

**I
R
E
L**

50376
1966
81

50376
1966
81

INSTITUT RADIOTECHNIQUE

LABORATOIRE DE RADIOÉLECTRICITÉ ET ÉLECTRONIQUE
DE LA FACULTÉ DES SCIENCES DE LILLE

DIPLOME D'ÉTUDES SUPÉRIEURES

DE SCIENCES PHYSIQUES

SUR LA RÉALISATION D'UN OSCILLATEUR PULSE À L'ÉTAT SOLIDE DANS LA BANDE
DES 2MM ET SUR SON UTILISATION COMME SOURCE DANS LA MESURE DES PROPRIÉTÉS
DIELECTRIQUES DES MATÉRIAUX.



Jury : Président : M. GABILLARD

Examineurs : MM. LEBRUN

CONSTANT

présenté par J.M. THERIOT

- Licencié ès-sciences -

SCD LILLE 1



D 030 272198 9

Lille, le 24 Juin 1966

50376
1966
81

50376
1966
81

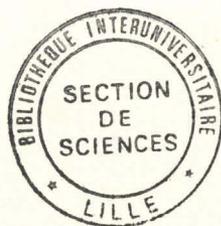
Ce travail a été effectué au laboratoire de Radioélectricité et Electronique de la Faculté des Sciences de LILLE.

Nous tenons à remercier vivement Monsieur le Professeur GABILLARD, Directeur du Laboratoire, qui nous a permis d'effectuer ce travail.

Nous remercions également Monsieur CONSTANT, Maître de Conférences, qui nous a conseillé et dirigé dans la réalisation de notre travail.

Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur LEBRUN qui nous a fait l'honneur de participer à notre Jury.

Que tous nos camarades de laboratoire veuillent bien trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour la sympathie qu'ils nous ont témoignée et l'aide qu'ils nous ont apportée.



S O M M A I R E

<u>Introduction</u>	3
<u>I. Régime d'avalanche et résistance négative</u>	4
I.1. Régime d'avalanche	4
I.2. Obtention de résistance négative	6
<u>II. Dispositif expérimental d'étude de l'oscillation</u>	9
II.1. Diodes utilisées	9
II.2. Etude de la monture hyperfréquence	10
II.3. Etude des circuits d'alimentation de la diode	10
II.4. Etude des circuits hyperfréquences de contrôle des oscillations	12
a) longueurs d'onde supérieures à 8mm	12
b) - - inférieures à 8mm	14
<u>III. Résultats</u>	17
III.1. Résumé des résultats obtenus	17
a) en continu	17
b) en impulsions	
III.2. Influence du courant sur le niveau détecté	18
III.3. Influence du courant sur la monochromaticité	19
III.4. Influence du courant sur la fréquence émise	21
III.5. Influence de la monture	21
III.6. Modulation de la diode	22
III.7. Mise en évidence de fréquences harmoniques de la fondamentale	24

IV. <u>Application : Mesure de permittivité diélectrique</u>	29
IV.1. Dispositif de mesure	29
IV.2. Réglage du dispositif	30
IV.3. Résultats des mesures	31
<u>Conclusion</u>	32

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

En 1958, READ (1) démontra la possibilité théorique de produire des oscillations hyperfréquences à partir d'un semi-conducteur convenablement dopé, placé dans un champ électrique intense. La puissance prévue théoriquement semble pouvoir être importante. Malgré les nombreux essais effectués pour réaliser un dispositif de ce type, ce n'est qu'en 1965 que JOHNSON (2), utilisant une diode p-n conventionnelle placée en zone avalanche, obtient des oscillations hyperfréquences. A la même époque, dans notre laboratoire, la mise au point d'une source de bruit hyperfréquence nous incite à étudier le bruit présenté par des diodes au silicium (polarisées en inverse) et à observer les oscillations qui peuvent s'y produire. Depuis lors, de nombreuses recherches se sont développées sur ce sujet ; des progrès substantiels ont, en l'espace d'une année, été effectués . Nous nous proposons ici, de montrer, en décrivant les différents résultats obtenus au laboratoire dans le domaine des ondes millimétriques, les nombreuses possibilités d'application des dispositifs de ce type.

Dans une première partie nous rappelons sommairement les théories de base permettant d'expliquer le phénomène d'avalanche et l'apparition de résistance négative.

Dans une seconde partie nous décrivons les dispositifs et appareillages qui nous ont permis l'étude de l'oscillation produite à partir d'une jonction en régime avalanche.

Dans une troisième partie nous donnons les caractéristiques essentielles des oscillations observées.

Nous terminons enfin ce travail en présentant un exemple d'application des dispositifs étudiés et nous décrivons un banc de mesure des propriétés électromagnétiques des matériaux utilisant comme source hyperfréquence un oscillateur pulsé à diode semi-conductrice.

I. REGIME D'AVALANCHE ET RESISTANCE NEGATIVE

I.I. Régime d'avalanche

La diode étant polarisée en inverse, à partir d'une certaine tension (tension de Zener), on constate que l'intensité croît brusquement et ceci pour une faible variation du champ électrique. On dit que la diode est placée en régime d'avalanche. La figure.I. présente la caractéristique courant tension.

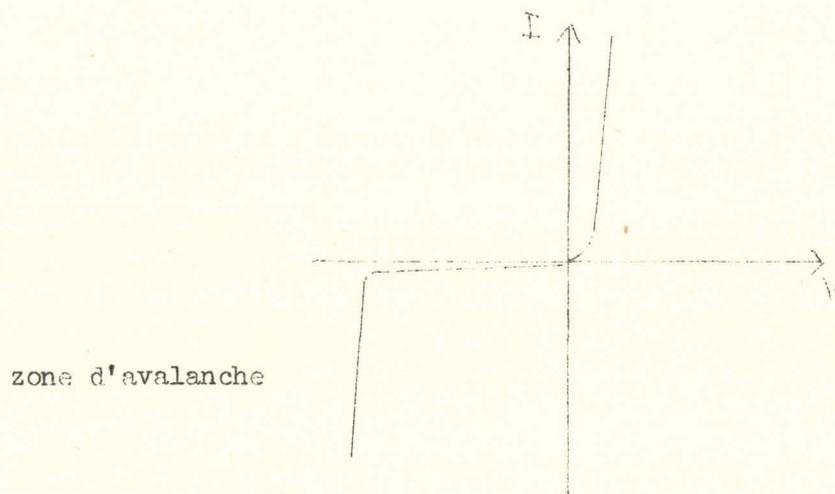


fig.I.

On peut expliquer ce phénomène par une multiplication des porteurs au niveau de la jonction. En effet, pour un champ électrique donné, l'énergie cinétique des porteurs, acquise durant le libre parcours moyen devient suffisante pour ioniser un atome et libérer une paire d'électron-trou. Ces nouveaux porteurs ainsi créés libèrent à leur tour d'autres paires électron-trou et le phénomène d'ionisation se répète à l'infini. Cet effet se traduit par une augmentation brusque du courant à travers la jonction, généralement limitée par les caractéristiques extérieures du circuit d'alimentation.

On peut décrire le régime d'avalanche d'une façon plus précise en faisant intervenir le taux d'ionisation des porteurs α qui dépend du champ électrique. On définit α comme étant le nombre de paires

électron-trou produit par un porteur pour un parcours de longueur unité.
 Dans le cas d'une jonction plane (fig.2.) le problème est à ^{une} seule dimension
 et nous allons déterminer la condition du régime d'avalanche.

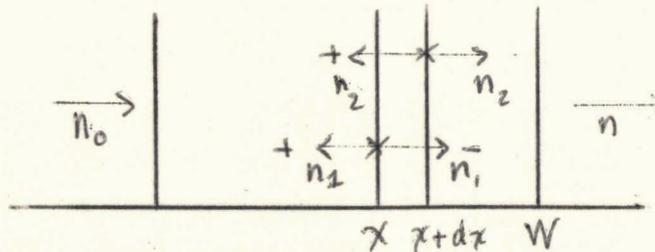


fig.2.

Soit n_1 et n_2 le nombre d'électron-trou produit par les porteurs suivant Ox et xW . Les atomes dans la tranche $x, x + dx$ vont subir les chocs des électrons et des trous se dirigeant en sens inverse. Il s'en suit que le nombre d'électrons produit entre x et $x + dx$ sera :

$$dn_I = (n_0 + n_I)\alpha dx + n_2\alpha dx = n\alpha dx$$

avec ; $n = n_I + n_2$ nombre d'électrons connectés par l'anode. En intégrant avec les conditions initiales suivantes :

$$\begin{aligned} n_I &= 0 \text{ pour } x = 0 \\ n + n_2 &= n - n_0 \text{ pour } x = W \end{aligned}$$

On obtient :

$$\int_0^{n-n_0} dn = \int_0^W n\alpha dx \rightarrow \frac{n - n_0}{n} = \int_0^W \alpha dx$$

ou en posant $M = \frac{n}{n_0}$ facteur de multiplication

$$I - \frac{I}{M} = \int_0^W \alpha dx$$

(I)

Nous voyons que lorsque l'intégrale du second membre de (I) tend vers l'unité, M facteur de multiplication tend vers l'infini, le courant traversant la jonction croît brutalement.

La relation (I) permet connaissant la loi de variation $\alpha(E)$ et le champ électrique à l'intérieur de la jonction, de déterminer la condition d'avalanche c'est-à-dire pratiquement la tension zener V_b appliquée aux bornes de la diode.

I.2. Obtention de résistance négative

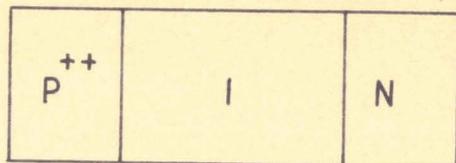
Différents mécanismes semblent permettre l'obtention de résistance négative et partant, la production d'oscillation à partir de semi-conducteur placé en zone avalanche.

Un premier mécanisme a été mis en évidence il y a déjà une dizaine d'années (3). Attribué à un effet de charge d'espace (4), il permet d'expliquer certaines oscillations B.F. observées avec des semi-conducteurs placés en zone avalanche (5). Ces oscillations correspondent à une résistance négative sur la caractéristique statique. Nous avons pu les observer au laboratoire. Les oscillations sont souvent sinusoïdales ; la fréquence (de l'ordre du MHz) dépend largement des caractéristiques du circuit extérieur. Cependant, la stabilité est souvent mauvaise et l'intérêt pratique de ce dispositif fonctionnant selon ce mécanisme paraît limitée.

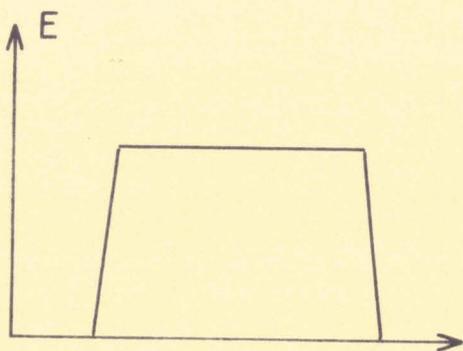
Un autre mécanisme d'oscillation paraît plus intéressant et c'est celui que nous étudierons au cours de ce traduit. Il dépend essentiellement du temps de transit τ_0 des porteurs dans la zone de déplétion du semiconducteur et se manifeste pour des fréquences de l'ordre de $\frac{1}{2\pi\tau_0}$, c'est-à-dire généralement en hyperfréquence. Ce mécanisme peut intervenir en l'absence de résistance négative sur la caractéristique statique. Il a été mis en évidence théoriquement, par READ pour une structure très particulière de semiconducteur placés en zone avalanche, et récemment MISAWA a montré qu'il était possible également d'obtenir des oscillations à partir de simple diode de type p n à champ électrique et avalanche uniforme. Les structures proposées et calculées par READ et MISAWA sont cependant très différentes et nous résumons planche I les caractéristiques des deux structures envisagées.

STRUCTURE A

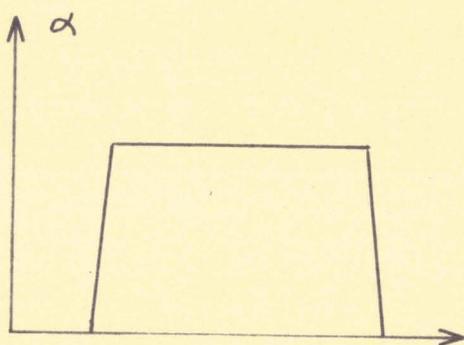
Champ et avalanche
uniforme



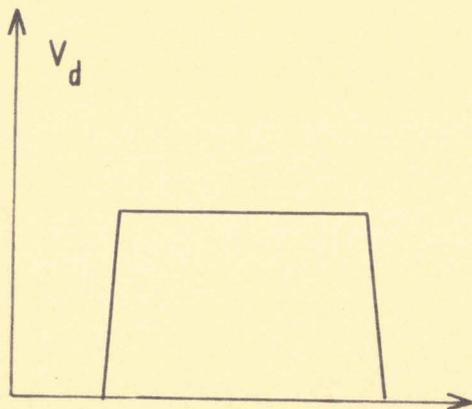
champ
électrique



taux
d'ionisation

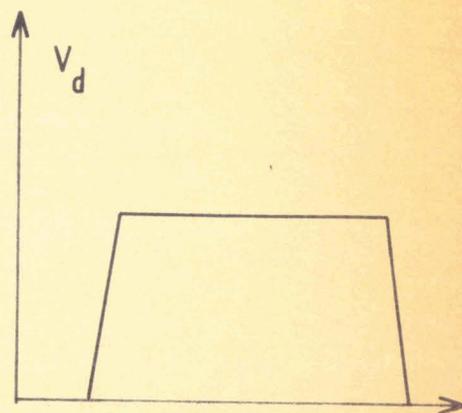
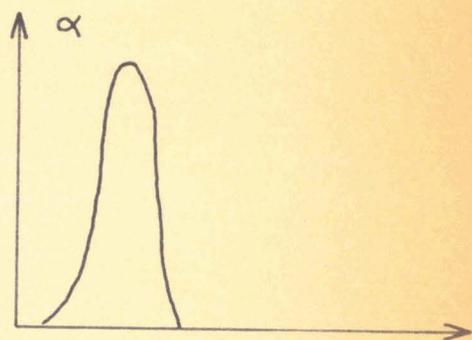
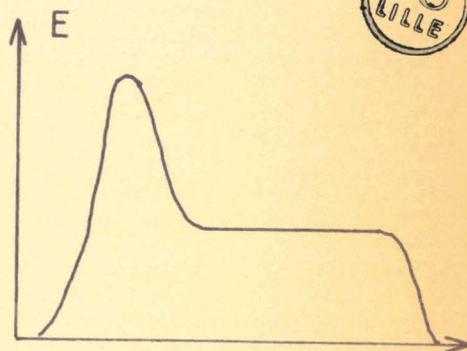
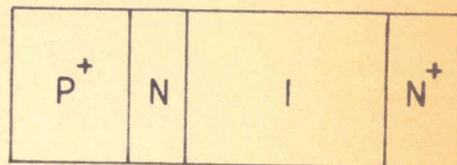


vitesse
des porteurs



STRUCTURE B

Read



Quelle que soit la structure envisagée, le champ électrique existant à l'intérieur de la zone de déplétion doit être intense (supérieur à quelques 10^4 V/cm). Dans ces conditions, on peut admettre que les porteurs de charge se déplacent avec une vitesse limite V_d (indépendante du champ électrique) ; pour le silicium V_d est de l'ordre de $8,5 \cdot 10^6$ cm/sec (6). Les mécanismes proposés responsables des oscillations sont relativement différents pour la structure A (MISAWA) et la structure B (de READ). On peut les décrire qualitativement de la façon suivante :

