

Buu 20200065

50376
1971
175

DIPLOME D'ETUDES APPROFONDIES EN SCIENCES
PHYSIQUES

Mention: ELECTRONIQUE

ETUDE ET REALISATION D'UN MESUREUR DE DISTANCES
A PARTIR D'UN GENERATEUR HYPERFREQUENCE A L'ETAT SOLIDE

par Serge TOUTAIN

ingénieur E.N.R.E.A.



LILLE, le 13 juillet 1971

SOMMAIRE

I SIGNAL RADIOELECTRIQUE ET MESURE DE DISTANCE.

- I-₁ Principe de la mesure
- I-₂ Explication du choix de la modulation de fréquence.

II APPROCHE DES PRINCIPAUX PROBLEMES

- II-₁ Dynamique du mesureur.
- II-₂ Facteurs influençant la précision
- II-₃ Bruit et brouillage
- II-₄ Erreurs systématiques.

III INFLUENCE DE L'EFFET DOPPLER SUR LA MESURE DE DISTANCE

IV SCHEMA SYNOPTIQUE D'UNE REALISATION PRATIQUE POSSIBLE

V VERIFICATION DU PRINCIPE PAR LA REALISATION D'UNE MAQUETTE.

- V-₁ Générateur wobulé
- V-₂ Etude du récepteur hyperfréquence.
- V-₃ Circuits basse fréquence.
- V-₄ Banc de mesure de distance. Schéma.

INTRODUCTION

Depuis plusieurs années, le Laboratoire de Recherche sur les Propriétés Hyperfréquences des Milieux Condensés étudie les diodes semiconductrices en régime d'avalanche. La maîtrise de la technologie de ces diodes (silicium-arséniure de gallium) permet d'ores et déjà d'obtenir des échantillons à caractéristiques reproductibles; la connaissance approfondie de leurs propriétés (impédance bruit-conditions d'oscillation) permet d'envisager leur usage dans le cadre d'une technologie avancée, conduisant à une miniaturisation des ensembles hyperfréquences. Ce rapport est un compte-rendu de l'étude d'un tel ensemble.

Dans la première partie, nous énonçons les principes de la mesure de distance.

Nous abordons les problèmes que pose cette mesure de distance dans la deuxième partie et développons plus particulièrement le calcul de l'erreur due à l'effet Doppler. Nous proposons le schéma synoptique d'une réalisation complète possible.

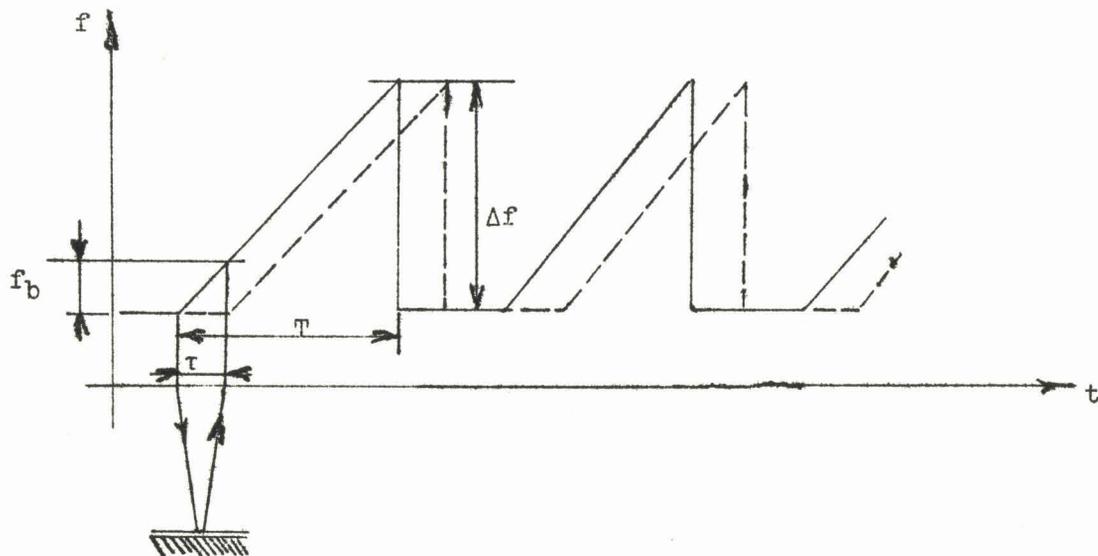
Dans la dernière partie, nous étudions les divers éléments constituant l'appareil:

- le générateur wobulé
- le récepteur
- les circuits basse fréquence.

I - SIGNAL RADIOELECTRIQUE ET MESURE DE DISTANCE

I.1. - Principe de la mesure

Il repose sur l'émission d'une onde entretenue modulée en fréquence et sur l'exploitation du battement différentiel entre cette onde réfléchiée par la cible et sa réplique locale. Ce principe est illustré par le schéma ci-dessous :



Nous voyons que :

$$\delta f = f_b = \Delta F \frac{\tau}{T}$$

$$\tau = \tau_0 + \frac{2a}{c}$$

avec

(1)

La relation (1) est la relation fondamentale du mesureur de distance.

τ_0 est une constante liée à l'appareil, elle pourra être soit supprimée, soit utilisée comme élément correcteur.

Pour l'exploitation du signal et la mesure de distance, nous voyons que nous pourrons jouer sur trois termes : ΔF , τ et T .

I.2. - Explication du choix de la modulation de fréquence

La première raison nous ayant fait choisir la modulation de fréquence est qu'elle est facilement obtenue à partir des éléments semiconducteurs considérés (diodes ATT).

De plus, cette modulation n'apporte que peu de perturbations sur tout autre équipement électronique voisin.

Dans le cas particulier de la radio-altimétrie, cette modulation présente des propriétés intéressante :

au dessus d'un sol diffusant, la puissance moyenne recueillie varie en fonction inverse du carré de l'altitude alors qu'elle varie en fonction inverse du

cube de l'altitude pour une modulation en impulsions.

Elle permet un véritable sondage du relief alors que la modulation en impulsions ne détecte que l'obstacle le plus proche. (utilisation pour les atterrissages sur terrains non balisés). (1)

II APPROCHE DES PRINCIPAUX PROBLEMES

Nous étudions successivement:

- la dynamique du mesureur
- les facteurs influençant la précision de la mesure.
- l'influence du bruit et des brouillages
- les erreurs systématiques.

II -1 . Dynamique du mesureur

A priori, nous voulons que cette dynamique soit la plus grande possible, c'est-à-dire que l'appareil puisse aussi bien mesurer les faibles distances (quelques mètres) que les distances plus importantes (quelques kilomètres). Il faut donc que la puissance à l'émission soit suffisante pour que le signal à la fréquence f_b soit détectable.

Pour éviter l'emploi d'un compteur de fréquence à large bande nous utilisons un signal à pente continuellement variable (fig.2). Cela revient à séparer la distance à mesurer en "gammes". Les circuits de réception sont alors à faible bande. Un radio-altimètre basé sur ce principe a fait l'objet de publications (I)

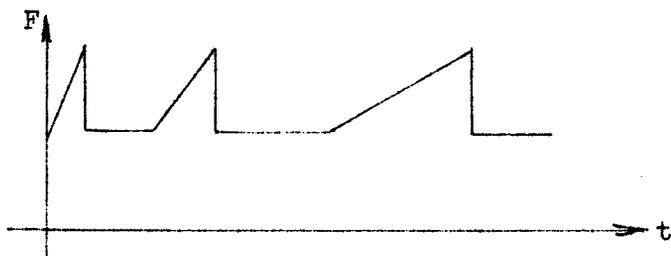


Figure 2

II -2 . Facteurs influençant la précision.

II -2.1. Excursion de fréquence.

Pour avoir une bonne sensibilité, la formule (I) montre qu'il faut une excursion de fréquence la plus grande possible.

II 2.2. Linéarité

La linéarité de modulation est une caractéristique déterminante pour la précision de la mesure.

Dans le cas d'une modulation par varactor, pour obtenir cette linéarité, nous pouvons :

1°/ utiliser un générateur de fonctions corrigeant la non linéarité du varactor.

2°/ utiliser un servo-mécanisme

On prélève une faible partie du signal émis. Ce signal tient lieu de signal d'erreur. On le réinjecte comme élément correcteur dans les circuits d'alimentation du varactor.

La seconde solution est plus sûre (système en boucle fermée) mais dans un premier temps, et pour des questions de réalisation pratique, nous utiliserons la solution "générateur de fonctions".

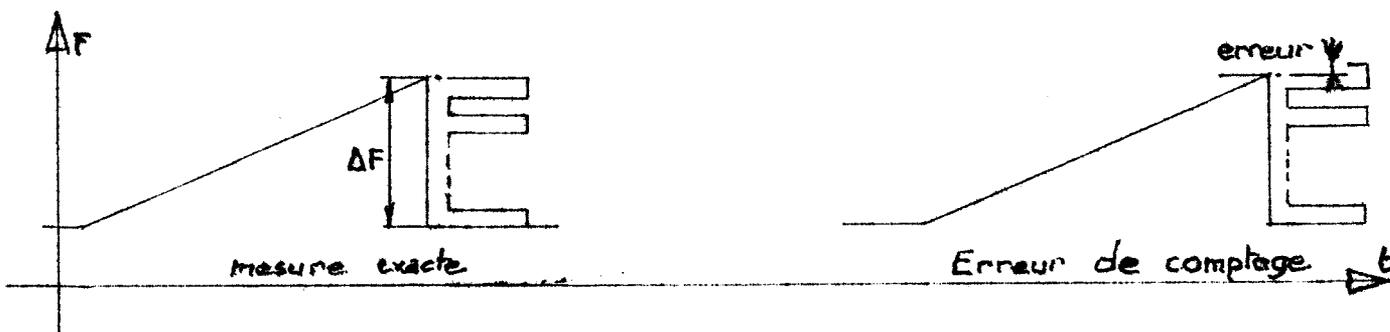
II -3 .Bruit et brouillage.

Nous avons vu que, pour avoir une bonne sensibilité, l'émission est à large bande de fréquence. Pour minimiser l'influence du bruit (kTB), la réception doit être étudiée à partir de circuits à bande étroite. Cette étude est basée sur l'évolution au cours du temps du signal de modulation. (signal à pente variable cité précédemment).

Ceci étant; les brouillages ou erreurs dus aux fréquences parasites seront pratiquement éliminés.

II -4 .Erreurs systématiques

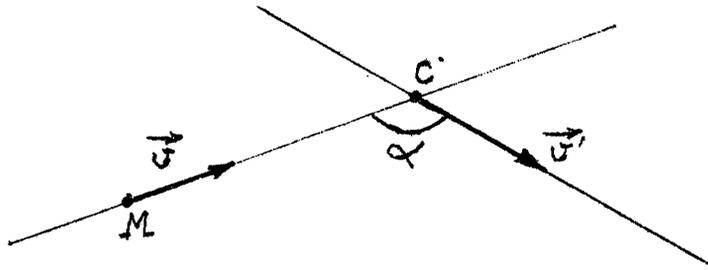
Si f_b n'est pas un multiple entier de ΔF , une erreur systématique entachera la mesure de distance. En effet, nous compterons toujours un "top" en moins ou en plus . (2)



Une autre erreur systématique est l'erreur due à l'effet Doppler lorsque la cible ou le mesureur sont en mouvement. Cet effet est étudié au chapitre III.

III INFLUENCE DE L'EFFET DOPPLER SUR LA MESURE DE DISTANCE

Dans ce chapitre, nous nous proposons de calculer l'erreur systématique faite sur la mesure de distance dans le cas où la cible et le mesureur sont, l'un par rapport à l'autre animés d'un mouvement coplanaire (fig.3)



Si Le mesureur M est animé d'une vitesse \vec{v} , la cible C animée d'une vitesse \vec{v}' ; il revient au même de dire que C est animée d'une vitesse $\vec{v}' - \vec{v}$ par rapport à M.

