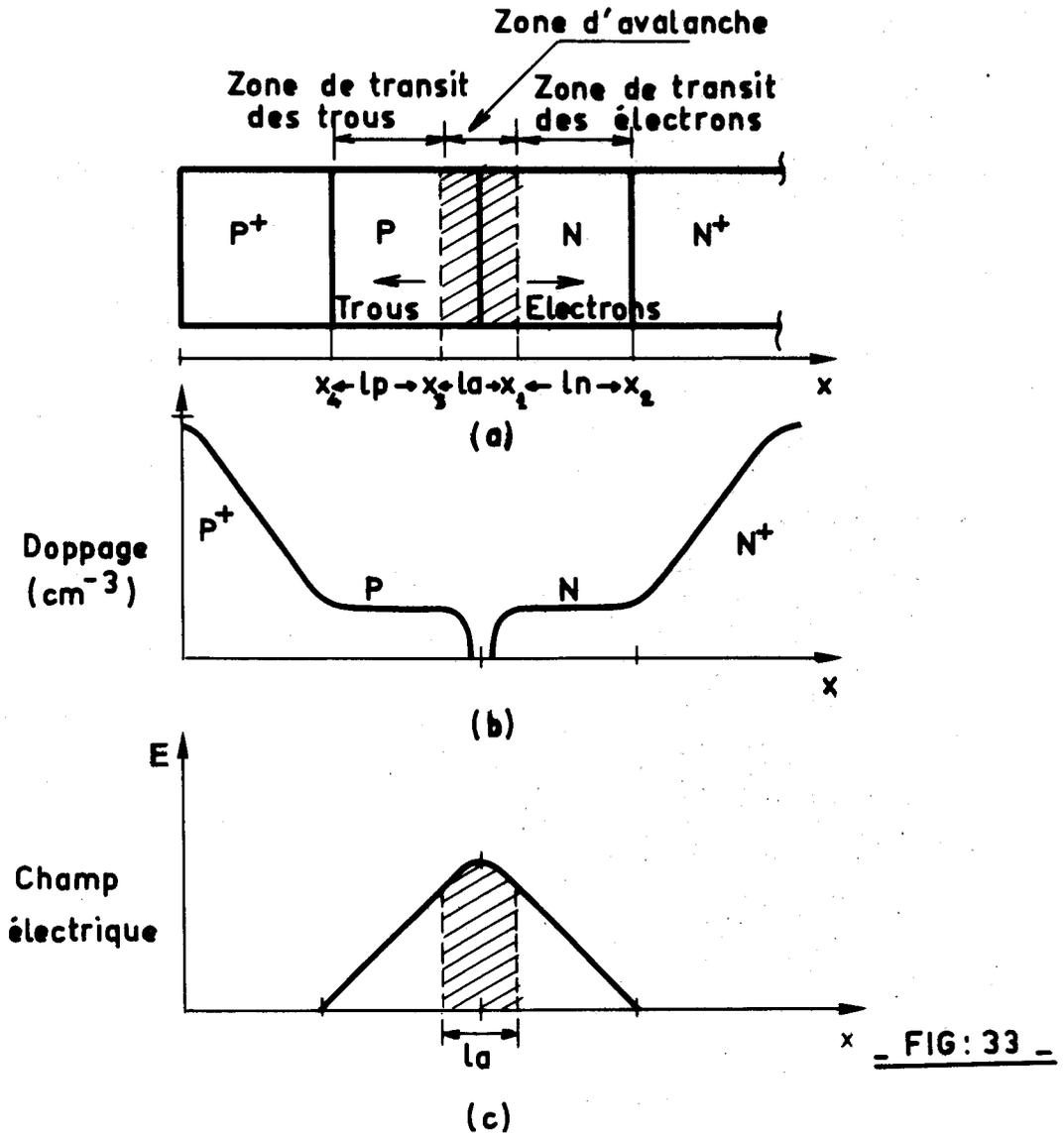


FIG: 33

Le dopage efficace déterminé par des mesures $C(v)$ est :

$$\frac{1}{N_{eff}} = \frac{1}{n} + \frac{1}{p} \quad \text{si } n \approx p ; N_{eff} \approx \left(\frac{1}{2}\right) n.$$

Si on compare les caractéristiques de la diode double "drift" avec une diode simple (p⁺ n n⁺) on trouve que : réf. (22)

- la résistance négative est doublée
- la puissance de sortie est augmentée d'un facteur 4
- l'efficacité est supérieure

La ionisation par impact est exprimée par le taux d'ionisation (24) pour les électrons α et pour les trous β .

$$\alpha, \beta = a e^{(-b/E)^m} \quad (48)$$

a, b, m sont des constantes qui dépendent du matériel utilisé. Le tableau 13 suivant donne les valeurs pour le silicium (Réf. 25) modifiées.

TABLE 13

Semiconducteur	m	α		β		vn(m/sec)	vp(m/sec)
		a _n (cm ⁻¹)	b _n (V/cm)	a _p (cm ⁻¹)	b _p (V/cm)		
Silicium Si	1	6,2 x 10 ⁵	1,28 x 10 ⁶	2 x 10 ⁶	2,14 x 10 ⁶	0,827 x 10 ⁵	0,91 x 10 ⁵

La condition d'avalanche quand $\beta = \alpha$, est égale à : $\int_0^{1a} \alpha dx = 1$,
 et quand $\alpha \neq \beta$, est égale à : $\int_0^{1a} \alpha \exp \left[\int_0^x (\beta - \alpha) d\xi \right] dx = 1$

III. 2-1 Région d'avalanche

Les équations de continuité (13) pour les électrons et les trous sont les suivantes :

$$\frac{\partial}{\partial t} n = \frac{1}{q} \frac{\partial}{\partial x} J_n + \alpha n v_n + \beta p v_p \quad (49)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} p = \frac{1}{q} \frac{\partial}{\partial x} J_p + \alpha n v_n + \beta p v_p \quad (50)$$

$$J_n = q n v_n \quad ; \quad J_p = q p v_p$$

q est la charge de l'électron (valeur absolue) $1,6 \times 10^{-19}$ Coulomb
 J_n, J_p sont les densités de courant des électrons et des trous
 α, β taux d'ionisation des électrons et des trous
 v_n, v_p vitesses limites des électrons et des trous
 n, p concentration des électrons et des trous-(densité)

En partant des hypothèses de Read supposant que la ionisation des porteurs se fait dans la zone d'avalanche, (fig. 33) où les champs électriques sont les plus élevés, que les taux de ionisation des électrons et des trous sont nuls dans la zone des électrons et des trous et que $\alpha \neq \beta$ et $v_n \neq v_p$, "Périchon"(2) trouve l'équation suivante :

$$\tau_i \frac{di_c}{dt} + \frac{i_c}{M_0} = J' I_0 e a \quad (51)$$

D'où, en appliquant la transformée de FOURRIER, on trouve pour le domaine de fréquence :

$$i_c (j\omega \tau_i + \frac{1}{M_0}) = e a I_0 J' \quad (52)$$

En supposant le champ continu indépendant de x, et en tenant compte de la condition d'avalanche $\beta_0 \neq \alpha_0 e^{-(\alpha_0 - \beta_0)l_a}$; on a

$$\tau_i = \tau_a \frac{2 \sqrt{\alpha_0 \beta_0} [(\alpha_0 + \beta_0) l_a - 2]}{(\alpha_0 - \beta_0)^2 l_a} ; \quad \tau_a = \frac{l_a}{2} \left(\frac{1}{v_n} + \frac{1}{v_p} \right)$$

$$\frac{1}{M_0} = \frac{1}{M_n} \sqrt{\frac{\alpha_0}{\beta_0}} + \frac{1}{M_p} \sqrt{\frac{\beta_0}{\alpha_0}} ; \quad M_n = \frac{I_0}{I_{sn}} , \quad M_p = \frac{I_0}{I_{sp}}$$

$$J' = \frac{\alpha_0' \beta_0 (\alpha_0 l_a - 1) - \beta_0' \alpha_0 (\beta_0 l_a - 1)}{\sqrt{\alpha_0 \beta_0} (\alpha_0 - \beta_0)}$$

.../....

$$\alpha = \alpha_0 + \alpha_0' e_a, \quad \alpha_0' = \left[\frac{d\alpha}{dE} \right] E = E_0 \quad e_a = \text{champ électrique alternatif zone d'avalanche}$$

$$\beta = \beta_0 + \beta_0' e_a, \quad \beta_0' = \left[\frac{d\beta}{dE} \right] E = E_0 \quad l_a = \text{longueur de la zone d'avalanche}$$

τ_i est le temps de réponse intrinsèque, i_c le courant de conduction de la zone d'avalanche, M_n et M_p sont les taux de multiplication des électrons et des trous, α_0 et β_0 sont les valeurs du taux de ionisation des électrons et des trous pour le champ électrique continu E_0 . Le courant total dans la région d'avalanche est la somme du courant de conduction et du courant de déplacement

$$i_t = i_c + j\omega \epsilon A e_a \quad (53)$$

A = superficie de jonction
 ϵ = constante diélectrique

III. 2-2 Zone de transit

Dans la diode double "drift" on trouve deux zones de transit : des électrons et des trous. Si on considère maintenant la zone de transit des électrons, la tension aux bornes de la zone est égale à :

$$u_t = \int_{x_1}^{x_2} e_t(x) dx$$

Le courant total (i_c) dans la zone est égal à :

$$i_t = i_c e^{-j\omega \frac{x}{v_n}} + j\omega \epsilon A e_t(x)$$

d'où on trouve la tension totale pour la zone de transit des électrons :

$$u_t = \frac{l_n}{j\omega \epsilon A} (i_t - i_c \phi_n) \quad (54)$$

l_n = longueur de la zone de transit des électrons

.../...

Le facteur de transport des électrons est égal à :

$$\phi_n = \frac{1 - e^{-j\theta_n}}{j\theta_n} = \lambda_n - jx_n \quad ; \quad \theta_n = \frac{\omega l_n}{v_n}$$

$$X_n = \frac{1 - \cos \theta_n}{\theta_n} \quad \lambda_n = \frac{\sin \theta_n}{\theta_n}$$

La tension correspondant à la zone de transit des trous est égale à :

$$u_t = \frac{l_p}{j\omega \epsilon A} (i_T - i_c \phi_p) \quad (55)$$

l_p = longueur de la zone de transit des trous.

ϕ_p = facteur de transport des trous

III - 3 DIODE A AVALANCHE (IMPATT) double drift en régime d'oscillation :

III. 3-1 Calcul de l'impédance totale

Pour effectuer le calcul de l'impédance totale (Z_T) présentée par la diode double drift en régime d'oscillation "Petit signal" on se réfère à l'étude de Périchon (Réf. 2) qui, partant de l'équation de Read (Eq. 28) (Méthode Langevin : Introduction du taux de génération dans l'équation de continuité), trouve l'équation suivante :

$$\tau_j \frac{di_c}{df} + \frac{i_c}{\omega_0} = \beta' I_0 e_a + i_g \quad (56)$$

Dans le domaine de fréquence, on a :

$$\tau_j j \omega i_c + \frac{i_c}{\omega_0} = \beta' I_0 e_a + i_g \quad (57)$$

en tenant compte de la condition d'avalanche ($\beta_0 \neq \alpha_0 e^{-(\alpha_0 - \beta_0) l_a}$) on a la source de bruit blanc égale à :

$$\langle i_g \rangle^2 = 2 q I_0 B \quad (58)$$

B = bande passante

q = charge de l'électron

I_0 = courant continu

.../...

a) Impédance de la zone d'avalanche.

L'impédance est :

$$Z_a = \frac{e a l_a}{i c} \quad (59)$$

Des équations (57) et (59) on peut déduire l'impédance de la zone d'avalanche annulant le terme de bruit ($i_g = 0$)

$$Z_a = \frac{(j\omega\tau i + \frac{1}{M_0}) l_a}{I_0 \mu'} \quad (60)$$

D'où on peut définir les paramètres suivants de la zone d'avalanche :

$$L_a = \frac{\tau i l_a}{I_0 \mu'} ; R_a = \frac{l_a}{M_0 I_0 \mu'} ; Q_0 = \frac{L_a \omega}{R_a} = M_0 \tau i \omega$$

L_a = self avalanche,

R_a = résistance série zone avalanche,

Q_0 = coefficient de qualité zone avalanche.

Si on tient compte du courant de déplacement, on associe la capacitance C_a qui est égale à :

$$C_a = \frac{\epsilon A}{l_a}$$

La pulsation d'avalanche ω_a qui est la pulsation de résonance est définie par :

$$\omega_a^2 = \frac{1}{L_a C_a} = \frac{I_0 \mu'}{\epsilon A \tau i}$$

En reportant la valeur de i_c (équation 53) dans l'équation 57 on trouve la valeur de la tension d'avalanche égale à : ($\mu_a = e a l_a$)

$$\mu_a = \frac{1}{C_a} \frac{(j\omega \tau i + \frac{1}{M_0}) i_T - i_g}{j\omega (j\omega \tau i + \frac{1}{M_0}) + \tau i \omega_a^2} \quad (61)$$

.../...

b) - Impédance de la zone de transit (des électrons)

Dans un premier stade, on calcule l'impédance correspondant à la zone de transit des électrons.

A partir de l'éq. 52 on déduit le courant de conduction qui est égal à :

$$i_c = \frac{I_0 \lambda' Ca + i_g}{j\omega \tau i + \frac{1}{M_0}} \quad (62)$$

De l'équation 53 on peut déduire que :

$$e_a = \frac{jT - i_c}{j \omega \epsilon A} \quad (63)$$

En portant les deux valeurs (équations 62 et 63) précitées dans l'équation 54 on trouve la tension totale de la zone de transit des électrons égale à :

$$u_t = \frac{1}{j\omega C_{tn}} \left[i_T \frac{(1 - \tau i \omega a^2 (\lambda n - jX_n))}{j\omega(j\omega\tau i + \frac{1}{M_0} + \frac{\omega a^2 \tau i}{j\omega})} - \frac{i_g (\lambda n - jX_n)}{j\omega\tau i + \frac{1}{M_0} \frac{\omega a^2 \tau i}{j\omega}} \right] \quad (64)$$

$$\text{avec } c_{tn} = \frac{\epsilon A}{x_n - l_n}$$

En supposant $i_g = 0$ dans l'équation (64), on obtient l'impédance due à la zone de transit des électrons

$$Z_{tn} = R_{tn} + j X_{tn}$$

$$R_{tn} = \frac{\omega a^2}{\omega c_{tn} \left[\omega^2 \left(1 - \frac{\omega a^2}{\omega^2}\right) + \frac{\omega^2}{Qa^2} \right]} \left[X_n \left(1 - \frac{\omega a^2}{\omega^2}\right) - \frac{\lambda n}{Qa} \right]$$

$$X_{tn} = \frac{1}{\omega c_{tn} \left[\left(1 - \frac{\omega a^2}{\omega^2}\right)^2 + \frac{1}{Qa^2} \right]} \left[\left(1 - \frac{\omega a^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{\omega a^2}{\omega^2} (1 - \lambda n)\right) + \frac{1}{Qa} \left(\frac{1}{Qa} + \frac{\omega a^2}{\omega^2} X_n\right) \right]$$

.../...

c) - Impédance totale

Pour le calcul de l'impédance totale, on tient compte des deux zones de transit (électrons (n) et trous (p)) on trouve la tension totale aux bornes de la diode égale à :

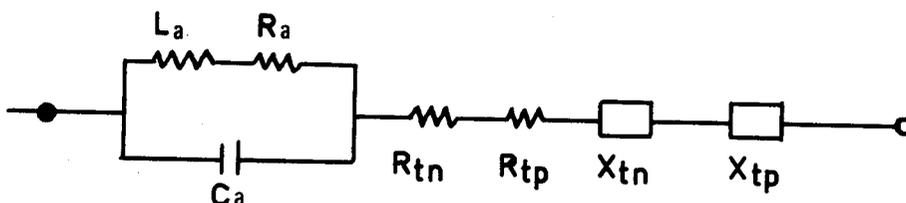
$$u_T = \frac{i_T}{j\omega(j\omega\tau_i + \frac{1}{M_0} + \frac{\omega a^2}{j\omega} \tau_i)} \left[\frac{1}{C_a} (j\omega\tau_i + \frac{1}{M_0}) + (j\omega\tau_i + \frac{1}{M_0} + \frac{\omega a^2 \tau_i}{j\omega}) \left(\frac{1}{C_{tn}} + \frac{1}{C_{tp}} \right) - \frac{\omega a^2}{j\omega} \tau_i \left(\frac{\lambda_p - jX_p}{C_{tp}} + \frac{\lambda_n - jX_n}{C_{tn}} \right) \right] - \frac{i_g}{j\omega(j\omega\tau_i + \frac{1}{M_0} + \frac{\omega a^2}{j\omega} \tau_i)} \quad (65)$$

$$\left[\frac{1}{C_a} + \left(\frac{\lambda_p - jX_p}{C_{tp}} \right) - \left(\frac{\lambda_n - jX_n}{C_{tn}} \right) \right]$$

L'impédance totale de la diode est déduite de l'équation (65) en annulant le terme de bruit i_g ($i_g = 0$) :

$$Z_T = \frac{1}{j\omega(j\omega\tau_i + \frac{1}{M_0} + \frac{\omega a^2}{j\omega} \tau_i)} \left[\frac{1}{C_a} (j\omega\tau_i + \frac{1}{M_0}) + (j\omega\tau_i + \frac{1}{M_0} + \frac{\omega a^2}{j\omega} \tau_i) \left(\frac{1}{C_{tn}} + \frac{1}{C_{tp}} \right) - \frac{\omega a^2}{j\omega} \tau_i \left(\frac{\lambda_p - jX_p}{C_{tp}} + \frac{\lambda_n - jX_n}{C_{tn}} \right) \right] \quad (66)$$

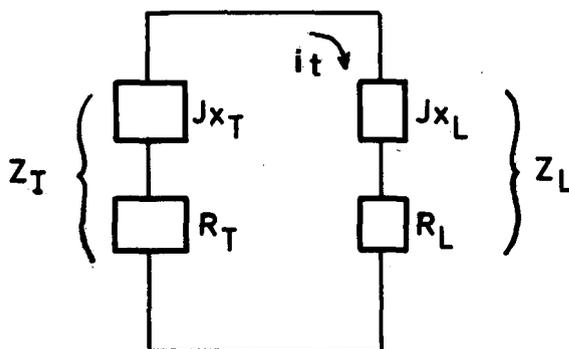
L'impédance totale de la diode peut être représentée par la figure (34)



- FIG: 34 -

III. 3-2 Structure hyperfréquence

La structure hyperfréquence d'un oscillateur à diode à avalanche (sans bruit) peut être représentée par le circuit équivalent simplifié de la figure 35.



-FIG: 35-

où l'impédance totale de la diode est égale à : $Z_T = -R_T \pm JX_T$ et l'impédance de charge vue de la diode est égale à : $Z_L = R_L + JX_L$.