Pour la structure A, l'ensemble de la zone de déplétion constitue un plasma électron-trou se multipliant par avalanche. Les oscillations proviennent des propriétés intrinsèques du plasma. La partie réelle de la constante de propagation γ est négative et l'amplitude des ondes augmente au fur et à mesure qu'elles se propagent dans le plasma. A l'intérieur de la zone de déplétion, les ondes de plasma se propagent dans des sens opposés de façon à satisfaire les conditions aux limites. Dans certaines conditions, il pourra y avoir des effets de résonance pour des fréquences qui dépendront du temps de transit. Ces fréquences de résonance, seront, d'après MISAWA, proportionnelles à la racine carrée du courant.

Dans la structure B, les porteurs sont produits par avalanche dans une région très localisée de la zone de déplétion (qui se comporte en quelque sorte comme une cathode). Le reste de la zone de déplétion n'est pas en avalanche et se comporte comme une zone de transit. Dans cette zone (de largeur l) se déplace, avec une vitesse limite v_d , une seule catégorie de porteurs, le temps de transit τ_0 est $\frac{l}{v_d}$ lorsque τ_0 est convenablement choisi, la phase entre la tension appliquée et le courant traversant la structure est telle qu'une résistance négative en résulte.

Si les structures A et B sont relativement différentes, il est possible de passer graduellement de la structure A à la structure B en dopant convenablement le semiconducteur. Pour ces cas intermédiaires, MISAWA a développé de façon numérique, la théorie pour des signaux U.H.F. d'amplitude très faible et a montré que des oscillations étaient encore possibles.

En résumé, quelle que soit la structure proposée, il semble possible théoriquement d'obtenir des oscillations et un effet de résistance négative à partir d'un semiconducteur en zone avalanche. Le problème est de déterminer la structure qui permet d'obtenir les puissances et le rendement les plus favorables. Ce problème est relativement difficile à résoudre théoriquement. La plupart des théories développées jusqu'ici, l'ont été pour des signaux d'amplitude très faible. En conséquence, elles ne peuvent être appliquées que pour déterminer la condition de seuil de l'oscillation. Pour aller plus loin, une étude expérimentale systématique semble nécessaire. Cette étude nous l'avons entreprise au laboratoire et nous en donnons ici les résultats essentiels obtenus dans le domaine des ondes millimétriques.

II. DISPOSITIF EXPERIMENTAL D'ETUDE DE L'OSCILLATION

Après avoir formulé une explication qualitative de la production d'ondes hyperfréquences à partir d'une diode P N, nous allons maintenant décrire les différentes méthodes d'étude qui nous ont permis d'observer les oscillations.

II.I. Diodes utilisées

Nous avons utilisé principalement des diodes varactors épitaxiques au silicium de la C.O.S.E.M. de différents types. La plupart de l'étude a été réalisée avec les types SFD 400-401-402 dont la puissance dissipable en continu est de 0,75Watts. L'expérimentation s'est poursuivie avec des diodes du type SFD 2-400 ; 2-401 ; 2-402 de dimensions nettement inférieures et de dissipation maximum de 0,5 Watts. Les caractéristiques moyennes des diodes utilisées sont résumées dans le tableau I.

T A B L E A U I

	concentration	épaisseur
Couche P diffusée	10^{20}	5 μ
Couche N épitaxique	$5 \cdot 10^{15}$	5 μ
Couche N substrat	10^{19}	140 μ

Les diodes sont généralement hors normes. En conséquence la dispersion en ce qui concerne la résistance négative et la capacité est assez importante. Nous présentons - tableau II - les caractéristiques de quelques diodes choisies parmi les plus intéressantes.

T A B L E A U I I

Numéro	2	8	38	42	49	51
Tension zener V_p	40	51,5	31	31	26,5	27,6
R_z au coude	200	670	366	100	26,6	266
R_z à 3mA	67	166	200	62,5	80	93
C à -6V pF	0,81	0,57	1,14	0,69	0,57	0,20
* $\gamma \cdot 10^{-2}$	24,7	24,7	26,9	26,3	22,9	23,4

* Loi de variation de la capacité = $C = \frac{C_0}{(1 + \frac{|V|}{0,6})^\gamma}$

Quelques essais ont également été tentés avec des diodes planar de la S.I.L.E.C. Les performances obtenues sont moins intéressantes. Ceci semble être dû à la susceptance selfique très importante présentée par la cartouche.

II.2. Etude de la monture hyperfréquence

Nous avons essentiellement étudié les oscillations hyperfréquences de diode-varicap dans le domaine des ondes millimétriques. Dans ces conditions, la diode est montée dans un guide, la jonction étant perpendiculaire au champ électrique. L'expérience nous a montré que la position de cette diode avait une très grande importance sur le niveau de sortie et la monochromaticité de l'onde émise (surtout lorsque les dimensions du boîtier de la diode sont de l'ordre de celles du guide). C'est ce qui nous a conduit à réaliser un support en guide 4mm possédant ce paramètre de réglage. La coupe de ce support est représentée schématiquement planche 2.

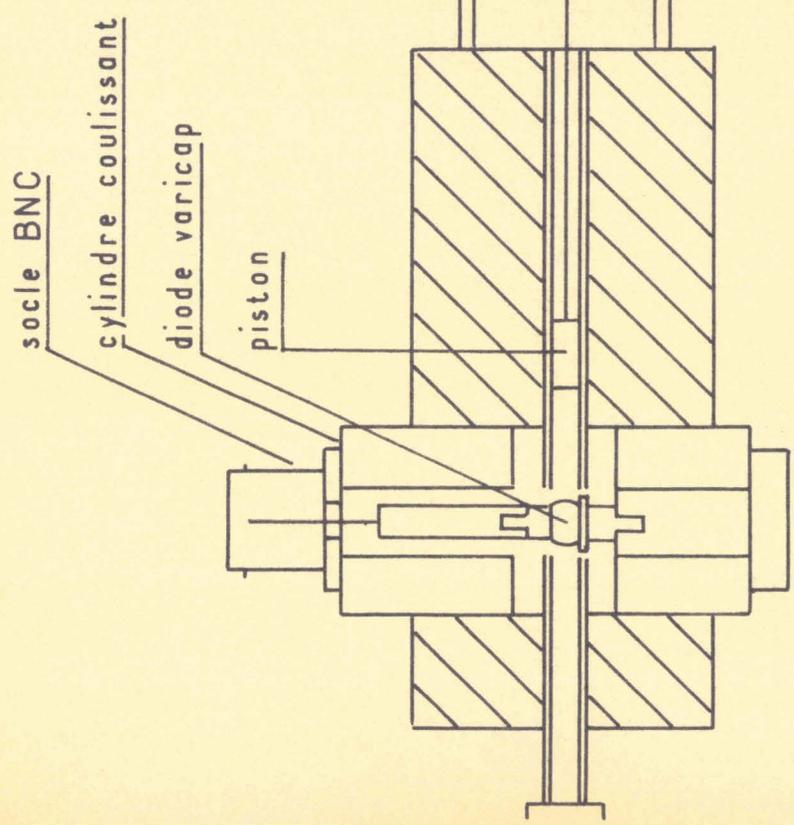
Un piston d'accord commandé par une tête micrométrique est placé derrière la diode de façon à accorder le dispositif, c'est-à-dire de compenser en général la susceptance présentée par cette dernière. Un adaptateur placé devant la diode permet de se placer dans les conditions d'oscillation les plus favorables.

II.3. Etude des circuits d'alimentation de la diode

L'entretien des oscillations n'est assuré que pour un courant supérieur à l'intensité de seuil. La tension d'avalanche étant imposée, la puissance d'alimentation nécessaire pour obtenir des oscillations peut être supérieure à la puissance dissipable en continu.

Pour ne pas détruire la jonction on est donc obligé de placer la diode en zone avalanche par intermittance. Ceci est réalisé à l'aide d'un générateur FERISOL qui nous délivre des impulsions très brèves ($0,1\mu s$ à $1\mu s$) suivant une fréquence de répétition de 1 kHz à 10 kHz. L'amplitude maximum des impulsions délivrées par le générateur étant de 60 volts, une alimentation continue est mise en série dans le circuit et polarise de façon permanente la

Echelle 1/4



tête micrométrique

socle BNC

cylindre coulissant

diode varicap

piston

Coupe du support de diode en guide 4 mm



jonction en-deça du coude de la caractéristique inverse (fig.3.)

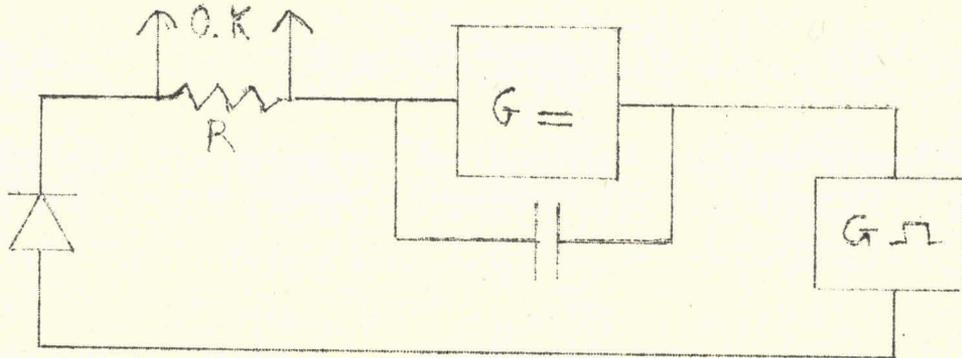


fig.3.

L'impulsion déplace le point de fonctionnement et met la diode en régime avalanche. Pour que le fonctionnement soit satisfaisant, le courant durant l'impulsion doit être constant (cf. chapitre III). Une résistance en série dans le circuit procure une régulation de l'intensité (fig.4.).

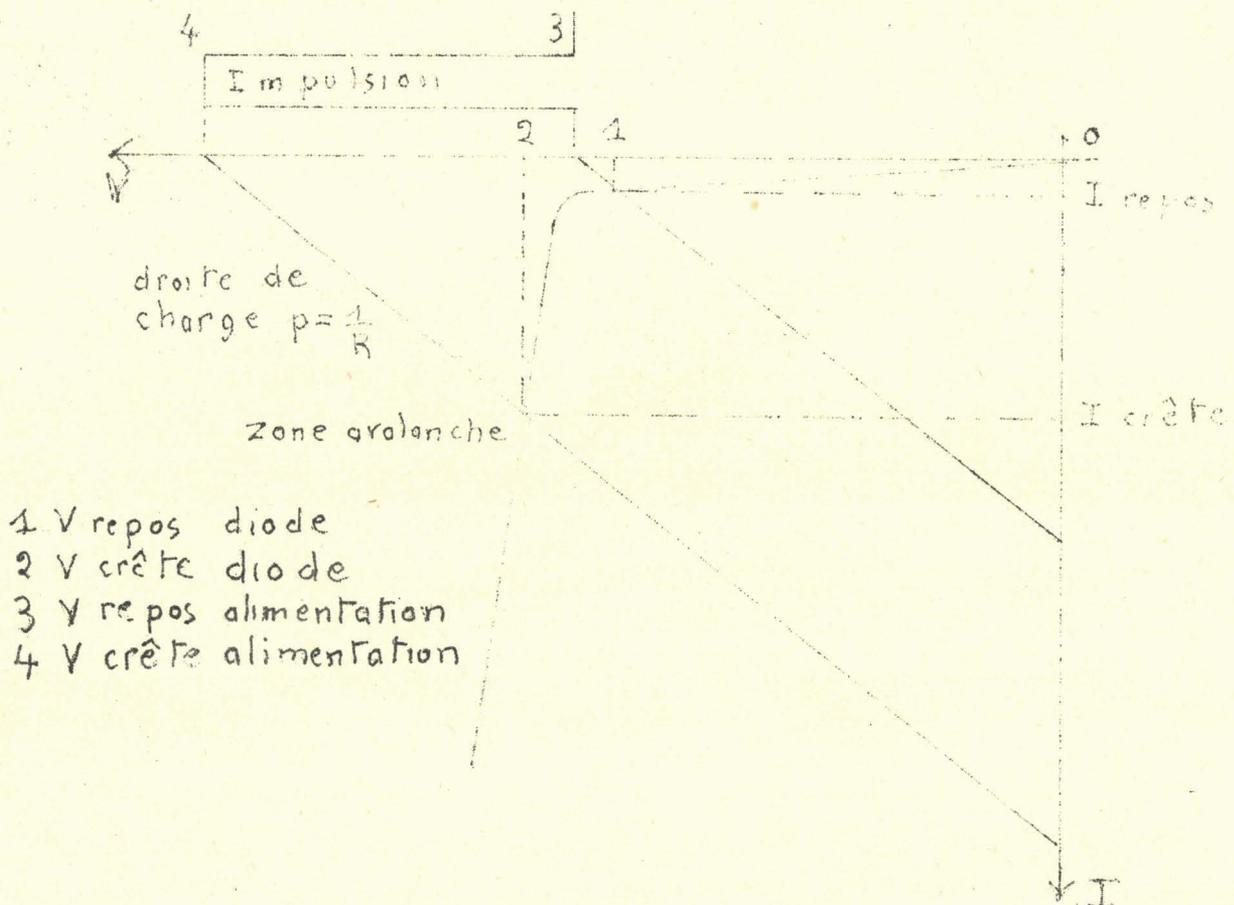


fig.4.