Conditions initiales:

M émet une onde $e^{j2\pi ft}$ en direction de C. Au moment où l'onde démarre, l'émetteur et la cible sont distants de "l".

La distance qui sépare à tout instant M et C est:

$$l'(t) = l + (v' - v) \cos \alpha(t) t.$$

Pour simplifier, nous supposons que $\frac{d \alpha}{dt} = 0$

L'onde reçue par la cible est:

$$e^{-j2 \pi l_1/c} f e^{j2\pi ft} = e^{-j2\pi l/c} e^{j2 \pi f \left(1 + \frac{v-v'}{c} \cos \alpha \right)}$$

La cible réfléchit alors vers M une onde de la forme:

$$e^{-j2\pi l/c} f e^{j2\pi f'(t)} \quad f'(t) = f \left(1 + \frac{v-v'}{c} \cos \alpha \right)$$

et M reçoit une onde à la fréquence :

$$f'' = f' \left(1 + \frac{v - v'}{c} \cos \alpha \right)$$

$$f'' = f \left(1 + \frac{v - v'}{c} \cos \alpha \right) \approx f \left(1 + \frac{2 v - v'}{c} \cos \alpha \right)$$

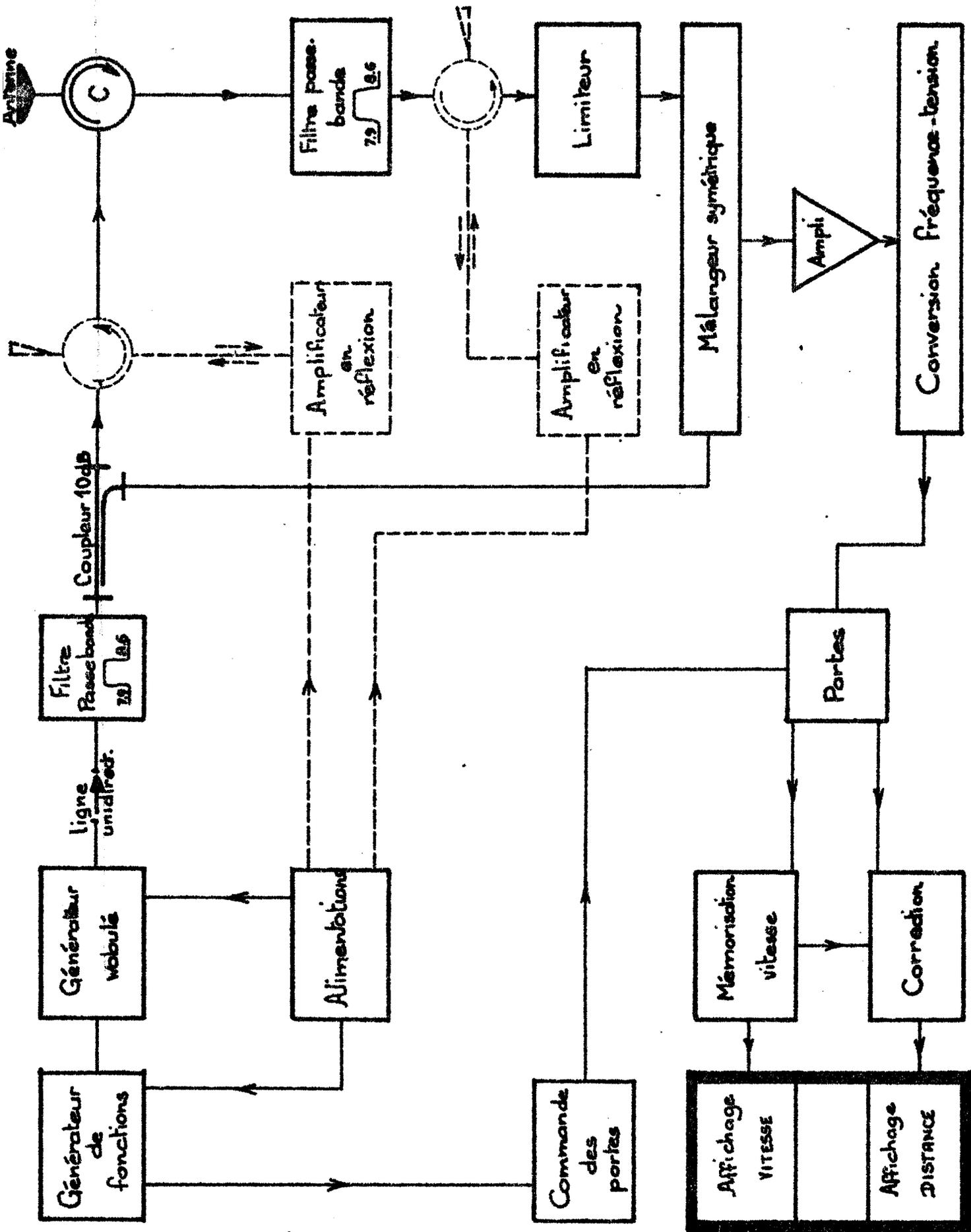
L'erreur sur la mesure de fréquence est égale à deux fois la valeur de la fréquence doppler. Avec la forme de modulation choisie, cette erreur joue toujours dans le même sens.

L'erreur due à l'effet doppler se reporte directement sur le signal à la fréquence f_0 . Pour minimiser cette erreur, nous avons intérêt à centrer les circuits de réception sur la fréquence " Δ ".

En transformant les signaux "modulation de fréquence" et "doppler" par la transformation de HILBERT, il est possible de montrer que l'effet doppler agit également sur l'amplitude de la modulation de fréquence. (3)

A partir de ces données, nous proposons un schéma synoptique d'une réalisation complète.

IV - Schéma synoptique d'une réalisation pratique possible



CHAPITRE III

VERIFICATION DU PRINCIPE PAR LA REALISATION D'UNE MAQUETTE

III.1. - GENERATEUR WOBULE

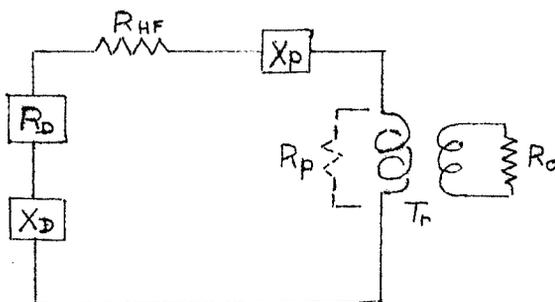
. L'élément actif du générateur est une diode à avalanche oscillant en mode A.T.T.

. L'accord en fréquence est réalisé électroniquement (par varactor ou diode A.T.T. utilisée en varactor).

. La fréquence centrale du générateur est 8 GHz.

III.1.1. - Oscillation d'une diode à avalanche. Rappels (4)

Soit le schéma équivalent de la diode et des circuits qui lui sont associées (figure 5)



Au seuil d'oscillation, nous avons :

$$R_s + R_{HF} + R_p + R_D = 0$$

La fréquence de l'onde H.F. est définie par la relation :

$$X_p + X_D = 0$$

Nous voyons que si X_D varie, la fréquence varie :

- quand X_D varie (wobulation à partir du courant de polarisation)
- quand X_p varie (accord électronique par exemple)

A partir de cela nous pouvons envisager l'étude d'un générateur wobulé.

III.1.2. - Cellules de wobulation

Nous avons envisagé 2 structures :

- Structure à slugs
- structure résonnante

Structure à slugs

Des essais faits en différentes structures ont montré que l'on pouvait obtenir des puissances appréciables sur une large bande de fréquence dans une structure à slugs (5).

Partant de ces résultats, nous avons pensé réaliser une structure du même genre en plaçant la diode oscillatrice et la diode varactor en parallèle (figure 6)

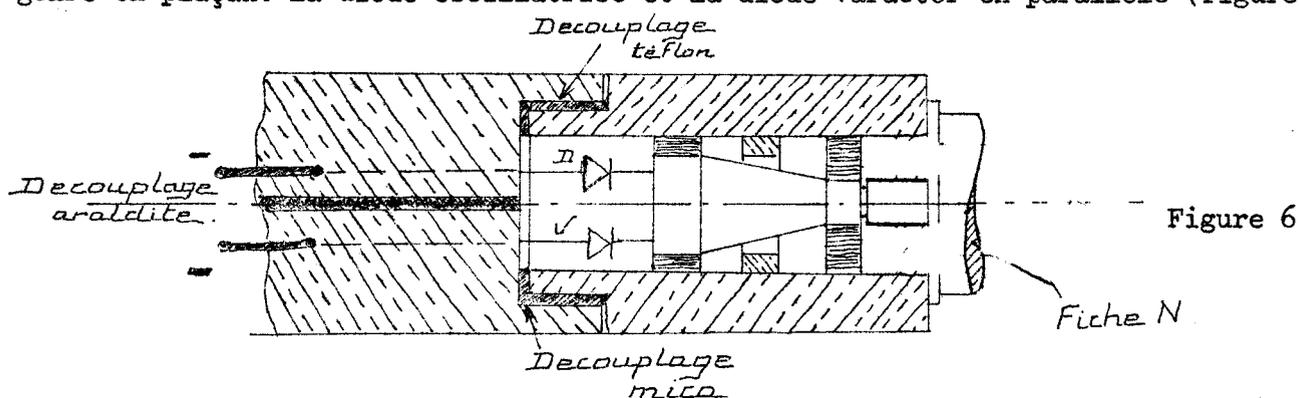


Figure 6

Cette idée a conduit à une structure sur-dimensionnée que nous avons jugée inintéressante dans le cadre d'une réalisation pratique.

Structure résonnante (figure 7)