Si on tient compte de la condition d'oscillation, on a :

$$Z_L + Z_T = 0$$

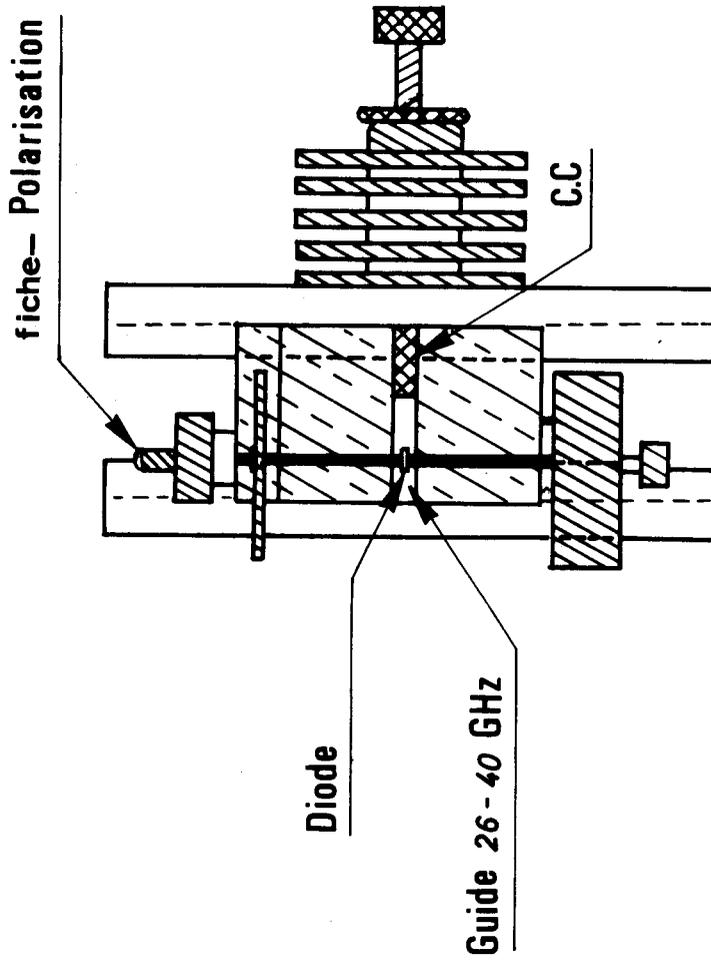
d'où on peut déduire $\boxed{[\text{real } Z_T] = R_L}$ (67)

III. 3-3 Montures utilisées

Les caractéristiques des deux types de montures utilisées sont montrées dans le tableau n° 14 et les figures (36) (37) donnent les caractéristiques mécaniques des oscillateurs utilisés.

.../...

OSCILLATEUR A DIODE AVALANCHE

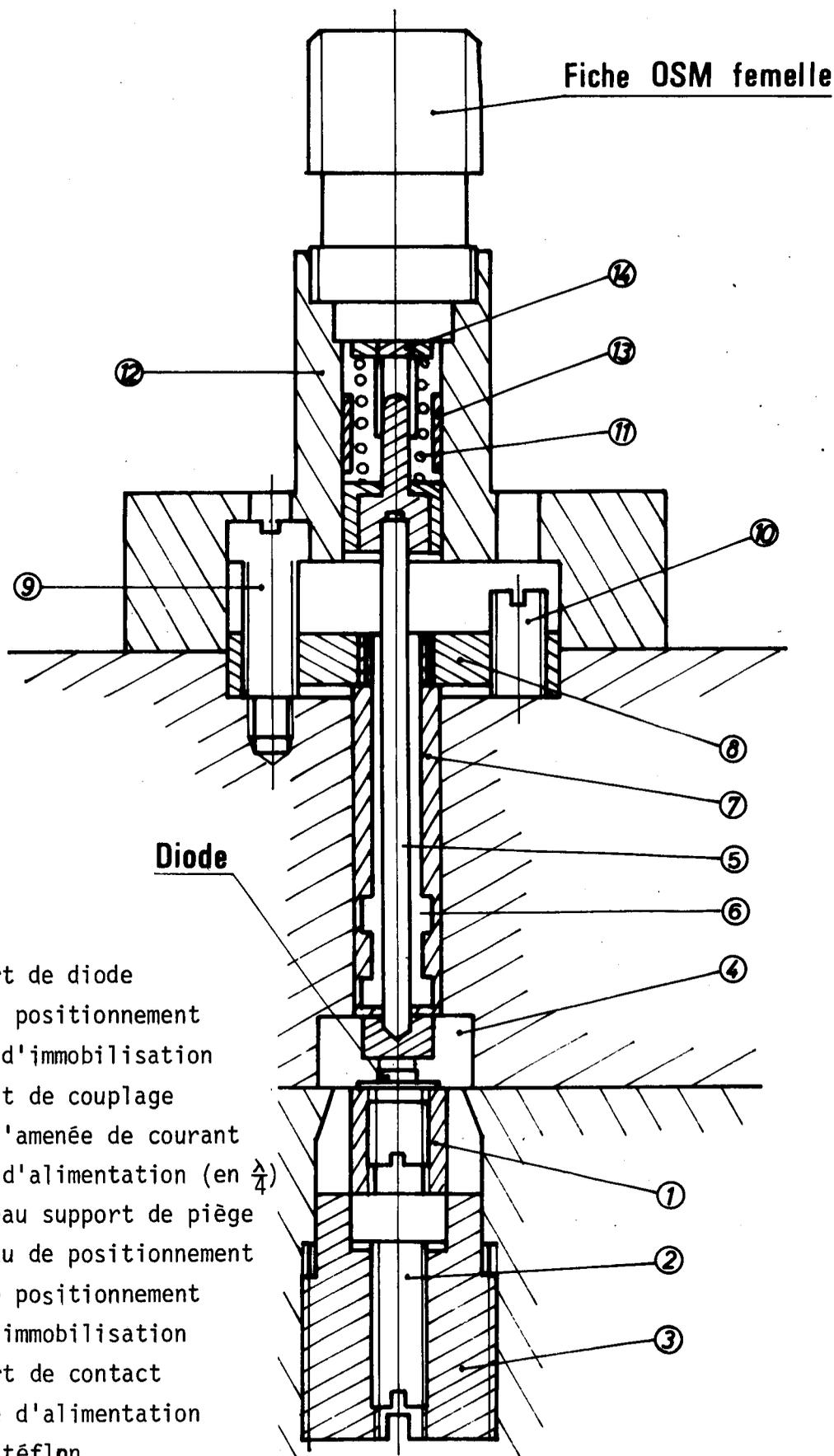


Monture N° E 42/8p

FIGURE 36



OSCILLATEUR MONTURE "TH 5104"



- 1 - Support de diode
- 2 - Vis de positionnement
- 3 - Pince d'immobilisation
- 4 - Elément de couplage
- 5 - Tige d'amenée de courant
- 6 - Piège d'alimentation (en $\frac{\lambda}{4}$)
- 7 - Fourreau support de piège
- 8 - Plateau de positionnement
- 9 - Vis de positionnement
- 10 - Vis d'immobilisation
- 11 - Ressort de contact
- 12 - Colonne d'alimentation
- 13 - Bague téflon
- 14 - Pince de contact

FIGURE 37

MONTURE N°	Particularités de la diode						Valeurs de fonctionnement				
	Lot n°	Cj - 6V (pF)	Vc (Vol)	Rth (°C/W)	I max (mA)	Ift (ma)	Vft (Vol)	Po (mw)	Rendement %	fo (GHz)	
E42/8 P	JA 1334 A E 142 (8)	0,45	28	33,5°	170	140	34,4	140	3 %	39,8	
tH 5104 N° 33	2523 1/2 E 173	0,47	26,2	31°	144	162	32,8	177,8	4 %	39,8	

TABLE N° 14



III. 3-4 Résultats typiques à puissance maximale

L'oscillateur à diode à avalanche mesuré a les caractéristiques suivantes :

$$\begin{aligned} P_o &= 150 \text{ mW} \\ F_o &= 39,89 \text{ Hz} \\ I_o &= 140 \text{ mA} \\ Q_{ex} &= 64 \text{ (Réf. annexe Ch. 2) (2c)} \end{aligned}$$

III. 3-4-1 Mesures du bruit AM

a) - Les résultats des mesures du bruit AM en simple bande sont donnés dans la fig. 38. En ordonnée, on a la puissance du bruit AM par rapport à la puissance de la porteuse $\left[\frac{P_{AM}}{P_o} \right]$ en dB, et en abscisse, on a la fréquence de modulation en MHz (bande de mesure de 100 Hz).

Pour comparaison on présente aussi les mesures de bruit d'un klystron - Réf. Ch. 2 - qui est inférieur de ≈ 20 dB dans toute la gamme de fréquence fm mesurée.

b) - La figure 38 donne les résultats du facteur "Noise Measure" AM (simple bande) en dB en fonction de la fréquence de modulation en MHz. Si on compare avec les mesures d'un klystron, on peut déduire : le "Noise Measure" AM du klystron est pratiquement constant soit ≈ 51 dB et l'oscillateur à diode à avalanche présente un "Noise Measure" AM variant de 55 à 72 dB.

III. 3-4-2 Mesures du bruit FM

a) - Les résultats des mesures de bruit FM en simple bande sont montrés dans la fig. 40 dans une bande de mesure de 100 Hz. En ordonnée, on a les fluctuations de fréquence efficaces en Hz (Δf_{rms}) et en abscisse la fréquence de modulation fm en MHz. Si on effectue les comparaisons avec les mesures de bruit FM d'un klystron on constate que la déviation de fréquence est 10 fois plus importante que pour un klystron.

b) - La figure 41 donne les résultats du facteur "Noise Measure" FM en dB en fonction de la fréquence de modulation en MHz.

Le "Noise Measure" FM mesuré varie de 45 à 48 dB.

Le "Noise Measure" FM du klystron est supérieur d'au moins 5 dB et varie de 57 à 53 dB.

III. 3-4-3 Rapport du bruit AM/FM

Le rapport du bruit AM et FM $\left[\frac{\text{PAM}}{\text{PFM}} \right]_{\text{dB}}$ en dB est donné par la figure 42 en fonction de la fréquence de modulation fm en MHz. Le rapport décroît de 6,5 dB à 3 dB en fonction de l'augmentation de la fréquence de modulation fm qui varie de 10 MHz à 200 MHz.

