

# **Diplome d'Etudes Approfondies**

## **en Sciences Physiques**

Mention ; ELECTRONIQUE

ETUDE D'UN OSCILLATEUR-MELANGEUR A DIODE

A INJECTION THERMOIONIQUE ET TEMPS DE TRANSIT



- Par Joël RAMAUT -

- Maitre ès Sciences -

- LILLE, le 11 juillet 1974 -

# S O M M A I R E

## INTRODUCTION

### I - ETUDE EXPERIMENTALE

#### I.1. Structures étudiées

#### I.2. Monture utilisée

#### I.3. Facteur de bruit du mélangeur

I.3.1. Banc de mesure

I.3.2. Principe de la mesure

I.3.3. Résultats expérimentaux

#### I.4. Gain du mélangeur

I.4.1. Banc de mesure

I.4.2. Principe de la mesure

I.4.3. Résultats expérimentaux

#### I.5. Etude du coefficient de qualité du mélangeur (bande de synchronisation)

I.5.1. Banc de mesure

I.5.2. Principe de la mesure et résultats

### II - ETUDE THEORIQUE DU GAIN

#### II.1. Modèle utilisé pour la diode

II.1.1. Hypothèses de calcul

II.1.2. Impédance non linéaire

II.1.3. Puissance H.F.

#### II.2. Etude analytique de l'oscillateur mélangeur

II.2.1. Principe de calcul

II.2.2. Comportement de la diode en oscillateur mélangeur

II.2.2.1. Traitement de la zone d'émission

II.2.2.2. Traitement de la zone de transit

II.2.2.3. Traitement complet de la diode

II.2.3. Gain de conversion du mélangeur

II.2.4. Résultats théoriques et discussion

## CONCLUSION

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

---

Depuis plusieurs années notre Laboratoire étudie les Propriétés hyperfréquences des dispositifs à injection thermoionique et temps de transit, plus communément appelées diodes Baritt (1). Ces diodes ont des performances légèrement inférieures, tant en oscillation qu'en amplification, à celle des diodes ATT mais présentent l'intérêt d'un faible bruit (2) (3) : cette caractéristique est liée à la nature du mécanisme d'injection des porteurs dans la zone de transit. Les caractéristiques résistance négative en hyperfréquence et faible bruit permettent d'envisager les applications suivantes : amplification faible bruit (4) (5), oscillateur local, mélangeur.

Le travail effectué cette année a porté sur l'ensemble de ces sujets. Dans ce rapport ne sera exposée que la partie relative à l'étude de l'oscillateur mélangeur. Ce dispositif actif possède plusieurs avantages : il ne nécessite pas d'oscillateur local extérieur et peut présenter un gain de conversion sous certaines conditions.

L'étude expérimentale a été faite avec des diodes dont les profils de concentration sont de types  $P^+NvP^+$  et  $N^+PIN^+$  et ont été fabriquées par la Thomson C.S.F.

Dans une première partie après avoir décrit la monture dans laquelle est placée la diode, nous donnons les caractéristiques expérimentales de notre mélangeur à savoir le facteur de bruit et le gain de conversion.

Dans la deuxième partie, une étude analytique du gain est présentée et nous comparons ces résultats aux valeurs expérimentales.

# I - ETUDE EXPERIMENTALE

## 1.1. Structures étudiées

La diode Baritt est une structure bipolaire symétrique P N P ou N P N qui présente une jonction polarisée en direct et une jonction polarisée en inverse quand on lui applique une tension continue de polarisation. Pour une tension  $V_p$ , appelée tension de perçage, les zones désertées des deux jonctions se rejoignent et il y a apparition d'un faible courant continu dans la diode. Pour des tensions supérieures à  $V_p$ , les porteurs émis au niveau de la zone en direct peuvent alors se déplacer sans se recombiner ; le courant traversant la diode augmente alors fortement quand la tension varie peu.

Pour l'étude du comportement en hyperfréquences, on peut décomposer la diode en deux parties : une zone d'émission (jonction en direct) et une zone de transit (jonction en inverse). C'est le phénomène de transit des porteurs dans la zone à champ élevé (zone en inverse) qui permet à la diode de présenter une résistance négative en hyperfréquences.

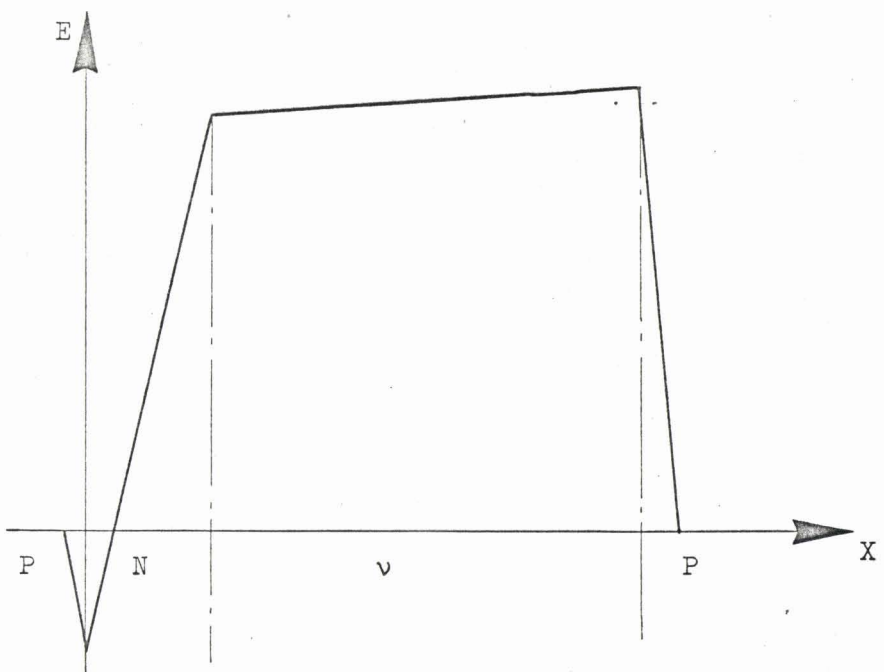
Cependant, pour éviter le phénomène d'avalanche qui peut prendre naissance dans la zone de transit, il est préférable d'utiliser des structures non symétriques du type N P  $\Pi$  N ou P N  $\nu$  P. Ce sont des diodes de ce type qui sont étudiées ici dans une application particulière qui est l'oscillateur-mélangeur hyperfréquence.

La différence principale entre ces deux structures vient du fait que pour les diodes de type P N  $\nu$  P le courant est constitué de trous, alors que pour les diodes de type N P  $\Pi$  N il est constitué d'électrons. La vitesse de saturation des trous est obtenue pour un champ électrique de l'ordre de  $10^7$  V/m, et pour les électrons cette même vitesse est atteinte pour un champ électrique de l'ordre de  $10^6$  V/m. Il en résulte donc une différence importante de tension de fonctionnement entre les deux structures utilisées dans notre étude expérimentale : 48 volts pour la diode P N  $\nu$  P et 14 volts pour la diode N P  $\Pi$  N.

### Caractéristiques physiques des diodes

	$L_P$ ou $L_N$ ( $\mu$ )	$L_{\Pi}$ ou $L_{\nu}$ ( $\mu$ )	$N_P$ ou $N_N$ (At/m <sup>3</sup> )	$N_{\Pi}$ ou $N_{\nu}$ (At/m <sup>3</sup> )	$V_p$ (V)
N P $\Pi$ N	0,9	6,5	$2 \cdot 10^{21}$	$2,5 \cdot 10^{20}$	14
P N $\nu$ P	0,9	4,9	$6 \cdot 10^{21}$	$2 \cdot 10^{20}$	48

Exemple de carte de champ



I.2. Monture utilisée

La diode est placée dans une monture hyperfréquence en guide rectangulaire qui doit permettre les fonctions suivantes : oscillation de la diode, application du signal à mélanger, extraction du signal à la fréquence intermédiaire et polarisation continue de la diode.

La monture utilisée est du type à cap (figure 1). Ce cap joue le rôle de transformateur d'impédance afin de réaliser la condition d'oscillation de la diode. Il sert également à la polarisation de la diode et à l'extraction de la fréquence intermédiaire. C'est le dispositif cap-diode qui fixe la fréquence d'oscillation  $f_0$ . Quant à l'accord il est réalisé par deux vis et un piston de court-circuit qui permet, en faisant varier l'impédance ramenée, de régler la puissance d'oscillation de la diode.