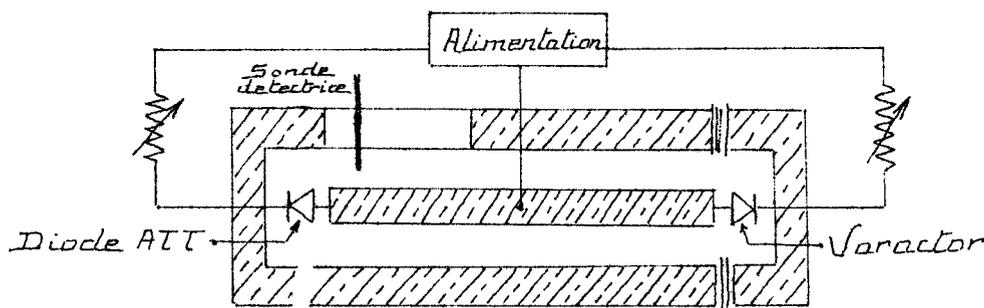


Figure 7

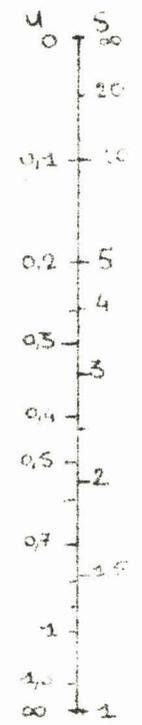
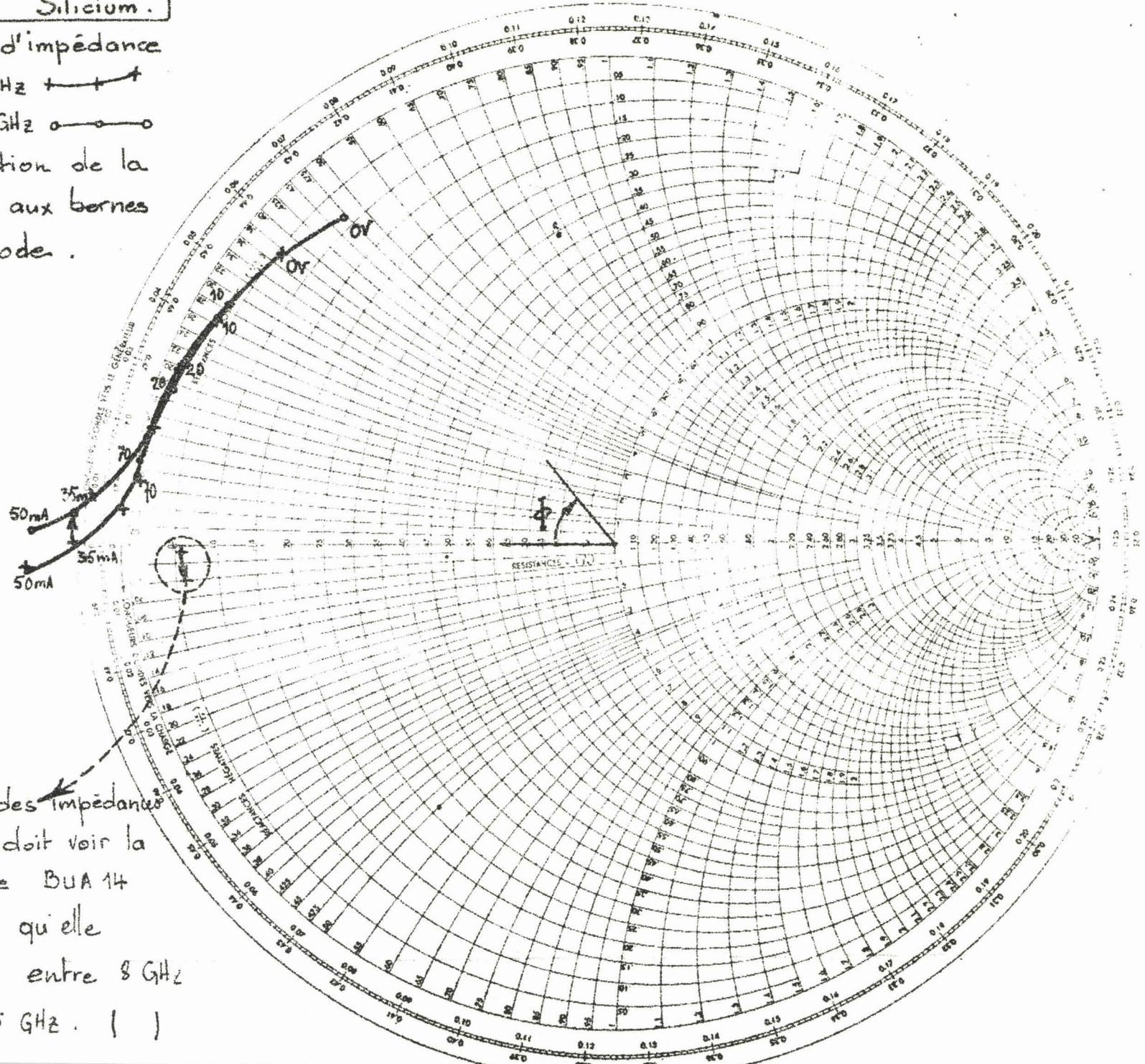
La diode A.T.T. polarisée par un courant moyen $I_0 = 35$ mA présente une impédance proche de celle d'un court-circuit. La réactance de la diode montée en varactor est positive entre 0 et 70 V. (Voir abaques de SMITH)

Pour des raisons pratiques (montage de l'inductance de choc) nous avons calculé les dimensions de la cellule pour qu'elle résonne en mode TEM 2.

Connaissant la variation théorique de la susceptance du "varactor" en fonction de la tension, nous pouvons calculer la wobulation maximale théorique. Nous trouvons 600 MHz (Figure 8).

BUA 14. Silicium.

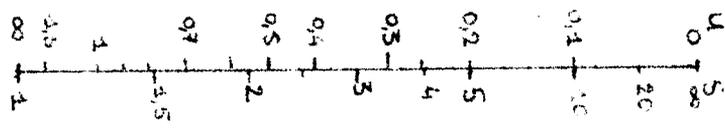
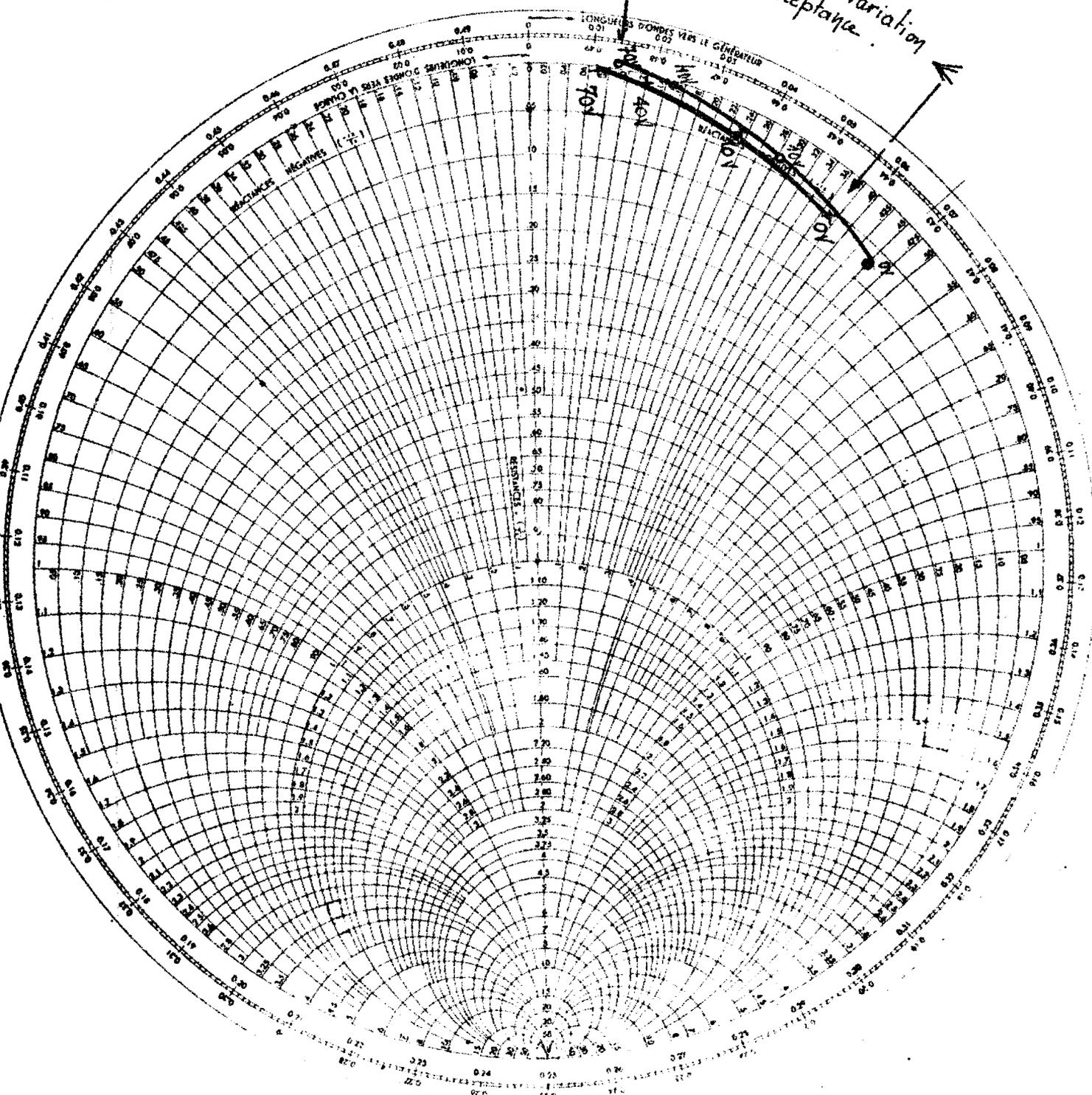
Courbe d'impédance
 à 8 GHz $\text{---} \text{+} \text{---}$
 et 8,5 GHz $\text{---} \text{o} \text{---}$
 en fonction de la
 tension aux bornes
 de la diode.



lieu des impédances
 que doit voir la
 diode BUA 14
 pour qu'elle
 oscille entre 8 GHz
 et 8,5 GHz. ()

A B Silicium
 urbe d'impedance
 8 GHz \longleftrightarrow
 8.5 GHz $\circ\text{---}\circ$
 fonction de la tension
 des bornes de la diode

// Contraction // Variation
 de susceptance



Si l'on considère la courbe donnant l'inductance linéique d'un coaxial en fonction de ses rayons extérieurs et intérieurs, nous pouvons penser que la wobulation sera d'autant plus importante que l'impédance du coaxial est faible. Cette hypothèse est vérifiée par le calcul (5).

Pour ne pas trop amortir la cavité, nous nous sommes limités dans ce sens à une impédance caractéristique de 40 Ω . (Le minimum de pertes est obtenu pour $Z_0 = 77 \Omega$) (6).

Afin d'adapter l'impédance de la diode oscillatrice à celle de la cellule nous avons placé un transformateur au niveau de celle-ci, (Figure 9)

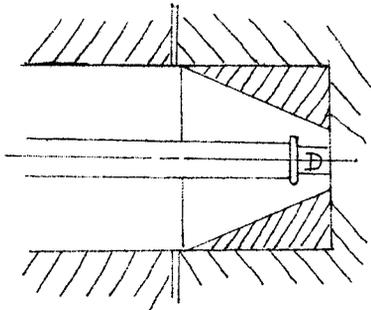


Figure 9

III.1.3. - Résultats expérimentaux. Discussion

Nous avons toujours conservé une diode silicium p⁺n n⁺ (BUA 16, BUA 14, BUA 8) comme diode oscillatrice. En ce qui concerne le varactor, nous avons essayé tour à tour :

- une diode varactor SESCOSEM
- une diode à avalanche silicium p⁺n n⁺ (BUA 8)
- une diode à avalanche à barrière métal-semiconducteur.

Nous présentons ici les résultats les plus intéressants.

III.1.3.1. - Varactor SESCOSEM SFD 2412 F

La fréquence de coupure du varactor est 137 GHz. Sa résistance série théorique est :

$$R_s = \frac{1}{2\pi f_c C_j} = 2 \Omega$$

En fait la caractérisation de cette diode montre que R atteint 13 Ω . De ce fait la condition d'oscillation $\int R = 0$ ne peut plus être remplie car la résistance négative des diodes utilisées ne dépasse pas - 5 Ω .

L'essai du varactor dans la cellule résonnante a confirmé cette hypothèse.

III.1.3.2. - DIODE BUA 8

Les résultats sont résumés dans le graphe ci-après (figure 10).

Nous obtenons une wobulation maximale 360 MHz pour un courant $I_0 = 35 \text{ mA}$.

D'une façon générale, compte tenu des effets non linéaires observés sur les diodes à avalanche (7), la wobulation obtenue est toujours très inférieure à la wobulation théorique ; elle est d'autant plus grande que le courant de polarisation est faible.

De même les variations de puissance sont d'autant plus importantes que le courant de polarisation est important.

Si pour le générateur nous voulons :

- une puissance sensiblement constante en fonction de la fréquence
- une plage de wobulation assez importante (200 à 300 MHz),

il nous faudra limiter le courant de polarisation, donc nécessairement la puissance, ce qui limite les possibilités de l'appareil.

Une solution à ce problème est de réaliser un générateur suivant le schéma suivant (figure 11).

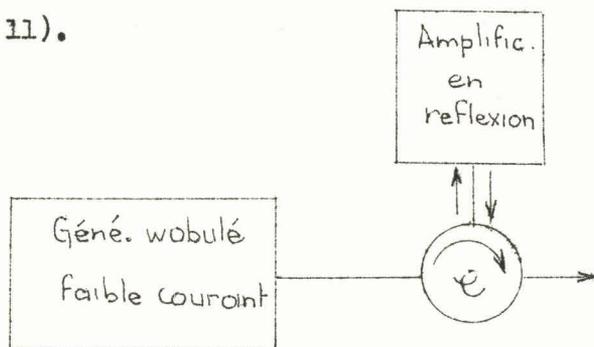


Figure 11

Sa réalisation à partir de circuits microbandes serait d'un encombrement très réduit.