BRUIT AM

B = 100 Hz

f₀ = 39,8 GHz

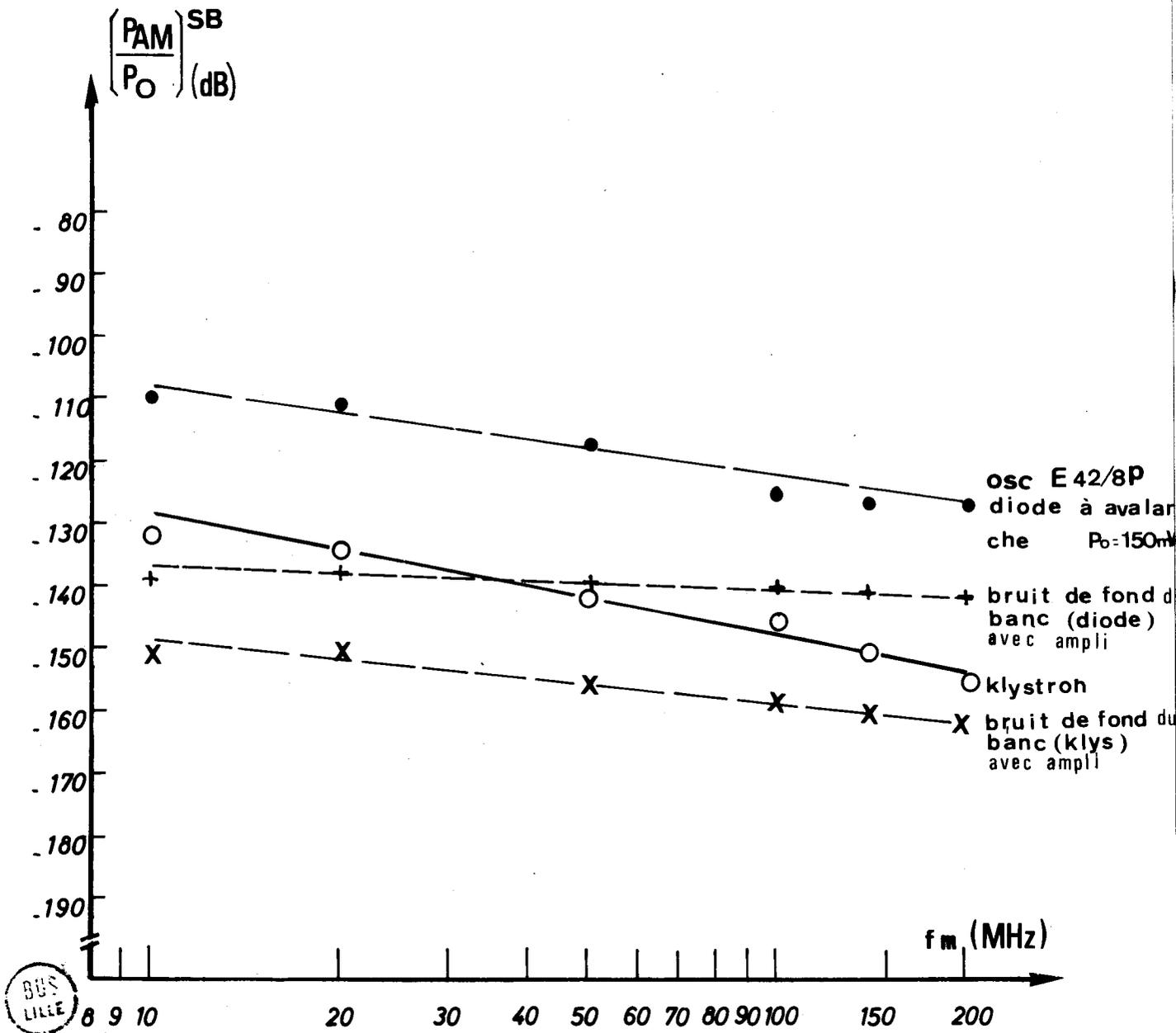


FIGURE 38

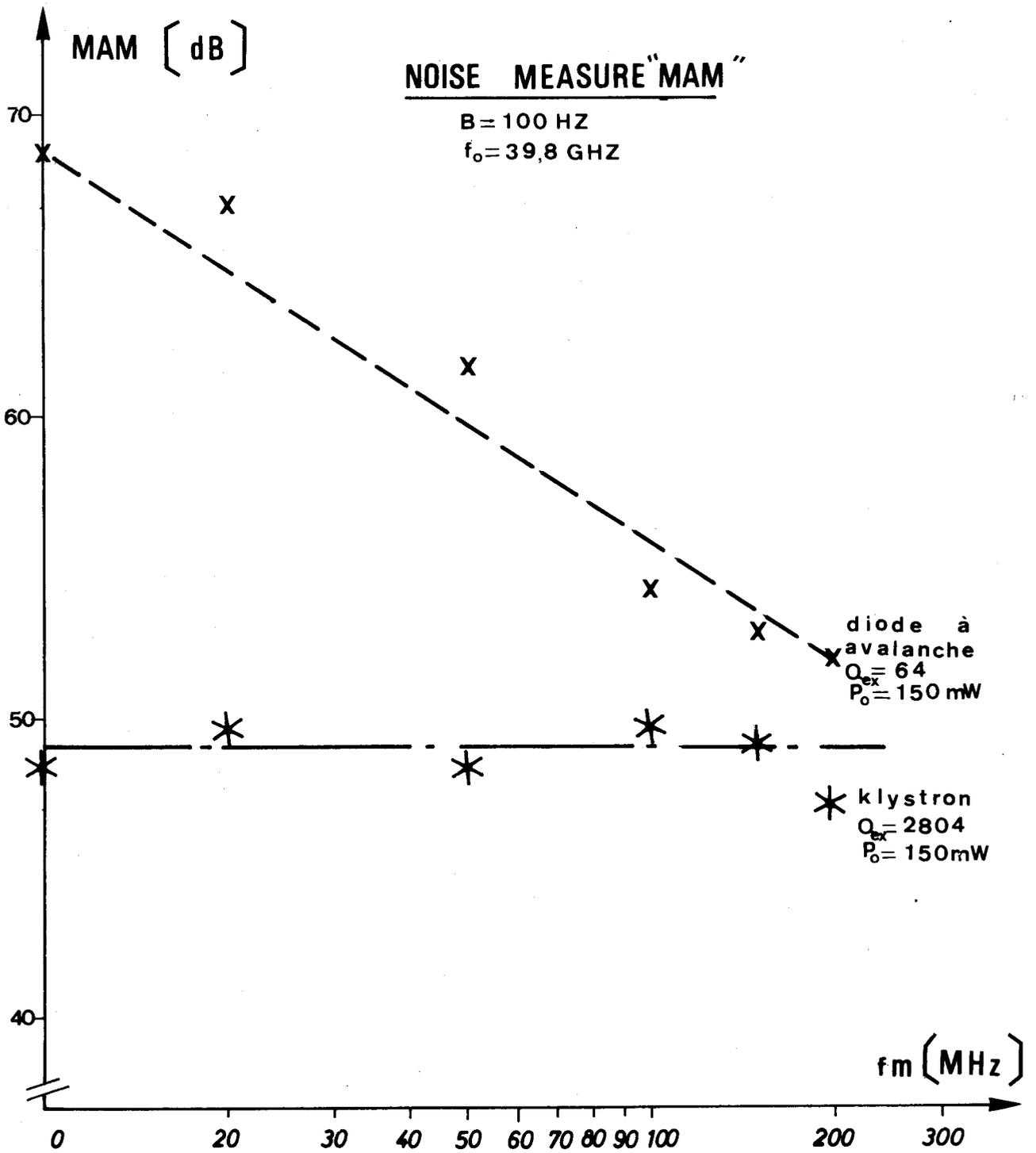


FIGURE 39

BRUIT FM

$B = 100 \text{ Hz}$
 $f_0 = 39,8 \text{ GHz}$

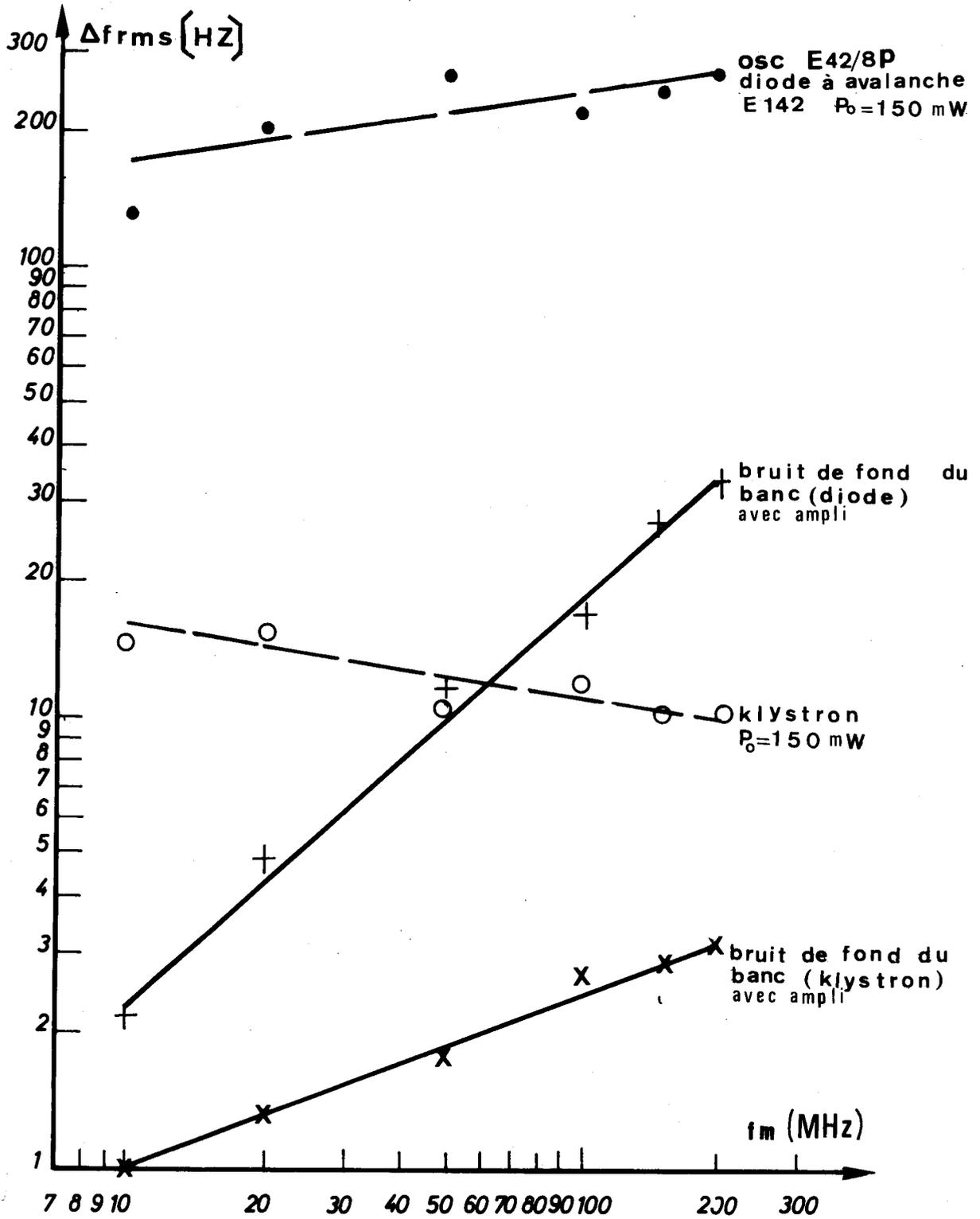


FIGURE 40

NOISE MEASURE "FM"

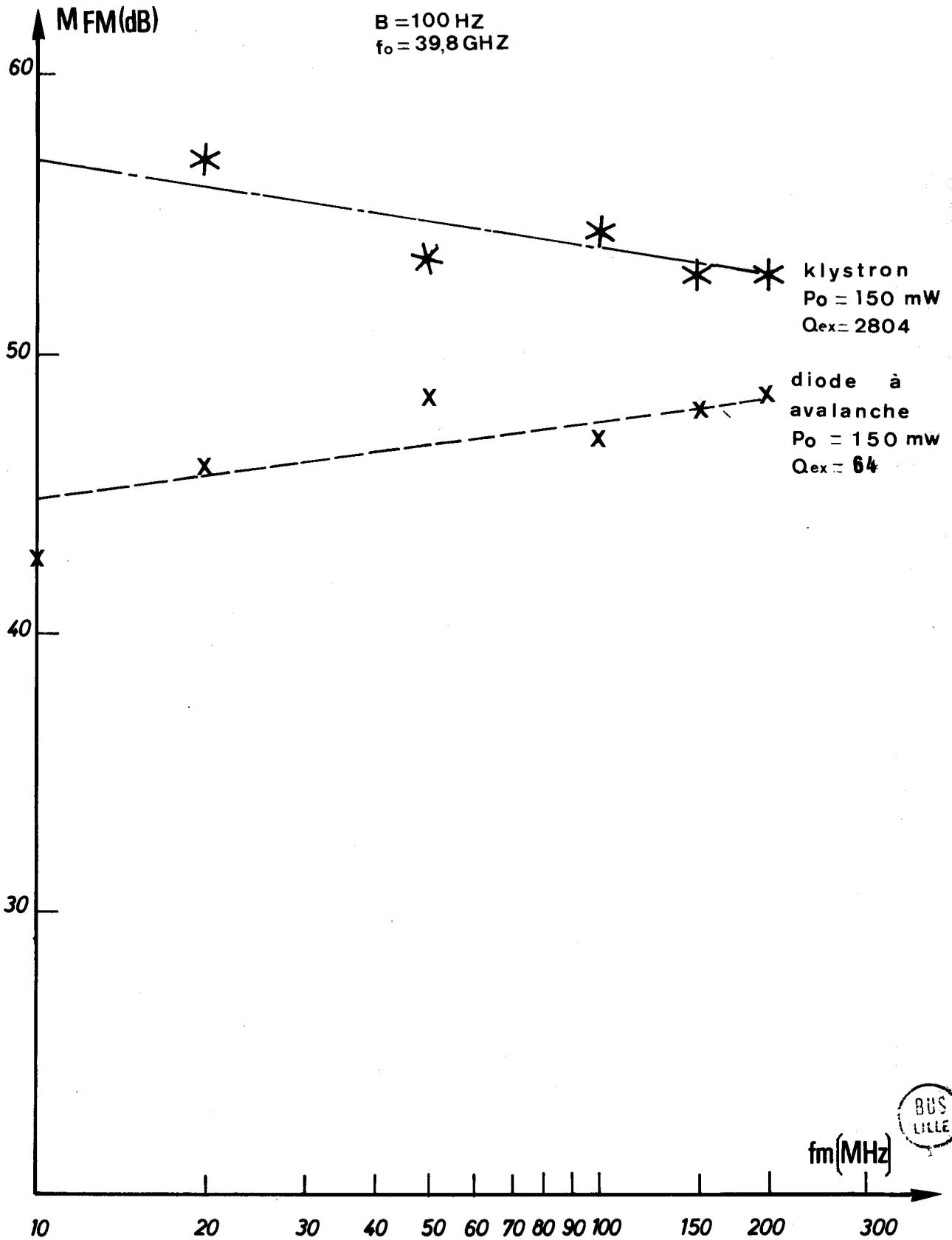


FIGURE 41

RAPPORT DE BRUIT AM/FM en (dB)

$f_0 = 39,8$ GHz

$I_0 = 140$ mA

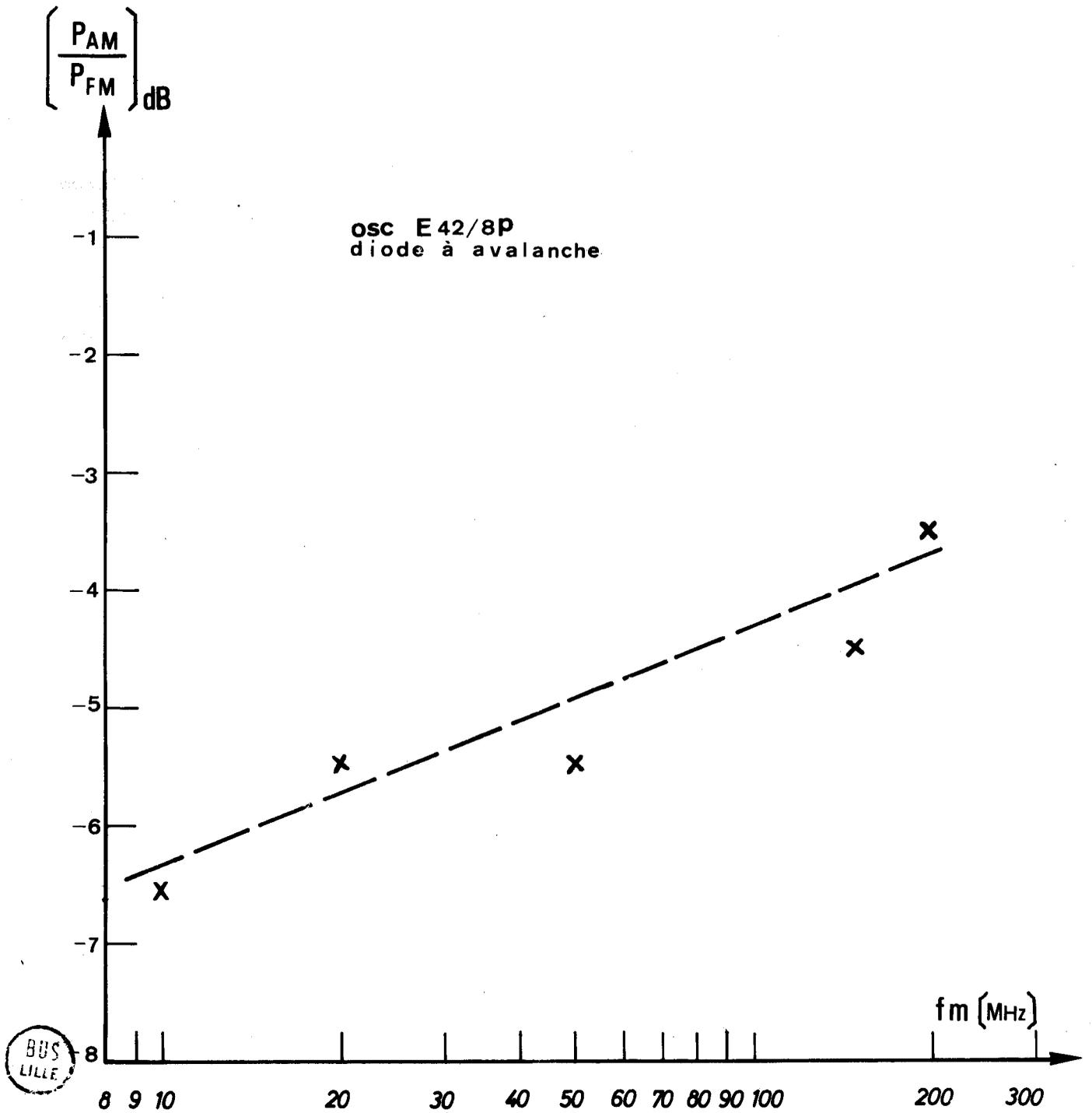


FIGURE 42

III - 4 RESULTATS

III. 4-1 Mesures à différents courants et à puissance maximale

a) Premier essai de mesures

On utilise le montage de l'oscillateur E42/8P (fig. 36) dont les caractéristiques se trouvent dans le tableau n° 14. L'oscillateur à courant I_o variable présente les caractéristiques suivantes :

I_o	P_o
135 mA	158,5 mW
140 mA	114,8 mW
144 mA	128,8 mW

et pour les valeurs : $I_o < 138$ mA la puissance $P_o \approx 0$
 $I_o > 144$ mA la puissance $P_o \approx 0$

Les résultats de mesures du bruit AM et FM sont donnés dans les figures (43) et (44) dans une bande de 100 Hz. D'après l'analyse des mesures effectuées, on détermine que celles-ci ne sont pas assez significatives car il n'y a pas assez de variations du courant de polarisation.

b) Deuxième essai de mesures

A cet effet, on utilise l'oscillateur TH 5104 (fig. 37) à diode à avalanche qui possède les caractéristiques montrées dans le tableau 14 (Réf.25)

L'oscillateur à courant de polarisation variable présente les caractéristiques suivantes.:

f_o (GHz)	I_o (mA)	P_o (dBm)	Q_x
38,8	140	18,2	27,6
39,8	150	20,8	30
39,8	162	22,5	30,5
39,8	170	23,1	31

Les photos 6 et 7 montrent la dégradation du signal lorsqu'on passe de 162 mA à 170 mA.