vis d'accord

embase : type N

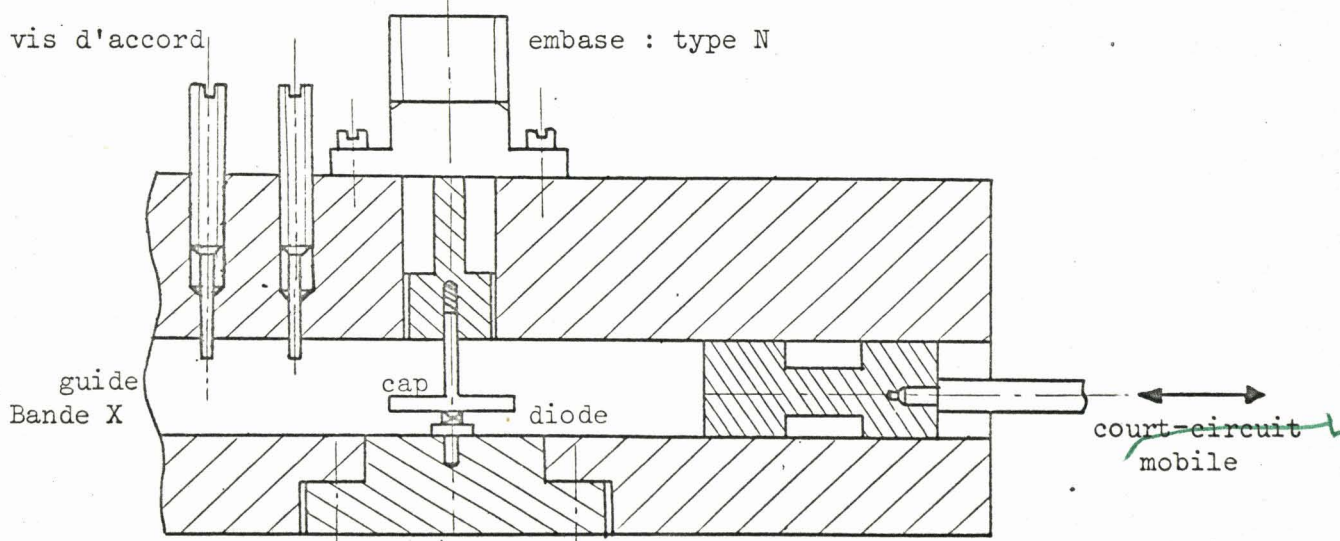
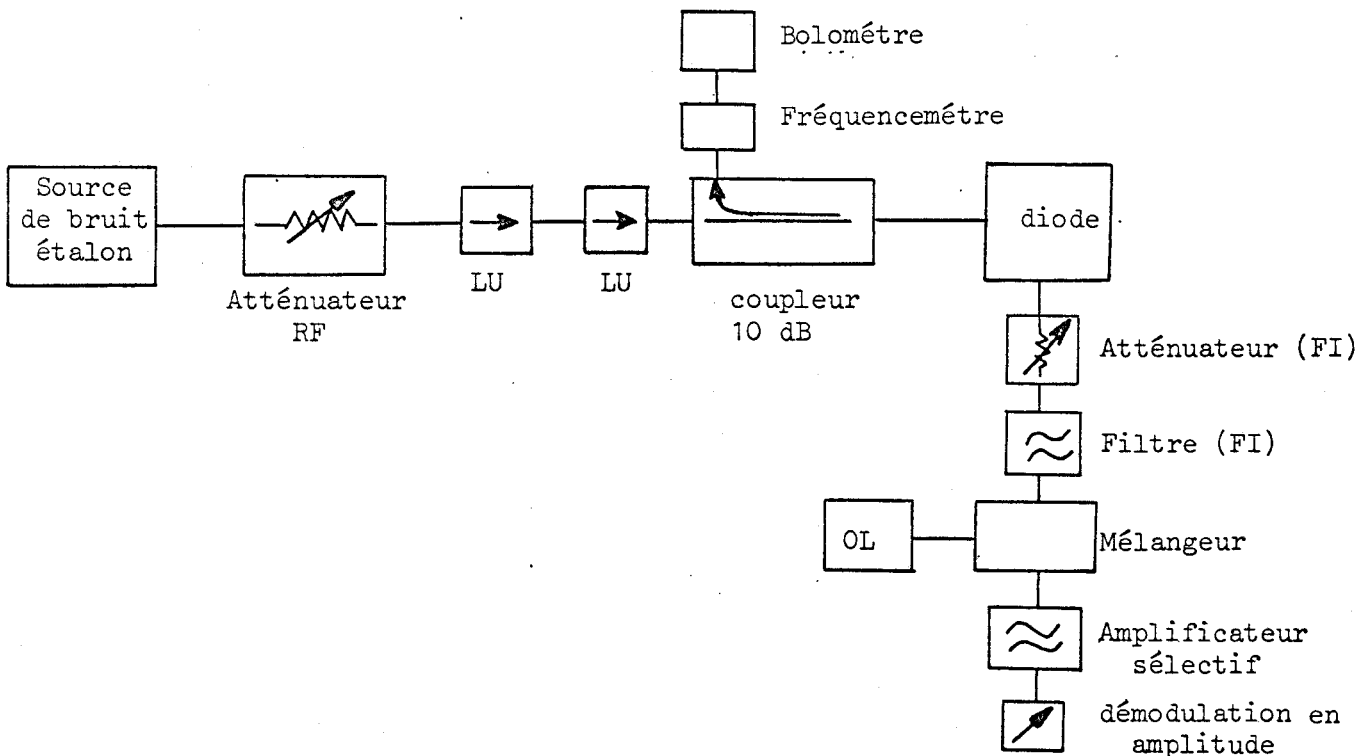


FIGURE 1

### 1.3. Facteur de bruit du mélangeur

#### 1.3.1. Banc de mesure



Une source de bruit à avalanche sert d'étalon pour la mesure du facteur de bruit. Elle présente une température de bruit sensiblement constante et égale à 25 dB dans la gamme de fréquences .1 - 12 GHz. Un atténuateur RF permet de faire varier la puissance de bruit appliquée au mélangeur étudié. Le mélangeur est protégé des variations de charge (susceptibles de perturber l'oscillation de la diode) par une ligne unidirectionnelle.

Le signal issu du mélangeur étudié est appliqué à un filtre sélectif qui permet de choisir la fréquence de battement. Le signal ainsi sélectionné est appliqué à un second changeur de fréquence dont la FI est de 30 MHz pour des fréquences de battements supérieurs à 5 MHz et de 100 kHz pour des fréquences inférieures. Le signal résultant est ensuite démodulé en amplitude.

#### 1.3.2. Principe de la mesure

Quand l'entrée est à la température  $T_0$  on a comme température de sortie :

$$T_S = G(T_0 + T_R) = G F T_0$$

où  $G$  est le gain du mélangeur,  $T_R$  la température de bruit du mélangeur et  $F$  son facteur de bruit. Ces deux grandeurs sont reliées par la relation :



$$F = 1 + \frac{T_R}{T_O} \quad (1)$$

Appliquons à l'entrée une température de bruit  $T_B$ , telle que la température de sortie  $T_S$  soit doublée, on a donc :

$$T'_S = 2 G F T_O = G (T_B + T_R) \quad (2)$$

En utilisant les relations (1) et (2) on trouve  $F = \frac{T_B}{T_O} - 1$  (3)

Pour des facteurs de bruit plus grands que 10, on a donc  $F \approx \frac{T_B}{T_O}$

Pratiquement on place une charge adaptée à l'entrée du mélangeur et on relève la déviation sur l'indicateur de niveau, l'atténuation FI étant nulle. On connecte ensuite la source de bruit, en plaçant 3 dB dans le circuit FI d'entrée, et on agit sur l'atténuateur RF pour obtenir la même déviation que précédemment. On a alors :

$$F_{(dB)} = T \text{ source de bruit (dB)} - \text{Atténuation RF (dB)}$$

### I.3.3. Résultats expérimentaux

Sur la figure 2 nous présentons, pour la structure N P  $\Pi$  N, la variation du facteur de bruit en fonction de la puissance d'oscillation de la diode. On peut remarquer que ce facteur de bruit diminue quand le courant de polarisation diminue mais, pour les faibles courants la variation du facteur de bruit avec la puissance d'oscillation est beaucoup plus rapide. En fonction de la fréquence intermédiaire, le facteur de bruit passe par un minimum de l'ordre de 8,5 dB pour une FI de 10 MHz, compte tenu des pertes dans le circuit hyperfréquence. Nous avons alors tracé, sur la figure 4, à puissance d'oscillation constante, la variation du facteur de bruit en fonction de la fréquence intermédiaire. Nous pouvons constater que le facteur de bruit augmente quand on se rapproche de la porteuse et que la gamme de fréquence intermédiaire où le facteur de bruit est minimum est relativement étroite. Néanmoins un facteur de bruit moyen de l'ordre de 11 dB reste intéressant. Des mesures similaires ont été faites avec une structure P N  $\vee$  P. Un facteur de bruit minimum de l'ordre de 11 dB a été observé (figure 3). Mais pour cette structure le facteur de bruit reste supérieur à celui de la structure N P  $\Pi$  N.

## I.4. Gain du mélangeur

### I.4.1. Banc de mesures

On utilise le montage précédent dans lequel la source de bruit à avalanche est remplacée par un générateur de signal cohérent. Un mesureur de puissance permet