La stabilité est renforcée par un régulateur de tension secteur qui alimente simultanément le générateur et les appareils annexes. Il est très utile de connaître le courant instantané qui traverse la jonction. Pour cela il suffit de mesurer à l'oscilloscope à tiroir différentiel, la tension aux bornes de la résistance régulatrice de valeur connue.

Si la puissance d'alimentation est inférieure à la puissance dissipable en permanence, on place alors simplement la diode en zone avalanche à l'aide d'une alimentation stabilisée continue et d'une résistance placée en série dans le circuit pour se rapprocher également du générateur de courant. On minimise ainsi les variations du courant dues aux variations de la résistance apparente de la diode, variations causées par exemple par l'échauffement de la jonction. Une véritable alimentation, générateur de courant à transistors est à l'étude pour résoudre cette question de manière plus élégante. On obtient ainsi une onde hyperfréquence continue. Ce type de jonctionnement lorsqu'il est possible, est évidemment le plus souhaitable par sa commodité et la qualité de l'onde ainsi obtenue (monochromaticité cf. chapitre suivant). En effet, il s'est avéré difficile d'obtenir des impulsions de courant parfaitement stabilisées. Il semble que ceci soit dû à l'interaction de la diode sur le système d'alimentation. Certains auteurs ont d'ailleurs signalés une véritable instabilité du courant dans le circuit d'alimentation de la diode. Dernièrement ce phénomène a été constaté et étudié au laboratoire sur des diodes planar (7).

II.4. Etude des circuits hyperfréquences de contrôle des oscillations

Après avoir présenté les conditions dans lesquelles étaient placées le générateur, nous allons décrire les différents appareils qui nous ont permis d'étudier l'onde hyperfréquence ainsi émise. Deux systèmes d'étude principalement ont été retenus.

a) longueurs d'ondes supérieures à 8mm

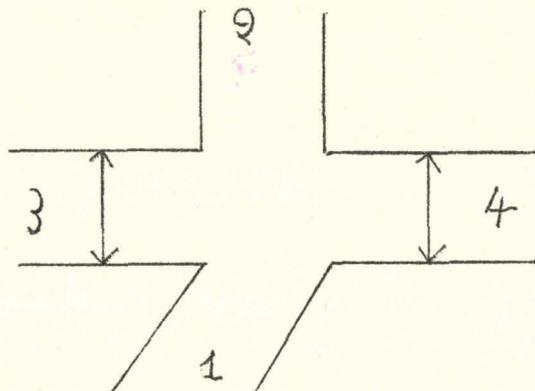
Les dispositifs d'études sont schématisés fig.5.a. et .b.

2ème cas (fig.5.b.)

Les distances d_1 et d_2 satisfont une relation de la forme :
 $d_2 = d_1 + \frac{\lambda}{4}$. Cette fois le té équilibré de façon à obtenir un signal maximum à la sortie sauf à la résonance de la cavité que l'on constate par une brusque diminution du niveau détecté. Cette méthode nous procure les mêmes informations que la précédente avec l'avantage d'être la plus sensible car le cristal détecteur est polarisé. Pour une onde monochromatique ce dispositif s'identifie à un ondemètre à absorption. Par lecture de la graduation du piston on détermine la demi-longueur d'onde dans le guide (par différence entre deux pointés successifs par exemple) et connaissant la longueur d'onde de coupure, la longueur d'onde dans le vide. Un abaque donne la correspondance immédiatement en fréquence. Pour éviter les interactions de la manoeuvre des pistons du té sur les conditions d'oscillation de la diode, on découple le générateur à l'aide d'une ligne unidirectionnelle.

b) longueur d'onde inférieure à 8 mm

La deuxième méthode d'étude est basée sur l'analyse du signal par décomposition en séries de Fourier. L'emploi du té est encore valable mais cette fois sans iris dans la branche 3 (fig.6.). En déplaçant un des pistons des branches latérales 3 ou 4, on observe une série de franges et à partir de la forme de la courbe, résultante des amplitudes des différentes fréquences émises, on peut en déterminer les composantes.

fig.6.

Pour cette méthode le té peut être avantageusement remplacé par un interféromètre (réplique de celui de MICHELSON en optique) réalisé en guide surdimensionné. Rappelons brièvement le principe : l'onde à étudier rencontre une séparatrice en mica (bras I) sous un angle d'incidence de 45° (fig.7.). 80% de l'énergie électromagnétique la traverse alors que le reste est réfléchi sous le même angle (bras 3) (l'épaisseur de la séparatrice doit être choisie pour que cette énergie soit maximum). Les ondes sont réfléchies par des pistons et se recomposent pour être ensuite détectées (bras 4).

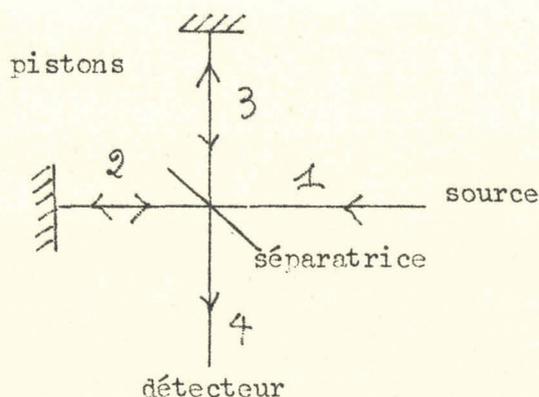


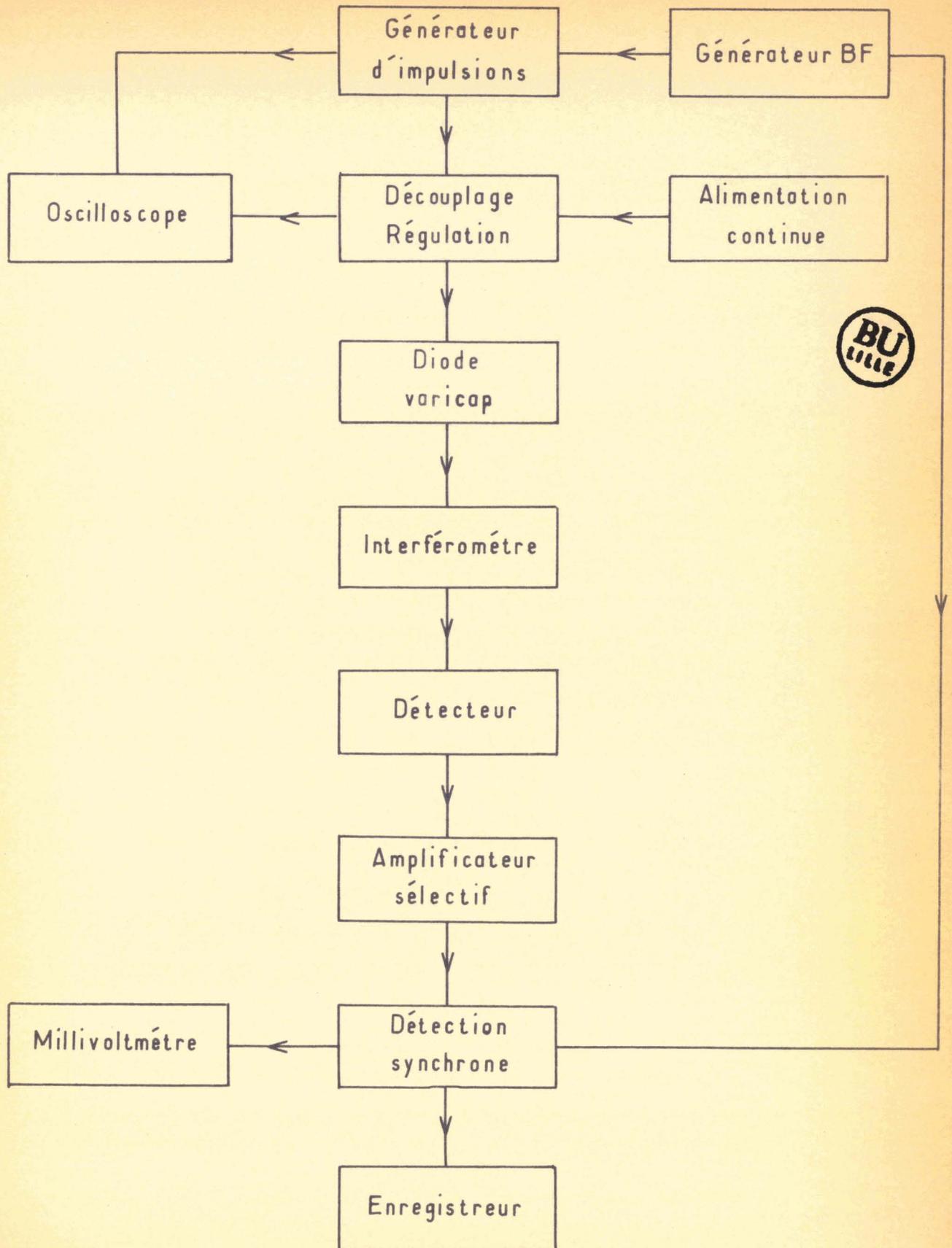
fig.7.

D'après le montage on constate que l'on aura un signal maximum lorsque la différence de trajet entre les deux ondes sera un multiple de λ et un signal minimum ou nul (si les atténuations dans les deux trajets séparés sont égales) pour une différence de chemin égale à un nombre impair de $\lambda/2$. Il s'en suit qu'en manoeuvrant l'un des pistons, pour un déplacement de $\lambda/2$, on retrouvera le même signal ce qui nous permet d'obtenir un système de franges. La manipulation se fait automatiquement à l'aide d'un moteur synchrone qui entraîne la vis micrométrique du piston et d'un enregistreur.

La détection est réalisée à l'aide d'un simple détecteur à cristal, des essais ont été entrepris avec un détecteur à moustache plus sensible mais le niveau confortable du signal nous a incité à revenir à la première méthode nettement moins délicate. Un détecteur de GOLAY dont le principe de fonctionnement est basé sur l'aspect thermique du rayonnement

a également été utilisé. Il semble être la solution idéale pour des longueurs d'onde inférieures à 2 mm.

Si la diode est alimentée en continu et que le niveau de sortie est suffisant, on enregistre directement le signal issu du détecteur. Lorsque la diode est modulée en impulsions, le signal de détection est d'abord appliqué à un amplificateur basse fréquence sélectif GENERAL RADIO accordé sur la fréquence de répétition des impulsions. Le signal de sortie "mis en forme" est sinusoïdal. Pour obtenir un rapport signal sur bruit favorable, la sortie de l'amplificateur est reliée à une détection synchrone suivie d'un filtre passe-bas intégrateur, ce qui nous procure un signal de l'ordre de 3 volts au maximum. Un simple atténuateur à résistance réalise l'adaptation avec l'enregistreur VECI. Un générateur basse fréquence déclenche le générateur d'impulsions et synchronise la détection ainsi que l'oscilloscope pour l'observation du courant d'alimentation de la diode. Nous présentons planche 3 un tableau synoptique des différents appareils du dispositif d'étude. L'interféromètre présente des avantages indéniables sur le té pour cette méthode d'analyse. En effet cet appareil peut fonctionner dans une large gamme de longueurs d'onde (de 4mm à l'infrarouge) il ne suffit que d'y associer un détecteur convenable. D'autre part sa construction en est aisée et peut être réalisée à l'atelier de mécanique de l'Institut. Il semble également que la présence de la séparatrice nous procure un découplage de la source, ce qui nous a permis de nous dispenser de ligne unidirectionnelle pour des longueurs d'onde inférieures à 3 mm.



III. Résultats

Après avoir décrit les dispositifs d'étude de l'onde hyperfréquence produite par les diodes varicaps, nous allons présenter un résumé des performances obtenues et traiter de l'influence des différents paramètres sur l'oscillation. Le niveau et la monochromaticité de l'onde émise en fonction du courant retiendront particulièrement notre attention. Nous serons également conduits à parler de l'influence de la monture et à présenter les possibilités de modulation et de production d'ondes millimétriques de fréquences très élevées.

III.I. Résumé des résultats obtenus

Donnons, tout d'abord, un résumé des résultats ~~que nous~~ avons obtenus :

a) en continu

Nous avons pu obtenir des oscillations en continu de fréquences comprises entre 7 GHz et 64 GHz, de puissance variable entre 0,05mW et 10mW. L'examen du spectre à l'analyseur nous a montré des largeurs de "raie" inférieures à 100kHz.

b) en impulsions

Cette technique d'alimentation nous a permis d'élargir le domaine spectral précédemment considéré. Les fréquences maximum mises en évidence sont de l'ordre de 200 GHz. Les puissances hyperfréquences sont évidemment plus faibles.