III.1. - Diode à avalanche barrière Métal Semiconducteur SAD32 (8 - 9)

La diode utilisée présente sensiblement les mêmes caractéristiques d'impédance que la diode type BUA 8, avec une variation de susceptance entre 0 et 70 Ω plus importante. L'oscillation devrait s'étendre sur une plus grande plage de fréquences. Malheureusement nous constatons expérimentalement un changement de mode d'oscillation de la cellule (oscillation à 10 GHz puis à 8 GHz) (Figure 11), qui ne permet pas une wobulation continue.

L'intérêt principal de l'utilisation des diodes barrière Métal Semiconducteur en wobulation réside dans la possibilité de réaliser des générateurs wobulés sur 200 MHz et ce avec des sources de faible tension.

Le générateur ainsi réalisé, les diodes utilisées étant 2 diodes (n^+pp^+) silicium BUA 8 - BUA 14), fournit un courant de polarisation $I_0 = 35$ mA, une puissance supérieure à 15 mW sur une plage de fréquence de 300 MHz. Il convient donc à la réalisation d'une maquette de laboratoire. L'utilisation dans cette structure des diodes à avalanche à l'arseniure de gallium devrait encore améliorer ces caractéristiques.

Fig 8

Inductance et capacité lineique d'un coaxial en fonction de $\frac{r_e}{r_i}$

$$L_l = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{r_e}{r_i}$$

$$C_l = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{r_e}{r_i}}$$

$$Z_0 = 60 \ln \frac{r_e}{r_i}$$

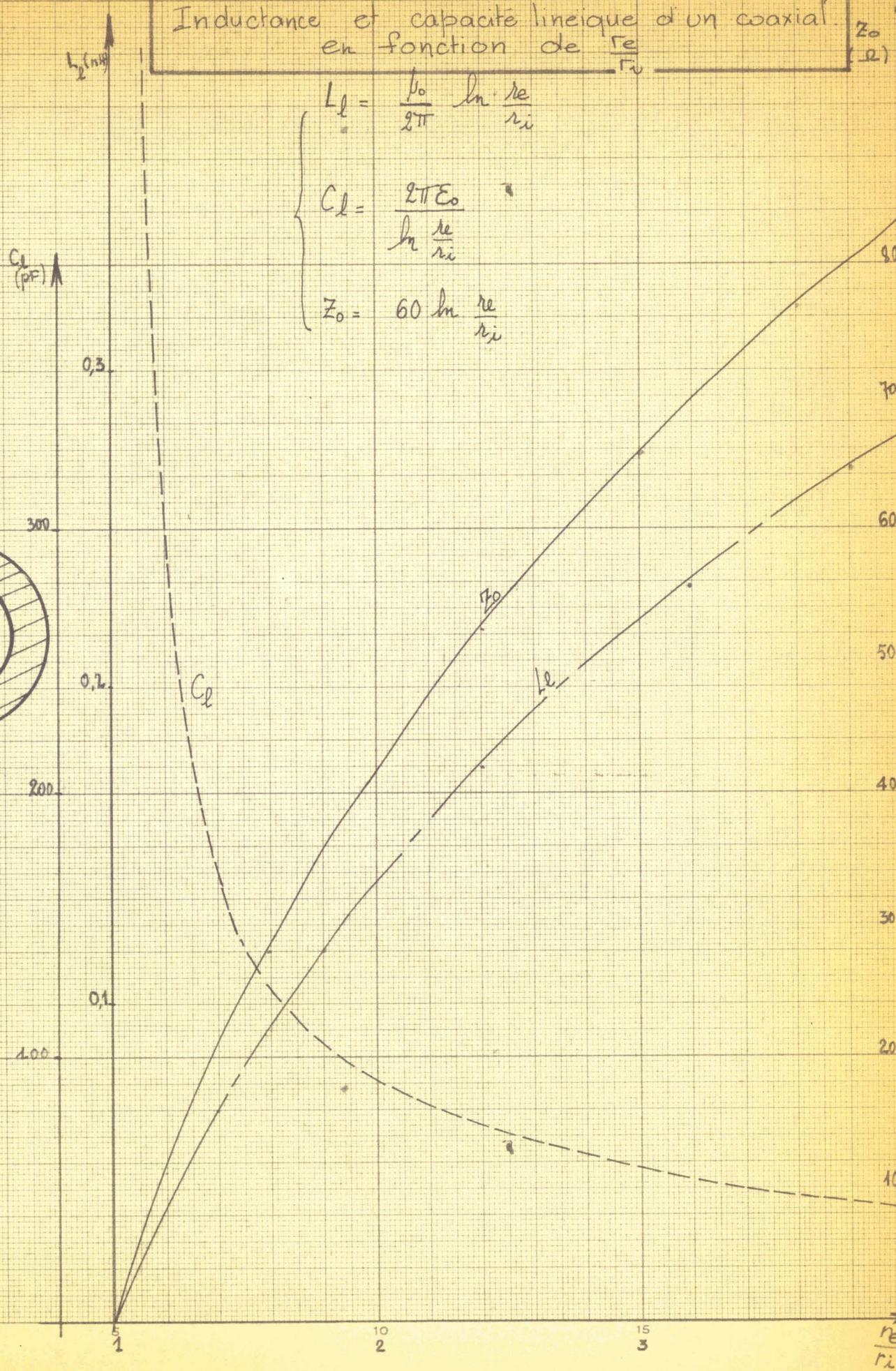
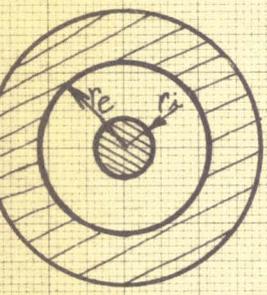
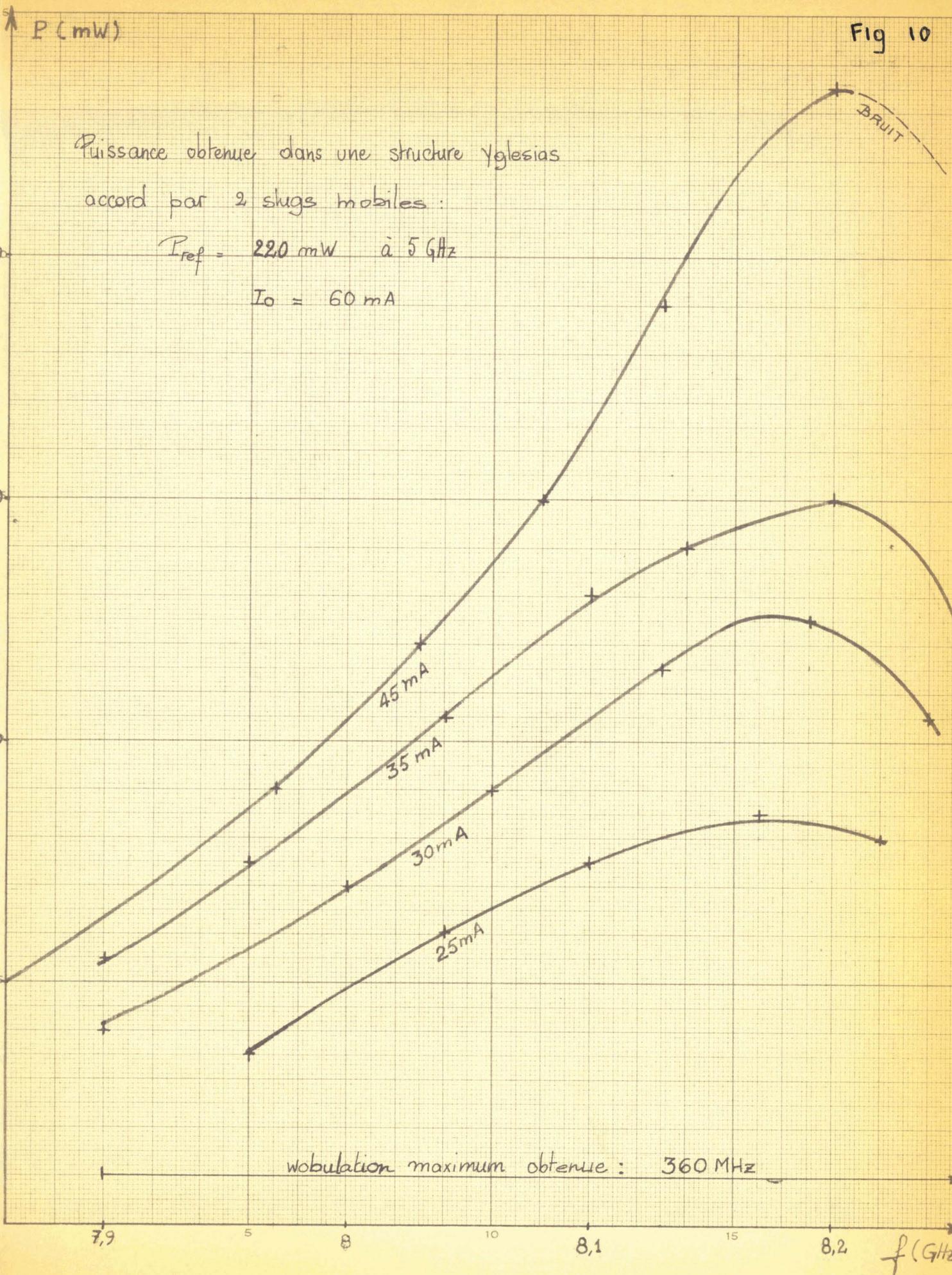


Fig 10

Puissance obtenue dans une structure Yglesias
accord par 2 slugs mobiles :