NPN

$f_o = 10,3 \text{ GHz}$

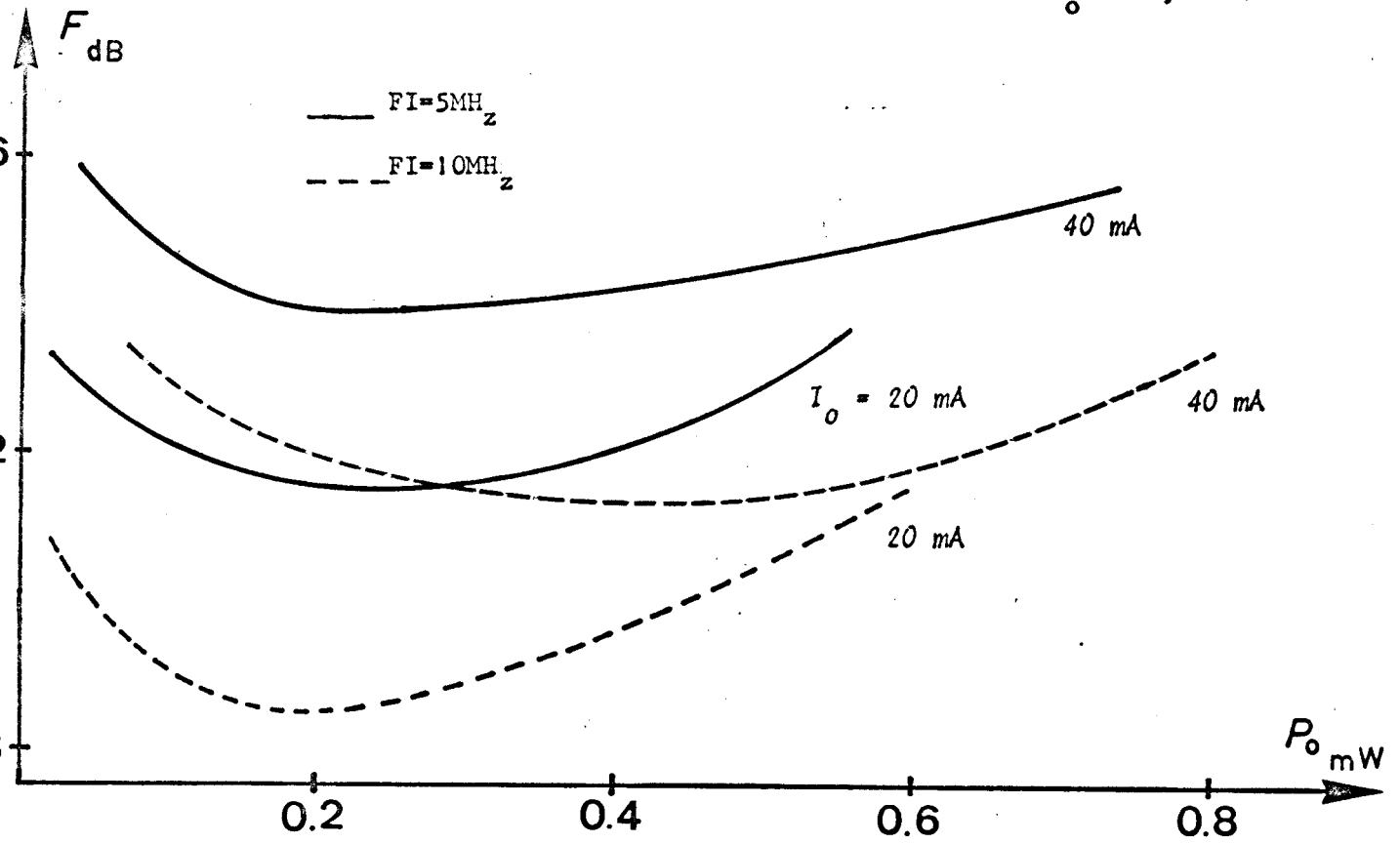


FIGURE 2 : Facteur de bruit expérimental fonction de la puissance d'oscillation

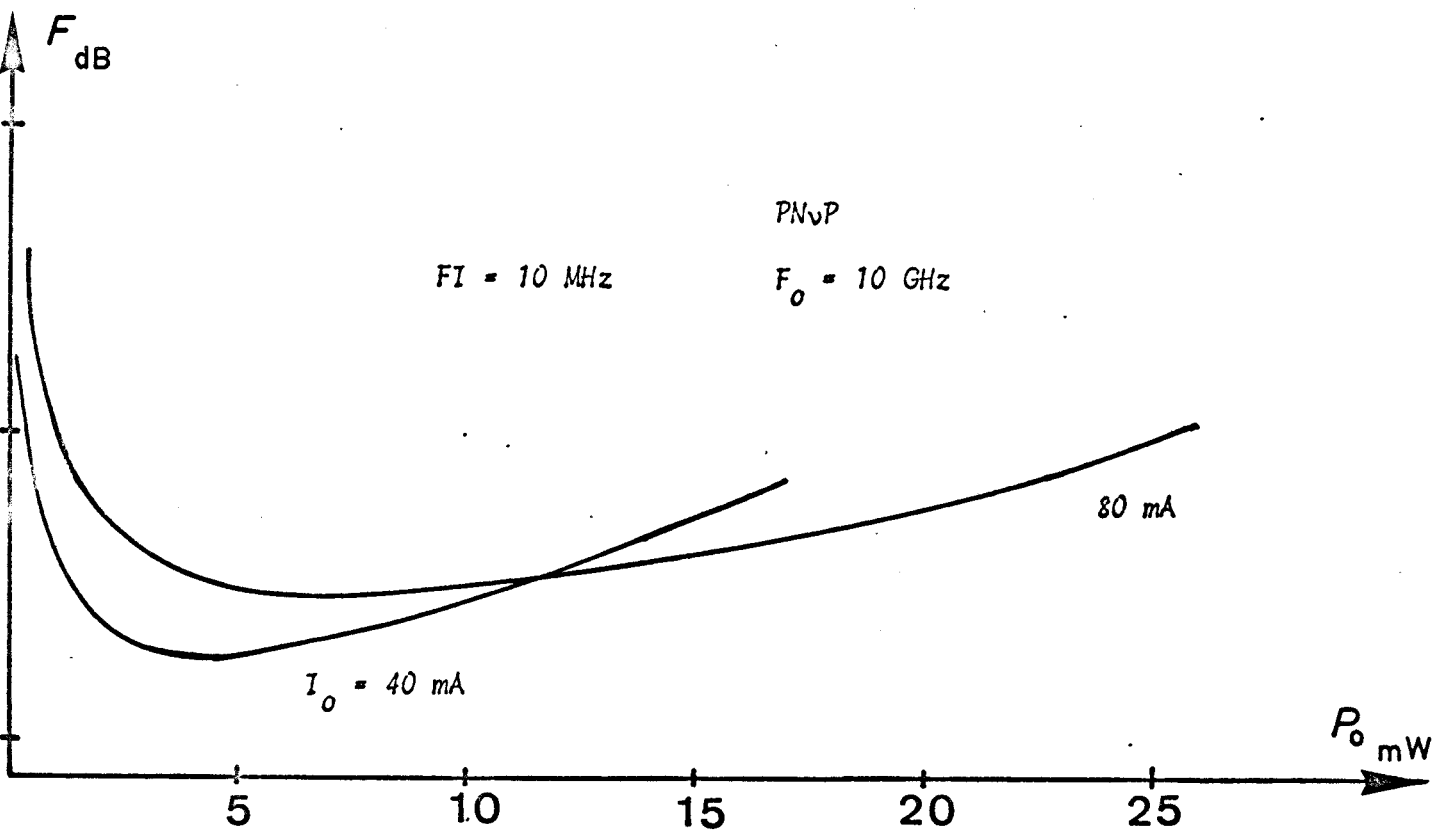
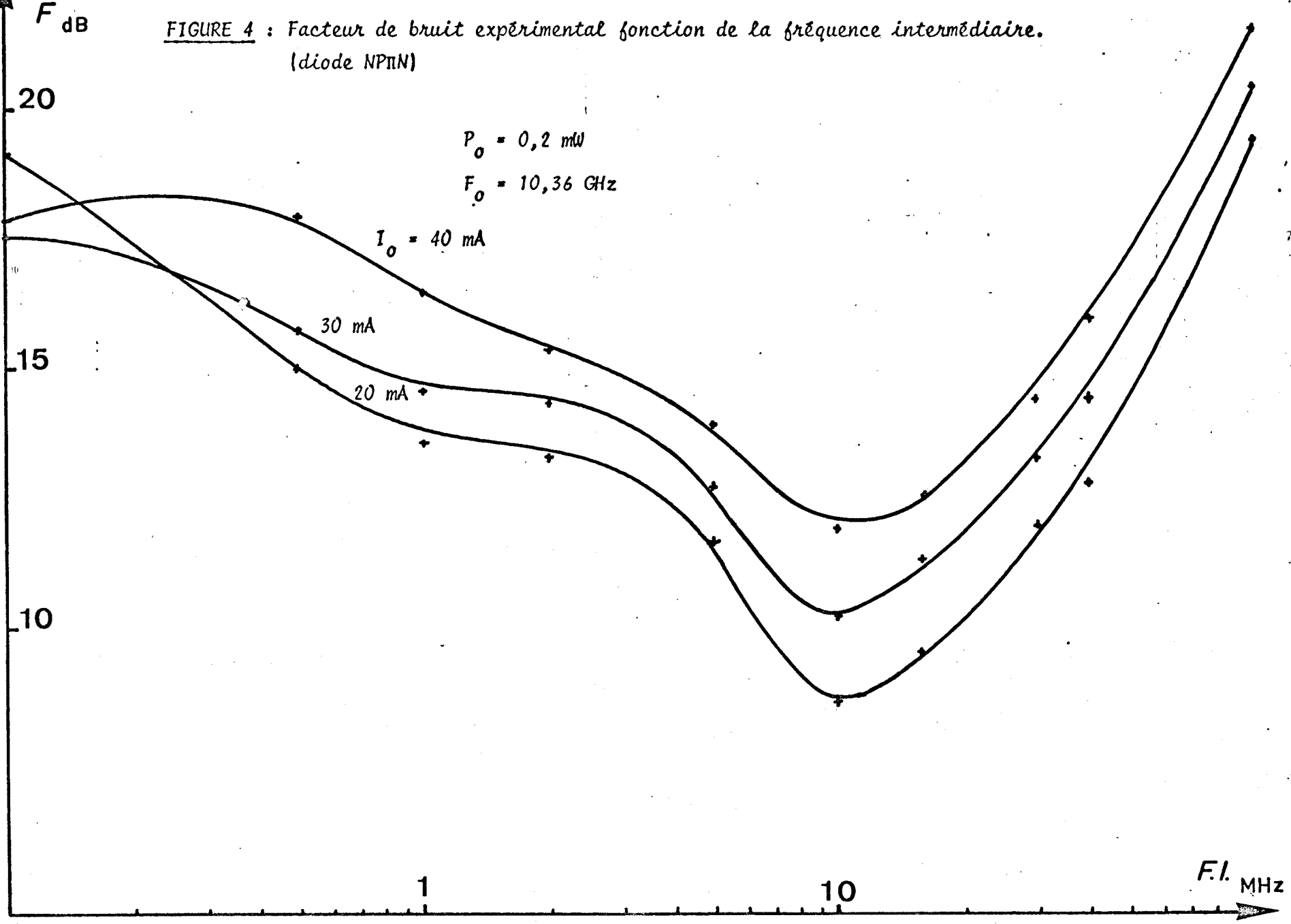


FIGURE 3 : Facteur de bruit expérimental fonction de la puissance d'oscillation.



FIGURE 4 : Facteur de bruit expérimental fonction de la fréquence intermédiaire.  
(diode NPN)



de déterminer la puissance incidente délivrée par ce générateur.

#### I.4.2. Principe de la mesure

Le gain du mélangeur est donné par la relation :

$$G = \frac{\text{Puissance F.I}}{\text{Puissance RF}} \quad (4)$$

La puissance RF incidente est déterminée par la puissance délivrée par le générateur et compte tenu de l'atténuation RF affichée. La puissance F.I, disponible sur une charge de  $50 \Omega$ , est déterminée par l'étalonnage de la partie du banc comprenant le filtre sélectif et le second changeur de fréquence. Cet étalonnage est réalisé pour chaque fréquence intermédiaire.

#### I.4.3. Résultats expérimentaux

Nous avons représenté sur la figure 5 le gain de conversion du mélangeur en fonction de la puissance d'oscillation, pour la structure N P II N, avec la fréquence intermédiaire et le courant de polarisation comme paramètres. Ce gain passe par un maximum en fonction de la puissance, maximum dont la valeur augmente quand on se rapproche de la porteuse. Pour les conditions donnant un facteur de bruit minimum de 8,5 dB, le gain de conversion est de 9 dB.

Pour la structure P N v P, des mesures similaires ont donné un gain légèrement supérieur à celui de la structure N P II N. Dans les conditions donnant un facteur de bruit minimum de 11 dB, le gain atteint 11 dB.