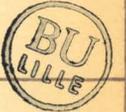
III.2. Influence du courant sur le niveau détecté

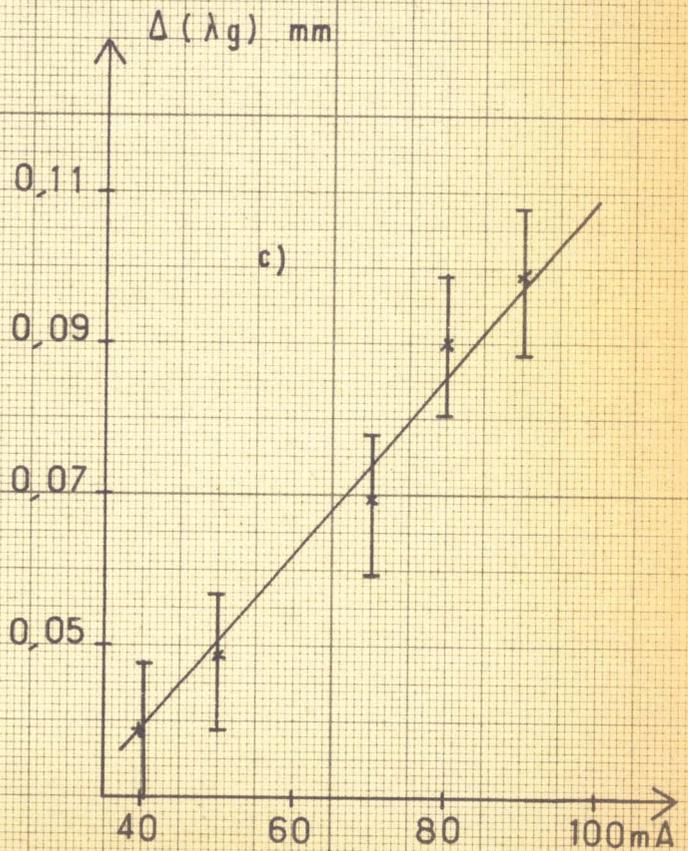
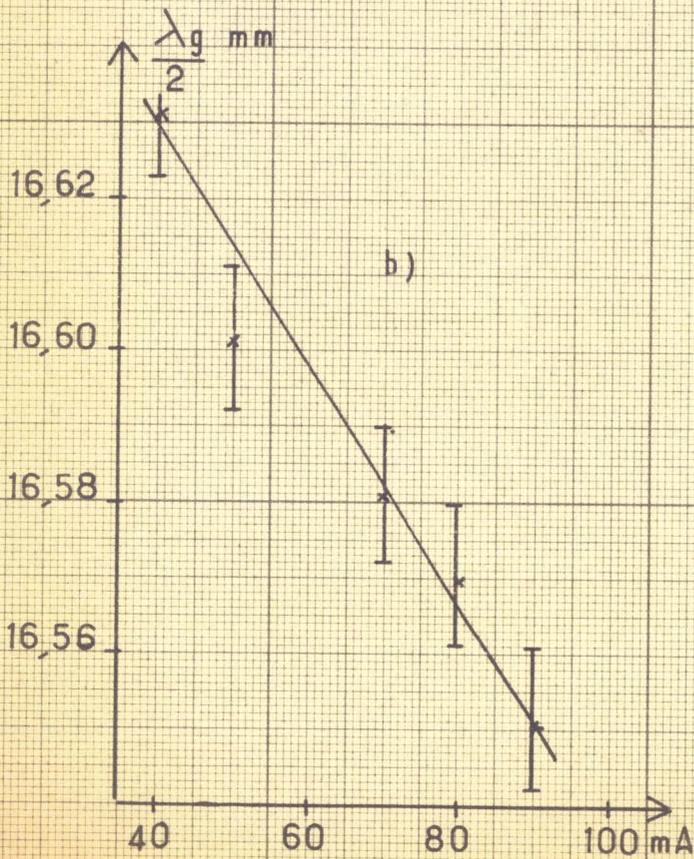
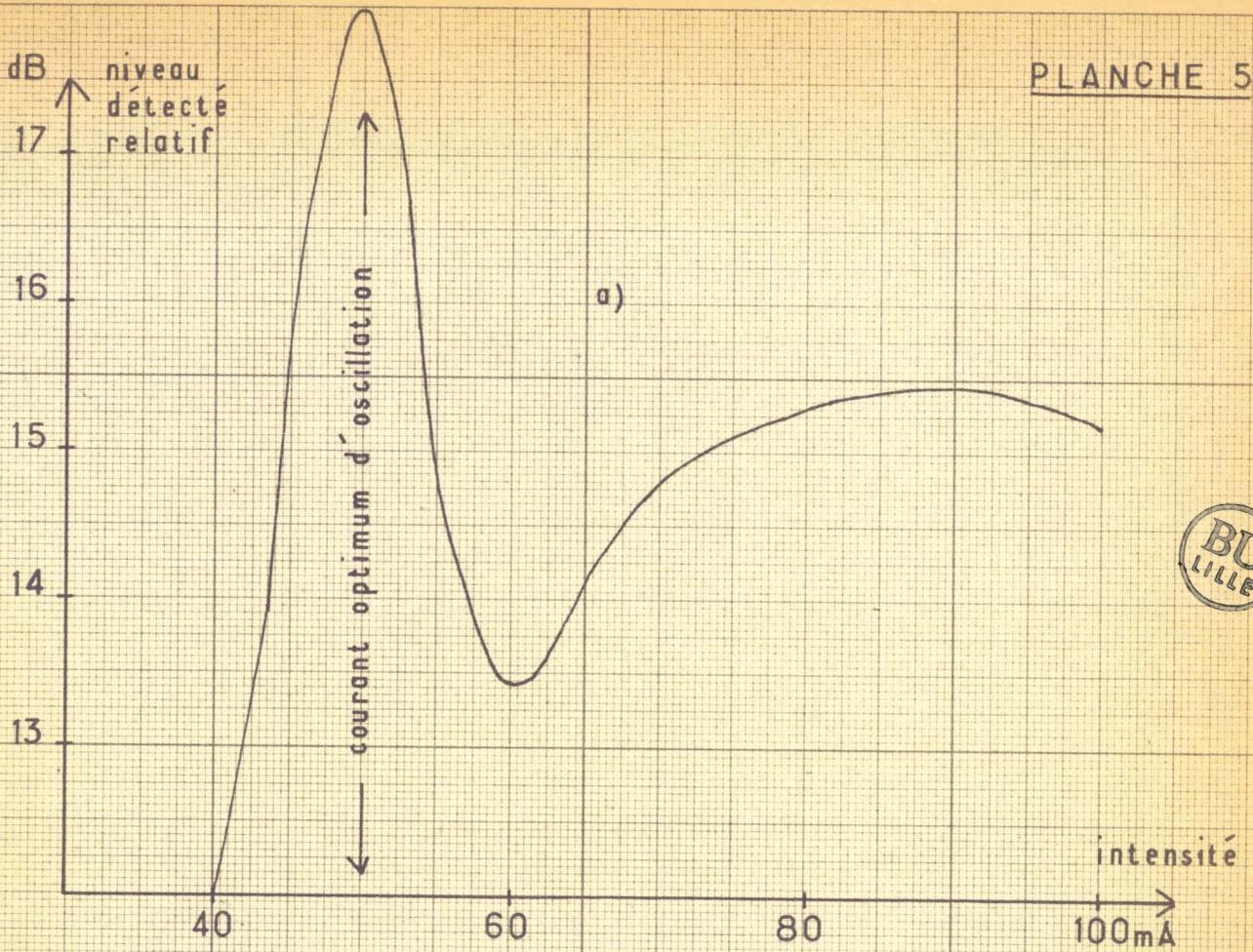
La diode étant polarisée en sens inverse pour de faibles courants de l'ordre de quelques milliampères, on constate l'émission d'un bruit hyperfréquence intense (8) souvent proportionnel au courant. Pour une certaine intensité, le signal de bruit se transforme peu à peu en un signal cohérent dont l'amplitude augmente brutalement avec le courant. La diode se comporte en oscillateur hyperfréquence. La variation du niveau détecté n'est pas exactement proportionnelle à l'intensité. Très rapide au départ, elle cesse de le devenir par la suite et l'on constate un courant optimum d'oscillation.

La fréquence émise est légèrement fonction du courant (§III.4.). Pour que l'étude reste valable, il est nécessaire pour chaque mesure de retoucher l'accord des différents éléments du système détecteur. La mesure du niveau détecté est réalisée de la façon suivante : la diode étant modulée en impulsions par exemple, le niveau de sortie est contrôlé par l'amplificateur GENERAL RADIO. Le gain étant maintenu constant, on manoeuvre l'atténuateur étalonné pour obtenir un même niveau de sortie pour différents courants. Les résultats de cette manipulation sur une diode sont résumés planche 4 et illustrés par la courbe III.a. qui met en évidence un courant optimum d'oscillation de 50mA.

On peut expliquer qualitativement le phénomène de la façon suivante. L'impédance de la diode varie en fonction du courant qui la traverse (9). En conséquence, l'adaptation qui correspond aux conditions d'oscillations idéales ne peut être constamment remplie. D'autre part, un effet thermique au niveau de la jonction pourrait également limiter l'amplitude du signal hyperfréquence (10).

Intensité mA	Niveau détecté dB	$\frac{\lambda_g}{2}$ mm	$\Delta \left(\frac{\lambda_g}{2} \right)$ mm
40	12	16,63	0,04
50	18	16,60	0,05
60	13,4	16,59	0,08
70	14,8	16,58	0,07
80	15,2	16,57	0,09
90	15,4	16,55	0,10
100	15,1	16,54	0,11
110	11,4 - 15,2	19,21 - 13,74	0,28 - 0,21
120	12,2 - 15,2	19,28 - 13,61	0,24 - 0,23
130	14 - 15,5	19,29 - 13,67	0,26 - 0,23
140	15 - 15,5	19,29 - 13,62	0,27 - 0,20
150	16 - 14,5	19,26 - 13,60	0,24 - 0,22
160	16,2 - 14	19,24 - 13,61	0,25 - 0,25
170	18,7 - 12,8	19,27 - 13,56	0,26 - 0,34
180	17,7 - 14,8 - 12,3	19,26 - 16,20 - 13,56	0,26 - 0,32 - 0,58
190	18,2 - 15 - 11,2	19,26 - 16,21 - 13,57	0,25 - 0,20
200	18,5 - 15,2	19,27 - 16,21	0,26 - 0,30





On constate parfois que la diode n'oscille pas durant toute la durée de l'impulsion. Une étude plus détaillée, en utilisant des impulsions de courant mieux stabilisées, semble nécessaire pour pouvoir confirmer cet effet.

III.3. Influence du courant sur la monochromaticité

Différents spectres en fréquence en fonction du courant pour une même diode ont été réalisés. La première méthode d'étude décrite précédemment (montage du té en ondemètre §.II.4.a.) a été utilisée. Les résultats pour une diode montée dans un guide 3mm sont représentés planches 6 et 7. Pour un courant intense, la pureté spectrale est médiocre et quelques fréquences discrètes se manifestent (6.a.). Pour une intensité plus faible, ces fréquences ont un niveau relatif plus élevé (6.b., 7.c.) et finalement, pour un courant à peine supérieur au seuil d'oscillations, (7.d.), on obtient une seule "raie" (signal sensiblement monochromatique).

Les mesures résumées planche 4 concernant une manipulation différente mettent en évidence le même phénomène. Dans ce cas, pour les courants cités, on a toujours été en présence de fréquences discrètes. A l'aide du té employé en ondemètre, on a pu mesurer la largeur des "raies" à mi-hauteur. On obtient ainsi une idée relative de la monochromaticité. On constate que Δf varie dans le même sens que le courant (planche 5 c) ce qui est en accord avec les observations précédentes.

Avec certaines diodes (jonctions P.N. ordinaires) pour un courant élevé, l'oscillation se transforme en un véritable signal incohérent. On obtient de nouveau un générateur de bruit très intense. La puissance observée est de l'ordre du watt.