MESURES AVEC VARIATION DE COURANT

B = 100 Hz $f_c = 39,8$ GHz

- + 137 mA
- 140 mA
- X 144 mA

BRUIT-AM

$$\left(\frac{PAM}{P_0} \right)_{dB}^{SB}$$

Pour $I < 138$ mA

Pour $I > 144$ mA

⇒ $P_0 \rightarrow 0$

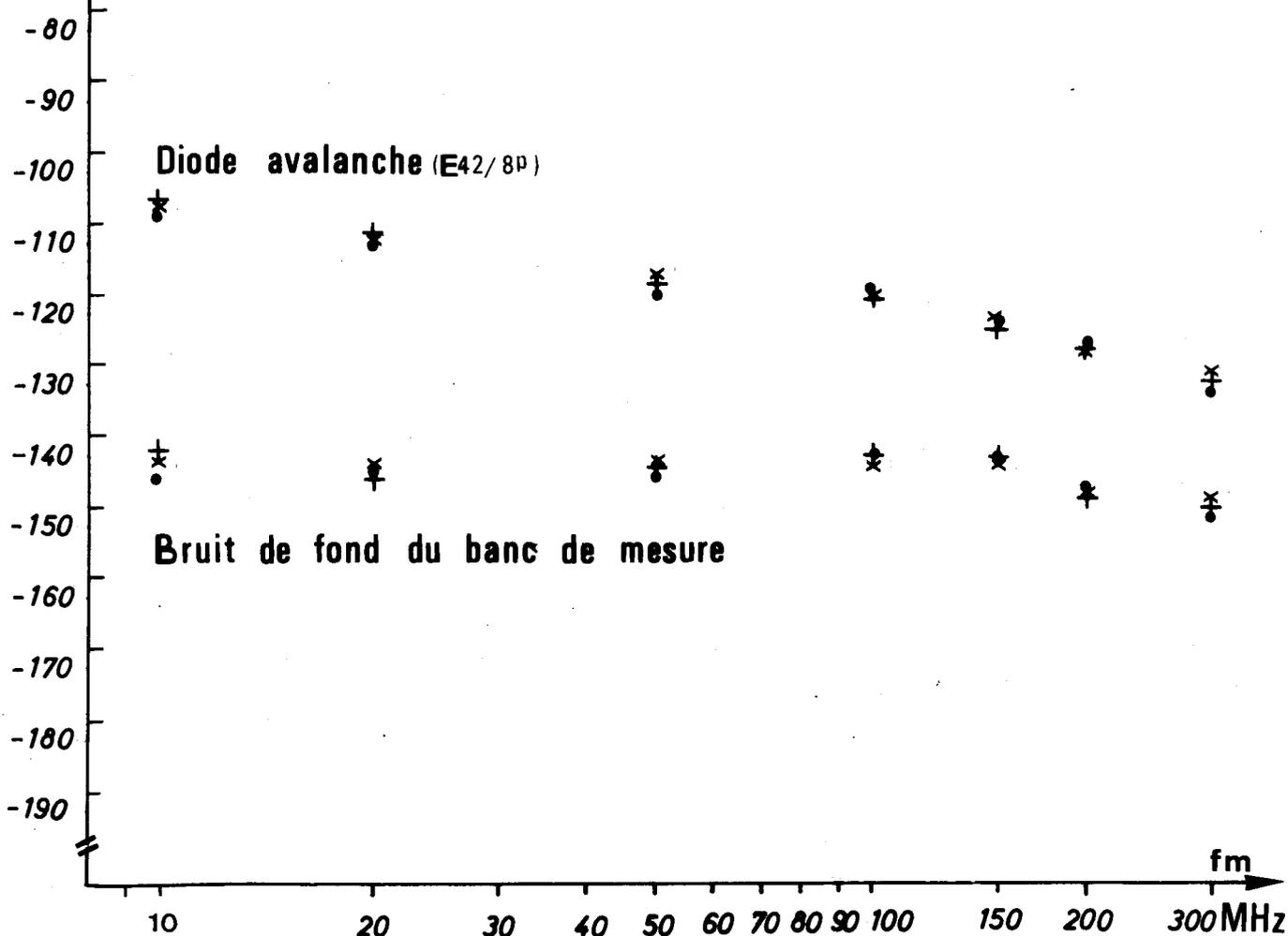


FIGURE 43

B = 100 Hz $f_0 = 39,8$ GHz

+ 137 mA

● 140 mA

X 144 mA

MESURES AVEC VARIATION DE COURANT

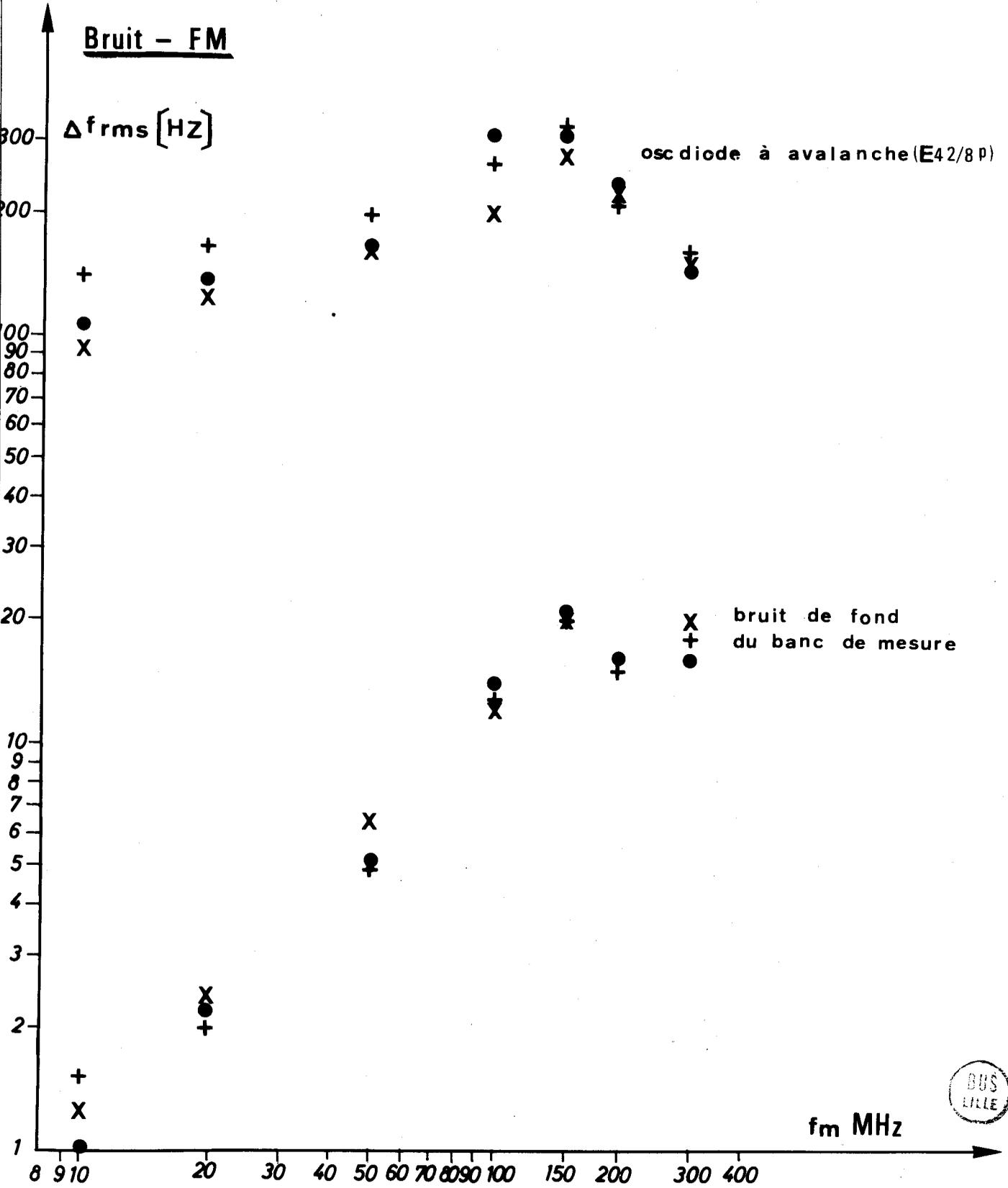


FIGURE 44



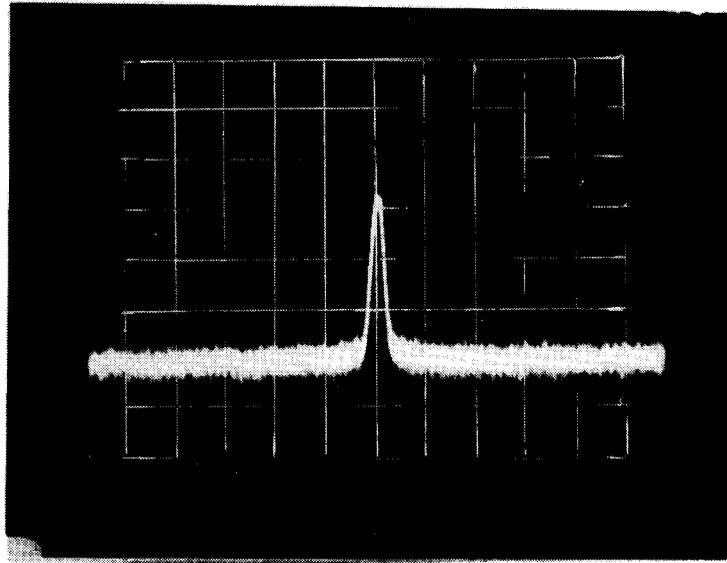


Photo 6

$I_o = 162 \text{ mA}$
 $P_o = 22,5 \text{ dB}$

$A = 30 \text{ dB}$
 $B = 300 \text{ KHz}$

Ord. 10 dB/div
Abs. 5 MHz/div

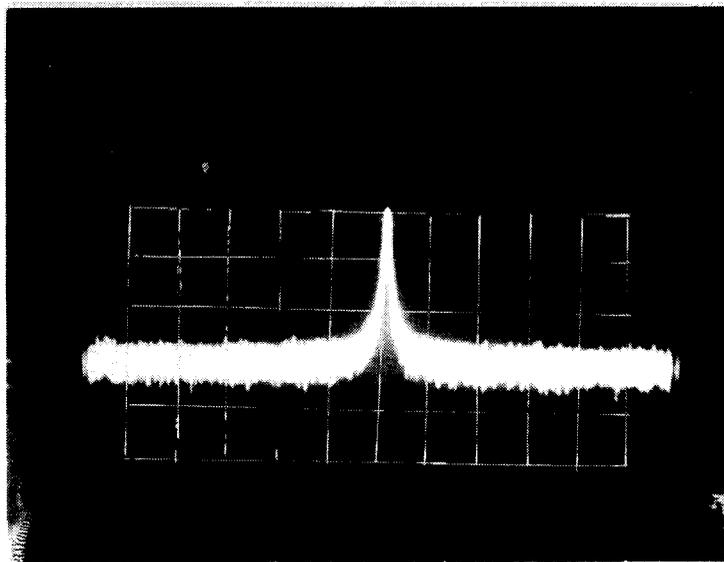


Photo 7

$I_o = 170 \text{ mA}$
 $P_o = 23,1 \text{ dBm}$

$A = 30 \text{ dB}$
 $B = 300 \text{ KHz}$

Ord. 10 dB/div
Abs. 5 MHz/div



III. 4-1-1 Mesures du bruit AM

Les mesures en fonction du courant de polarisation sont montrées dans la figure 45 ; en abscisse, est reportée la fréquence de modulation en MHz, et en ordonnée, le rapport $\frac{P_{AM}}{P_0}$ dB dans une bande de 100 Hz (simple bande).

On peut observer l'augmentation sensible du bruit AM avec le courant de polarisation.

La fig. 46 donne les résultats de "Noise Measure" AM en dB en fonction de la fréquence de modulation fm en MHz.

Le facteur "Noise Measure" augmente en fonction de l'accroissement du courant de polarisation I_0 .

III. 4-1-2 Mesures du bruit FM

La fig. 47 montre les résultats classiques du bruit FM pour quatre courants de polarisation ; en abscisse, est reportée la fréquence de modulation en MHz et en ordonnée les valeurs efficaces du bruit FM (Δf_{rms}) en Hz.

On peut observer l'augmentation importante du bruit FM en fonction de l'augmentation du courant de polarisation. Le facteur "Noise Measure" FM en dB, en fonction de la fréquence de modulation en MHz est montré dans la fig. 48.

Le facteur Noise Measure "FM" croît en fonction de l'augmentation du courant de polarisation I_0 .

.../...

BRUIT "AM"

osc. diode à
avalanche (TH 5104)

- * $I_o = 170 \text{ mA}$, $Q_{e_x} = 31$
- X $I_o = 162 \text{ mA}$, $Q_{e_x} = 30,5$
- O $I_o = 150 \text{ mA}$, $Q_{e_x} = 30$
- $I_o = 140 \text{ mA}$, $Q_{e_x} = 27,6$

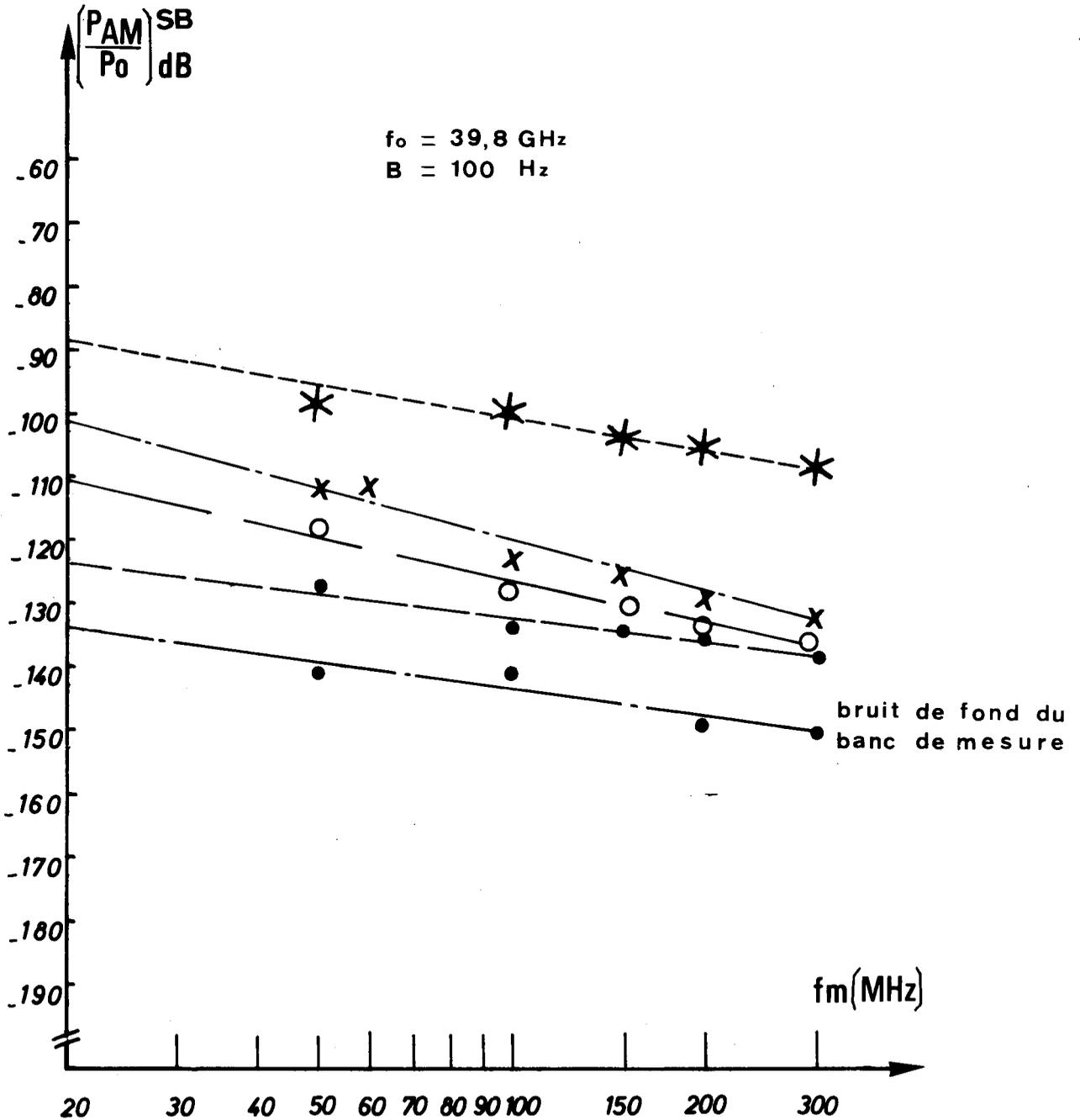


FIGURE 45

NOISE MEASURE "MAM"

- * $I_o = 170 \text{ mA}, Q_{ex} = 31$
- X $I_o = 162 \text{ mA}, Q_{ex} = 30,5$
- O $I_o = 150 \text{ mA}, Q_{ex} = 30$
- $I_o = 140 \text{ mA}, Q_{ex} = 27,6$

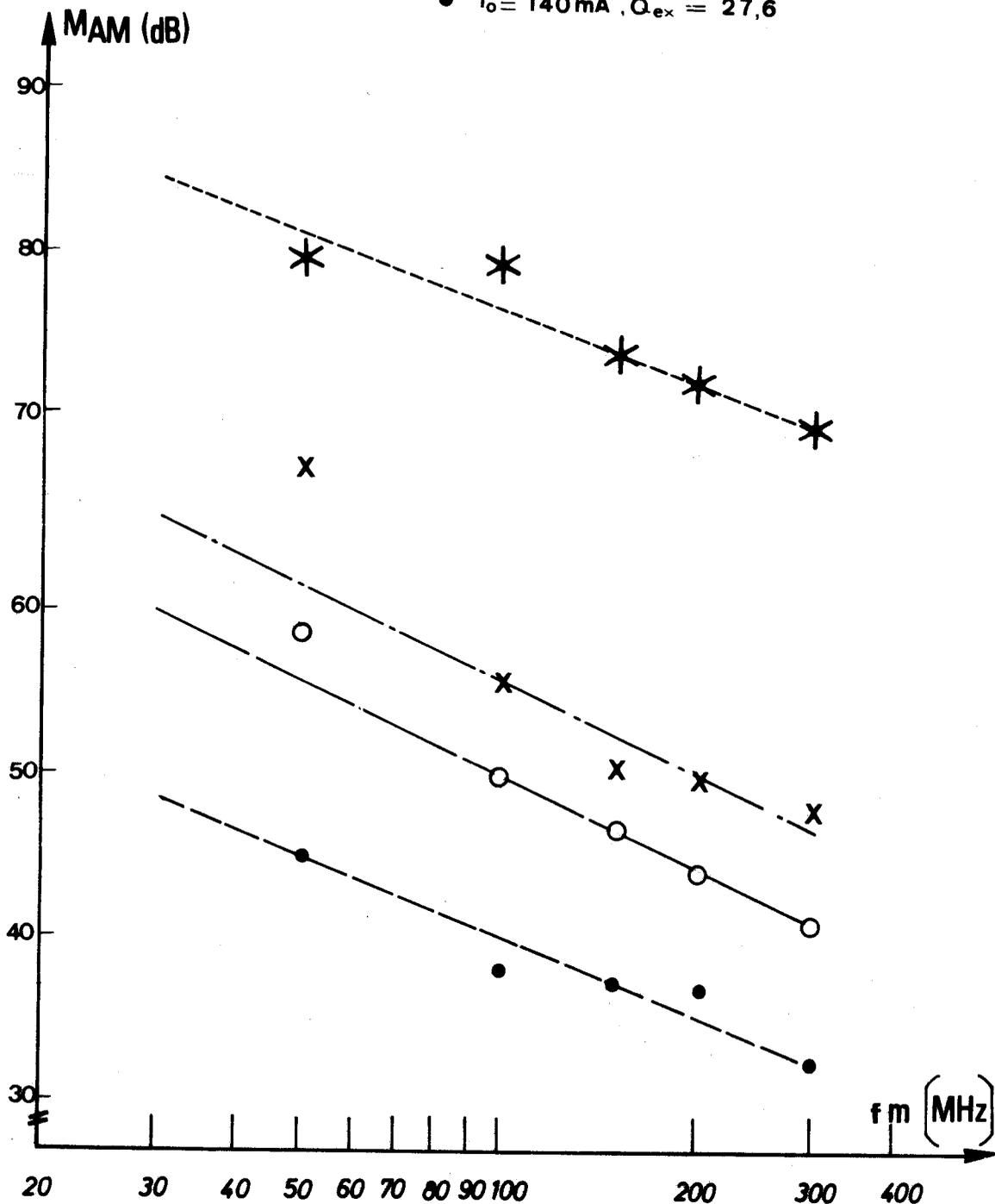


FIGURE 46



BRUIT "FM"

osc. diode à
avalanche (TH 5104)

- * $I_0 = 170 \text{ mA}$, $Q_{e\bar{x}} = 31$
- X $I_0 = 162 \text{ mA}$, $Q_{e\bar{x}} = 30,5$
- O $I_0 = 150 \text{ mA}$, $Q_{e\bar{x}} = 30$
- $I_0 = 140 \text{ mA}$, $Q_{e\bar{x}} = 27,6$

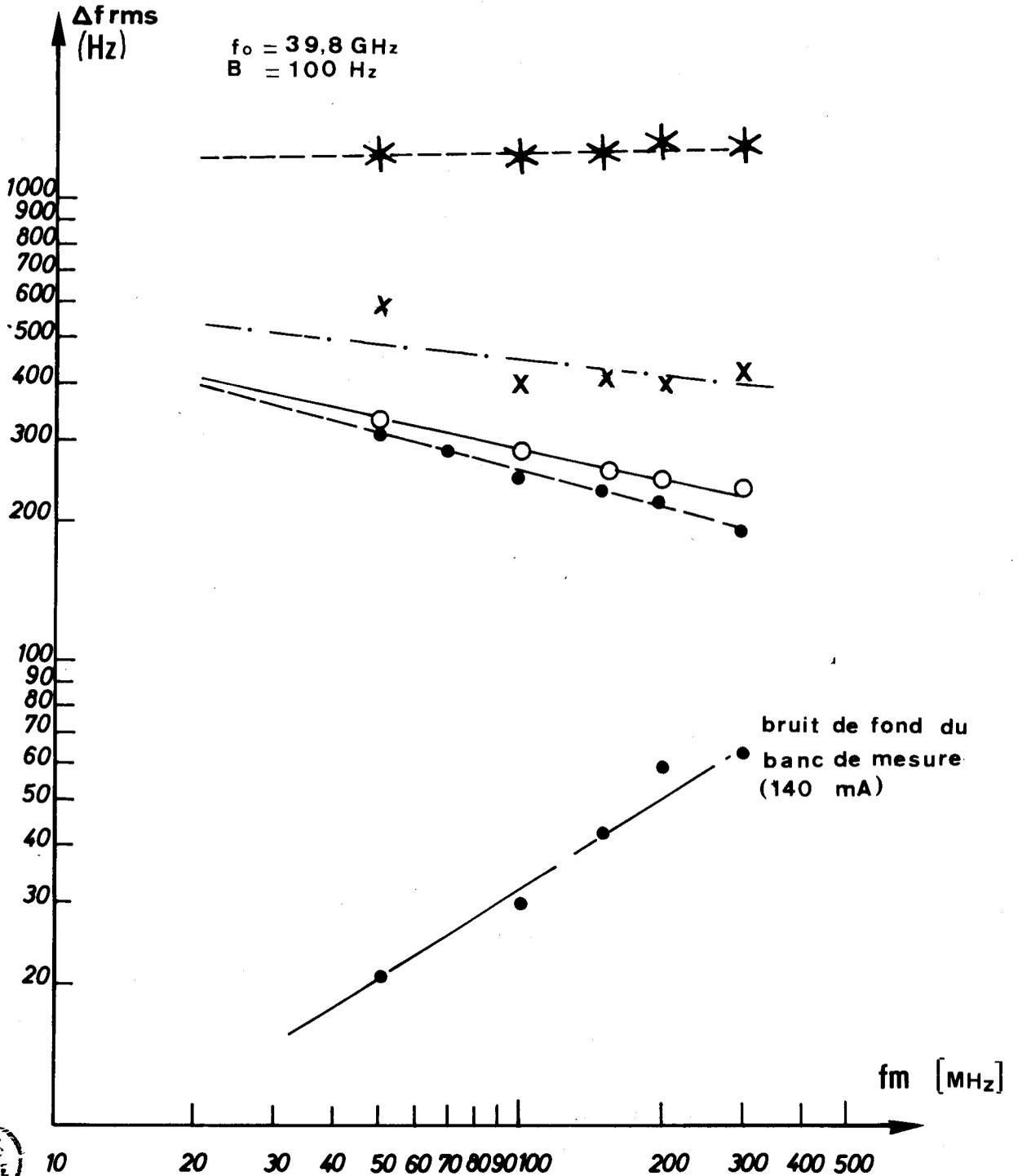


FIGURE 47

NOISE MEASURE 'FM'

- * $I_o = 170 \text{ mA}, Q_{ex} = 31$
- X $I_o = 162 \text{ mA}, Q_{ex} = 30,5$
- O $I_o = 150 \text{ mA}, Q_{ex} = 30$
- $I_o = 140 \text{ mA}, Q_{ex} = 27,6$