Une estimation plus rapide de l'évolution du gain en fonction de la fréquence intermédiaire a été obtenue avec le banc utilisé pour déterminer la bande de synchronisation, et qui est décrit au paragraphe suivant. Des résultats présentés sur la figure 6, on peut déduire que la variation du gain en fonction de la puissance d'oscillation dépend de l'écart en fréquence entre le signal et l'oscillateur local. En effet, pour des fréquences intermédiaires inférieures à 10 MHz, le gain passe par un maximum quand la puissance d'oscillation augmente, tandis que pour des fréquences intermédiaires supérieures à 10 MHz, le gain augmente toujours avec la puissance.

Conjointement à la mesure du gain, nous avons étudié la linéarité de notre mélangeur. Par exemple, la gamme de linéarité s'étend sur plus de 80 dB avec une puissance d'entrée maximum de 0,1 mW pour la  $P^+NvP^+$  avec un courant de polarisation de 25 mA et une puissance d'oscillation de 5 mW.

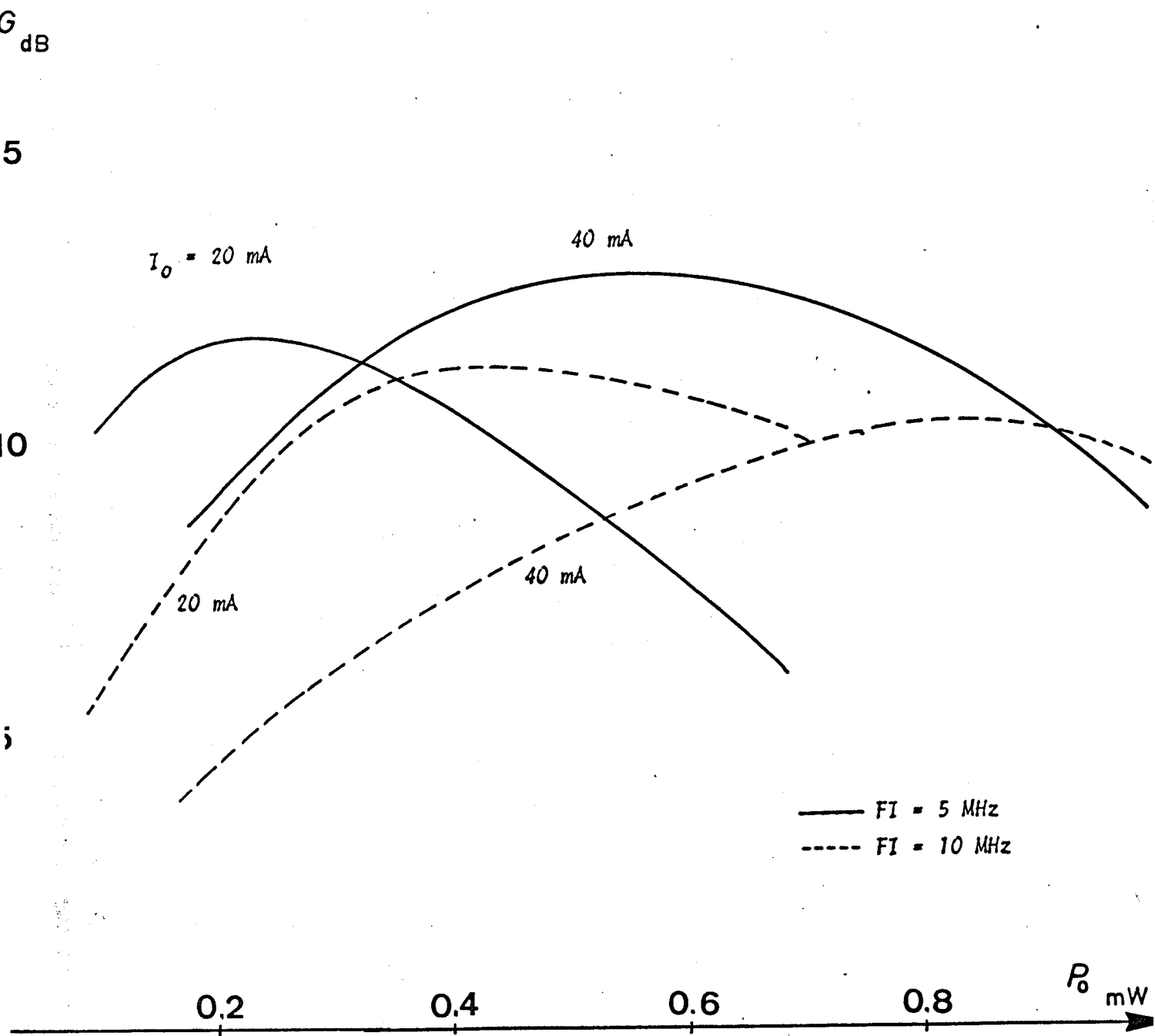
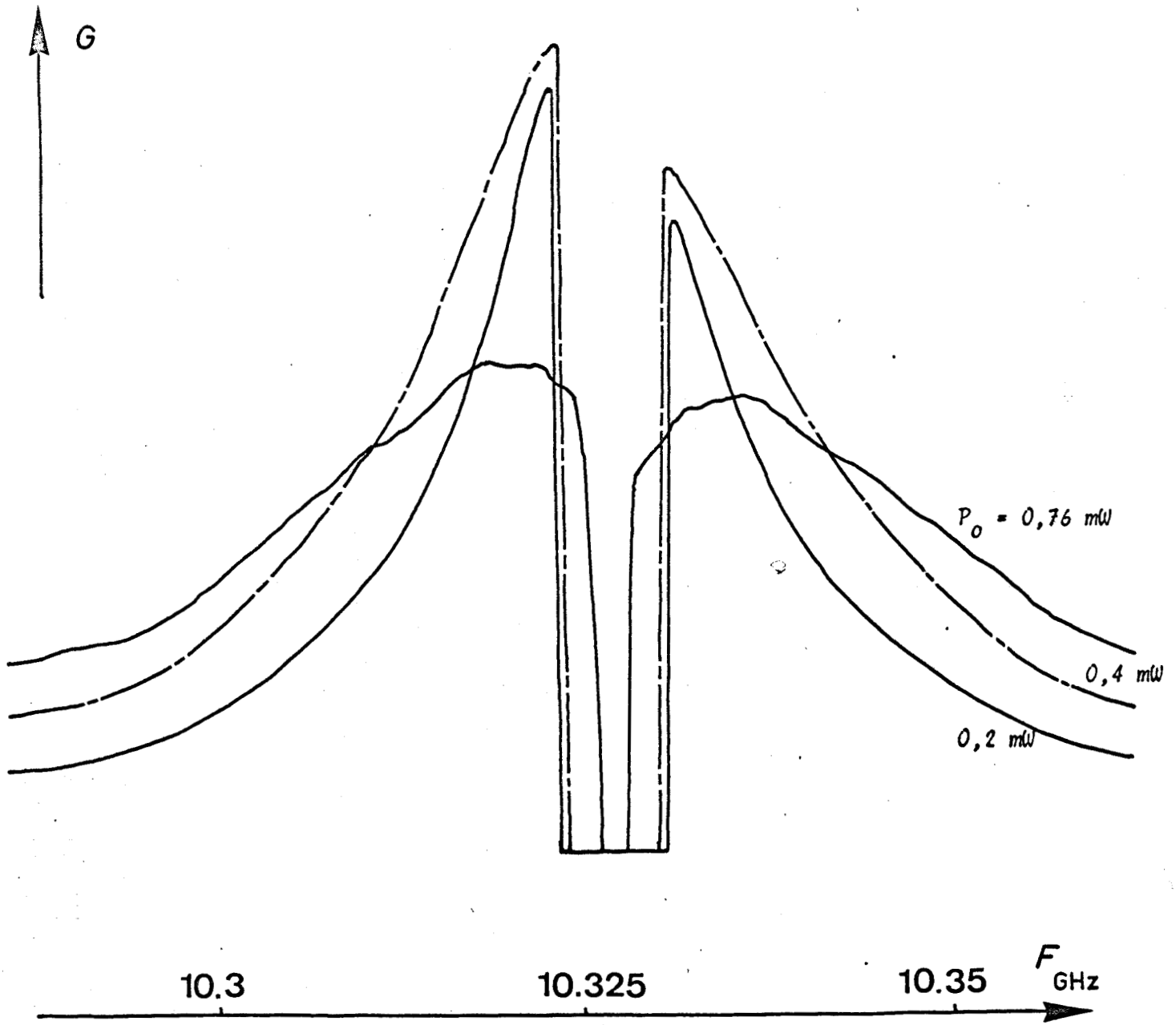


FIGURE 5 : Gain expérimental fonction de la puissance d'oscillation.  
 (diode NPTIN)  
 ( $f_o = 10,3$  GHz)

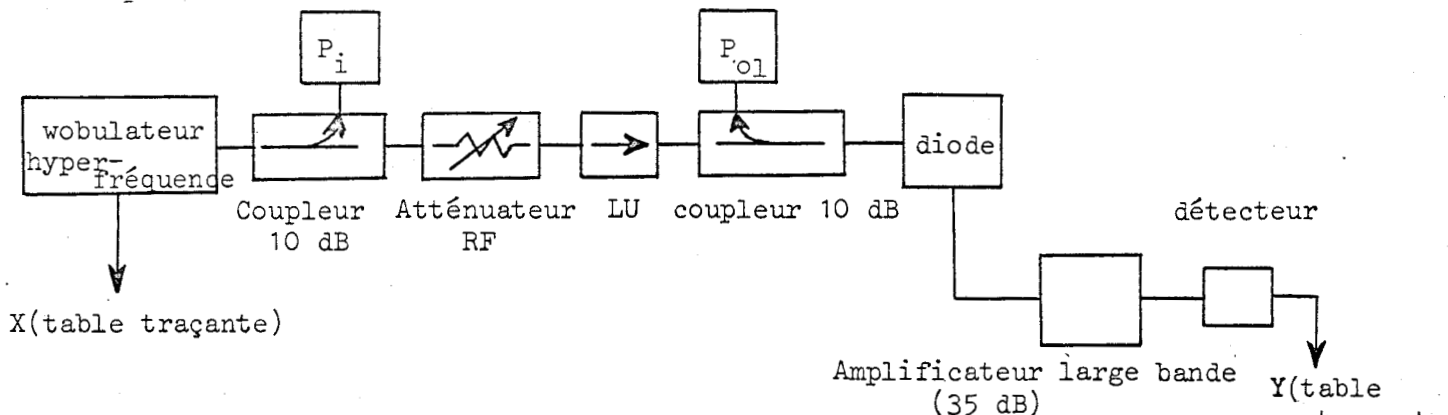


**FIGURE 6** : Gain de conversion fonction de la fréquence signal (diode N PIN)  
 ( $F_o = 10,3 \text{ GHz}$ ).

## I.5. Etude du coefficient de qualité du circuit (bande de synchronisation)

### I.5.1. Banc de mesure

La détermination du coefficient de qualité externe est effectuée à partir du banc de mesure ci-dessous :



Le signal extérieur de puissance connue  $P_i$  est envoyé sur la diode dont la puissance d'oscillation est  $P_o$ . Le signal à la fréquence intermédiaire (FI) est appliqué sur un amplificateur large bande, détecté en amplitude et envoyé sur la voie Y d'une table traçante. La voie X est attaquée par un signal proportionnel à la fréquence du wobulateur hyperfréquence. Ce type de montage nous donne donc deux informations :

- la réponse du mélangeur en fonction de la fréquence,
- la bande de synchronisation, bande de fréquences dans laquelle l'oscillateur se synchronise avec le faible signal injecté extérieurement.