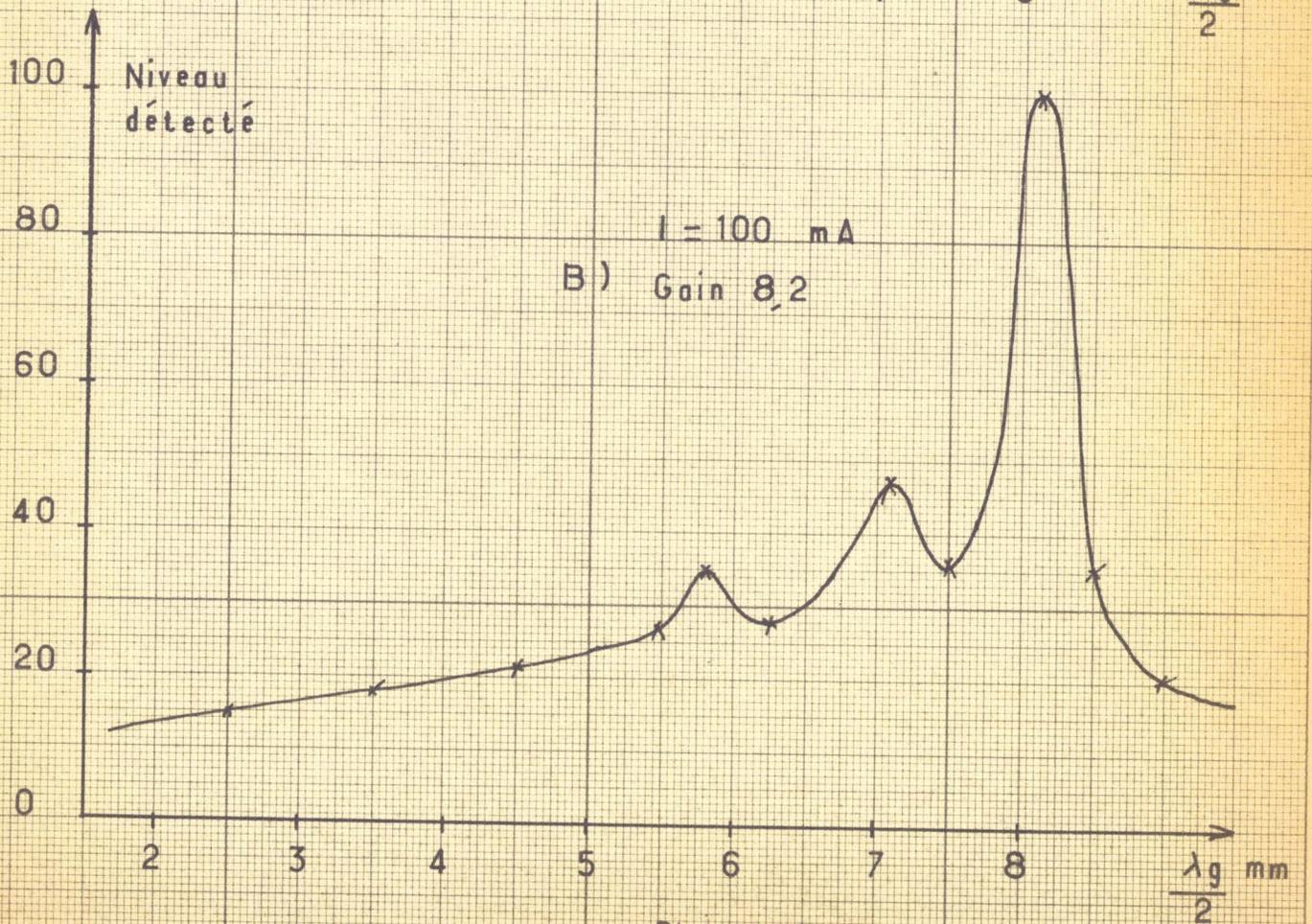
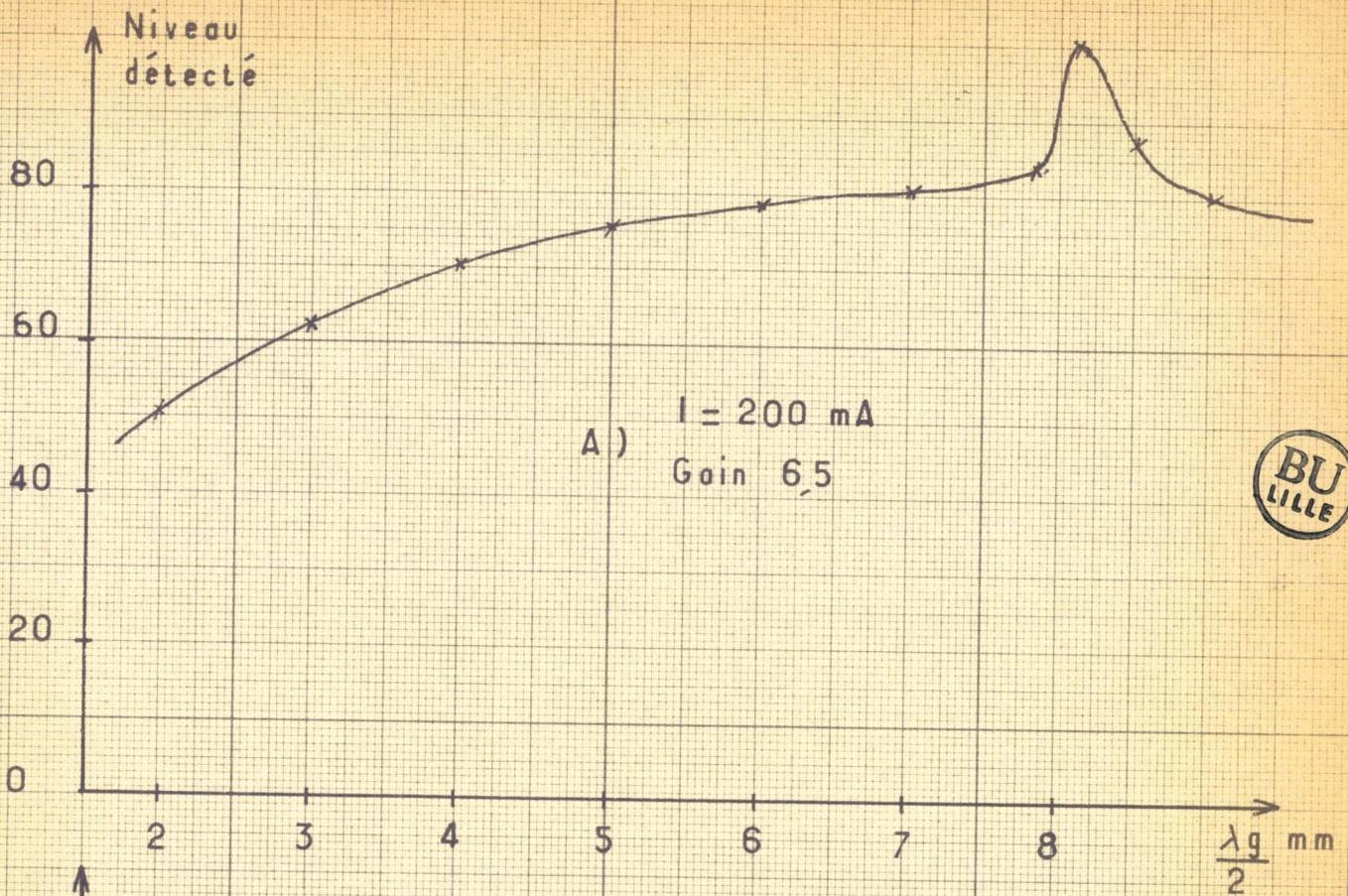
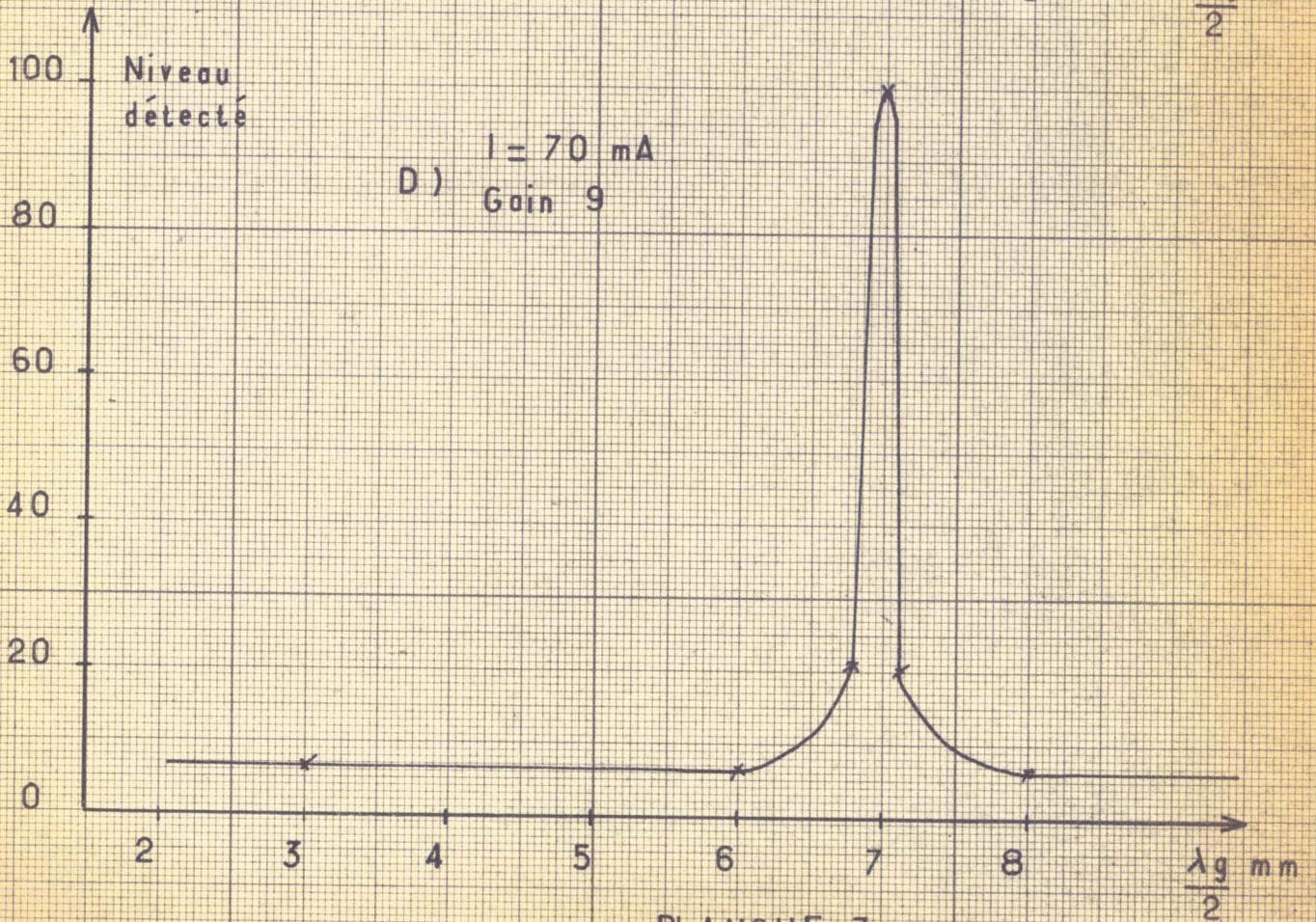
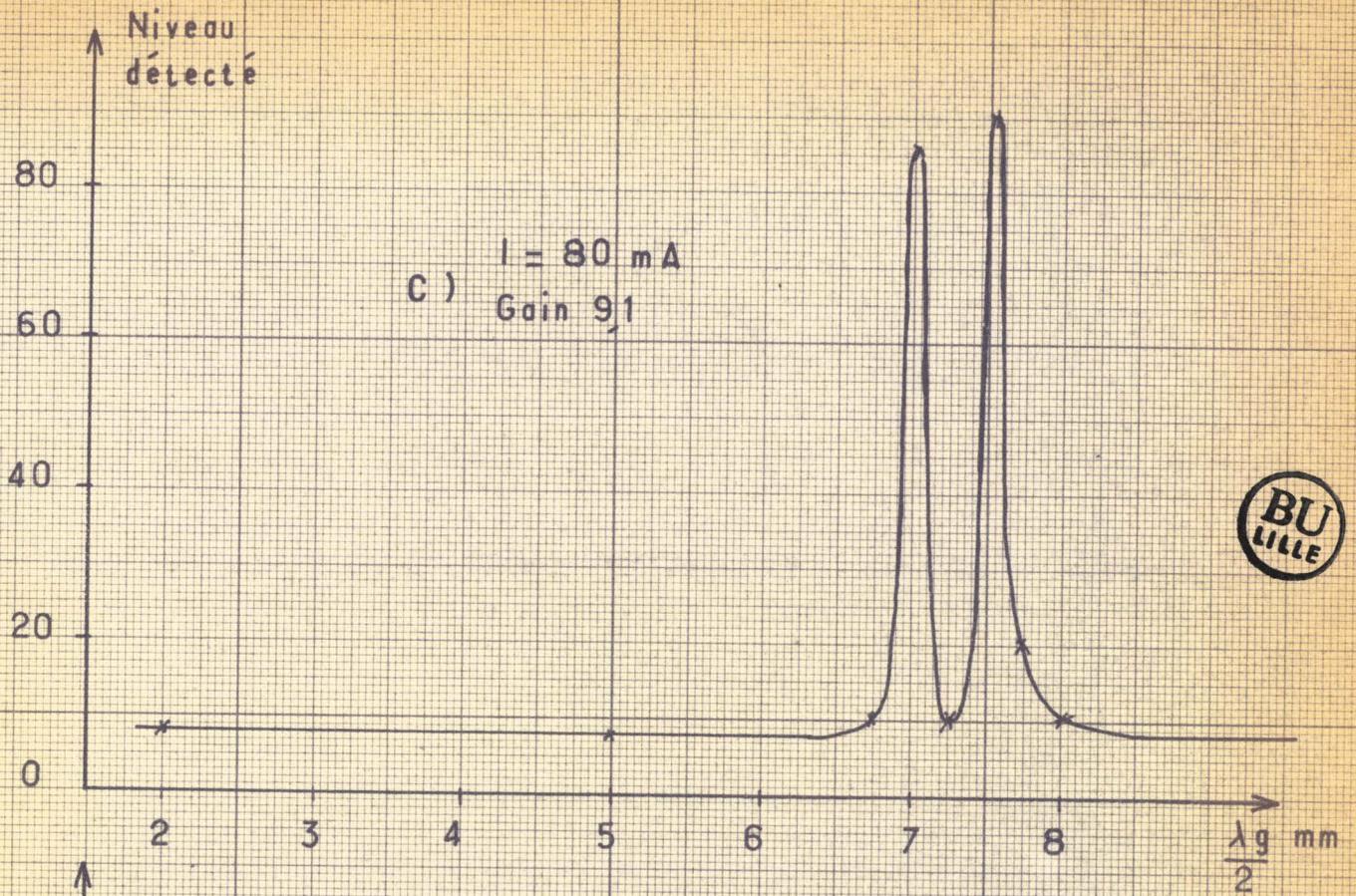


PLANCHE 6



Pour une diode alimentée en continu, les résultats sont nettement plus favorables, la régulation du courant étant plus poussée. Le spectre de fréquence obtenu à l'analyseur FERISOL avec mélangeur extérieur est présenté photo I. L'échelle est de 200kHz par cm. La fréquence d'oscillation est de 31,25 GHz.