$$P_{ref} = 220 \text{ mW à } 5 \text{ GHz}$$

$$I_0 = 60 \text{ mA}$$



wobulation maximum obtenue : 360 MHz

7,9

5

8

10

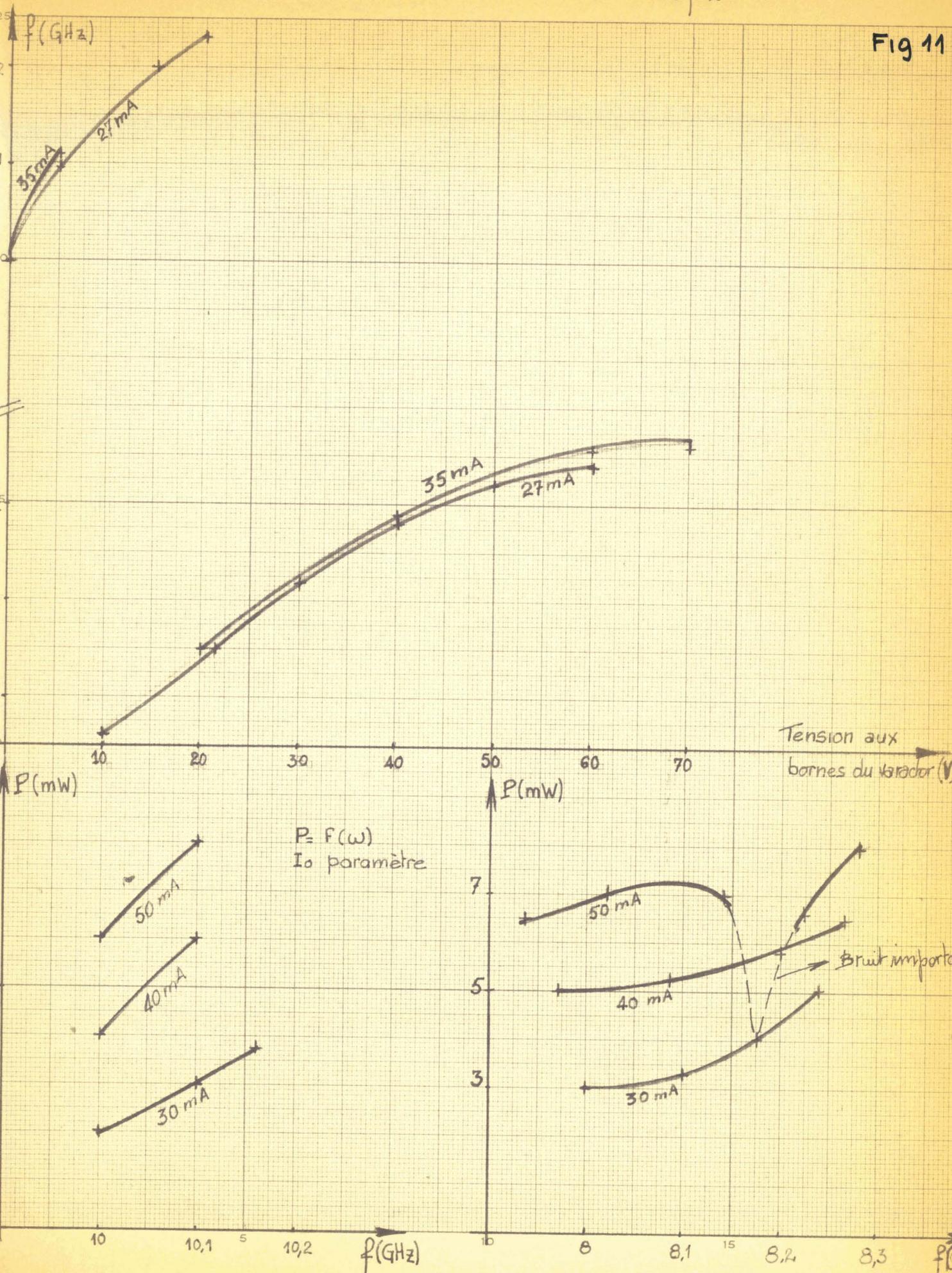
8,1

15

8,2

f (GHz)

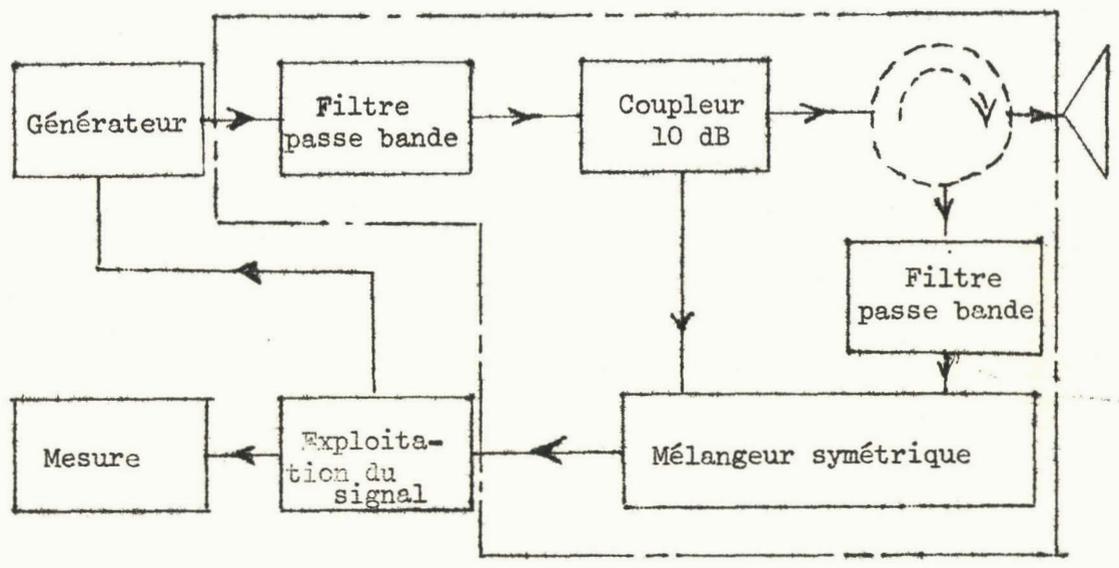
Fig 11



V.2. - Etude du récepteur hyperfréquence

Nous voulons réaliser le récepteur sous une forme très compacte. Pour cela nous envisageons sa réalisation en technologie microbande. Cette étude se fera dans un premier temps à partir de classiques éléments triplaques (sur rexolite). Ultérieurement, nous envisageons d'adapter ces circuits aux techniques plus évoluées que sont le microstrip et le microslot (II)

V.2.1. - Schéma synoptique du récepteur



V.2.2. - Généralités sur les circuits striplines

V.2.2.1. - Principales caractéristiques

Les principales caractéristiques sont données sur graphe (fig.I2). L'impédance des lignes est calculée à partir des formules de Wheeler (I2).

V.2.2.2. - Couplages parasites (I3)

- Distribution des champs pour les deux modes fondamentaux.



Fig 12

mode symétrique
(even mode)

mode antisymétrique
(odd mode)

2)

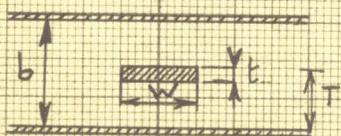
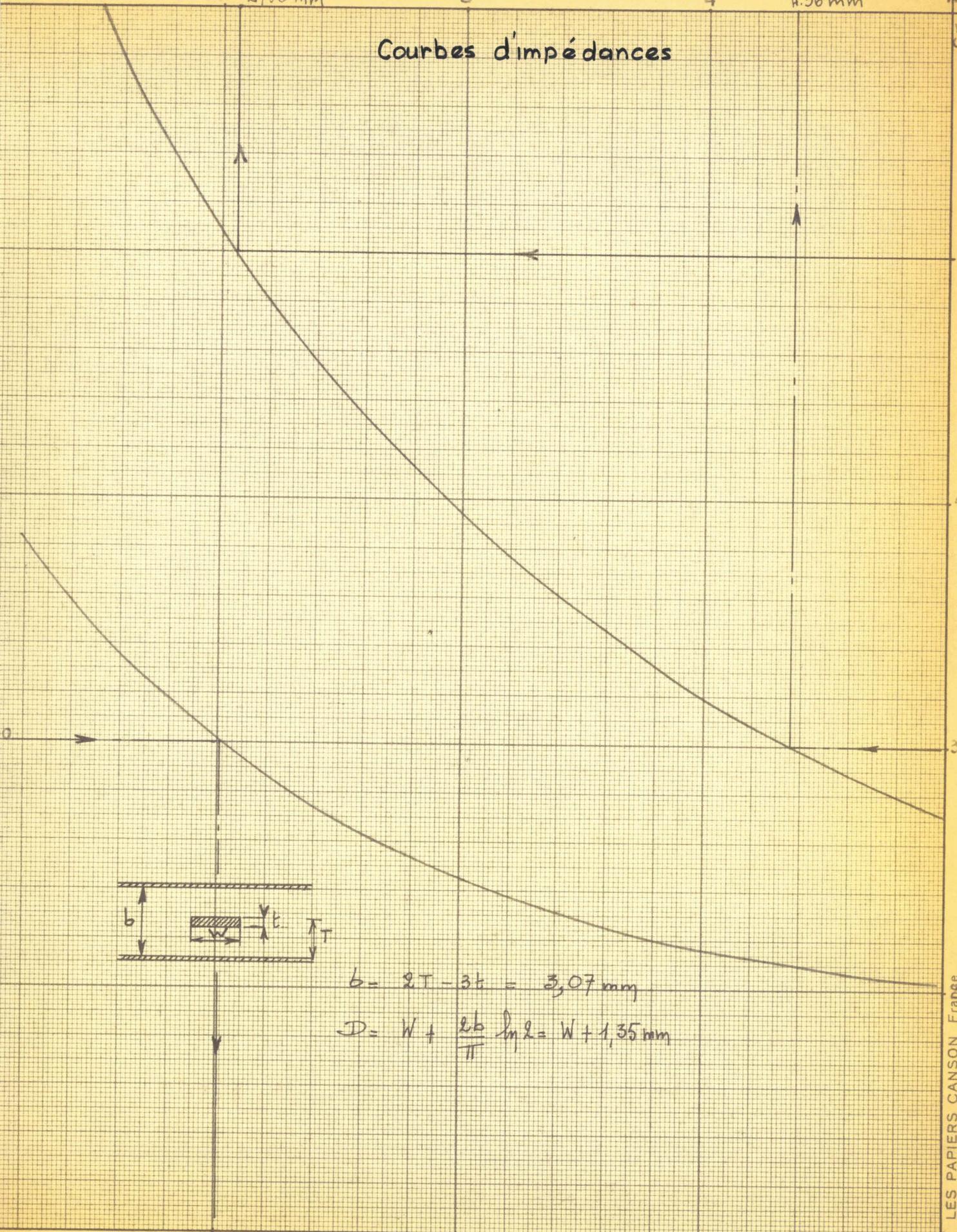
2,06 mm

3

4

4,36 mm

Courbes d'impédances



$$b = 2T - 3t = 3,07 \text{ mm}$$

$$D = W + \frac{2b}{\pi} \ln 2 = W + 1,35 \text{ mm}$$

0,5

10

15

20

LES PAPIERS CANSON France

W (mm) fortes impédances

Dans la réalité, l'état électrique des lignes découle d'une superposition de ces deux états fondamentaux.

A partir de ces deux configurations, l'on définit les impédances caractéristiques en modes symétrique et antisymétrique, (Z_{oe} et Z_{oo}). La connaissance de celles-ci permettent de savoir si deux lignes de même impédance caractéristique sont couplées ou non. (Bon découplage pour $Z_{oe} = Z_{oo}$). Dans la réalisation des circuits, nous avons respecté les distances pour lesquelles le découplage est réalisé.

V.2.2.3. - Discontinuités (I4)

Les principales discontinuités sont de deux sortes :

Discontinuités en TE

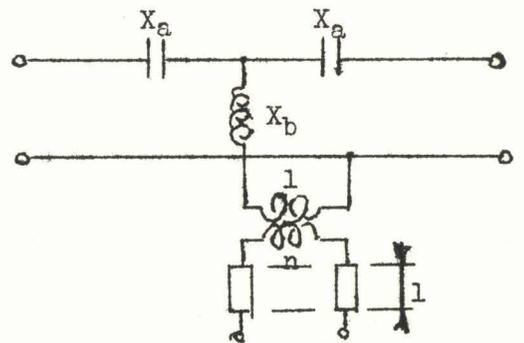
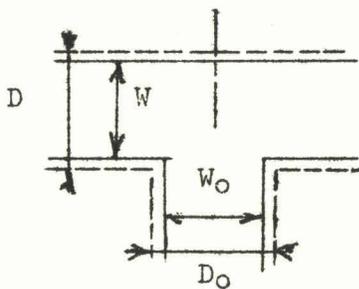


fig 13

Nous passons de la ligne triplaque au circuit à constantes localisées par les formules suivantes :

$$\frac{Z_o}{D} = \frac{D}{D_o}$$

$$\frac{X_a}{Z_o} = - \frac{D_o}{\lambda} \cdot \frac{D_o}{D} \frac{\pi^2}{16} n^2$$

$$\frac{X_b}{Z_o} = \frac{1}{n^2} \left| \ln \operatorname{cosec} \frac{\pi D_o}{2D} + \ln 2 + \frac{\pi D_o}{6D} + \frac{3}{2} \frac{D^2}{\lambda^2} \right|$$

Changement d'impédance

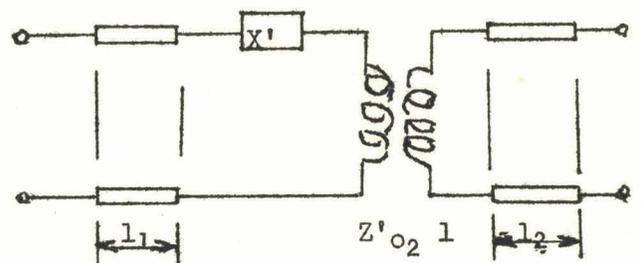
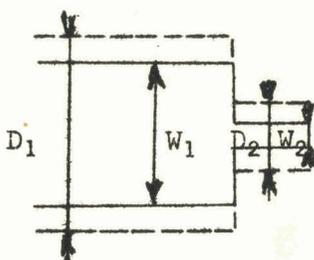


fig 14

$$l_1 = -l_2 = \frac{b}{\pi} \ln 2$$

$$X' = \frac{X}{Z_{01}} = \frac{2D_1}{X} \ln \operatorname{cosec} \left(\frac{\pi D_2}{2D} \right)$$

$$Z'_{02} = \frac{Z_0}{Z_{01}}$$

V.2.2.4. - Précautions générales

Pour que seuls subsistent les modes fondamentaux, il faut que certaines conditions soient remplies :

- la ligne doit être centrée entre deux plans de masse et être parallèle à ces deux plans.
- la largeur de la ligne ne doit pas excéder une demie longueur d'onde (apparition de modes parasites).