### I.5.2. Principe de la mesure et résultats

Cette bande de synchronisation est obtenue en mesurant la largeur de la zone où le signal détecté est nul (près de la fréquence centrale) ce qui correspond au battement nul.

Par ailleurs, la bande de synchronisation est reliée au coefficient de qualité externe par la relation simplifiée (10)

$$2 \Delta f = \frac{2f_o}{Q_e} \cdot \sqrt{\frac{P_i}{P_o}} \quad (5)$$

avec  $f_o$  fréquence de l'oscillateur

$$Q_e = \frac{\omega_o}{2R_c} \times \frac{\partial X}{\partial \omega} \quad \text{coefficient de surtension externe,} \quad (6)$$

X étant la réactance vue par la diode.

- $R_c$  résistance de charge de la diode
- $P_i$  puissance de l'oscillateur synchronisant
- $P_o$  puissance de l'oscillateur synchronisé.

Par ailleurs, on peut montrer que le coefficient de qualité de la diode seule est au plus de l'ordre de 10. Les valeurs expérimentales du coefficient de qualité étant de l'ordre de 50 à 150, il en résulte que la surtension mesurée peut être assimilée à la surtension du circuit seul.

Nous avons donc tracé figure 7 pour la diode P<sup>+</sup>NvP<sup>+</sup>, la variation du Q externe en fonction de la puissance d'oscillation P<sub>o</sub> pour différents courants de polarisation.

On peut remarquer que le coefficient de qualité externe augmente lorsque la puissance P<sub>o</sub> d'oscillation augmente. De cette mesure, nous pourrions par la suite déduire la variation de l'impédance de charge de la diode en fonction de la fréquence.

## II - ETUDE THEORIQUE DU GAIN

### II.1. Modèle utilisé pour la diode

#### II.1.1. Hypothèses de calcul

Dans cette étude, nous utilisons quelques hypothèssimplificatrices pour décrire le comportement hyperfréquence de la diode.

- Tout d'abord pour l'émission des porteurs au niveau de la jonction en direct, nous utilisons la loi de Richardson sous la forme :

$$I = I_s \cdot e^{\alpha V} \quad \text{avec } \alpha = q/kT \quad (7)$$

V est la tension aux bornes de la zone d'émission.

- Nous supposons également que, dans la zone de transit, les porteurs se déplacent avec une vitesse moyenne  $\bar{v}$  et nous négligeons le phénomène de diffusion.
- Enfin, dans une première étape nous n'avons pas tenu compte de la résistance série (due au substrat).

#### II.1.2. Impédance non linéaire de la diode

Pour l'étude du comportement de la diode en non linéaire, nous supposons que la tension alternative aux bornes de la zone d'émission est sinusoïdale :

$$v = V_e \cos \omega t$$

La décomposition en série de Fourier de (7) nous donne :

$$i = I_{Poo} \left[ B_0(\alpha V_e) + 2 B_1(\alpha V_e) \cos \omega t + \dots \right] = I_o \left[ 1 + 2 M_1 \cos \omega t + \dots \right] \quad (8)$$

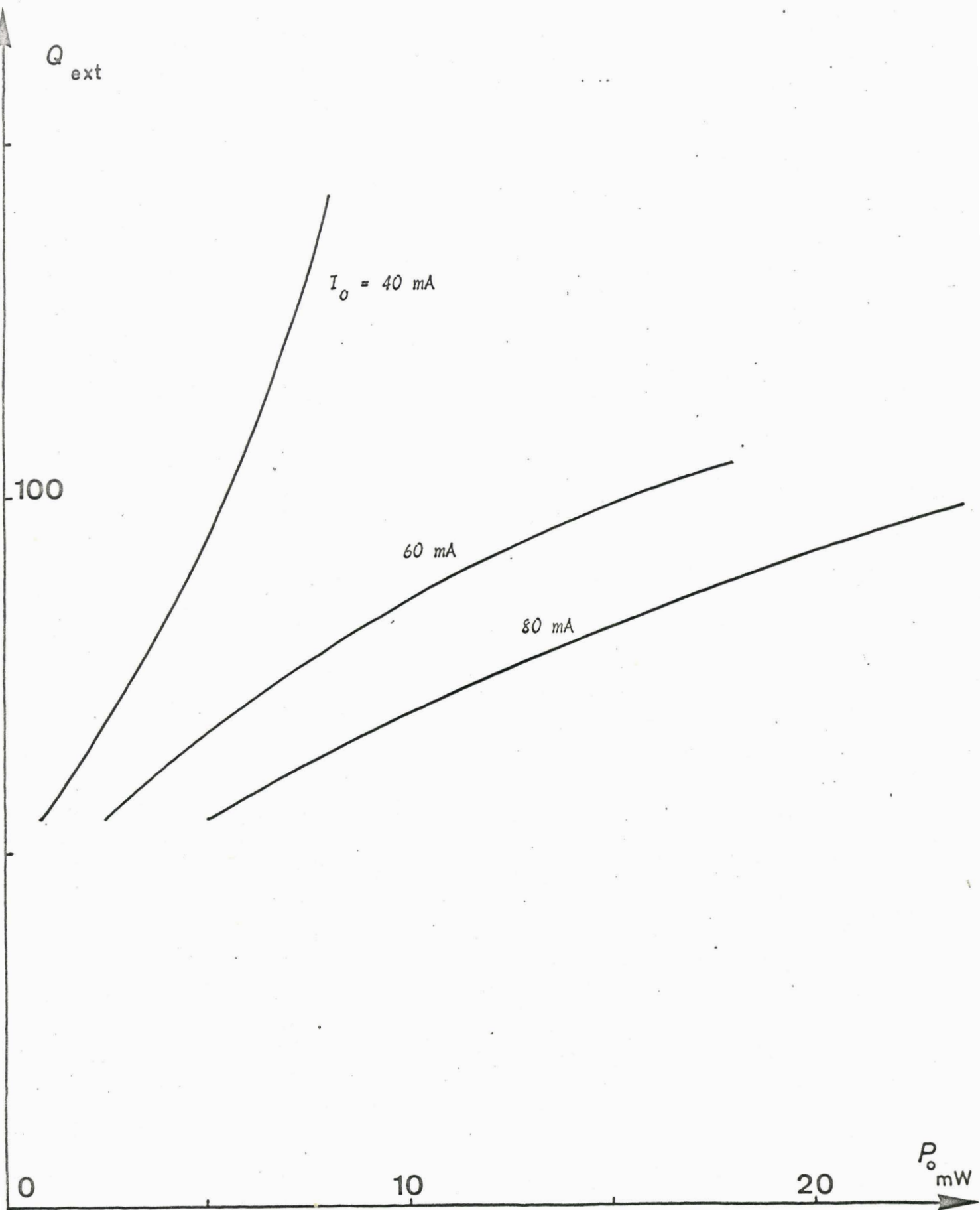


FIGURE 7 : Variation du  $Q$  extérieur en fonction de la puissance d'oscillation (diode PNIP)  $F_0 = 10 \text{ GHz}$



où  $B_0$  et  $B_1$  sont les fonctions de Bessel modifiées de première espèce d'ordre 0 et 1.

$I_{p00}$  est le courant continu en l'absence de signal

$I_0$  est le courant continu en présence de signal

$$M_1 = B_1/B_0$$

La composante  $I_e$  à la fréquence  $\omega$ , du courant de conduction dans la zone d'émission est donc :

$$I_e = 2 I_0 M_1 \tag{9}$$

Le courant total, indépendant de l'abscisse  $x$ , s'écrit :

$$I_T = I_e + j\omega C_e V_e \text{ pour la zone d'émission}$$

$$I_T = kI_e + j\omega C_t V_t \text{ pour la zone de transit (6)}$$

avec  $C_e$  : capacité de la zone d'émission

$C_t$  : capacité de la zone de transit

$V_t$  : tension alternative aux bornes de la zone de transit.

$$k = (1 - e^{-j\theta})/j\theta$$

où  $\theta = \omega W/v$  est l'angle de transit et  $W$  la longueur de la zone de transit.