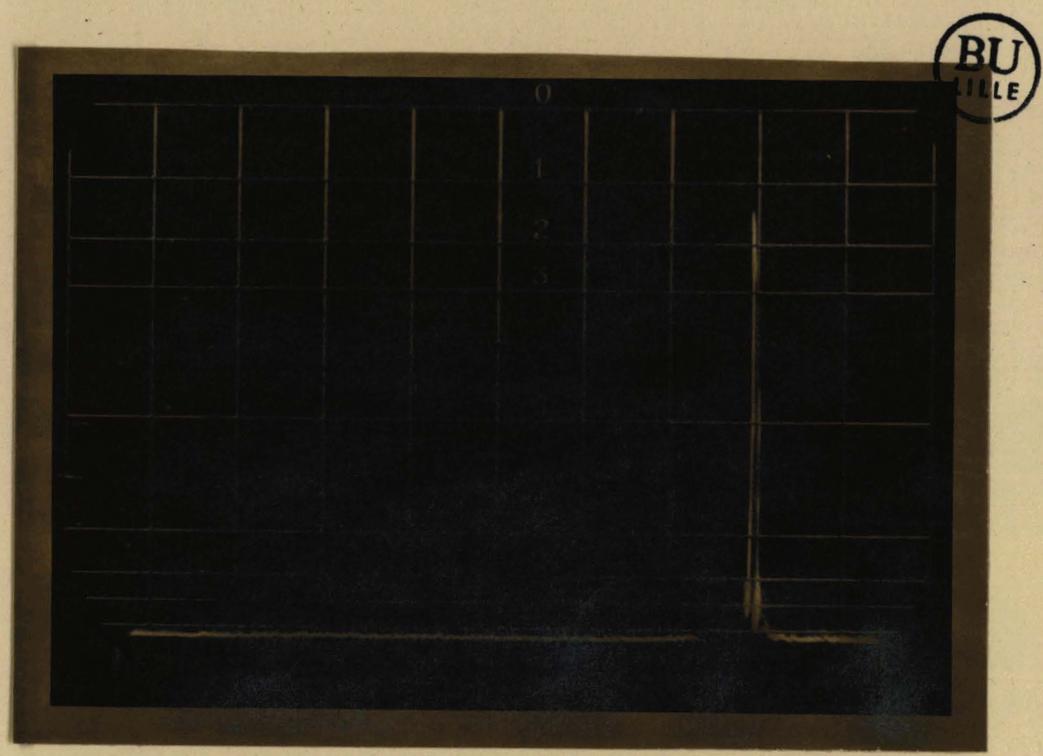


Photo N° I

III.4. Influence du courant sur la fréquence émise

L'intensité qui traverse la diode agit de deux façons distinctes sur la fréquence. Les résultats résumés planche 4 pour une diode placée en guide 3cm, nous permettent de constater une variation lente de la longueur d'onde de l'oscillation émise en fonction du courant ($40\text{mA} < I < 100\text{mA}$). Celle-ci diminue, on en conclut que la fréquence augmente lorsque l'intensité croît. Cette variation relative est très faible et sur l'exemple considéré, elle atteint $2 \cdot 10^{-3}$ (planche 5b) ce qui est un ordre de grandeur habituellement constaté.

On remarque pour certaines valeurs du courant une variation brutale et importante de la fréquence. Ainsi, toujours sur le même exemple, ceci se produit pour une intensité comprise entre 100 et 110mA, 170 et 180mA. Parfois ce phénomène s'accompagne d'une nouvelle présence de fréquences qui n'existent pas auparavant et de valeurs très éloignées. Ainsi pour 110mA, la fréquence de 11,30 GHz est passée à 12,75 et 19,30 GHz, de même pour 180mA, à ces dernières valeurs s'est associée une fréquence de 11,30 GHz déjà mise en évidence pour les faibles courants et qui s'était estompée dans l'intervalle 110 - 180 mA. (planche 4)

III.5. Influence de la monture

Le piston permet d'accorder et de compenser la susceptance de la diode. Ce réglage est par essence sélectif et l'on conçoit facilement qu'il soit possible d'imposer ainsi une fréquence d'oscillation.

Différents cas peuvent se produire. Si l'on considère une diode qui possède une fréquence propre d'oscillation bien définie, résistance négative dans une bande de fréquence étroite, le piston aura peu d'influence, la variation relative en fréquence sera très faible.

Par contre, le niveau variera dans de larges proportions et sera maximum lorsque l'accord sera réalisé.

Si, au contraire, on considère une diode dont la résistance négative se manifeste dans une large bande de fréquences, la position du piston imposera la fréquence d'oscillation. On pourra obtenir la longueur d'onde désirée dans une large bande. C'est ce qui a été constaté avec une diode dans la bande des 3cm pour un courant constant de 80mA. La fréquence est toujours mesurée à l'aide d'un té monté en ondemètre, en fonction de la position d'accord. On obtient une droite comme courbe $\lambda = f(x)$ (planche 8.a.) ce qui vérifie les hypothèses précitées. On constate que le niveau n'est pas constant et qu'il présente un maximum pour une fréquence voisine de 8,5 GHz (planche 8.b.). On en déduit que la résistance négative qui détermine l'amplitude de l'oscillation varie en fonction du courant. Ceci limite les possibilités en fréquence du générateur. Elles restent néanmoins satisfaisantes puisque l'on constate une variation continue de 8,12 GHz à 9,23 GHz.

En remarque, nous signalons que la monture n'est pas un élément indispensable à l'oscillation. En particulier, la diode placée à l'extérieur de tout support, continue d'émettre une onde hyperfréquence que l'on peut mettre en évidence à l'aide d'un cornet et d'un détecteur.

III.6. Modulation de la diode

Il est de pratique courante de moduler un klystron ou un carcinotron par un signal basse fréquence de forme quelconque (sinusoidal, rectangulaire, dents de scie). Ceci nous conduit à effectuer des essais dans ce domaine avec notre oscillateur solide.

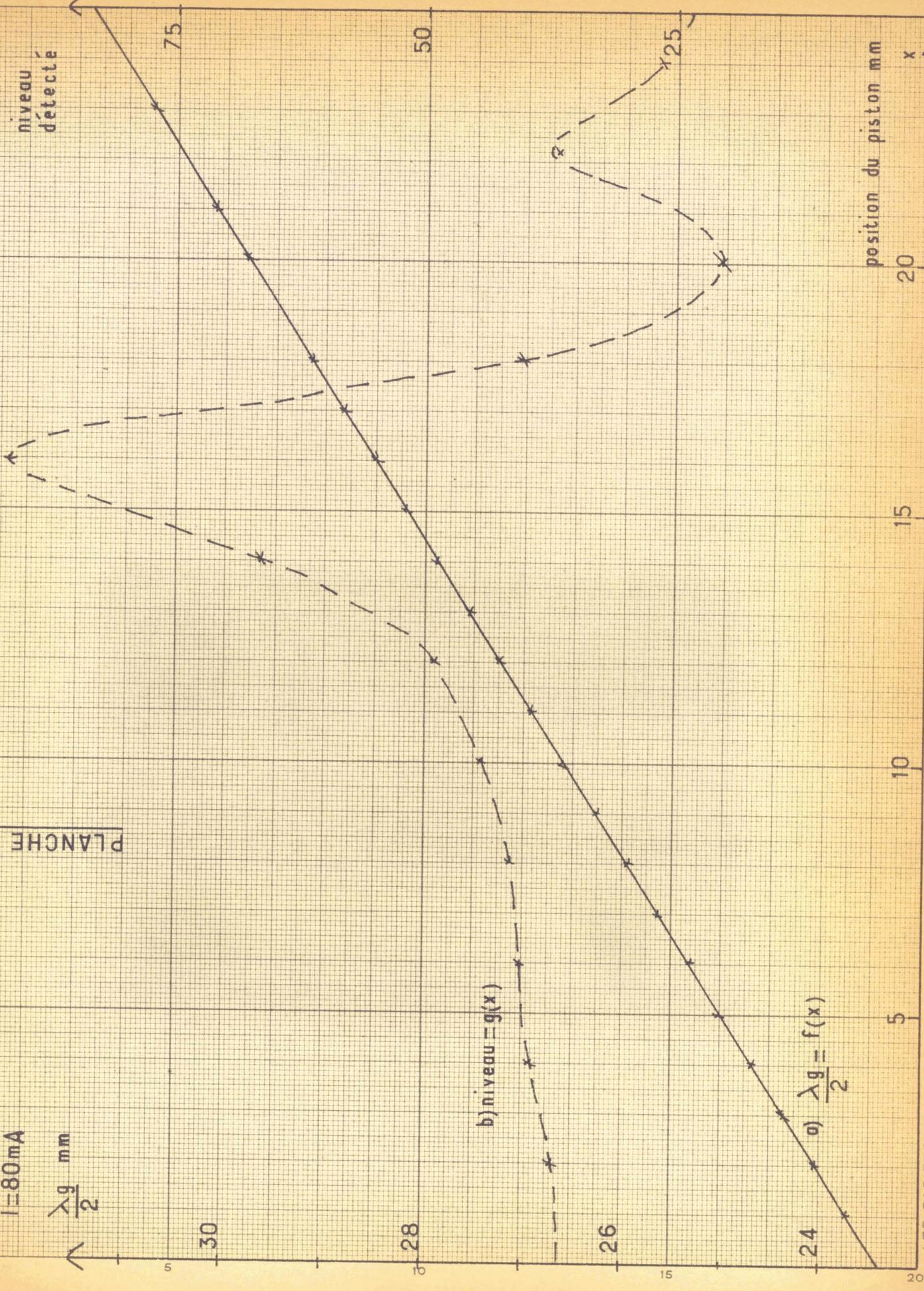
La seule source d'alimentation est le courant qui traverse la jonction, paramètre que l'on peut faire facilement varier d'une façon électronique.

PLANCHE 8

$I = 80 \text{ mA}$
 $\frac{\lambda g}{2} \text{ mm}$

niveau détecté

position du piston mm
x



b) niveau = g(x)

a) $\frac{\lambda g}{2} = f(x)$

Ainsi a-t'on cherché à moduler le signal hyperfréquence en agissant sur l'intensité.

Les deux types classiques de modulation, de fréquence et d'amplitude se sont présentés. On a constaté (§.III.4.) que la variation de la fréquence en fonction de l'intensité est très faible ($2 \cdot 10^{-3}$). Ainsi malgré la bonne linéarité possible avec ce système (planche 5.b.), nous ne l'avons pas expérimentée, la détection étant délicate.

Par contre, à partir de la loi de variation du niveau détecté en fonction du courant (planche 5.a.) on peut prévoir une possibilité de modulation en amplitude intéressante. Il suffit de se fixer un point de repos au milieu de la région la plus rectiligne et de n'accepter que des déplacements limités du point de fonctionnement. On obtiendra ainsi une modulation efficace. Si la caractéristique niveau-intensité semble moins propice que l'exemple proposé pour cette application, il suffira d'employer une amplitude de modulation suffisamment faible pour assimiler la partie de la caractéristique à une droite.

Au départ nous nous sommes proposés de transmettre un signal sinusoïdal de fréquence fixe (basse fréquence). La diode est placée dans son support habituel avec piston d'accord et adaptateur. Un cornet rayonne l'énergie. L'alimentation continue polarise en permanence la diode au point de repos et nous détermine un certain niveau à la détection. En série dans le circuit est disposé un secondaire de transformateur dont le primaire est connecté au générateur basse fréquence. Ceci nous procure un isolement du point de vue continu et réalise l'adaptation. Un condensateur découple la résistance régulatrice r et le générateur continu. Ce dispositif d'alimentation est représenté fig.8.

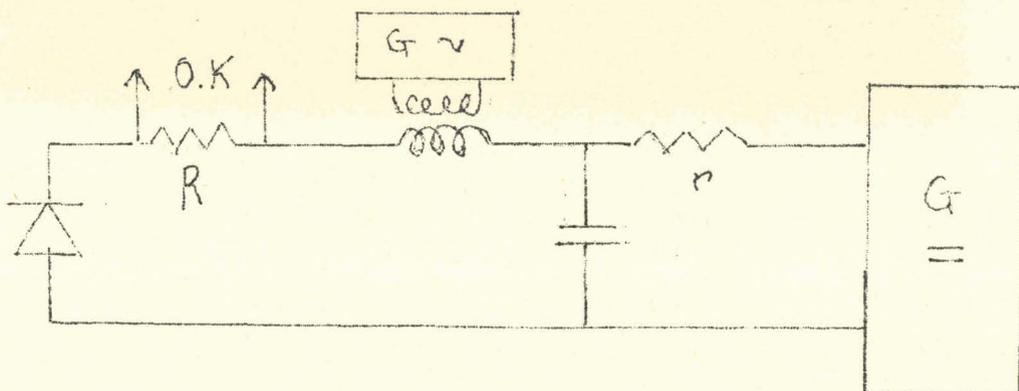


figure.8.

Le système de détection est formé par un simple détecteur muni d'un cornet placé à une certaine distance de la diode émettrice. La composante basse fréquence est appliquée à un amplificateur GENERAL RADIO.

La fréquence de la porteuse hyperfréquence a été respectivement de 26 à 52 GHz. Le fonctionnement correct du système est constaté en observant à l'oscilloscope à doubles traces le signal modulant pris aux bornes de la résistance R (figure 8) et le signal de détection amplifié ; on peut préciser le taux de distorsions harmoniques en amplitude en faisant le rapport du niveau de ces différentes fréquences avec la fondamentale. Les résultats positifs nous ont conduits à transmettre un son complexe, la parole. Il n'a suffi que d'adjoindre au montage un microphone et un amplificateur de puissance associé de son haut-parleur. La transmission s'est avérée parfaitement compréhensible, ce qui démontre les possibilités de modulation de ce nouveau générateur hyperfréquence solide.

III.7. Mise en évidence de fréquences harmoniques de la fondamentale

L'étude précédente a porté essentiellement sur les caractéristiques de l'oscillation que nous baptiserons désormais de fondamentale. En effet, une étude systématique a montré que la diode n'oscillait pas seulement dans une bande déterminée. Cette constatation nous a conduit à mesurer avec précision les fréquences émises. Nous résumons dans le tableau III les résultats d'une manipulation effectuée avec des diodes modèle SFD 2-400, 2-401, 2-402, alimentées en continu.

TABLEAU III

Diode	Intensité	Fréquence Bande 8mm	Fréquence Bande 4mm
N°I72	49 mA	26,75GHz	52,5 GHz
N°I74	50 mA	27,30GHz	52,4 GHz
N°I76	44 mA	31,25GHz	63,1 GHz



Dans ces exemples, les fréquences minimum d'oscillation de ces différentes diodes sont situées dans la bande des 8mm. On constate une oscillation dans la bande des 4mm dont la fréquence à une valeur double aux erreurs d'expérience près. Il semble donc que la diode émette des fréquences harmoniques de sa fondamentale.