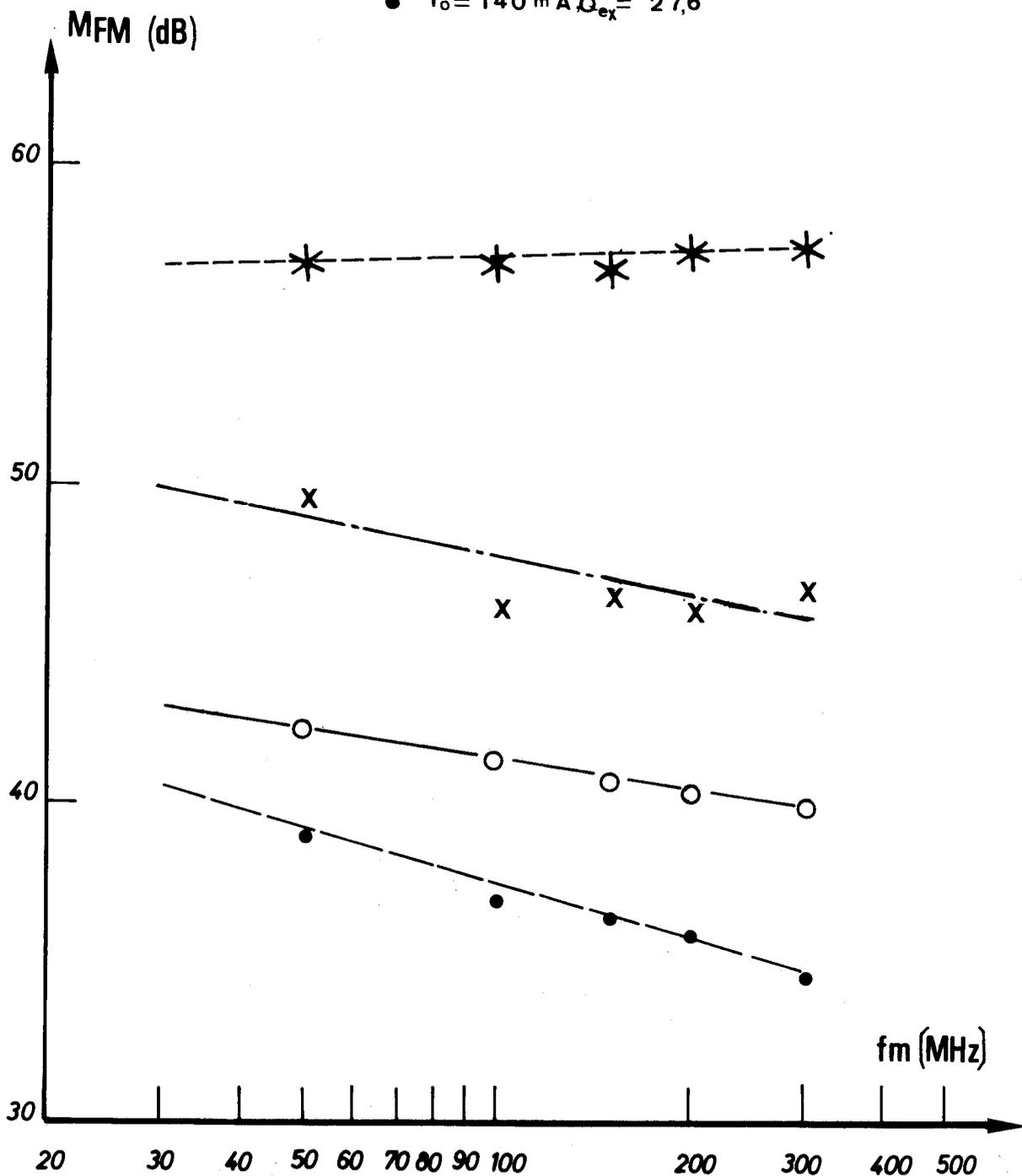


FIGURE 48

III. 4-1-3 Mesures avec l'analyseur de spectre : Réf. Ch. 2-4

Les photos 8, 9, 10 et 11 donnent les résultats des mesures du bruit AM et FM à courant variable (I_0 varie de 140 à 170 mA) dans une bande de mesure de 300 KHz et avec un filtre vidéo de 100 Hz ; en ordonnées, (10 dB/div) et en abscisses, (10 MHz/div). La photo 8 donne la raie d'étalonnage à - 60 dB, à une fréquence de modulation fm = 100 MHz.

Si on veut, par exemple, comparer ces résultats, il faudra faire les corrections suivantes (Réf. Ch. 2-4).

$$- 98 \text{ dB} = \text{bruit AM photo 8 à 100 MHz (fm)}$$

$$1^\circ - \quad - 98 + 2,5 = - 95,5 \text{ dB}$$

$$2^\circ - \quad 300 \times 1,2 = 360 \text{ kHz bande}$$

$$\text{Normalisation à 100 Hz} \quad 10 \log \frac{360 \text{ KHz}}{100 \text{ Hz}} = - 35,56 \text{ dB}$$

$$X = - 95,5 - 35,56 \text{ dB}$$

$X = - 132,06 \text{ dB}$

Les erreurs de mesures sont dues à l'atténuateur d'entrée de l'analyseur de spectre, pour des mesures plus précises et pour aller au-delà de 100 MHz (fm), on utilise le micro-voltmètre sélectif.

III. 4-2 Influence de la puissance délibérée à $I_0 = \text{cte}$

On varie la puissance de l'oscillateur en maintenant le courant de polarisation constant, à l'aide du court-circuit de la cavité de résonance de l'oscillateur et ses vis d'accord en essayant de maintenir la fréquence (39,8 GHz) constante .

Variation de courant

Ord. 10 dB/div

Filtre (Vidéo) = 100 Hz

Abs. 10 MHz/div

B = 300 kHz

fo = 39,8 GHz

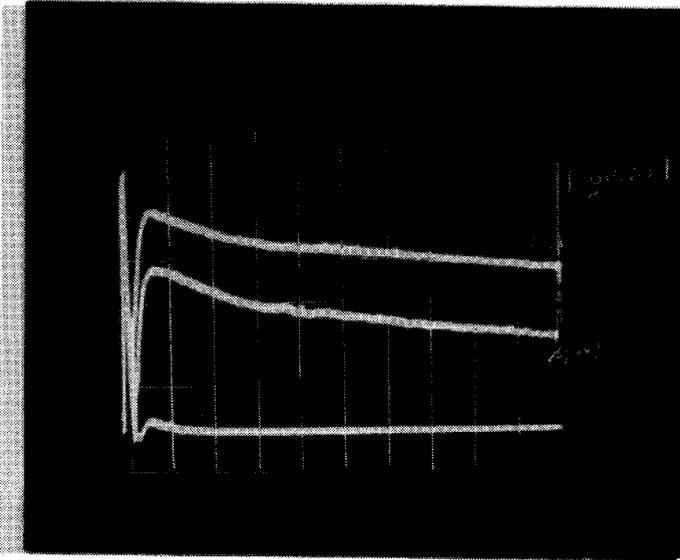


Photo 8

$I_o = 140 \text{ mA}$

$A = 0 \text{ dB}$

$P_o = 18,2 \text{ dBm}$

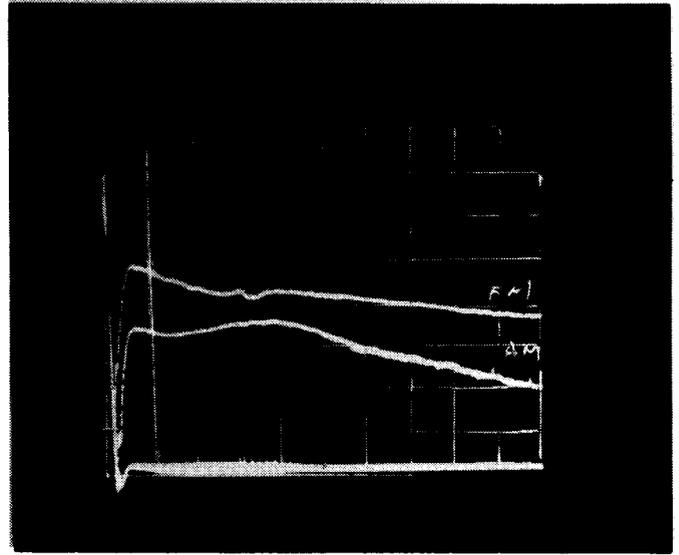


Photo 9

$I_o = 150 \text{ mA}$

$A = 10 \text{ dB}$

$P_o = 20,8 \text{ dBm}$

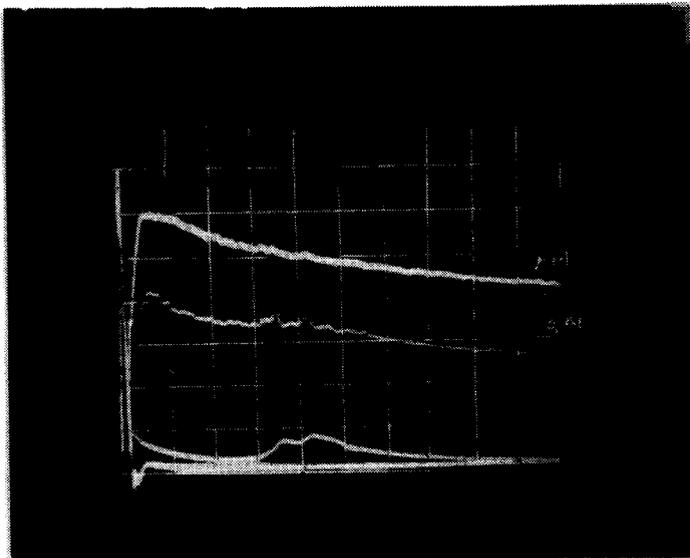


Photo 10

$I_o = 162 \text{ mA}$

$A = 10 \text{ dB}$

$P_o = 22,5 \text{ dBm}$

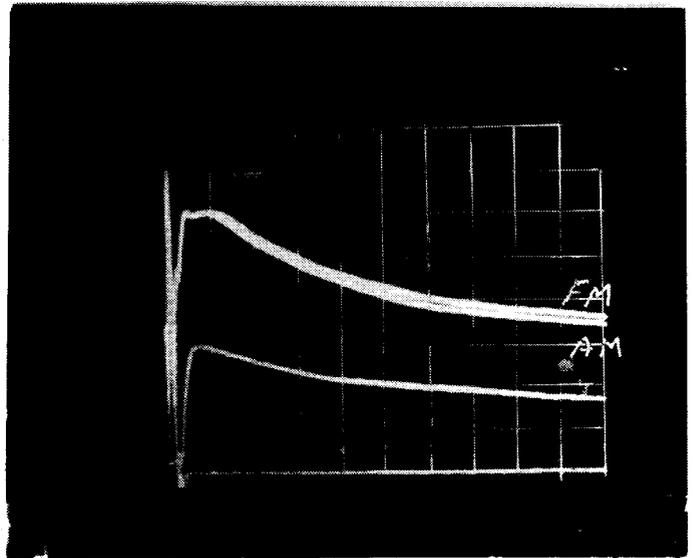


Photo 11

$I_o = 170 \text{ mA}$

$A = 20 \text{ dB}$

$P_o = 23,1 \text{ dBm}$

BUS
LILLE

III. 4-2-1 Mesures du bruit AM-FM

Les mesures ont été réalisées à une seule fréquence de modulation égale à 100 MHz et à un courant de polarisation égal à 162 mA.

III. 4-2-2 Mesures du bruit AM

Les résultats sont donnés dans la fig. 49 ; en ordonnée, la relation de puissance de bruit $\left[\frac{P_{AM}}{P_o} \right]$ en dB et en abscisse, la puissance de sortie P_o en dBm.

Dans une bande de fréquence de 100 Hz (mesures en simple bande) et pour une fréquence de modulation $f_m = 100$ MHz, le bruit AM décroît en fonction de la puissance de sortie. La fig. 50 donne les résultats du Noise Measure "AM" en dB en fonction de la puissance de sortie (P_o) en dBm. Le Noise Measure "AM" présente une légère montée en fonction de l'augmentation de puissance (P_o)

III. 4-2-3 Mesures du bruit "FM"

La fig. 51 montre les résultats du bruit "FM", $\overline{\Delta f_{rms}}$ en [Hz] simple bande en fonction de la puissance de sortie P_o en dBm dans une bande de 100 Hz et une puissance de modulation de 100 MHz.

Le bruit FM varie entre 350 et 400 Hz avec la puissance P_o qui varie de 10 à 23 dBm.

La fig. 52 montre les résultats obtenus. Le facteur "Noise Measure FM" en dB en fonction de la puissance de sortie en dBm est en simple bande (dans une bande de 100 Hz) et une fréquence de modulation de 100 MHz. Le facteur "Noise Measure" croît avec la puissance de sortie et au-dessous de 13 dBm, elle est pratiquement constante.

.../...

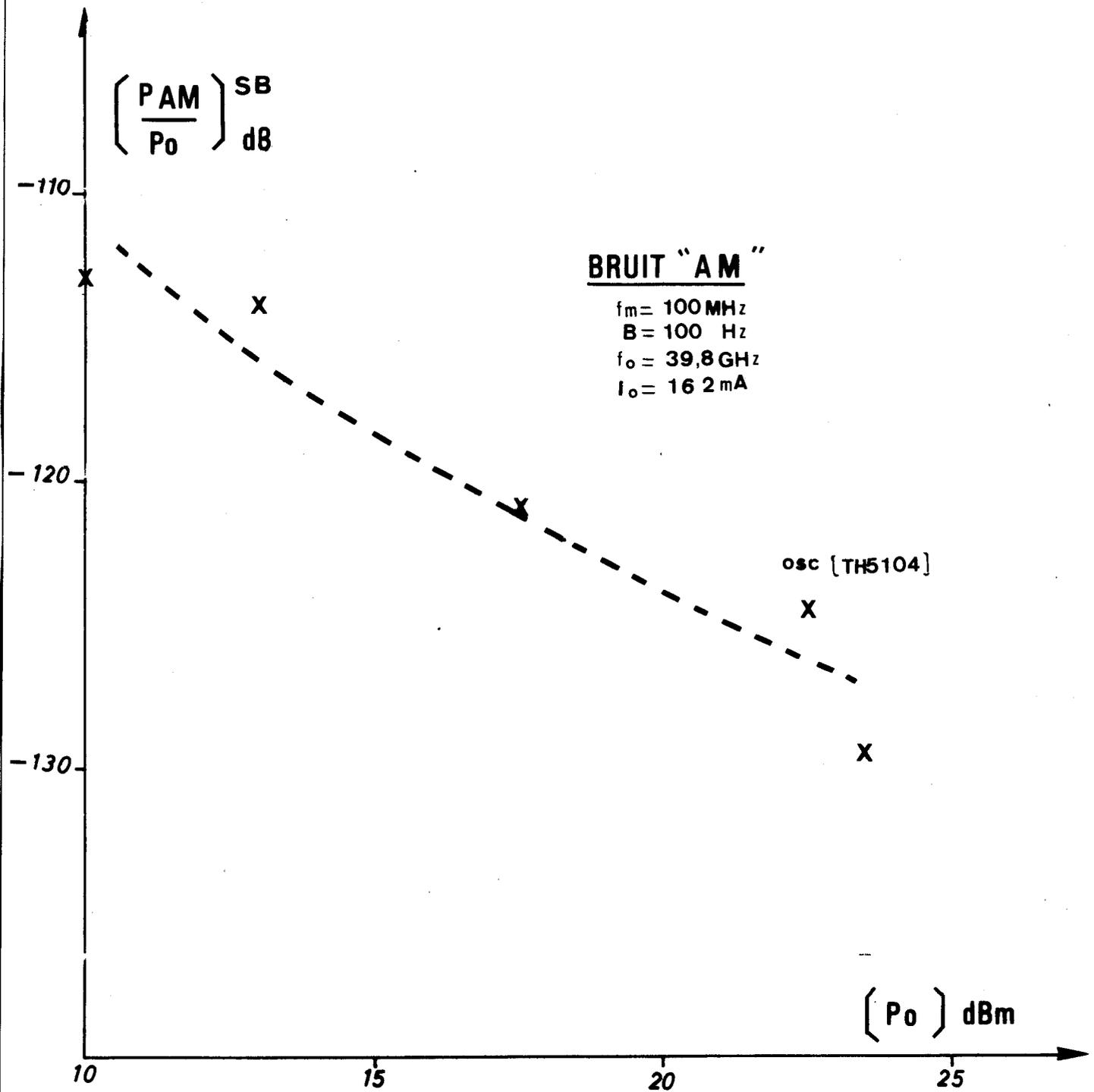


FIGURE 49





M "AM" (dB)

NOISE MEASURE "AM"

$f_m = 100 \text{ MHz}$
 $B = 100 \text{ Hz}$
 $f_0 = 39,8 \text{ GHz}$
 $I_0 = 162 \text{ mA}$

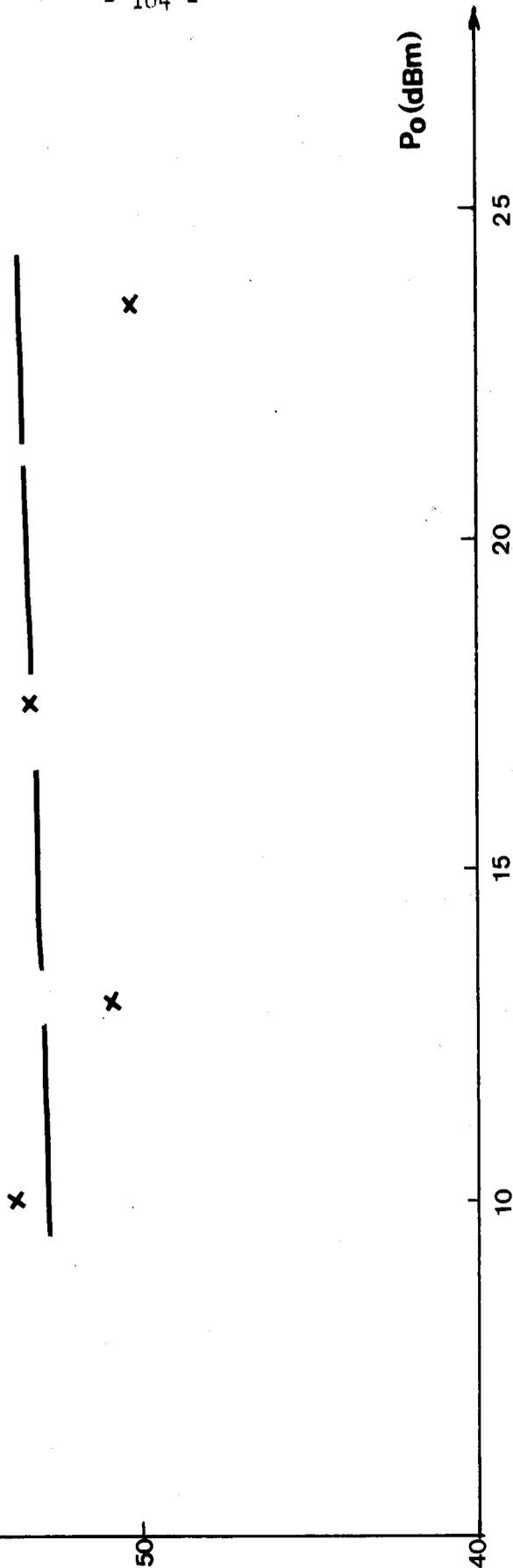


FIGURE 50

BRUIT "FM"