En négligeant l'impédance de la zone d'émission on obtient pour l'impédance non linéaire de la diode :

$$Z_D = \frac{1}{j\omega C_t} \left( 1 - \frac{k}{1 + j\omega\tau} \right) \tag{10}$$

$$\text{avec } \tau = \frac{C_e}{I_0} \frac{V_e}{2 M_1(\alpha V_e)} \tag{11}$$

En régime linéaire  $V_e \rightarrow 0$  et  $\frac{\alpha V_e}{2 M_1(\alpha V_e)} \rightarrow 1$

$$\text{D'où : } \tau_{\text{linéaire}} = C_e/I_0 \alpha \tag{12}$$

*Coller avec les valeurs habituelles ??*

### II.1.3. Puissance HF

La puissance délivrée par la diode s'exprime par la relation :

$$P_{HF} = \frac{1}{2} \cdot \text{Re} (V \cdot I^*)$$

En développant l'expression de Z on obtient :

$$P_{HF} = \frac{2I_o^2 M_1^2}{C_t \omega} \left( \omega \tau \cdot \frac{\sin \theta}{\theta} - \frac{1 - \cos \theta}{\theta} \right) \quad (6) \quad (13)$$

## II.2. Etude analytique de l'oscillateur mélangeur

### II.2.1. Principe de calcul

Les mélangeurs permettent de déceler les signaux les plus faibles possibles et l'hypothèse signal faible que nous ferons dans cette étude est donc parfaitement justifiée. Par contre on est généralement maître de l'onde émise localement et en particulier dans notre cas où l'onde locale est fournie par la propre oscillation de la diode mélangeuse. Le problème est donc l'étude de l'interaction d'un signal fort et d'un signal faible. Le signal fort comprend le signal de pulsation  $\omega_0$ , fourni par la diode, et les harmoniques engendrées par la caractéristique non linéaire. Le signal faible est constitué du signal reçu, de pulsation  $\omega_1$  et des produits de pulsations  $n\omega_0 + m\omega_1$ . (7)

Nous limiterons cette étude très générale en supposant que des filtres idéaux sont placés aux bornes de la diode, ne laissant subsister que les signaux faibles aux pulsations  $\omega_1$  et  $|\omega_0 - \omega_1|$ . Nous chercherons donc à relier les courants totaux qui traversent la diode à ces deux fréquences aux tensions aux bornes de la diode, à ces mêmes fréquences. Le problème est analogue à celui examiné lors de l'étude petits signaux mais ici le point de polarisation balaye la caractéristique non linéaire sous l'influence de l'oscillation de la diode.

Dans notre cas la caractéristique non linéaire est due à la loi d'émission, de type exponentiel. Du point de vue petit signal, nous linéariserons donc cette loi autour d'un point de fonctionnement. En tenant compte des courants de déplacement nous obtiendrons une relation entre les courants totaux et les tensions aux bornes de la zone d'émission. Il faudra ensuite introduire la zone de transit nous permettra de trouver une relation entre les courants totaux dans la diode et les tensions aux bornes de celle-ci aux fréquences  $\omega_1$  et  $|\omega_0 - \omega_1|$

### II.2.2. Comportement de la diode en oscillateur mélangeur

#### II.2.2.1. Traitement de la zone d'émission

- Régime d'oscillation

La diode étant en oscillation la loi d'émission s'écrit :

$$i = I_{poo} e^{\alpha \tilde{v}_o}$$

où  $\tilde{v}_0$  est la tension aux bornes de la zone d'émission due à l'oscillation de la diode à la pulsation  $\omega_0$ .

La décomposition en série de Fourier complexe nous donne :

$$\tilde{i} = \sum_n I_n e^{jn\omega_0 t} \quad (14)$$

$$\text{avec } I_n = I_{P00} B_n(\alpha v_0)$$

Le courant  $\tilde{i}$  étant une grandeur réelle, on a  $I_n = I_n^*$ . De plus, il est toujours possible de choisir l'origine des temps de telle manière que  $I_1 = I_{-1}$  ce qui entraîne  $I_1$  réel.

- Introduction d'une perturbation

Superposons à l'oscillation un signal de faible amplitude à la pulsation  $\omega_1$ . Il apparaît alors des battements aux pulsations  $n\omega_0 + m\omega_1$ , qui peuvent être considérés comme des faibles variations autour du point de fonctionnement qui, rappelons le, balaye la caractéristique non linéaire sous l'influence de l'oscillation. Nous linéariseront donc autour de ce point de fonctionnement en écrivant :

$$di = \alpha i dv_0 = \alpha \sum_n I_n e^{jn\omega_0 t} dv_0 \quad (15)$$

Chaque grandeur  $di$  et  $dv$  est caractérisée par les composantes  $di_{nm}$  et  $dv_{nm}$  de pulsation  $n\omega_0 + m\omega_1$ , l'ensemble de ces grandeurs étant relié par la relation (15).

Chaque composante étant réelle, on peut écrire :

$$\begin{aligned} di_{nm} &= I_{nm} e^{j(n\omega_0+m\omega_1)t} + I_{nm}^* e^{-j(n\omega_0+m\omega_1)t} \\ dv_{nm} &= V_{nm} e^{j(n\omega_0+m\omega_1)t} + V_{nm}^* e^{-j(n\omega_0+m\omega_1)t} \end{aligned}$$

avec  $n \geq 0, m > 0$  si  $n = 0$  pour éviter de compter deux fois la même fréquence.

La relation (15) peut alors être décomposée en système d'équations reliant les amplitudes complexes  $I_{nm}$  et  $V_{nm}$  et leurs conjugués.

En négligeant les harmoniques du signal, c'est à dire en ne considérant que les pulsations  $n\omega_0 \pm \omega_1$  on trouve :

$$\begin{aligned} I_{N,1} &= \sum_n \alpha I_{N-n} V_{n,1} + \sum_n \alpha I_{N+n} V_{n,-1}^* \\ I_{N,-1}^* &= \sum_n \alpha I_{N+n}^* V_{n,1} + \sum_n \alpha I_{N-n}^* V_{n,-1}^* \end{aligned}$$

Nous avons donc exprimé les courants totaux dans la diode en fonction des tensions aux bornes de la zone d'émission aux deux fréquences considérées. Il nous reste à tenir compte maintenant de l'influence de la zone de transit. (8)

### II.2.2.2. Traitement de la zone de transit

Le courant total dans la zone de transit s'écrit sous la forme

$$I_T = k I_e + j\omega C_t V_t$$

$$\text{avec } k = (1 - e^{-j\theta})/j\theta \text{ où } \theta = \omega W/v$$

Cette zone de transit n'introduisant pas de couplage supplémentaire les courants totaux aux deux fréquences considérées s'écrivent :

$$I_{-T}^* = k_-^* I_{-e}^* - j\omega_- C_t V_{-t}^* \quad (18)$$

$$I_{1T} = k_1 I_{1e} + j\omega_1 C_t V_{1t}$$

### II.2.2.3. Traitement complet de la diode

Les tensions totales aux bornes de la diode s'écrivent :

$$V_{-T}^* = V_{-1e}^* + V_{-t}^* \quad (19)$$

$$V_{1T} = V_{1e} + V_{1t}$$

A partir de ces expressions et des relations (17)  $I_T = f(V_e)$  et (18)  $I_T = g(V_t)$  on obtient :

$$\begin{pmatrix} I_{1T} \\ I_{-1T}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{1T} \\ V_{-T}^* \end{pmatrix} \quad (20)$$

$$\text{avec } Y_{11} = \frac{1 - \frac{M_1^2 S_-^*}{1+j\omega_1 \tau}}{(1 - M_1^2 S_1 S_-^*) Z_{1D}}$$

$$Y_{12} = \frac{M_1 \left[ 1 - S_1 (1+j\omega_1 \tau) \right]}{(1 - M_1^2 S_1 S_-^*) (1 - j\omega_- \tau) Z_{-D}^*}$$

$$Y_{21} = \frac{M_1 \left[ 1 - S_-^* (1-j\omega_- \tau) \right]}{(1 - M_1^2 S_1 S_-^*) (1+j\omega_1 \tau) Z_{1D}}$$

$$Y_{22} = \frac{1 - \frac{M_1^2 S_1}{1-j\omega_- \tau}}{(1 - M_1^2 S_1 S_-^*) Z_{-D}^*}$$

$$\text{avec } S = \frac{1 - k_1}{1 - k_1 + j\omega_1 \tau}$$

$$S_{-1}^* = \frac{1 - k_-^*}{1 - k_-^* - j\omega_- \tau}$$



Supposons maintenant que des filtres idéaux sont placés aux bornes de la diode, ne laissant passer que les signaux de fréquences,

$$\omega_1 \text{ et } \omega_0 - \omega_1 = \omega_-$$

Des équations ci-dessus on obtient :

$$\begin{pmatrix} I_{1,-1}^* \\ I_{0,1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha I_0 & \alpha I_1 \\ \alpha I_1 & \alpha I_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{1,-1}^* \\ V_{0,1} \end{pmatrix}$$



Pour simplifier l'écriture nous écrirons :

$I - e = I_{1,-1}$  : amplitude complexe du courant de conduction à la pulsation  $\omega_0 - \omega_1$

$V - e = V_{1,-1}$  : amplitude complexe de la tension aux bornes de la diode à la pulsation  $\omega_0 - \omega_1$

et de même pour la pulsation  $\omega_1$   $I_{1e} = I_{0,1}$  et  $V_{1e} = V_{0,1}$

On obtient alors :

$$\begin{pmatrix} I_{-e}^* \\ I_{1e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha I_0 & \alpha I_1 \\ \alpha I_1 & \alpha I_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{-e}^* \\ V_{1e} \end{pmatrix} \quad (16)$$

*Indice?*

Il nous reste maintenant à exprimer le courant total dans la zone d'émission qui s'écrit :

$$I_T = I_e + j \omega C_e V_e$$

On a donc :

$$\begin{pmatrix} I_{-T}^* \\ I_{1T} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha I_0 - j C_e \omega_- & \alpha I_1 \\ \alpha I_1 & \alpha I_0 + j C_e \omega_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{-e}^* \\ V_{1e} \end{pmatrix}$$

Soit encore en introduisant  $\tau$  définit précédemment (12) :

$$\begin{pmatrix} I_{-T}^* \\ I_{1T} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha I_0 (1 - j \omega_- \tau) & \alpha I_1 \\ \alpha I_1 & \alpha I_0 (1 + j \omega_1 \tau) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{-e}^* \\ V_{1e} \end{pmatrix} \quad (17)$$

$Z_{1D}$  et  $Z_{-D}$  impédances de la diode en régime linéaire, pour les fréquences  $\omega_1$  et  $\omega_-$ .

Nous avons donc obtenu la matrice admittance de la diode qui exprime, sous la forme générale de la théorie des quadripôles, les courants et tensions aux fréquences signal et intermédiaire. Cette matrice nous permet d'évaluer le gain de conversion de notre mélangeur connaissant les impédances de charge aux deux fréquences considérées.

### II.2.3. Gain de conversion du mélangeur

Le gain de conversion du mélangeur étang défini comme le rapport de la puissance disponible à la sortie sur la puissance d'entrée, on obtient :

$$G = \frac{|Y_1 + Y'_1|^2}{R_e(Y'_1)} \cdot \frac{G_L}{|G_L + Y'_2|^2} \cdot \left| \frac{Y_{21}}{Y_1 + Y_{11}} \right|^2 \quad (21)$$

avec  $G_L$  conductance de charge à la fréquence intermédiaire.

$$Y'_1 = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{G_L + Y_{22}}$$

$$Y'_2 = Y_{22} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_1 + Y_{11}}$$

$Y_1$  : admittance vue par la diode à la fréquence signal.