V.2.3. - Mélangeur symétrique

V.2.3.1. - Rappels théoriques

Pour améliorer la détection et minimiser le bruit de "l'oscillateur local", nous utilisons un mélangeur symétrique dont le schéma est le suivant :

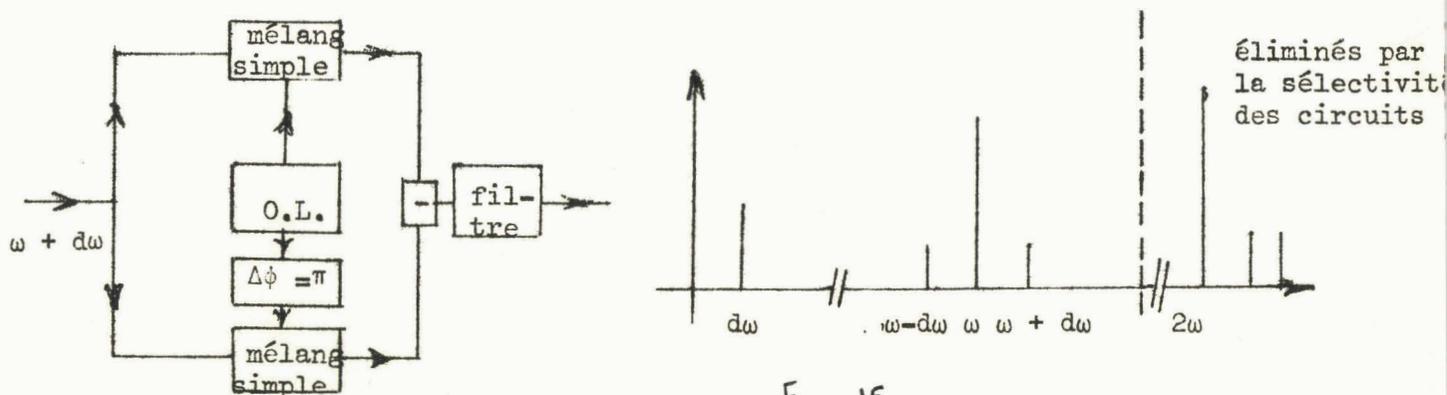


Fig 15

Pertes de conversion

Les circuits n'étant pas parfaits, on montre qu'il y a apparition d'un signal à la fréquence $\omega - \delta\omega$ que l'on nomme fréquence image. De ce fait on peut définir, non seulement une perte de conversion signal, mais aussi une perte de conversion image. Elles interviennent au même titre dans les calculs, nous les considérons comme égales.

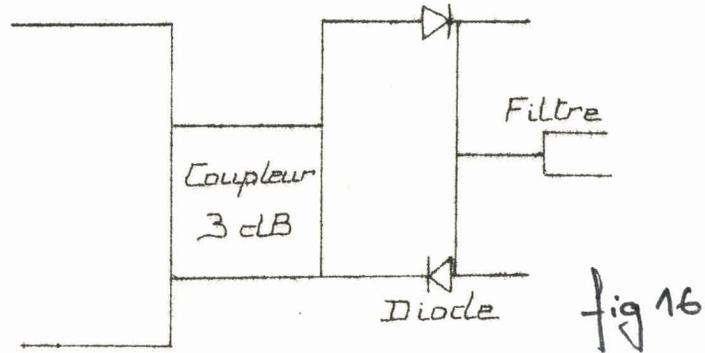
Facteur de bruit

On trouve = $F = 2 L_c \left(1 + \frac{T_e}{T_0} \right)$

L_c = pertes de conversion de bruit
 T_e = température du mélangeur ramenée à l'entrée
 (15)

La non élimination de la fréquence image ajoute 3 dB au facteur de bruit.

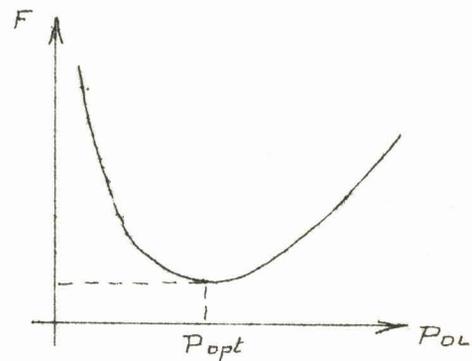
U .2.3.2. - Réalisation du mélangeur en circuits microbandes=



Le coupleur 3 dB est du type "branch-line", son étude est développée en annexe.

Les diodes mélangeuses sont des diodes Schottky fabriquées aux L.T.T. et peuvent être directement intégrées au circuit. Leur adaptation est pratiquement réalisée pour la puissance d'oscillateur local correspondant au bruit minimum du mélangeur.

$$(P_{opt}/cristal=3mW)$$



Filtre réjecteur

Il sert à éliminer toute onde H.F. pouvant exister au-delà des diodes.

Les lignes étant supposées sans affaiblissement, l'impédance ramenée par une ligne de longueur l, terminée par une impédance Z, est:

$$Z' = Z_0 \frac{Z + Z_0 j \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}{Z_0 + Z j \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}$$

Si $l = \lambda/4$

$$Z' = \frac{Z_0^2}{Z}$$

C'est ce principe que nous utilisons pour le calcul de ce filtre. Considérons le schéma suivant: (fig 17)

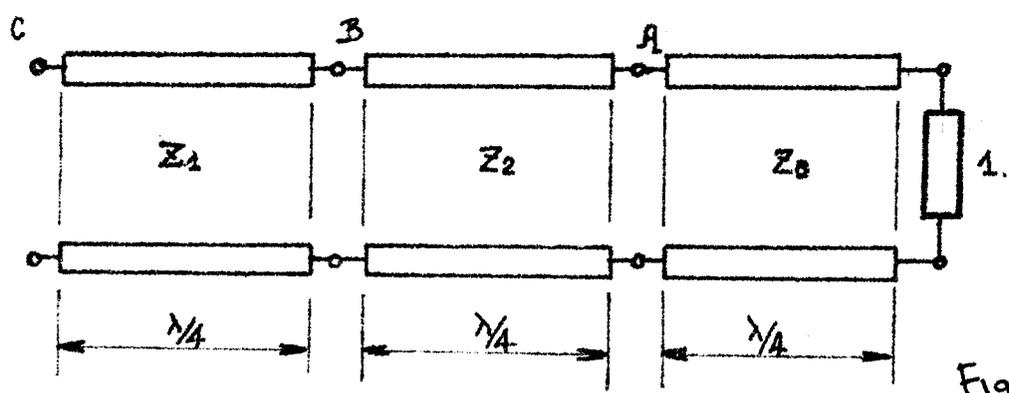


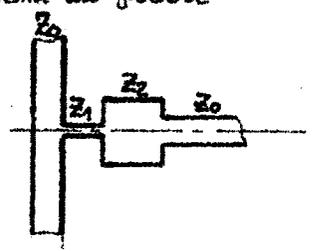
Fig 17

En C nous voyons :

$$Z'' = \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2 Z_0$$

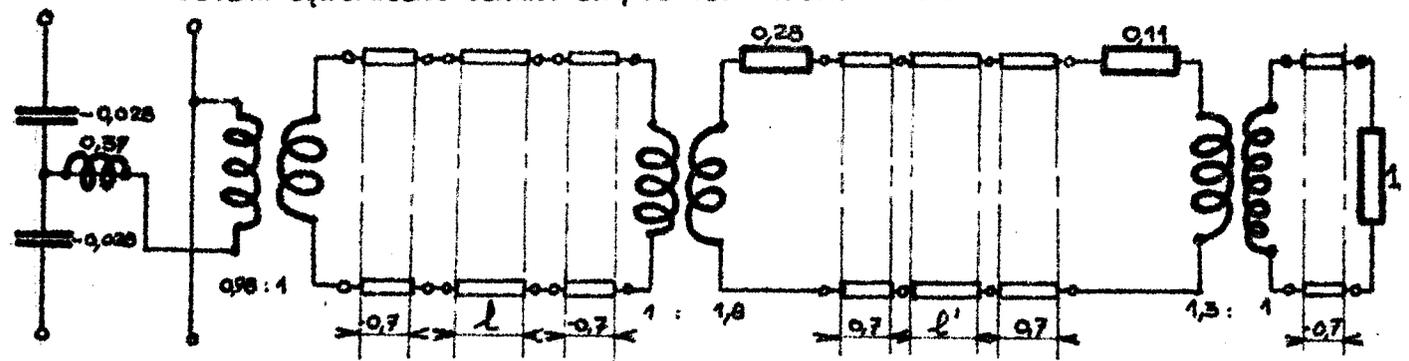
Si $Z_1 > Z_2$, Z'' sera grand par rapport à Z_0 et nous aurons réalisé le filtre désiré.

Schéma du filtre



- $Z_0 = 50 \Omega$
- $Z_1 = 100 \Omega$
- $Z_2 = 30 \Omega$

Schéma équivalent tenant compte des discontinuités



Les longueurs l et l' se calculent à partir de l'abaque de Smith, nous trouvons :