On peut tenter d'expliquer ce phénomène par une multiplication de fréquence au niveau de la jonction. Les capacités présentées par ces diodes varicaps semblent néanmoins importantes pour cette possibilité. En supposant que toute la surface de la jonction ne soit pas en zone avalanche et que la production du signal hyperfréquence n'ait lieu qu'à des endroits précis, la capacité "active" peut être alors beaucoup plus faible que la capacité totale mesurée. Cette hypothèse supplémentaire autoriserait la diode à fonctionner simultanément en multiplicateur de fréquence et en oscillateur. Les deux fonctions habituellement séparées sont assurées ici au sein de la même jonction ce qui expliquerait le rendement élevé du système.

Certains auteurs attribuent la présence de ces différentes fréquences, pour des diodes à jonction P-N ordinaires, à un effet paramétrique (II). La susceptance de la diode variant en fonction du courant, si différentes fréquences sont émises au départ, on pourra en observer les battements. L'existence de fréquences inférieures aux fréquences propres serait alors possible. La vérification expérimentale et théorique de ce phénomène nécessiterait une étude plus approfondie que celle effectuée au laboratoire.

L'étude expérimentale des harmoniques a été effectuée à l'aide de l'interféromètre décrit §.II.4.b. Pour une intensité donnée, l'amplitude entre deux harmoniques successifs est de l'ordre de 10dB. Pour étudier une fréquence déterminée, nous sommes donc obligés d'éliminer les harmoniques de rang inférieur. Pour cela, il suffit d'employer des guides et transitions de fréquence de coupure appropriée. Pour des fréquences de l'ordre de 100 GHz, nous intercalons, entre le générateur et le détecteur, une série de filtres (cf. coupe planche 9). Ces derniers ont un diamètre intérieur minimum de 1,4 - 1,1 - 0,9 - 0,8 mm, ce qui nous donne respectivement comme fréquences de coupure : 125 - 159 - 194 et 218 GHz. Des transitions adéquates permettent de passer successivement de l'un à l'autre. On obtient ainsi des filtres passe-haut. L'idéal serait un filtre passe bande, mais sa réalisation serait complexe et risquerait d'introduire des pertes prohibitives.

Nous constatons que l'atténuation est de l'ordre de 10 dB entre chaque harmonique. Pour obtenir une puissance de signal sensiblement constante lorsque l'on passe d'un harmonique de rang k à celui de rang $k + 1$, on est obligé de compenser cet affaiblissement par une augmentation de courant à travers la jonction. D'autre part, lorsque l'on travaille sur un harmonique, l'amplitude du suivant n'est pas négligeable (-10 dB). Il s'en suit que le signal n'est pas parfaitement monochromatique et l'on constate sur les enregistrements à l'interféromètre une modulation parasite du signal, particulièrement visible pour l'amplitude des maximums, la loi de détection du cristal étant quadratique (Photo 2).

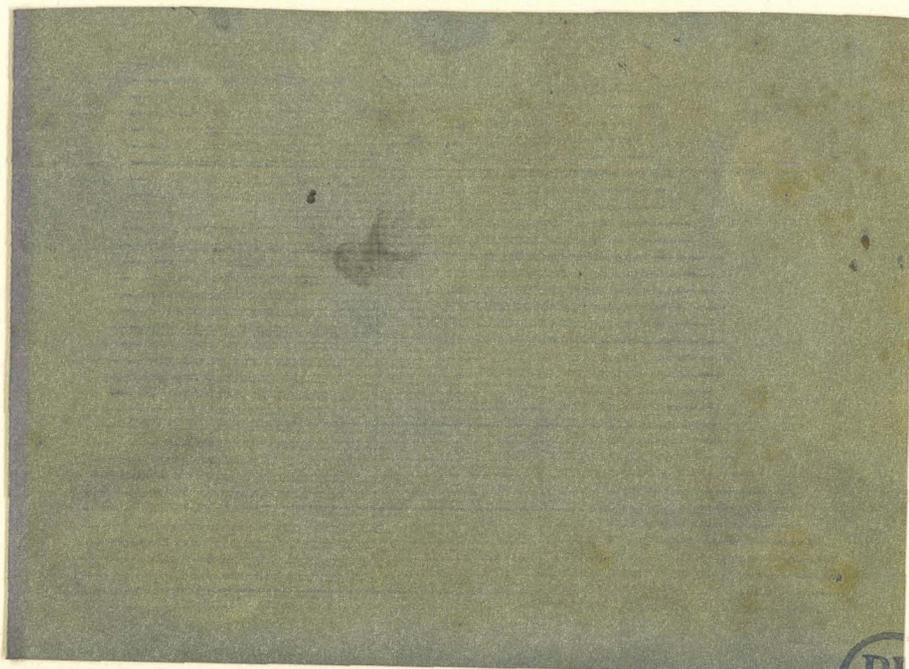
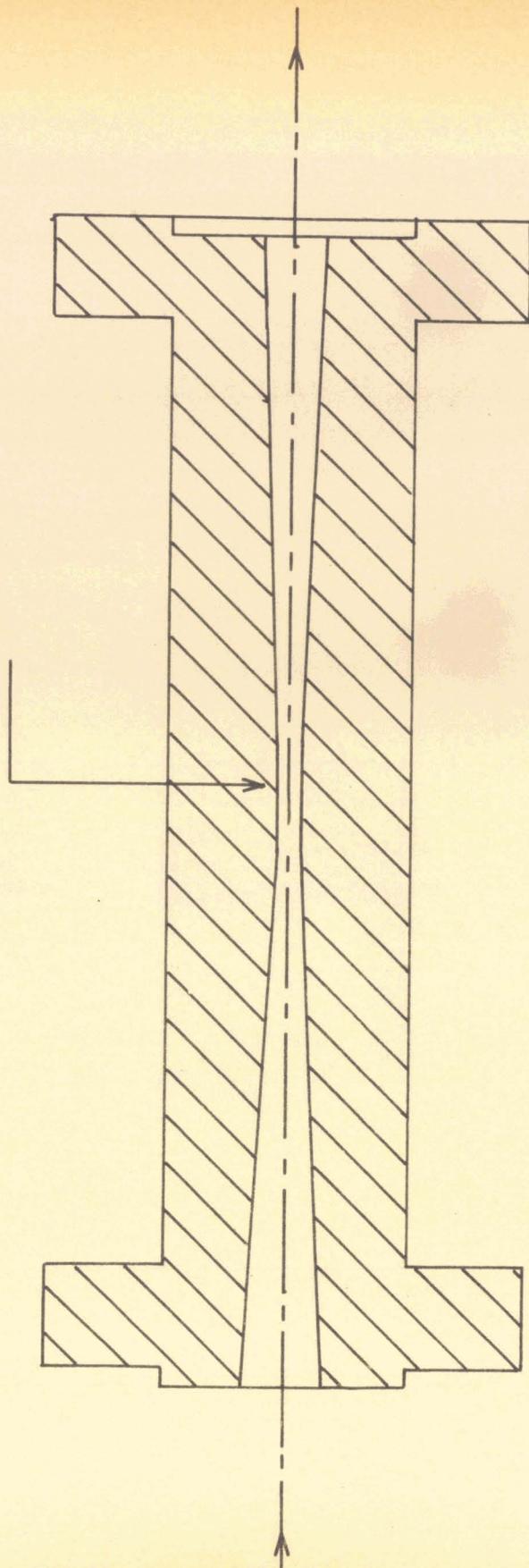


Photo 2

La fréquence de cette modulation, résultant du battement des deux harmoniques successifs (l'amplitude des suivants étant négligeable) est égale à la fréquence fondamentale. On peut, par exemple, facilement vérifier cet effet à partir de l'enregistrement présenté (photo 2). Afin d'étudier et de confirmer l'ensemble de ces phénomènes, nous avons considéré particulièrement les propriétés dans l'ensemble du spectre, d'une diode de fréquence fondamentale d'oscillation de l'ordre de 14 GHz. Nous nous sommes proposés, en intercalant successivement les filtres, d'isoler les différents harmoniques et de constater que les différences entre les fréquences sont, soit la fondamentale ou des multiples. Les résultats sont présentés tableau IV.

Echelle
10mm

Diamètre
1,4 mm
1,1 mm
0,9 mm
0,8 mm



Coupe des filtres ($125\text{GHz} < F_c < 218\text{GHz}$)

TABLEAU IV

	Fréquence de coupure du filtre	Fréquence détectée	Différence
1	guide 3 cm $F_c \neq 6,56\text{GHz}$	14 GHz (fondamentale)	
2	guide 2mm $F_c \neq 99\text{GHz}$	109 GHz	
3	filtre $\emptyset 1,4\text{mm}$ $F_c \neq 125\text{GHz}$	123 GHz	14 GHz
4	filtre $\emptyset 1,1\text{mm}$ $F_c \neq 159\text{GHz}$	159 GHz	$\neq 4 \times 14 \text{ GHz}$

Dans l'expérience 3, la fréquence de coupure semble erronée, ceci provient de l'incertitude sur le diamètre. Dans l'expérience 4, c'est une fréquence de 162 GHz, que l'on aurait dû constater mais voisine de la coupure cet harmonique a été fortement atténué et le suivant a été prédominant. Ainsi, avec une seule diode de ce type nous sommes en présence d'un oscillateur qui couvre un très large domaine spectral (14 GHz - 200 GHz). En conclusion, il semble que les diodes peuvent se comporter en multioscillateurs.

En continuant dans cette voie, nous avons sélectionné des fréquences harmoniques jusqu'aux possibilités des appareils de détection. Des impulsions de courant élevé (5A) durant ces temps très courts (0,1 μ s) nous ont permis de mettre en évidence à l'aide d'une cellule de GOLAY, des fréquences supérieures à 218 GHz.

IV. APPLICATION : MESURE DE PERMITTIVITE DIELECTRIQUE

Nous avons vu que le niveau détecté présentait un rapport signal sur bruit intéressant. Nous nous sommes donc proposés de tenter quelques mesures des propriétés électromagnétiques des liquides. La rareté du générateur classique dans la bande des 2mm nous a incité à choisir une fréquence de travail de l'ordre de 120 GHz.(13)

IV.I. Dispositif de mesure

La technique de mesure est celle de la cellule court-circuitée à hauteur variable mise au point par Y. LEROY (12). Il s'en suit que c'est la méthode interférométrique décrite au §.4.b. qui a été retenue. Une cellule de mesure des diélectriques liquides à hauteur variable a été adjointe à l'appareil (figure 9).

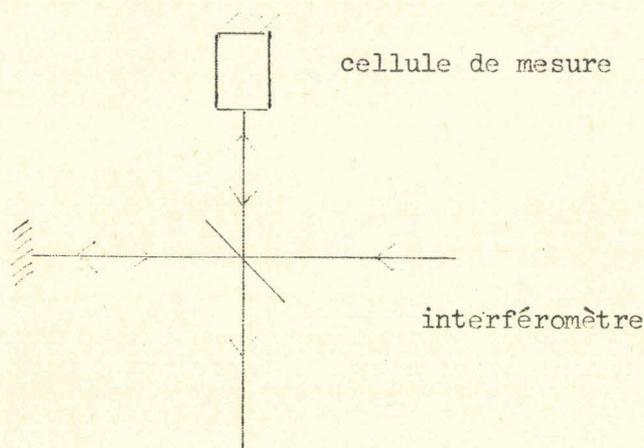


Figure 9

Nous présentons page suivante la photo de l'ensemble du dispositif de mesure.

IV.2. Réglage du dispositif

La modulation parasite signalée précédemment (III.7.) doit être évitée surtout pour l'étude des corps à faibles pertes. En ajustant les différents paramètres d'accord (piston du détecteur, du support de la diode, adaptateur), on réussit à faire disparaître pratiquement les interférences du signal avec l'harmonique de rang supérieur.

L'existence, pour une fréquence donnée, d'un courant optimum d'oscillation, nous conduit à adopter ce point de fonctionnement pour obtenir une stabilité du niveau hyperfréquence satisfaisante (planche 5.a.). En effet, pour que la mesure soit valable, l'amplitude du signal doit rester rigoureusement constante durant tout l'enregistrement.

La pureté spectrale du signal doit être excellente pour que les minimums de la fonction enregistrée restent nuls en l'absence de diélectrique. Le raisonnement suivant permet d'obtenir un ordre de grandeur de $\frac{\Delta\lambda}{\lambda}$ ou $\frac{\Delta f}{f}$. On suppose que l'intensité spectrale du signal ait l'allure de la figure IO.

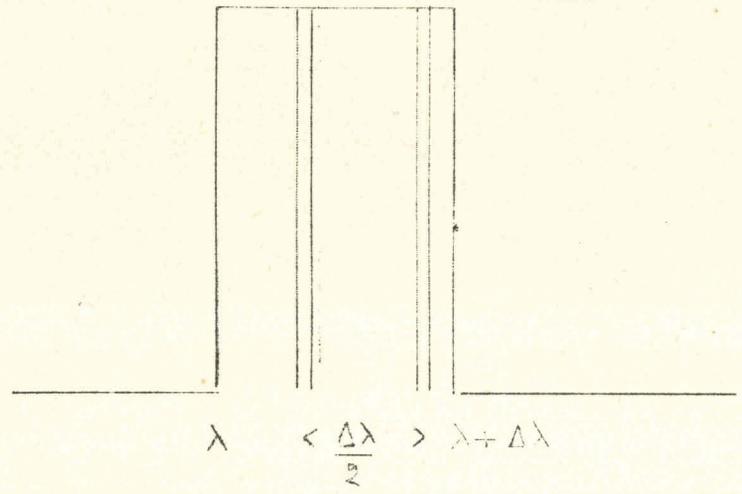


Figure IO

On peut décomposer cette raie en une infinité de fréquences de largeur spectrale infiniment étroite, et distantes de $\frac{\Delta\lambda}{2}$. Pour établir la condition de disparition des franges il nous suffira donc de raisonner sur un seul couple de ces fréquences. Si l'on considère un enregistrement comportant K franges discernables, il semble possible d'obtenir un interférogramme valable pour un nombre de franges nettement inférieur (par exemple $\frac{k}{10}$). Ceci nous impose donc la disparition des franges pour un retard de marche d'ordre k et de là, on peut facilement déterminer $\frac{\Delta\lambda}{\lambda}$ admissible. En effet :

$$k\lambda = k\left(\lambda - \frac{\Delta\lambda}{2}\right) + \frac{\lambda - \frac{\Delta\lambda}{2}}{2}$$

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = \frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{k + \frac{1}{2}} \neq \frac{1}{k}$$

Ainsi par exemple, si l'on désire un enregistrement valable de 50 franges, $k = 500$ il faut $\frac{\Delta\lambda}{\lambda} < 2\%$. Toutes les diodes ne satisfont pas cette condition ; aussi doivent-elles être choisies en conséquence. Il est alors possible d'étudier correctement les corps à faibles pertes.