$f_m = 100 \text{ MHz}$
 $B = 100 \text{ Hz}$
 $f_o = 39,8 \text{ GHz}$
 $I_o = 162 \text{ mA}$

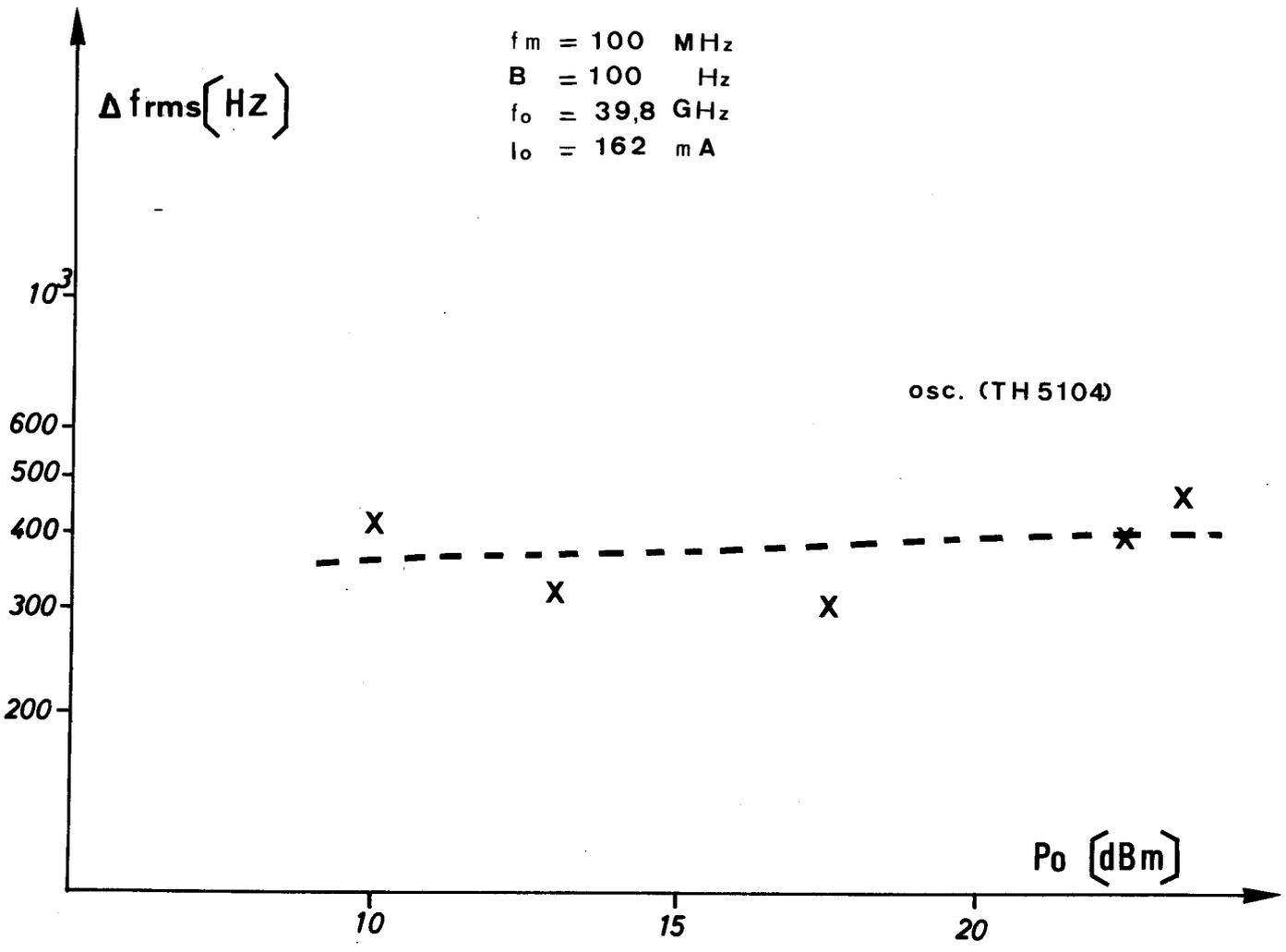


FIGURE 51

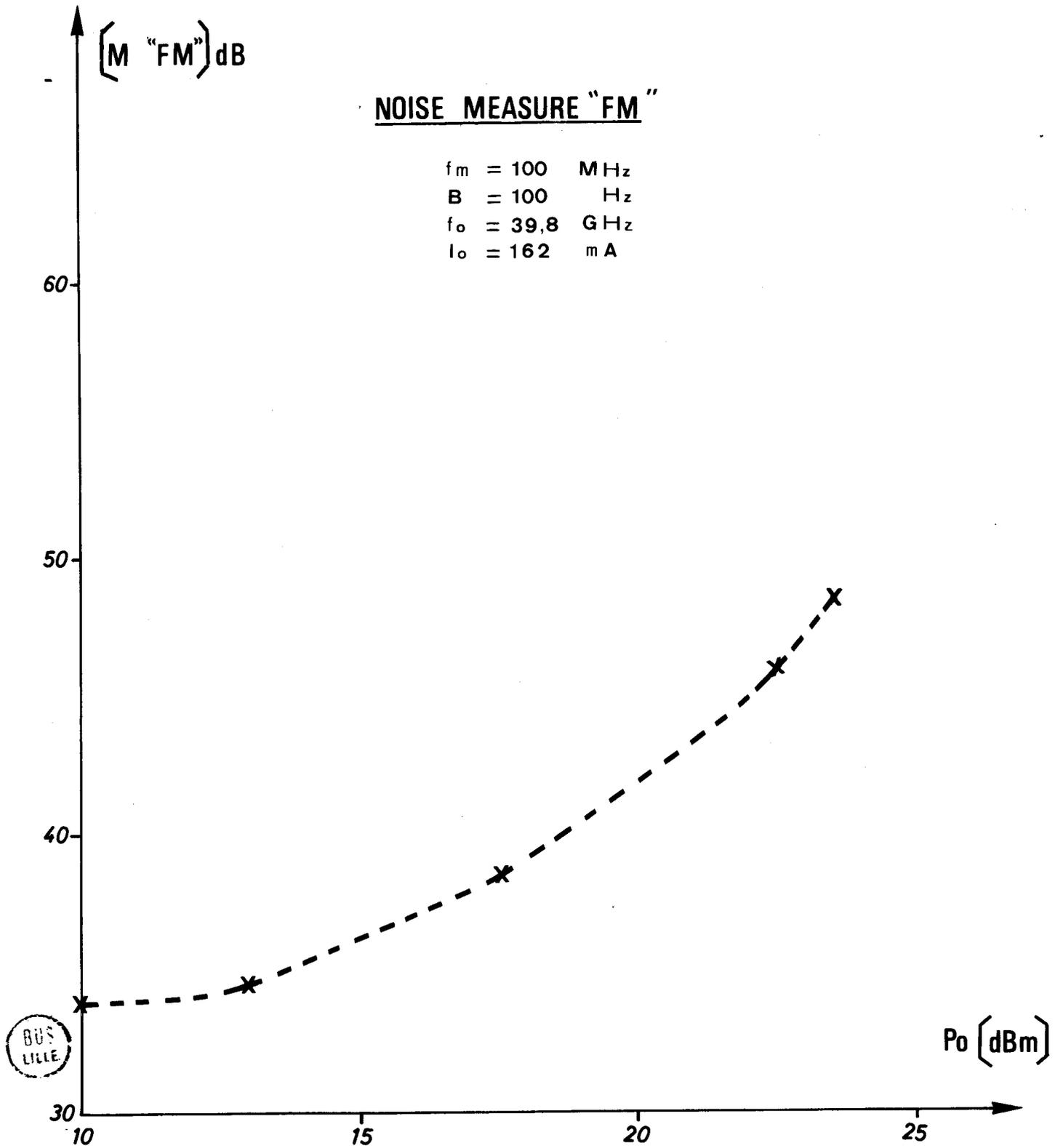


FIGURE 52

III. 4-2-4 Rapport du bruit "AM/FM"

Le rapport du bruit AM sur le bruit FM $\left[\frac{P_{AM}}{P_{FM}} \right]$ en fonction de la puissance de sortie P_o en dBm est donné dans la figure (53).

Le rapport du bruit décroît avec l'augmentation de la puissance de sortie P_o (dBm).



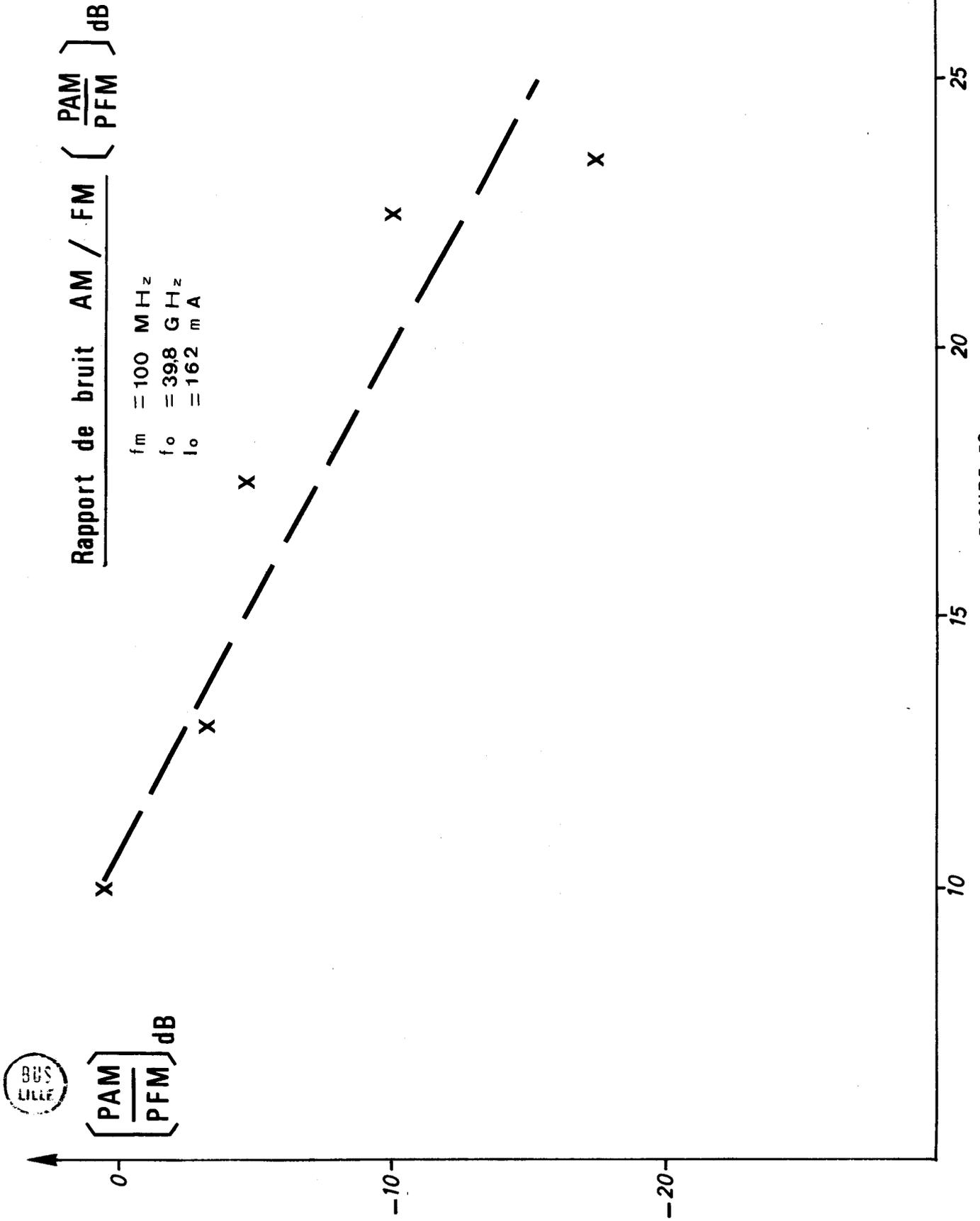


FIGURE 53

C H A P I T R E I V

INTERPRETATION

IV - 1 CALCUL DU FACTEUR "NOISE MEASURE" M (Petit signal)

Avant d'effectuer ce calcul, nous rappelons ci-dessous les bases de la théorie du bruit linéaire, Dans cette théorie :

- a) - nous supposons que le bruit intrinsèque de l'oscillateur FM et AM résulte de "l'amplification linéaire" du bruit primaire près de la fréquence d'oscillation.
- b) - nous entendons qu'aucun effet de mélange ne doit se produire entre les différentes fréquences d'oscillation (régime linéaire).
- c) - nous supposons également que le bruit primaire est une fonction stochastique additive.

IV - 1.1 - Calcul de la tension du bruit

La tension du bruit en circuit ouvert est déduite de l'éq. 65 en annulant le terme i_T ($i_T = 0$) ; (on utilise comme bruit primaire une source de bruit blanc : $\langle i_g^2 \rangle = 2 q I_o B$).

$$\langle u^2 \rangle = \frac{M_o^2 \langle i_g^2 \rangle \left[\left(\frac{1}{ca} + \frac{\lambda_n}{C_{tn}} + \frac{\lambda_p}{C_{tp}} \right)^2 + \left(\frac{X_n}{C_{tn}} + \frac{X_p}{C_{tp}} \right)^2 \right]}{\omega^2 \left[1 + M_o^2 \omega^2 \tau_i^2 \left(1 - \frac{\omega a^2}{\omega^2} \right)^2 \right]} \quad (68)$$



Le circuit équivalent (générateur de Thevenin) est montré dans la fig. 54.

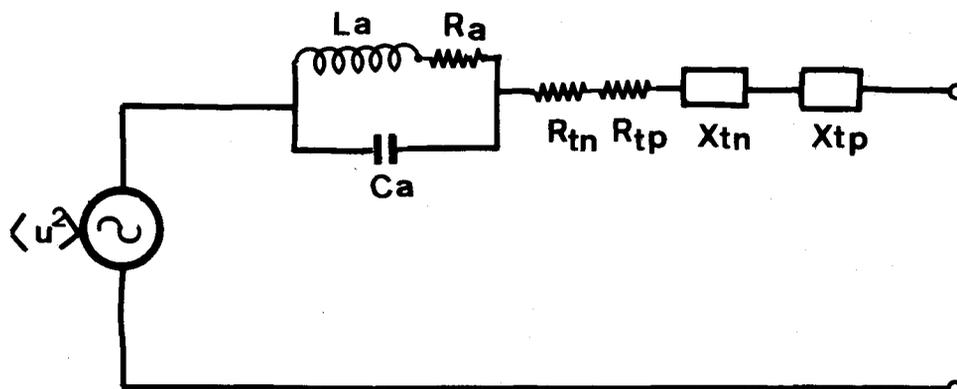


FIGURE 54

IV - 1.2 - Expression théorique du facteur "Noise Measure"

Le facteur "Noise Measure" en régime petit signal est défini par De Loach (Réf. 26) de la façon suivante :

$$M = \frac{F - 1}{1 - \frac{1}{G}} \quad (69)$$

où F est le facteur de bruit en amplification défini au chapitre II-5 et G est le gain. Dans le cas d'oscillation, le gain tend vers l'infini ($G \rightarrow \infty$) et l'éq. 69 devient :

$$M = F - 1$$

Si on tient compte des équations 30 et 31 du chapitre II-5, on peut déduire la relation suivante du facteur "Noise Measure".

$$M = \frac{\langle u^2 \rangle}{4 KTB |\text{réel } R_d|} = \frac{Tr}{To} \quad (70)$$

où $|\text{réel } R_d|$ est le module de la partie réelle de l'impédance négative, et $\langle u^2 \rangle$ est le bruit de tension (circuit ouvert).

IV - 1.3 - Réalisation des calculs

Pour les diodes étudiées, les données qui permettent d'effectuer les calculs se trouvent décrites dans le tableau n° 15.

D'après les équations 68 et 76, on calcule la tension du bruit des diodes et leur résistance négative.

A partir de l'équation 70, on calcule les valeurs du "Noise Measure" en dB pour les deux types de diodes utilisées.

Le tableau n° 16 donne les résultats obtenus

.../...



DIODE	DOPAGE		Surface de jonction (A) cm ²	Xn (m)	Xp (m)	ln (m)	lp (m)	la (m)	$j_1' \left(\frac{m}{V} \right)$	τ_i (ps)
	NA (At/cm ³)	ND (At/cm ³)								
P ⁺ P N N ⁺ 2523 1/2 E 142	5 x 10 ¹⁶	5 x 10 ¹⁶	0,32 x 10 ⁻⁴	0,75 x 10 ⁻⁶	0,65 x 10 ⁻⁶	0,2 x 10 ⁻⁶	0,19 x 10 ⁻⁶	0,39. 10 ⁻⁶	7,878. 10 ⁻⁸	1,47
P ⁺ P N N ⁺ JA - 1334 E 173	3,5 x 10 ¹⁶	4 x 10 ¹⁶	0,348 x 10 ⁻⁴	1,15 x 10 ⁻⁶	0,6 x 10 ⁻⁶	0,2 x 10 ⁻⁶	0,19 x 10 ⁻⁶	0,39. 10 ⁻⁶	7,878. 10 ⁻⁸	1,47

TABLE 15

DIODE	$\langle u^2 \rangle$ V ² /H ²	$ R_t $ [Ω]	M [dB]
P ⁺ P N N ⁺ 2523 1/2	2,3372. 10 ⁻¹⁴	4,7895	34,79
P ⁺ P N N ⁺ 1334	9,1349. 10 ⁻¹⁵	3,287	32,35

TABLE 16

IV - 2 THEORIE DU BRUIT NON LINEAIRE : (Grand signal)

A des niveaux de signal plus élevés, le bruit intrinsèque mesuré (FM et AM) passe par un minimum et, par la suite, augmente avec l'augmentation du niveau du signal. Ceci n'est certainement pas décrit par la théorie du bruit linéaire. Par conséquent, pour des niveaux de signal élevé la théorie du bruit non linéaire sera utilisée.

Cette théorie est caractérisée par :

- 1 - la dépendance en fonction du niveau hyperfréquences du bruit primaire.
- 2 - à des niveaux de signal élevé par la non linéarité de l'amplification du bruit primaire.
- 3 - par des processus de mélange qui deviennent de plus en plus importants au fur et à mesure qu'augmente la tension hyperfréquence aux bornes de la diode et en conséquence par la prise en compte du bruit du courant de polarisation.

Le bruit d'oscillation à grand signal est défini par deux quantités physiques : le bruit de modulation AM et FM.