$$l = 2,16 \text{ mm} \qquad l' = 4,12 \text{ mm}$$

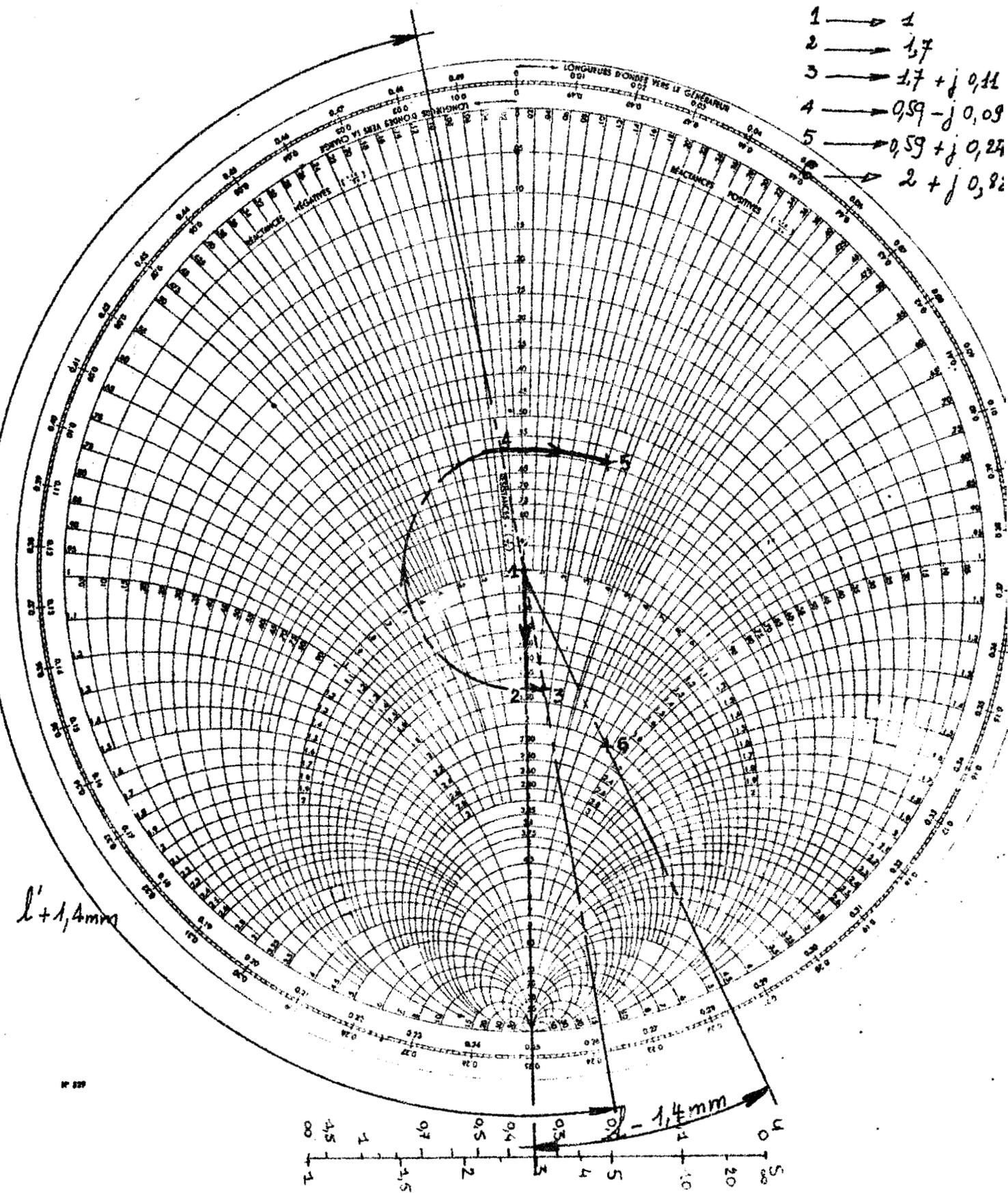
Filtre passe-haut

Ce filtre ne doit laisser passer que les fréquences comprises entre 7,9 GHz et 8,6 GHz.

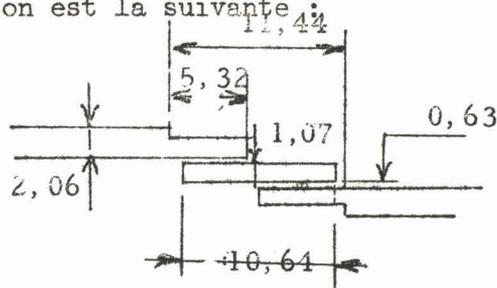
Filterre réjecteur

Calcul de l et l' . Détermination sur l'abaque de Smith

- 1 → 1
- 2 → $1,7$
- 3 → $1,7 + j 0,11$
- 4 → $0,59 - j 0,09$
- 5 → $0,59 + j 0,24$
- 6 → $2 + j 0,82$



Sa configuration est la suivante :

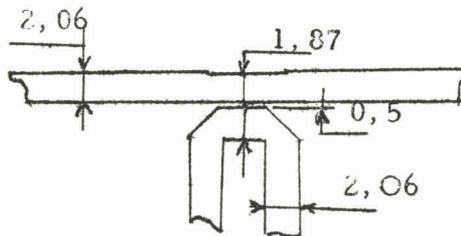


Une étude mathématique de ces structures peut être faite si l'on utilise la transformation de Richard. Cette dernière permet de passer d'un réseau à constantes réparties à un réseau à constantes localisées. La généralisation de la théorie des filtres aux structures microbandes est alors possible.

Des abaques et des courbes permettent une détermination rapide des dimensions du filtre considéré (16). Nous avons utilisé un filtre à une cellule pour minimiser ses pertes d'insertion, cela entraîne un faible taux de réjection en dehors de la bande.

Coupleur 10 dB

Le coupleur est du type "lignes couplées en $\frac{\lambda}{4}$ ". Sa configuration est la suivante :



Son calcul a été fait à partir de la théorie des lignes couplées et des abaques correspondants (16).

Résultats expérimentaux (figure 18)

V.3. - CIRCUITS BASSE FREQUENCE

Les circuits basses fréquences (générateurs de fonctions, signal de modulation à pente variable) ont été étudiés et réalisés dans le cadre d'un stage I.U.T. (17)

Fig 18

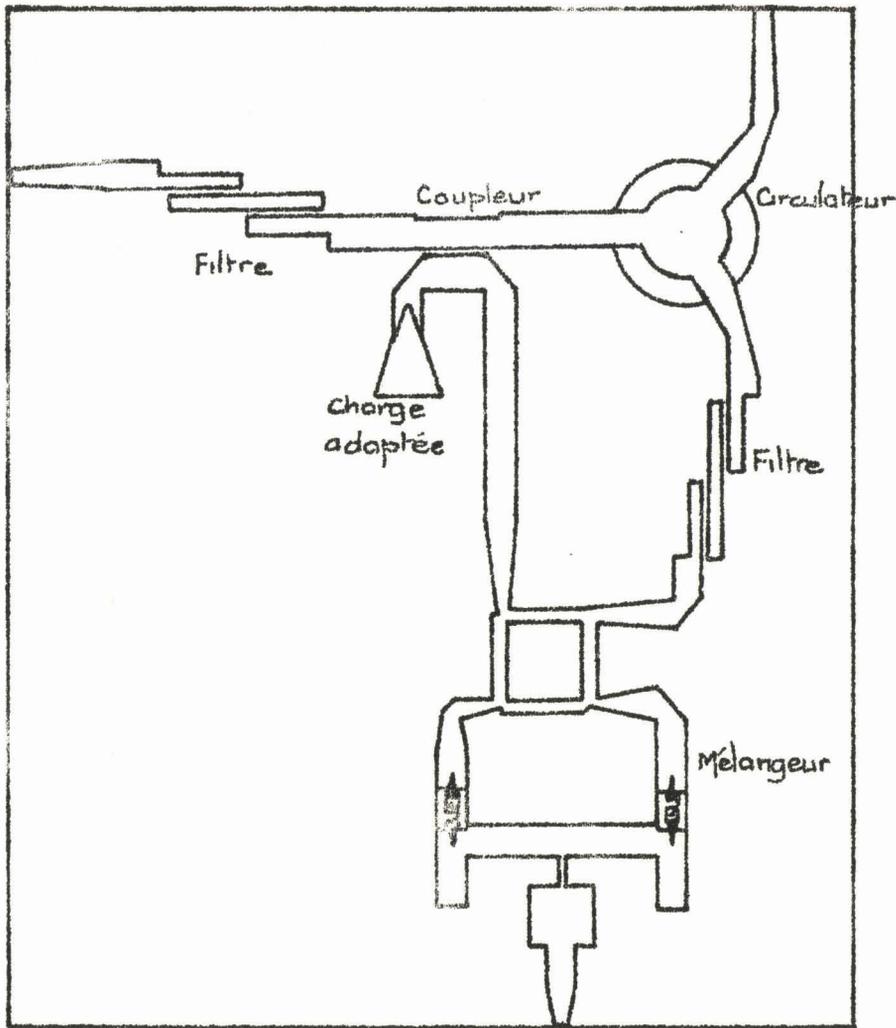
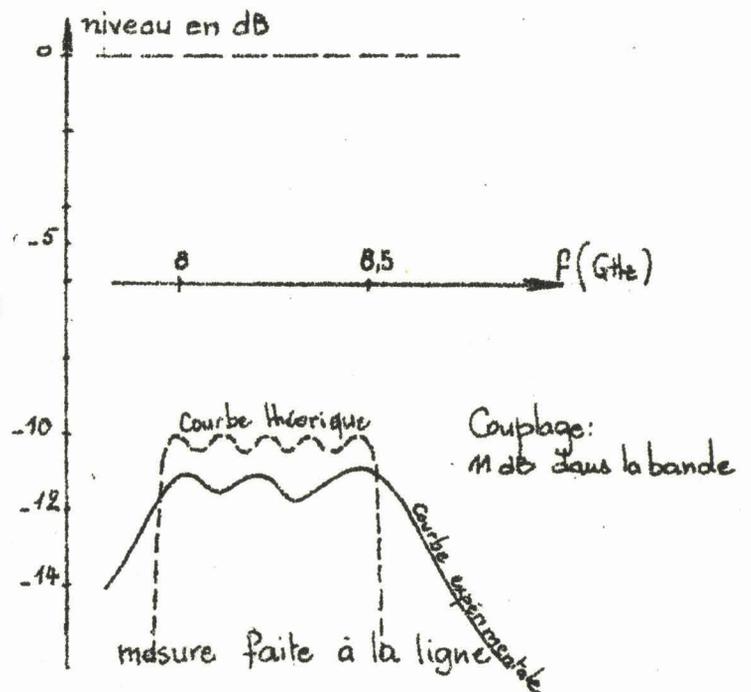
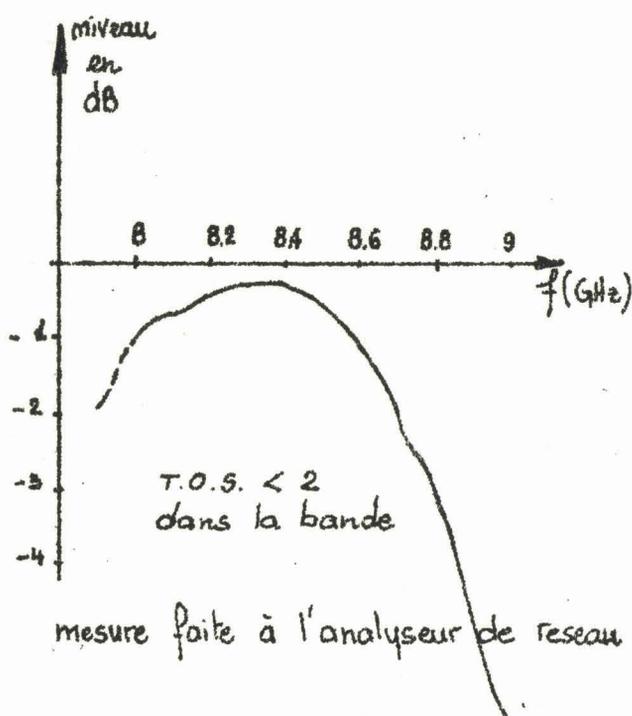
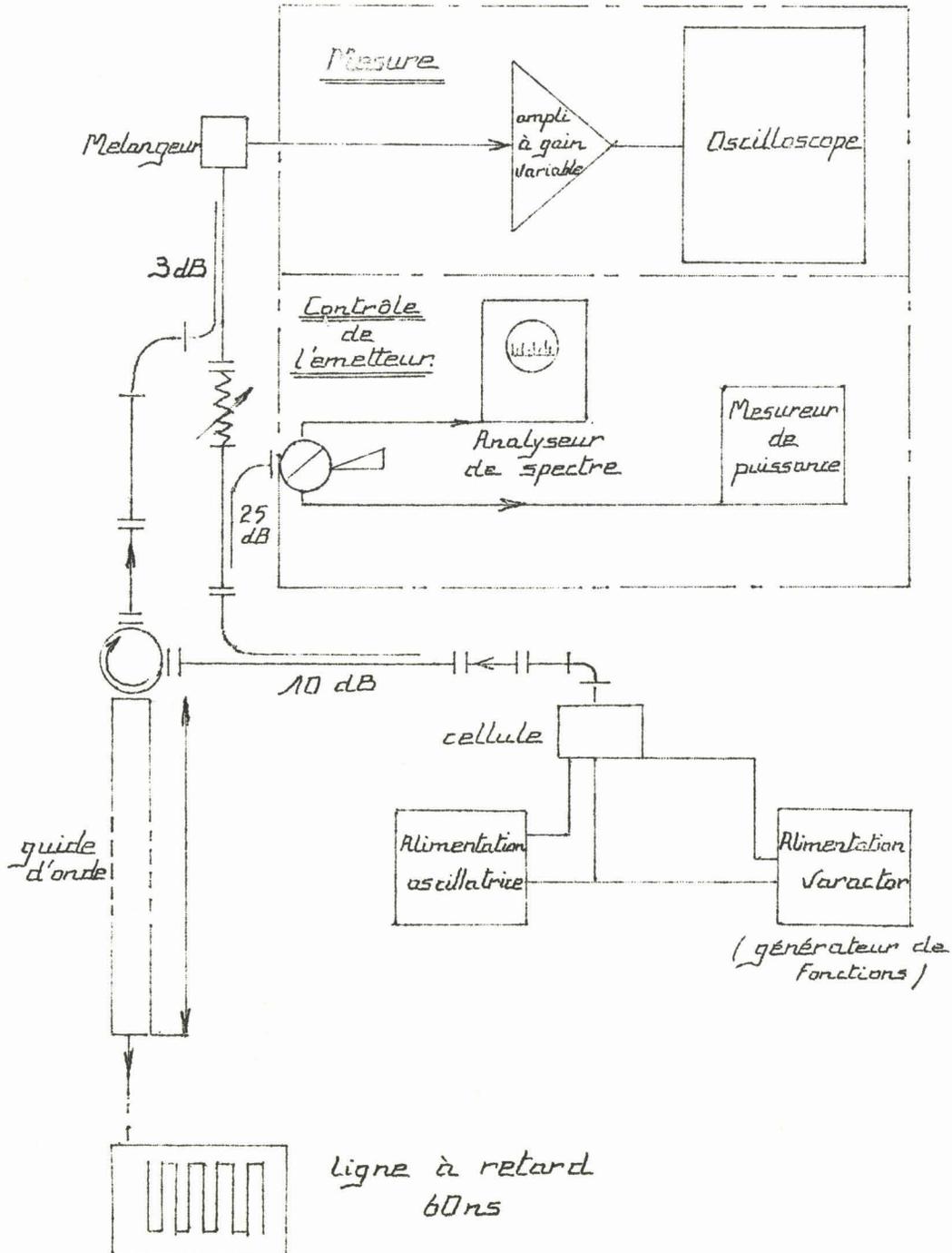