IV.3. Résultats des mesures

Différents enregistrements à vide ont d'abord été réalisés pour permettre une première mise au point du dispositif et, en particulier, vérifier si les conditions précédentes sont bien satisfaisantes (monochromaticité du signal).

Nous nous sommes proposés, ensuite, de mesurer la permittivité de différents matériaux et de comparer les résultats à ceux obtenus au laboratoire des diélectriques à l'aide d'un générateur classique. A la précision des mesures près, les résultats sont tout à fait concordants. A titre de documentation, nous présentons quelques enregistrements pour des corps purs (photos 3 - 4 - 5).

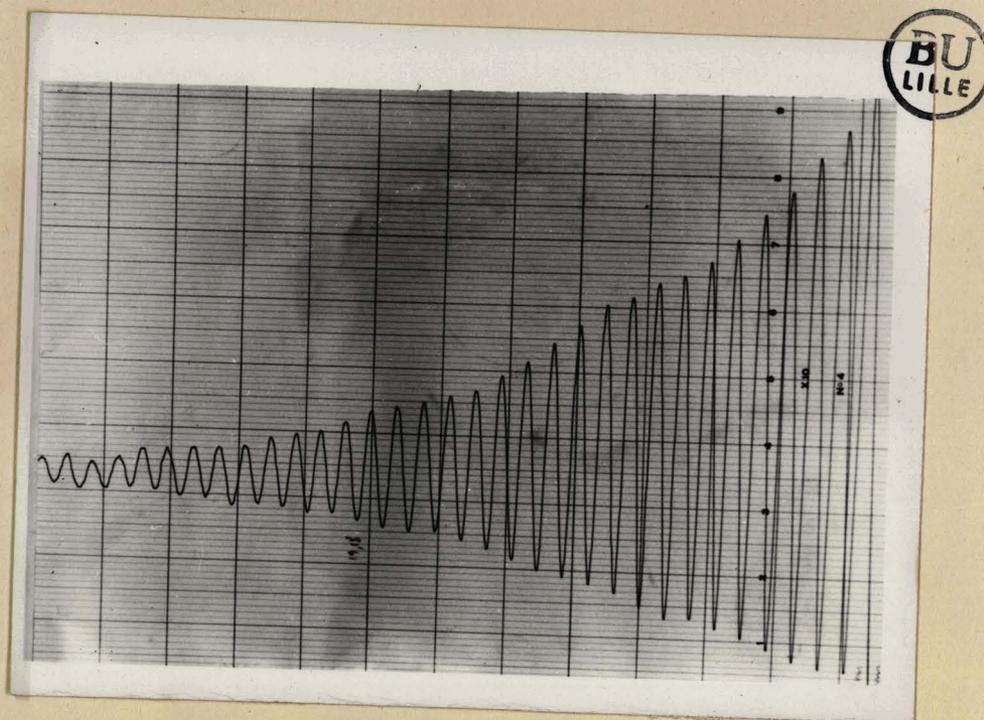
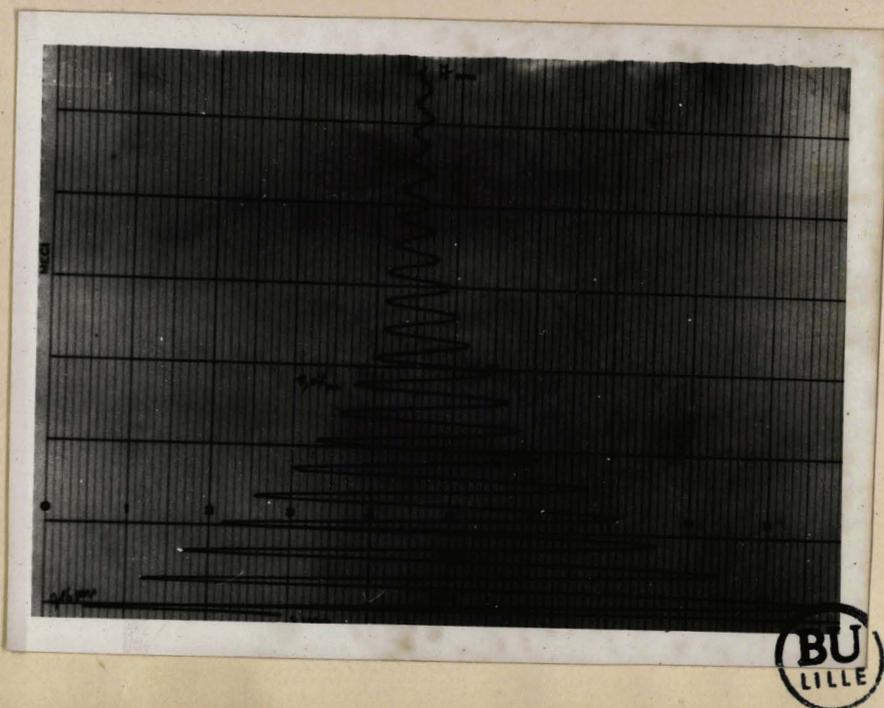
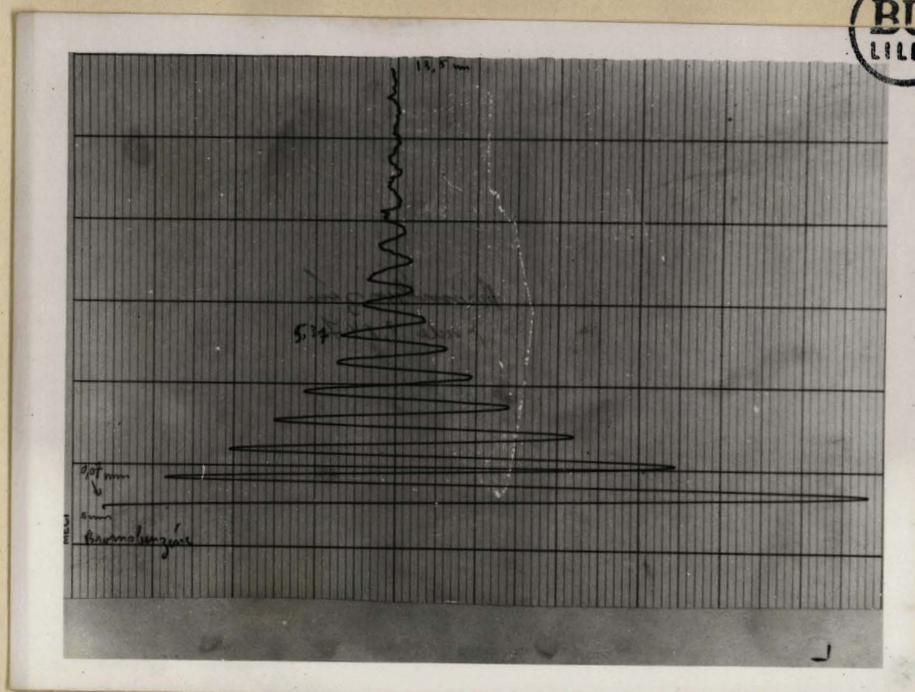


Photo 3 : Dicrane

Photo 4 : Bromoforme

$$\epsilon' = 2,75$$

$$\epsilon'' = 0,232$$

Photo 5 : Bromobenzène

$$\epsilon' = 2,61$$

$$\epsilon'' = 0,303$$

Après ce stade expérimental, l'utilisation pratique du dispositif a été entreprise. En particulier, à la demande de Monsieur RODRIGUEZ, l'étude des solutions chloroforme - tétrachlorure de carbone en 2mm de longueur d'onde a été réalisée.

Nous présentons, ci-dessous, un des enregistrements réalisés. L'allure du point asymptote nous renseigne sur le rapport signal sur bruit très favorable pour ce type de mesure (photo 6).

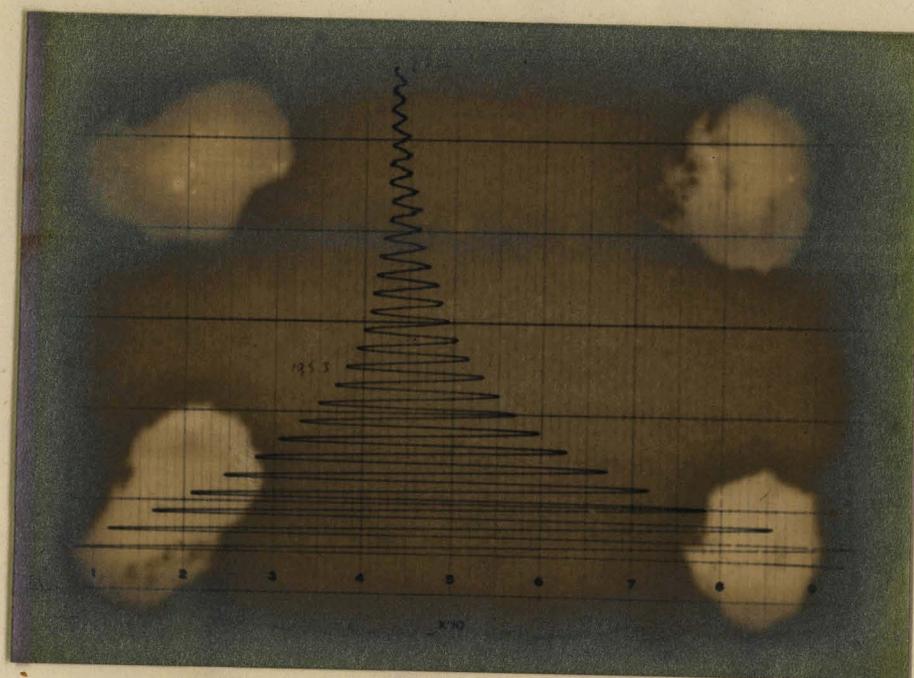


Photo 6

C O N C L U S I O N

Les résultats expérimentaux obtenus dans cette étude nous ont permis de montrer quelques unes des possibilités hyperfréquences des diodes polarisées en avalanche.

Nous avons ainsi réalisé des générateurs hyperfréquences solides d'une grande simplicité. Bien que la puissance soit modeste, les fréquences obtenues sont très élevées. On pense que les performances peuvent être améliorées et dans un proche avenir aborder le domaine de l'infrarouge lointain.

De toute manière les résultats déjà acquis nous semblent intéressants. Ainsi nous avons pu utiliser un de nos oscillateurs (en 2mm de longueur d'onde) comme source hyperfréquence d'un banc de mesure des propriétés électromagnétiques des matériaux. Les résultats se sont avérés excellents et comparables à ceux que l'on aurait pu obtenir avec un générateur classique de prix de revient nettement plus élevé.

En conclusion il semble que les dispositifs hyperfréquences décrits au cours de ce travail soient pleins de promesses et puissent dès maintenant être utilisés pratiquement.

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

- (1) READ W.T., "A proposed high frequency negative resistance diode"
Bell. Syst. Tech. J., 37, pp.401-446, March (1958)

- (2) JOHNSTON R.L., LOACH de B.C.jr., COHEN B.G., "A silicon diode microwave oscillator"
Bell Syst. Tech. J., 44, pp.369-372, February (1965)

- (3) LEBLOND M.A., "Etude théorique de la caractéristique intensité-tension d'une structure semi-conductrice p-i-p en tenant compte de l'ionisation due aux porteurs"
C. R. acad. sci. fr., 242, pp.1856-1858, (1956)

- (4) ROSE D.J., "Microplasmas in silicon"
Phys. Rev., 105, pp.413-418, January (1957)

- (5) MOEFFLINGER, "High frequency oscillation of $p^{++}-n^{+}-n-n^{++}$ avalanche diodes below the transit time cut-off"
I.E.E.E. Trans. on electron. Devices, January (1966)

- (6) GARTNER W.W., "Transistors : principles, design, and application"
VAN NOSTRAND, N.Y., (1960), p.48

- (7) ALLAMANDO E., Mémoire Ingr. C.N.A.M. (à paraître), LILLE

- (8) HAUDUCOEUR A., "Réalisation d'un radiomètre bande X"
Thèse 3^oCycle, Lille, Mai 1966

- (9) MISAWA, "A negative resistance due to avalanche multiplication in semiconductor"
P.I.E.E.E., 53, Sept. (1965)

(I0)

HIGGINS, BRAND, BARANOWSKI, "Characteristics of varactors biased into avalanche"

I.E.E.E. Trans. on electron. Devices, January (1966)

(II)

LOACH de B., JOHNSTON R.L., "Avalanche transit time microwave oscillation and amplifier"

I.E.E.E. Trans. on electron. Devices, January (1966)

(I2)

Y. LEROY, C. R. acad. Sci. fr., (à paraître)

(I3)

E. CONSTANT, R. GABILLARD, J.M. THERIOT, F. ALLAMANDO " Sur la Réalisation d'un oscillateur pulsé à l'état solide dans la bande des 2mm et sur son utilisation comme source dans la mesure des propriétés des matériaux".

C.R. Acad. Sci. Paris, t. 262, p664 - 666 (7 Mars 1966)