IV - 2.1 Effets qualitatifs

Le tableau de Goedbloed (réf. 13, 27, 28) donne une description complète de la génération du bruit dans les oscillateurs à diode à avalanche qui est résumée dans le diagramme de fonctionnement de la figure 55.

.../....

Bruit primaire : Le bruit a son origine dans le caractère aléatoire des processus d'ionisation d'impact qui donnent naissance à des courants de bruit total produits dans la région d'avalanche et injectés dans la région de transit. Ces courants ont des composants à haute et basse fréquence. Il se produit également des conversions de fréquence et mélange à travers une interaction non linéaire dans le processus d'oscillation.

Haute fréquence : Les composants à haute fréquence du bruit de base donnent lieu, par l'amplification à bande étroite, au bruit intrinsèque AM et FM.

Basse fréquence : Le bruit AM et FM de haute conversion est le résultat des fluctuations du courant de polarisation qui module l'impédance de la diode et par conséquent l'amplitude et la fréquence de sortie.

Le bruit du courant de polarisation de basse conversion peut être causé par les effets de non-linéarité tels que la rectification interne ; ce bruit de basse conversion à son tour module le courant de polarisation et devient également un bruit de haute conversion.

Le bruit du courant de polarisation peut être supprimé dans une large mesure en introduisant une grande impédance dans le circuit de polarisation.

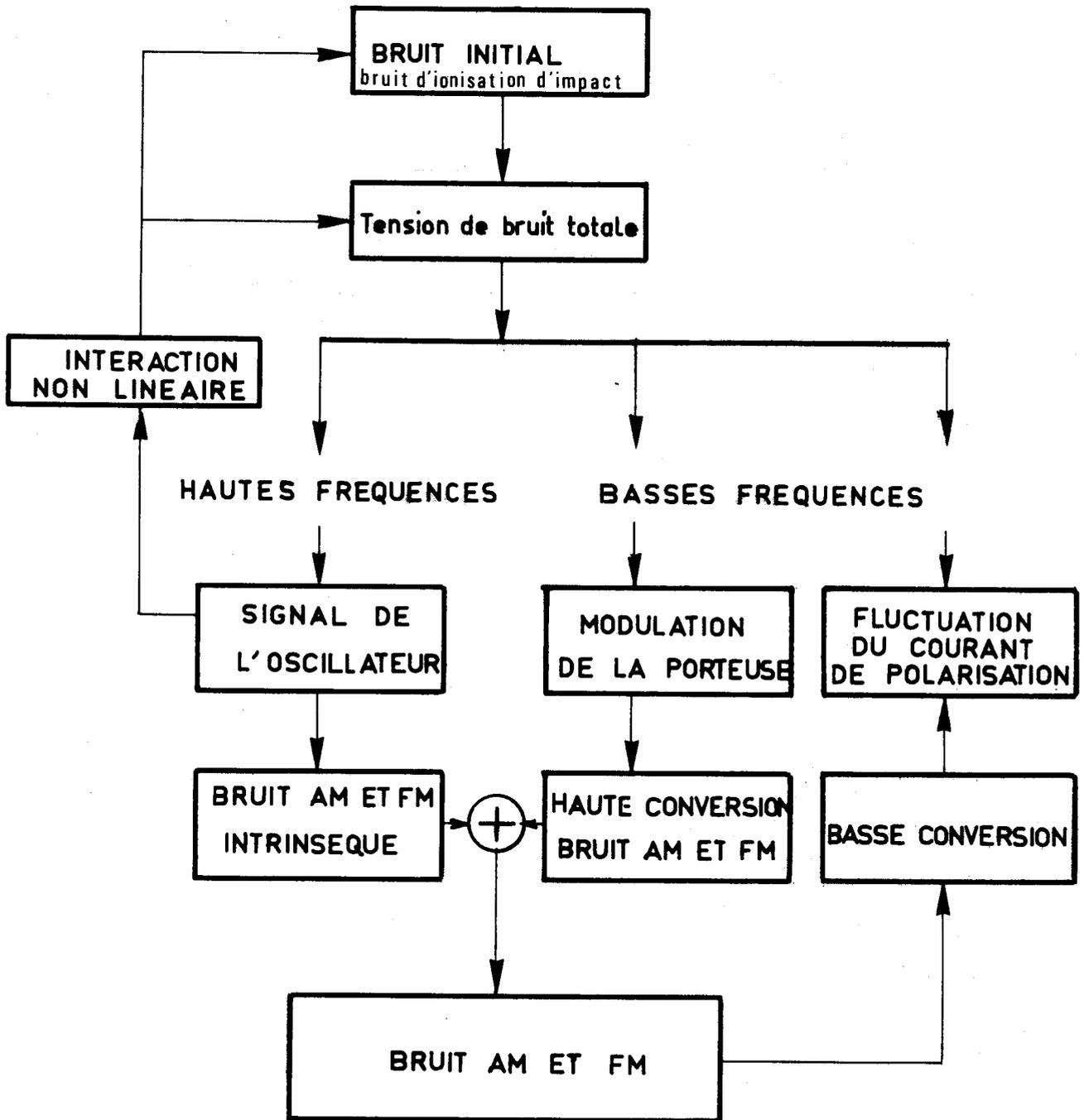


FIGURE 55



IV - 2.2 Circuit équivalent

Le circuit équivalent dans le cas de la théorie non-linéaire (32) (grand signal) peut être représenté par la fig. 56 :

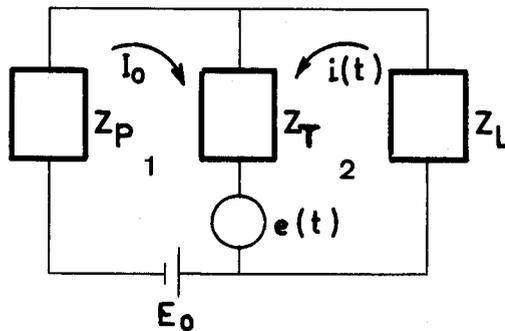


FIG 56

Z_L = Impédance de charge

Z_T = Impédance de la diode

Z_P = Impédance de la boucle de polarisation

$e(t)$ = Bruit primaire ($i_g(t)$)

I_0 = Courant de polarisation

où le circuit (1) représente la boucle de polarisation et le circuit (2) le circuit d'oscillation.

.../...

IV - 3 INFLUENCE DU NIVEAU

Le mécanisme de génération du bruit dans la théorie non linéaire d'après l'étude de Goedbloed - Réf. 27 - suppose que l'équation de Read décrit la conduite non linéaire du courant de conduction $I_{ca}(t)$ dans la région d'avalanche complétée par le terme de Langevin $ig'(t)$ pour la génération du bruit.

a) Bruit primaire

La fonction de génération du bruit $ig(t)$ est liée au bruit primaire à travers l'équation 27 de la réf. 27 qui est égale à :

$$ig(t) = I_B \int_{t_0}^t \frac{ig'(t) dt}{\tau_i I_{cao}(\tau)} \quad I_B = \text{courant de polarisation} \quad (71)$$

$$i_{ca} = I_{cao}(t) \left[u(t) + \frac{ig(t)}{I_B} \right]$$

La génération du bruit peut être décrite comme la différence entre le courant réel et le courant moyen dans la région d'avalanche.

$$ig'(t) = \sum_j q \delta(t - t_j) = I_{cao}(t) \quad (72)$$

t_j = temps auquel le gain électron-trou J_i ème est formé

δ = fluctuations arrivant au hasard dans les temps.

On trouve le spectre de densité de puissance de la fonction de génération du bruit $ig(t)$ à partir des équations 71 et 72 et suivant les lois de l'analyse de Fourier. Densité spectrale d'une pulsation moyenne, calculée pour un cycle à la fréquence ω_0 égale à :

$$\langle ig(\omega)^2 \rangle = \frac{q I_B I_0^2 (Y)}{\omega^2 \tau_i^2} \quad (73)$$

.../...

Où $I_0(Y)$ est la fonction de Bessel d'ordre 0 et d'argument Y qui multiplie le terme de bruit.

Les valeurs RMS (efficaces) de la fonction de génération du bruit à trois fréquences d'intérêt dans les bandes latérales ($\omega_0 \pm \Omega$) et dans le circuit de polarisation à fréquence Ω sont données par les équations suivantes :

$$ig_{-1}^* = \sqrt{\frac{q IB I_0^2(Y)}{(\omega_0 - \Omega)^2 \tau_i^2}} \quad ig_1 = \sqrt{\frac{q IB I_0^2(Y)}{(\omega_0 + \Omega)^2 \tau_i^2}} \quad ig_0 = \sqrt{\frac{q IB I_0^2(Y)}{\Omega^2 \tau_i^2}} \quad (74)$$

b) Comportement

La théorie du bruit linéaire prévoit une décroissance du bruit AM et FM avec accroissement des niveaux de signal (réf. 32). A bas niveau de signal $Y < 1$, cette prévision est confirmée par les renseignements expérimentaux. A des plus hauts niveaux de signal, cependant, des déviations commencent à apparaître ; une augmentation du bruit AM et FM est observée expérimentalement car le niveau du signal s'accroît (effet combiné de la basse et haute conversion réf. 30, 31). Bien que ceci ne peut pas être expliqué par la théorie linéaire, cette dernière théorie donne une bonne description du rapport de bruit AM et FM, PAM/PFM à tous les niveaux de signal pour lesquels la théorie d'impédance de grand signal est valable.

Dans la théorie de bruit non linéaire la dépendance de signal est prise en compte par contraste avec la théorie linéaire.

IV - 3.1 - Noise Measure "AM-FM" d'après l'étude réalisée par Constant (Réf. 28)

On a :

Dans le cas de la théorie linéaire en régime d'amplification pour des niveaux de petit signal, le bruit intrinsèque n'est pas corrélé au signal micro-ondes et est égal à :

$$M \text{ intrinsèque} = M_{FM} = M_{AM}$$

Comme on l'a déjà vu précédemment dans la théorie non linéaire, régime grand signal, le bruit devient corrélé au signal micro-ondes. Il se produit alors des mélanges du signal f_0 et ses harmoniques avec le bruit généré à des fréquences f_m , $f_0 + f_m$ et $f_0 - f_m$; de plus, si le bruit à basse fréquence du procédé n'est pas blanc (mécanisme G.R.) M_{FM} et M_{AM} excèdent d'une manière significative M intrinsèque.

D'après la théorie de Kurokawa, M_{FM} est décrit par l'éq. 20 du chapitre I en fonction du Q_{ex} de l'oscillateur et de la valeur efficace des variations de fréquence Δf_{rms} ; de même que M_{AM} est donné par l'éq. 22 en fonction de la fréquence de modulation FM.

Le travail de Mircea et Perrichon réf. 33 donne une description du bruit en excès lié aux mécanismes de génération recombinaison qui peuvent donner lieu à un bruit FM supplémentaire.

IV - 3.2 Bruit en excès (G.R.) - réf. 33

Il s'agit de fluctuations statistiques associées à la génération-recombinaison des porteurs libres qui contribuent au bruit d'avalanche.

a) - Bruit en excès à basses fréquences :

Ce bruit est relié aux propriétés du contact arrière du dispositif (barrière Schottky) où se produisent des fluctuations importantes du taux d'occupation, qui se traduisent par le bruit de tension et un bruit de capacité (des diodes du même matériau avec un contact arrière ohmique ne présentant pas cette anomalie).

Il est démontré par les auteurs que ce bruit s'ajoute au bruit d'avalanche vers les basses fréquences de modulation et varie avec la température et le courant de polarisation.

b) - Bruit en excès à hautes fréquences

D'après les expériences (Réf. 33), il existe une bonne corrélation entre le bruit de tension à basses fréquences et le bruit FM. Pour des niveaux de courant faible, le bruit FM suit la loi expérimentale $\frac{1}{f}$ à basses fréquences de modulation. A des niveaux plus hauts du courant, ce bruit est masqué par le bruit d'avalanche ; il est couvert par les effets non linéaires qui accompagnent le régime d'oscillation à grand signal. Il est dû indirectement au courant de polarisation. Dans la plupart des cas pratiques, le bruit G.R. hautement converti peut être négligé pour deux raisons (d'après l'étude de Constant - Réf. 20) :

- 1 - Le bruit intrinsèque à grand signal est déjà très grand.
- 2 - La diode avalanche est un procédé à très haut champ si bien que la plupart des effets ne sont pas remplis et le bruit G.R. doit être moins important que pour des champs électriques plus bas.

IV-4 VERIFICATION EXPERIMENTALE

Les valeurs de l'argument (γ) sont calculées à partir de l'éq. 75 (réf. 13) qui s'établit comme suit :

$$\gamma = \frac{\mu' E_1}{\omega_0 \tau_i} \quad (75)$$

dans laquelle les valeurs du champ électrique E_1 ont été calculées d'après le programme de calcul de M. ISSA pour la structure utilisée ($P^+ P N N^+ - 2523 \frac{1}{2} E 142$) et pour des courants de polarisation de 140, 150, 160 et 170 (mA). Les valeurs μ' et τ_i sont données dans le tableau n° 15.

.../...

A partir de l'éq. 75 et des valeurs du champ électrique trouvées pour les différents courants de polarisation utilisés, on trace la courbe de la fig. 57 qui donne la puissance utile P_u en fonction de (Y) ; ces valeurs ont été ajustées en accord avec les résultats expérimentaux du chapitre 3, en faisant varier les valeurs de R_s dans l'équation (76) suivante :

$$P_u = P_o \left(1 - \frac{R_s}{|R_t|} \right) \quad (76)$$

$|R_t|$ = Résistance négative de la diode

R_s = Résistance série du substrat

P_u = Puissance utile

P_o = Puissance initiale

Les figures (58), (59), (60), (61), et (62) donnent respectivement les résultats du bruit AM, bruit FM, rapport du bruit PAM/PFM, "Noise Measure" AM, "Noise Measure FM", en fonction de l'argument (Y) à la fréquence de modulation de 100 MHz et dans une bande de 100 Hz. On constate que les paramètres du bruit précédemment décrits augmentent avec l'accroissement de l'argument (Y) .

Pour comparer les résultats expérimentaux avec les résultats théoriques, on trace la courbe de la figure (63) qui donne le facteur "Noise Measure" FM (MFM) en fonction de la puissance utile $P_u(y)$, si on compare ces résultats avec la courbe de la figure 52 on trouve en rapprochant les résultats théoriques et expérimentaux, un accord $< \pm 3$ dB dans toute la gamme de mesure, ce qui compte tenu du niveau faible, nous semble satisfaisant.