### II.2.4. Résultats théoriques et discussion

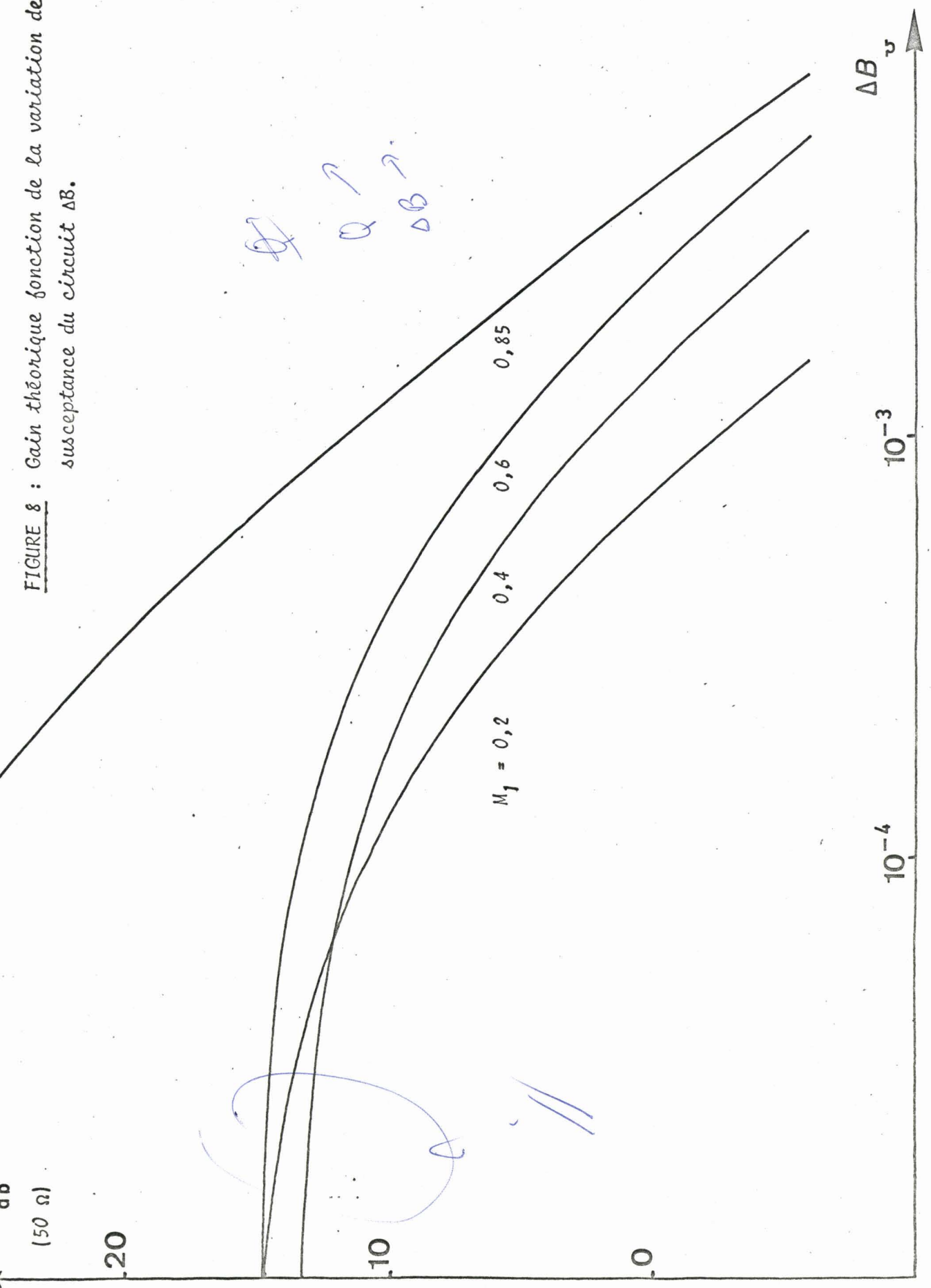
La difficulté est de déterminer la valeur de l'admittance  $Y_1$ . Pour notre application numérique nous avons considéré que la diode oscillant à la fréquence  $\omega_0$ , l'admittance du circuit à cette fréquence est l'opposé de l'admittance de la diode (condition d'oscillation réalisée). A la fréquence voisine  $\omega_1$  il faut alors tenir compte de la variation d'admittance du circuit avec la fréquence, ce que nous avons fait de façon classique en introduisant le coefficient de qualité du circuit. On aboutit à une expression de la forme :

$$Y_1 = -G_D - jB_D + 2j|G_D| Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -Y_D + j\Delta B \quad (22)$$

Pour le circuit de sortie l'impédance de charge a été prise réelle et égale à  $50 \Omega$ . (cas de l'étude expérimentale)

Nous avons représenté sur la figure 8, les variations du gain en

FIGURE 8 : Gain théorique fonction de la variation de susceptance du circuit  $\Delta B$ .





fonction de  $\Delta B$  avec  $M_1$  comme paramètre, coefficient lié à la puissance d'oscillation de la diode. Nous donnons un exemple de courbe de puissance en fonction de  $M_1$ , sur la figure 9, pour une diode ayant les caractéristiques suivantes :

$C_t = 1 \text{ pF}$  ,  $I_o = 40 \text{ mA}$  ,  $f = 10 \text{ GHz}$  ,  $\tau_{lin} = 32 \text{ pS}$

Validité!

Sur la figure 8, on peut noter qu'à puissance d'oscillation constante, le gain diminue dans tous les cas quand la distance à la porteuse augmente. Ce sens de variation correspond aux résultats expérimentaux obtenus et représentés sur la figure 6.

Pour étudier les variations du gain avec la puissance d'oscillation  $P_o$  de la diode, nous avons tracé (figure 10) le gain en fonction de  $M_1$  pour différentes valeurs de  $B$ . On remarque que lorsque  $P_o$  augmente :

- à  $B$  constant en général le gain augmente.
- si  $B$  augmente avec la puissance d'oscillation, le gain peut passer par un maximum.

Il nous a donc semblé intéressant d'utiliser la courbe expérimentale  $Q = f(p_o)$  afin d'estimer la variation du gain en fonction de la puissance d'oscillation (figure 11). On remarque, sur cette courbe, un accord satisfaisant entre la théorie et l'expérimentation tant en variation qu'en amplitude. Les divergences observées peuvent être imputées aux nombreuses approximations faites lors de l'étude théorique provenant de l'utilisation d'un modèle analytique.

FIGURE 9 : Puissance théorique fonction du paramètre  $M_1$ .

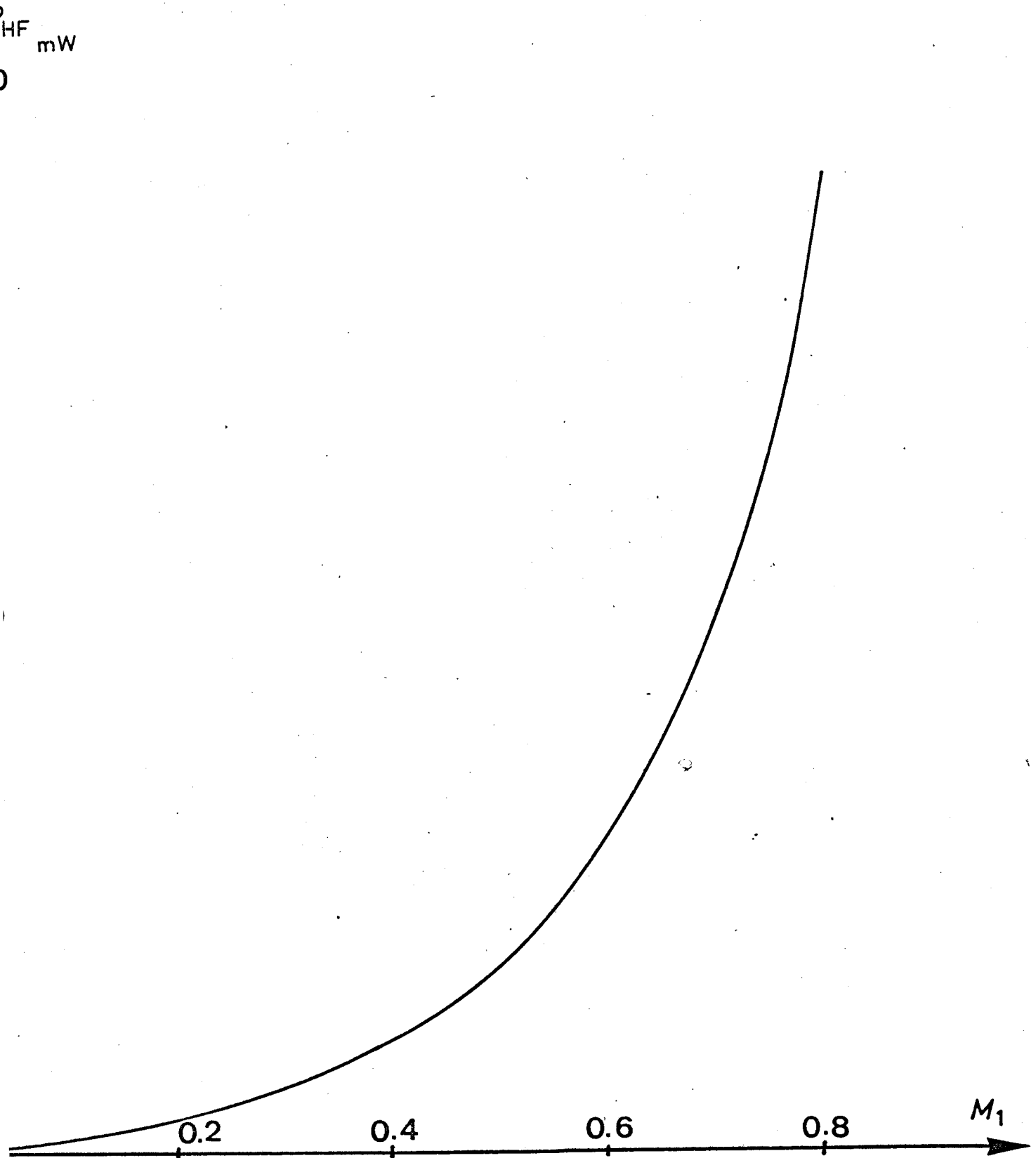


FIGURE 10 : Gain théorique fonction du paramètre  $M_1$ .