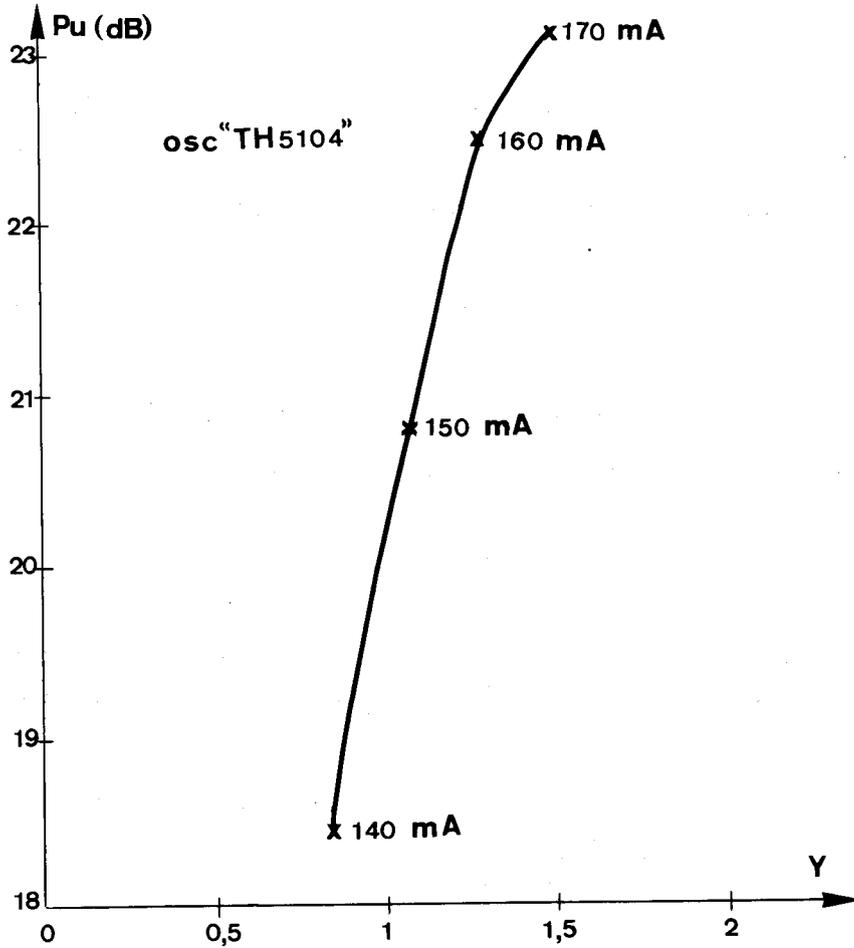


FIGURE 57

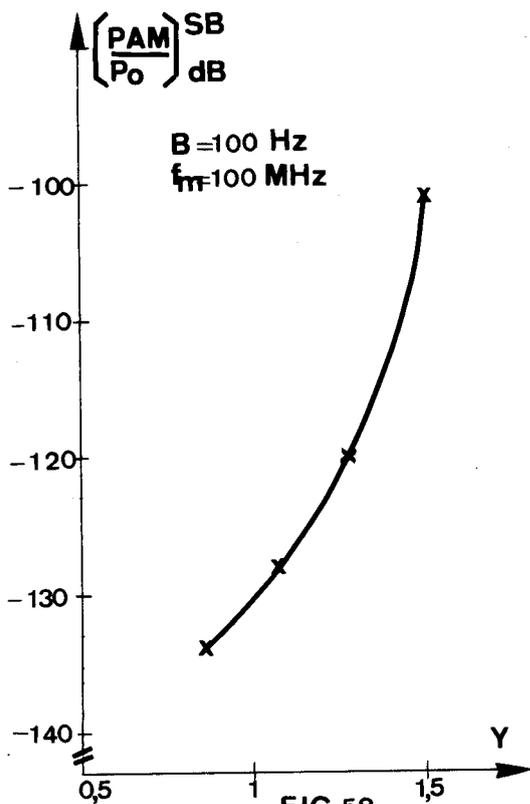


FIG 58

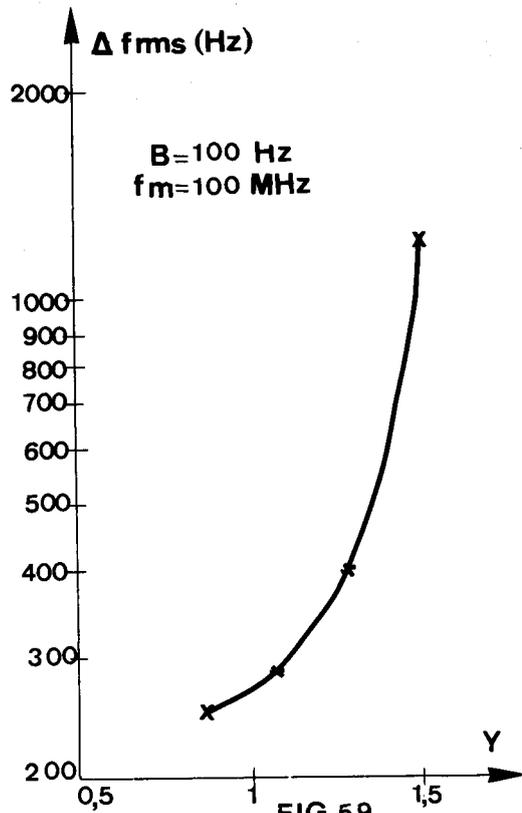


FIG 59



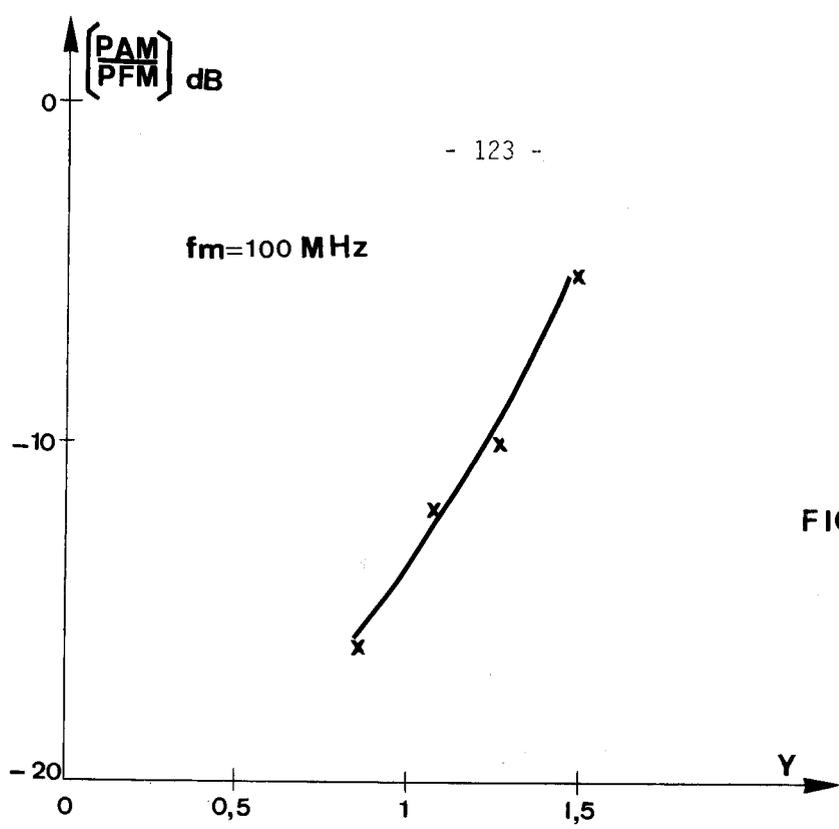


FIG 60

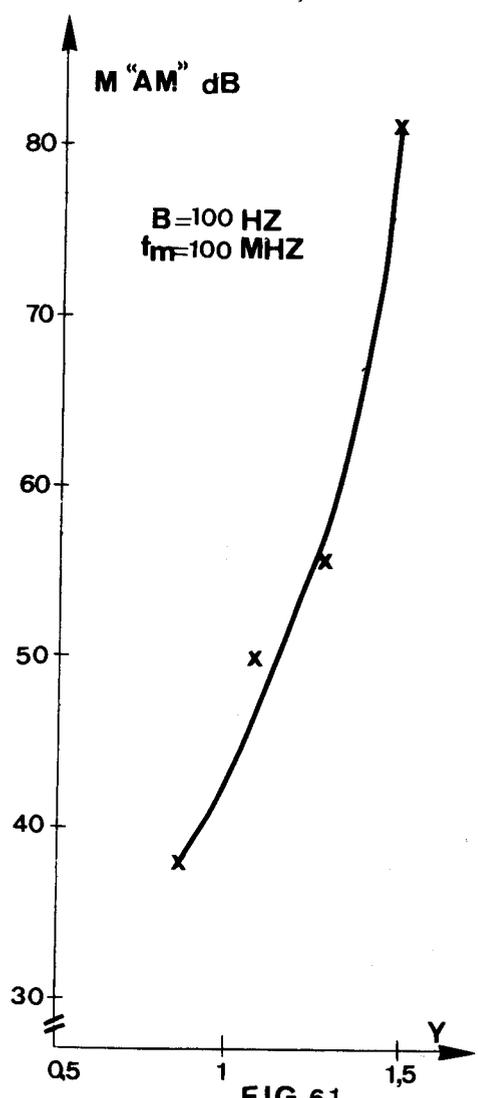


FIG 61

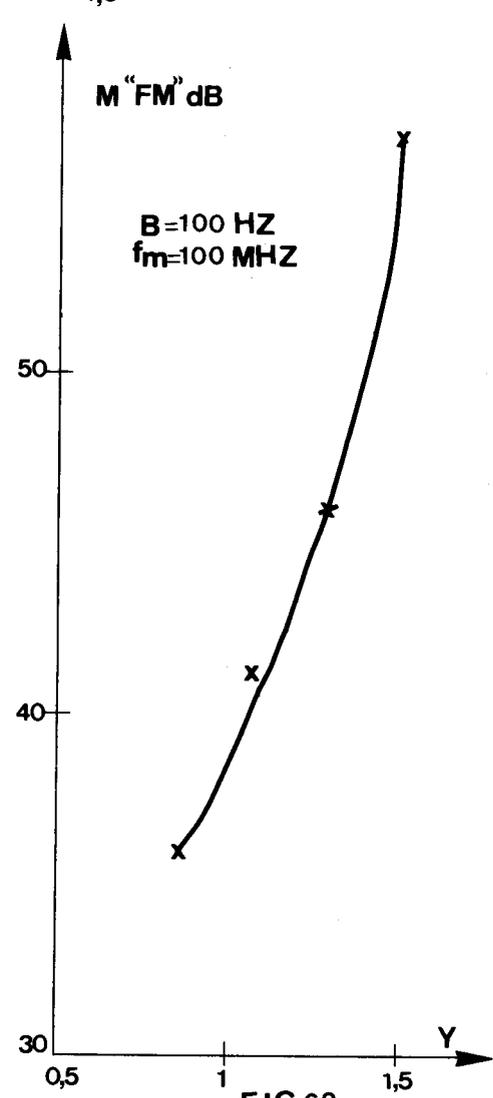


FIG 62



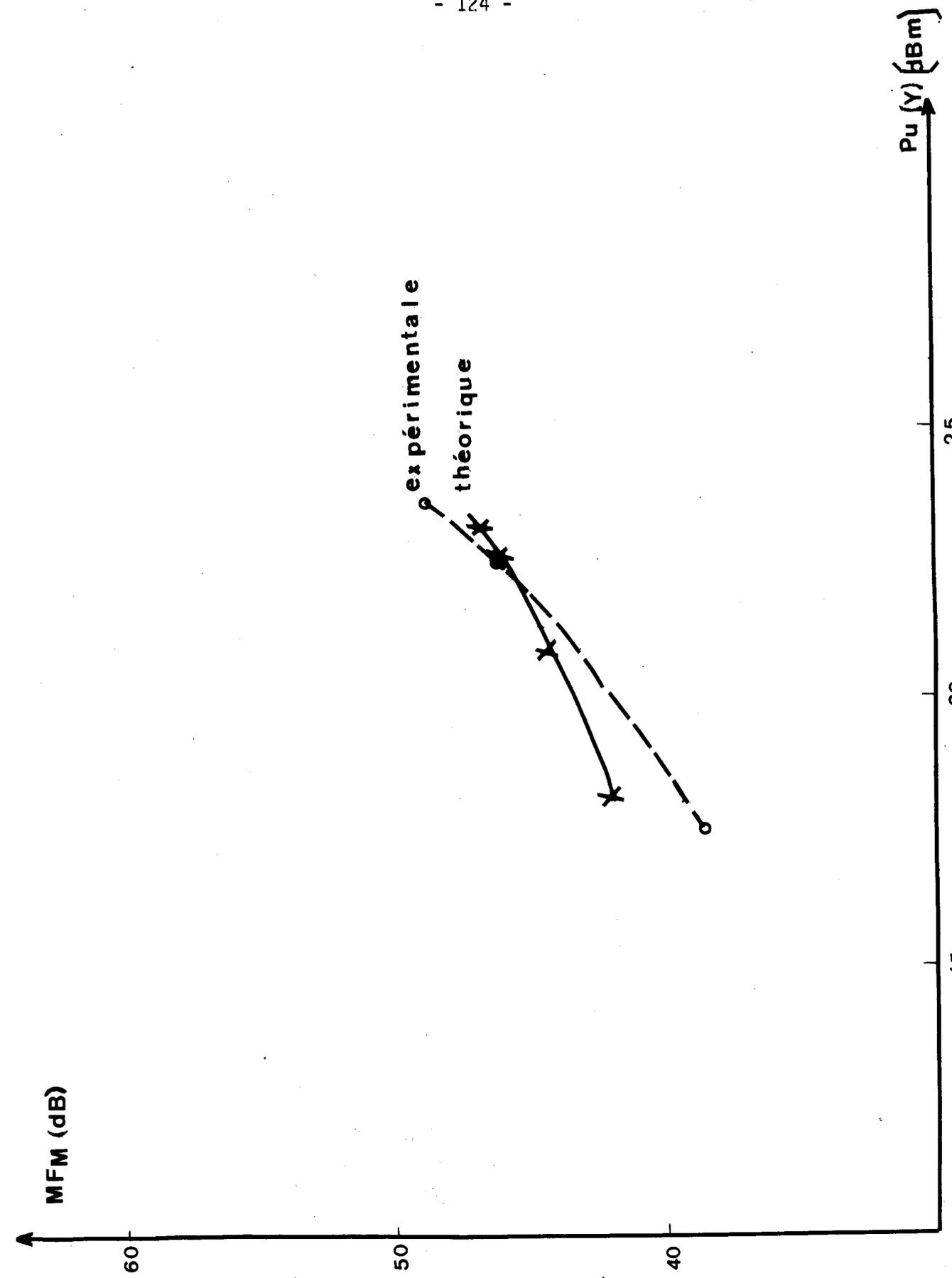


FIG 63

CONCLUSION

Au cours de ce travail portant sur les paramètres de bruit des oscillateurs millimétriques à diode IMPATT double drift, nous avons obtenu, tant au point de vue théorique qu'au point de vue expérimental, les résultats suivants :

- Nous avons mis au point une méthode de mesure et son circuit d'étalonnage permettant la détermination du bruit en oscillation d'un oscillateur bande Q jusqu'à 300 MHz de la porteuse.

- Nous avons vérifié l'accord qualitatif de nos résultats avec les théories existantes.

Dans ce but, nous avons en premier lieu utilisé une théorie petit signal (calcul effectué pour deux types de diodes IMPATT double drift") et en second lieu, nous avons comparé nos résultats expérimentaux avec la théorie du bruit non linéaire en régime grand signal.

Pour conclure, nous faisons la comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats théoriques, ce qui nous donne un accord satisfaisant.

Le banc de mesure réalisé au cours de ce travail servira par la suite à mesurer le bruit d'oscillateurs dans la bande 30-40 GHz destinés à constituer les oscillateurs locaux d'émission et de réception du système de transmission par guide d'ondes circulaire.



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

(1) JOHN G. ONDRIA

A microwave system for measurements of AM and FM - Noise spectrum
IEEE. Trans - Vol. MTT 16 n° 9 - SEPTEMBER 1968

(2) ROBERT PERICHON

Etude théorique et expérimentale du Bruit d'avalanche dans les diodes
semi-conductrices en silicium et en arseniure de gallium.

Thèse de 3ème cycle - Université des Sciences et Techniques de
LILLE - 26 Novembre 1971.

(3) KUROKAWA

Noise in synchronized oscillators
IEEE. Trans - Vol. MTT 16 n° 4 - APRIL 1968

(4) TATSUGUCHI

Power noise characterization of phase locked, impatt oscillators.
IEEE. Journal of solid state circuits - Vol. SC7 n0 1 - FEBRUARY 1972

(5) HIROSHI OKAMOTO

Noise characteristics of GaAs and Si impatt diodes for 50 GHz range
operation.

IEEE. Trans. On electron devices - Vol. ED 22 n° 8 - AUGUSTE 1975
PP 558-565

- (6) "HEWLETT PACKARD" Application note 935 - Microwave power generation and amplification using impatt diodes.
- (7) B.G. BOSCH - W.A. GAMBLING
Techniques of microwave noise measurements
Jornal brit. Ire - JUNE 1961 PP.503-515
- (8) B.G. BOSCH - W.A. GAMBLING
Technique of microwave noise measurements
Jornal brit. Ire - JUNE 1961
- (9) M.E. HINES
FM noise suppression of an injection phase-locked oscillator
IEEE. Trans. MMT 16 P 738-742 - SEPTEMBER 1968
- (10) R. ADLER
A study of locking phenomena in oscillators.
PROC. IRE - VOL 34 PP 351-357 - JUNE 1946.
- (11) J.G. ONDRIA AND J.C. COLLINENT
Investigation of noise reduction techniques of solid-state type microwave sources.
Microwave associates, Incorporated Brulington - 1969
- (12) GRAULING AND HEALEY
Proc. IEEE - Vol. 54 n° 2 - FEBRUARY 1966 PP 250-257

(13) JJ. GOEDBLOED

Noise impatt diode oscillators.

Thesis technological university Eindhoven - NOVEMBER 1973

Philips research laboratories - 1973 n° 7.

(14) JOHN SHIGEMOTO

Balanced mixer noise considerations.

Microwave journal - OCTOBER 1967 PP 77-79.

(15) HEWLETT-PACKARD CO

Measure oscillator spectral purity with a spectrum analyser
(Microwave journal)

Application note - APRIL 1973

(16) W.W. MUMFORD - ALMER H. SHEIRE

Noise performance factors in communications system.

Horizon house microwave Ing. 1958.

(17) C.G. MONTGOMERY

Technique des mesures en micro-ondes hyperfréquences

Tome I-I - ED. - CHIRON

(18) G. GOUDET - P. CHAVANLE

Ondes centimétriques - Lignes circuits, Antennes - Ed. CHIRON

- (19) LORIOU B.
Facteur de bruit dans les Systèmes de Réception Heterodyne
Document de travail - CNET-ICS 1967
- (20) C. GUENAIIS - C. THEBAULT
Note technique CPM/ICS 86 - CNET 1974
- (21) C. GUENAIIS
L'Echo de Recherches - JUILLET 1972 PP 36-49
- (22) T.E. SEIDEL - R.E. DAVIS - D.E. IGLESIAS
Double drift region ion implanted millimeter-wave impatt diodes.
PROC. IEEE - Vol. 59 n° 8 - AUGUSTE 1971, PP 1222-1228.
- (23) D.L. SHARFETTER - W.J. EVANS AND R.L. JOHNSTON
Double drift region ($p^+ p n n^+$) Avalanche diode oscillators.
Proc. IEEE (LETT) - Vol. 58 - JULY 1970 PP 1131-1133.
- (24) W. SCHOCKLEY
Solid state electron 2. 35. - 1961
- (25) J.J. GOEDBLOED
Determination of the intrinsic response time of semi-conductor
avalanche from microwave measurements.
Solid-State electronics - Vol. 15 PP 635-647,1972.

(26) DE LOACH AND R.L. JOHNSTON

IEEE. Trans - ED. 13 P. 181 - 1966

(27) J.J. GOEDBLOED - M.T. VLAARDINGERBROEK

Noise in impatt - diode oscillators

Acta electronica, 17, 2 - 1974

(28) E. CONSTANT

Noise in microwave injection, transit time and transferred electron devices.

"Centre hyperfréquence et semiconducteurs" E.R.A. au C.N.R.S. n° 454
Université des Sciences et Techniques de LILLE 1

(29) J.J. GOEDBLOED AND M.T. VLAARDINGERBROEK

Noise in impatt - Diode oscillators at large-signal levels

IEEE. Trans. - Vol. ED-21 - n° 6 PP 342-352 - JUNE 1974

(30) J.J. GOEDBLOED

FM noise of low-level operations impatt diode oscillators

Electron. Lett - Vol. 7 PP 445-446 - AUGUSTE 1971

(31) J.J. GOEDBLOED

Intrinsic AM noise in singly tuned impatt - diode oscillators

IEEE. Trans. Electron Devices - Vol. ED-20 PP 752-754 - AUGUSTE 1973

(32) M.T. VLAARDINGERBROEK

Theory of oscillator noise

Elec. Lett - Vol. 7 - n° 21 - OCTOBER 1971

(33) A. MIRCEA - R. PERICHON

Origines et Mécanismes du bruit de fond dans les diodes à avalanche
et à temps de transit.

Acta electronica, 17, 2 PP 165-170 - AVRIL 1974.

OUVRAGES ET PUBLICATIONS CONSULTES AU COURS DU TRAVAIL

ET NON CITES EN REFERENCE

- W.T. READ

A proposed high-frequency negative resistance diode
Bell syst. tech. J. 37-401-1958

- A.S. TAGER

The avalanche - transit diode and its use in microwave -
Sov. Phys. Usp, 9, 1967.

- KUROKAWA

An introduction to the "Theory of microwave circuit"
Academic Press - PP 389-397 - 1969.

- HAUS

Optimum noise measure of impatt diodes. - IEEE - TRANS.
on microwave theory and techniques. Vol. MTT 19 n° 10. OCTOBER 1971.

- COWLEY

Noise and power saturation in singly tunel impatt oscillators.
IEEE. Journal of solid state circuits
Vol. Sc-5 n° 16 - DECEMBER 1970

- SWARTS, CHIANG, WEN, YOUNG

FM noise measurements on (p) type and (N) type silicon impatt oscillators

- MAC INTYRE

Multiplication noise in uniform avalanche diodes
IEEE. Trans. on electron devices - Vol. E0 13 pp 164-168 - JANUARY 1966

- W.A. EDSON

Noise in oscillators

Proc. Ire 48 - p. 1434 - AUGUST: 1960

- A. LE BORGNE

Sur les performances de bruit en amplification de diodes Impatt GaAs.

Thèse de 3ème cycle - LILLE 1974

- E. CONSTANT - B. KRAMER - L. RACZY

Sur le bruit présenté dans le domaine hertzien et ultra-hertzien par des fonctions semi-conductrices en avalanche.

C.R. Acad. Sciences - Série B - Vol. 265 pp 385-388 - 16 Août 1967

- G. CONVERT

Sur la théorie du bruit des diodes à avalanche.

THOMSON-CSF - Département DR3 91 ORSAY - 1971.