B

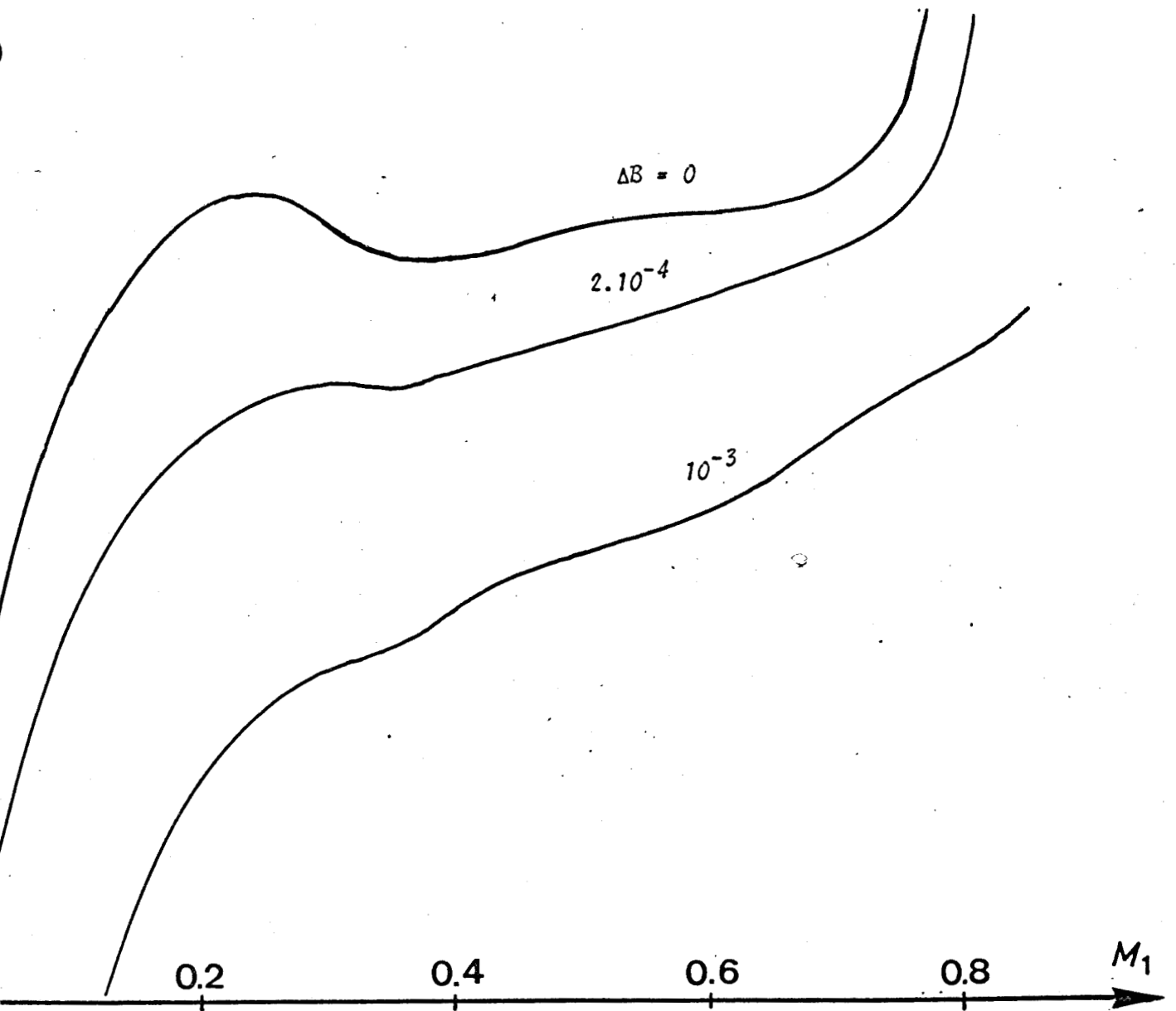
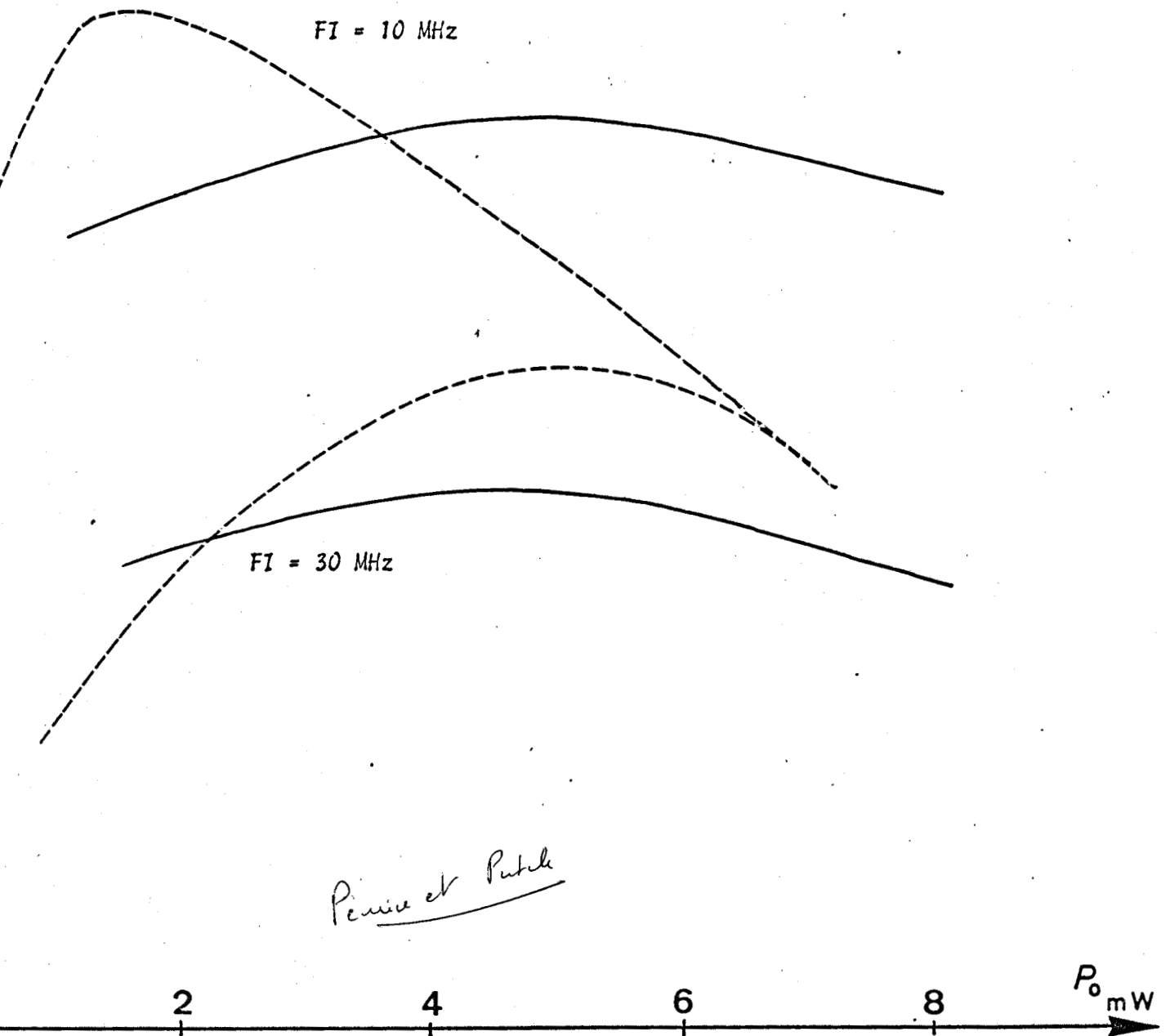


FIGURE 11 : Variations du gain en fonction de la puissance d'oscillation  
( $I_0 = 40 \text{ mA}$ )

— Théorique  
----- expérimental (PNP)

B



## C O N C L U S I O N

---

Nous avons présenté dans ce rapport les performances des diodes à injection thermoionique et temps de transit utilisées en oscillateur mélangeur hyperfréquence. Parmi les résultats typiques, on peut citer un facteur de bruit inférieur à 10 dB et un gain de conversion correspondant supérieur à 10 dB.

La bande de fréquence convertie s'étend jusqu'à 100 MHz de la porteuse.

L'étude analytique du gain de conversion qui a été présentée donne des résultats comparables aux valeurs expérimentales.

L'étude analytique du facteur de bruit peut être envisagée en utilisant le même procédé de calcul que celui décrit dans ce rapport. Ces calculs ainsi qu'une étude numérique permettant de s'affranchir de nombreuses hypothèses de calcul, seront effectués dans une étape ultérieure.

Les résultats obtenus et prévisibles nous montrent l'intérêt des diodes à injection thermoionique et temps de transit utilisées en oscillateur mélangeur. Une application intéressante est le détecteur de présence à effet Doppler (9), réalisé par la C.S.F., qui a montré de nombreux avantages par rapport aux dispositifs similaires à diode Gunn.

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

-----

- (1) MEIGNANT D. D.E.A. LILLE, 1973. .
- (2) DELAGEBEAUDEUF D. Elec. Lett. 15 nov. 1973, pp. 538-539.
- (3) SNAPP C.P., WEISSGLAS P. I.E.E., ED 19, 10 oct. 1972, pp. 1109-1118.
- (4) SALMER G., VANOVERSHELDE A., MEIGNANT D., Workshop, CALVI (France), oct. 1973.
- (5) BJÖRKMAN G., SNAPP C.P., Elec. Lett., 1972, 8, pp. 501-503
- (6) LACOMBE J. Thèse de 3e cycle, Paris VI., juin 1974, pp. 16-25.
- (7) POITEVIN J.P. Onde électrique, n° 454, janv. 1965, pp. 60-68
- (8) HINES M.E. P.I.E.E.E., 60, déc. 1972, pp. 1534-1548
- (9) ARMAND M. Communication personnelle.
- (10) KUROKAWA L. P.I.E.E.E., 61, oct. 1973, pp. 1386-1410.