Schéma complet
du récepteur





Nous avons monté ce banc en utilisant les parties du mesureur déjà réalisées.

Notre but était avant tout de vérifier le principe de l'appareil.

Nous avons relevé pour deux distances:

$$l_1 = 5m$$

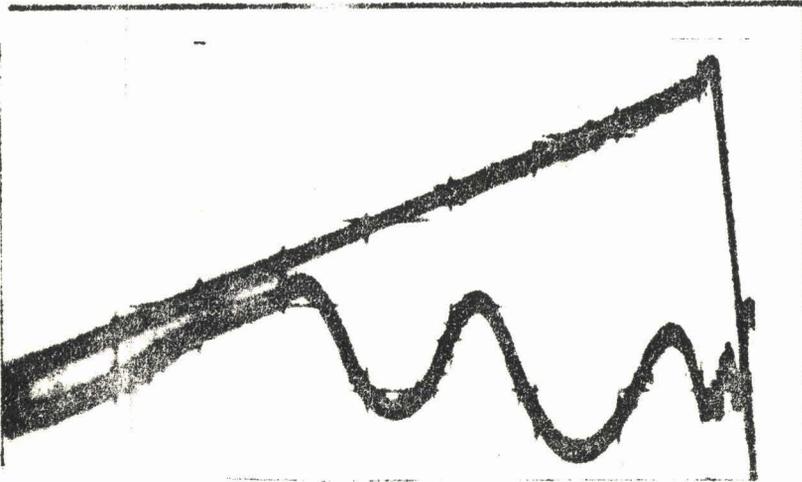
$$l_2 = 23m$$

les oscillogrammes correspondant au signal f_b (page 16)

Les résultats obtenus nous permettent d'espérer, après quelques mises au point un fonctionnement acceptable du mesureur pour les faibles distances (quelques dizaines de mètres)

OSCILLOGRAMMES DU SIGNAL A LA FREQUENCE f_b

- fréquence de modulation: 600 Hz
- excursion de fréquence : 100 MHz
- fréquence centrale : 8 GHz

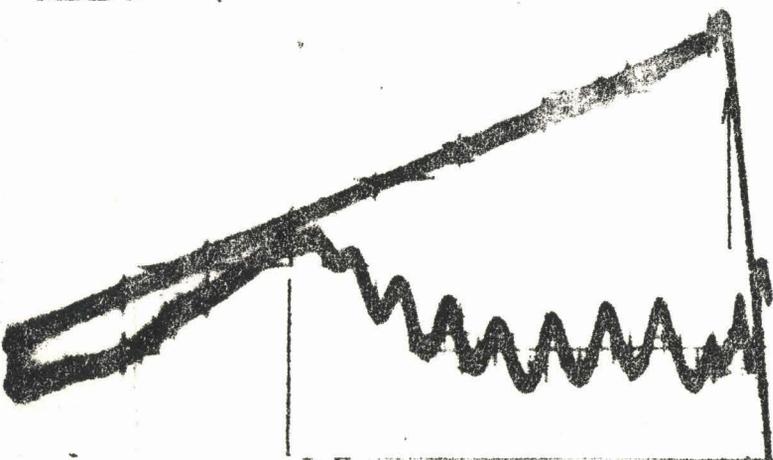


guide bande X 2 m
 +cable coaxial 1m
 terminé par un court-circuit.

distance corrigée : 5 m

nombre de sinusoïdes: 2

$$\frac{5}{2} = 2,5$$



guide bande X + cable coaxial
 +ligne à retard 60 ns terminée
 par un court-circuit.

distance corrigée: 23 m

nombre de sinusoïdes: 9

$$\frac{23}{9} = 2,55$$

la puissance
 délivrée par
 le générateur
 est insuffisante
 pour que le signal
 à la fréquence f_b
 existe : on retrouve
 la fonction de
 modulation

Mesure de la
 distance.

CONCLUSION

Par cette étude théorique et expérimentale, nous prenons conscience des problèmes que posent la mesure d'une distance à partir d'un signal radioélectrique.

La maquette réalisée, permet une visualisation du signal de battement. Le traitement de ce signal permettra d'obtenir une information correcte affichable.

L'intégration des diodes à avalanche étant maintenant réalisable, les circuits hyperfréquences étudiés peuvent être entièrement conçus à partir d'éléments microstrips ou microslots. Ces éléments, associés à des circuits basse-fréquence de technologie avancée (couches épaisses par exemple) conduiront à des réalisations sub-miniatures.

Avec les diodes à avalanche à l'arseniure de gallium, nous pouvons espérer obtenir des puissances permettant de faire la mesure de longues distances. Outre ses nombreuses applications au sol, le mesureur de distance pourra être utilisé en radioactivité "basse altitude".

ANNEXE

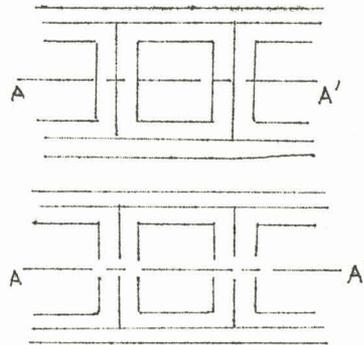
CALCUL DU COUPLEUR 3 dB

INTERVENTION DES MODES SYMETRIQUES ET ANTISYMETRIQUES

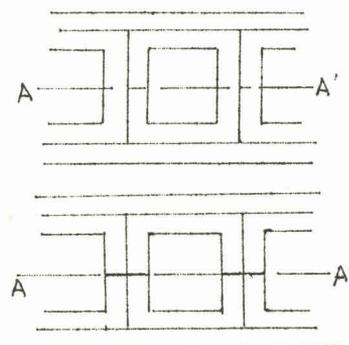
Pour simplifier la représentation graphique, le réseau est représenté sous forme coaxiale.

Hypothèse simplificatrice

Si en 1 et 2 nous appliquons deux ondes d'égale amplitude en phase, un maximum de tension apparaît en tout point de l'axe A-A'. Nous pouvons passer du réseau étudié au schéma équivalent ci-contre. Ce cas correspond au mode symétrique.



Si en 1 et 2, nous appliquons deux ondes d'égale amplitude en opposition de phase, un minimum de tension apparaît en tout point de l'axe A-A'. D'où l'équivalence schématisée ci-contre. Ce cas correspond au mode antisymétrique.



Nous avons transformé un réseau "4 portes" en un réseau "2 portes" plus facile à étudier.

On définit dans chaque cas un coefficient de réflexion et un coefficient de transmission.

mode symétrique (noté ++) Γ^{++} T^{++}

mode antisymétrique (noté +-) Γ^{+-} T^{+-}

Superposons les deux cas précités : cela revient à appliquer un signal unité sur l'accès 1, les signaux recueillis sur les autres accès proviendront de la superposition des signaux obtenus en mode symétrique et antisymétrique

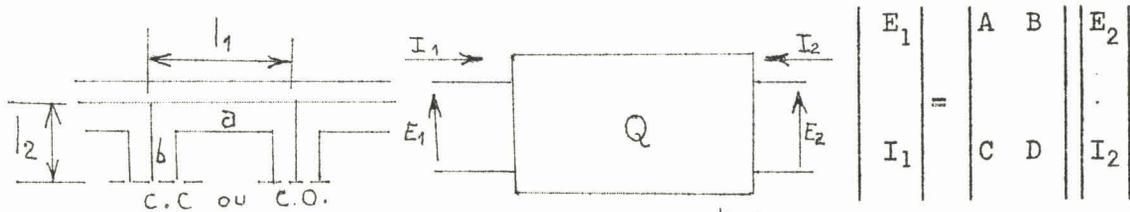
$$A_4 = \frac{1}{2} \Gamma^{++} + \frac{1}{2} \Gamma^{+-}$$

$$A_3 = \frac{1}{2} T^{++} - \frac{1}{2} T^{+-}$$

$$A_2 = \frac{1}{2} T^{++} + \frac{1}{2} T^{+-}$$

$$A_4 = \frac{1}{2} \Gamma^{++} - \frac{1}{2} \Gamma^{+-}$$

Représentons le réseau "2 portes" défini précédemment par un quadripôle dont nous voulons calculer la matrice de chaîne.



a et b sont des admittances normalisées.

Pour chacun des deux modes fondamentaux nous calculons la matrice de chaîne en nous fixant $l_1 = \frac{\lambda}{4}$ $l_2 = \frac{\lambda}{8}$

Nous trouvons :

$$\left| \text{ch}^{++} \right| = \begin{vmatrix} -\frac{b}{a} & \frac{j}{a} \\ j(a - \frac{b}{a}) & -\frac{b}{a} \end{vmatrix}$$

$$\left| \text{ch}^{+-} \right| = \begin{vmatrix} \frac{b}{a} & \frac{j}{a} \\ j(a - \frac{b}{a}) & \frac{b}{a} \end{vmatrix}$$

Le système doit être parfaitement adapté et directif

$$\Gamma^{++} = \Gamma^{+-} = 0$$

$$a^2 - b^2 = 1$$

Calculons A_3

$$A_3 = \frac{1}{2} (T^{++} + T^{+-})$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{2a}{2b + 2j} - \frac{2}{2b - 2j} \right) = \frac{-b}{\sqrt{b^2 - 1}}$$

Si nous voulons un coupleur 3 dB, il faut :

$$20 \log \frac{1}{|A_3|} = 3$$

On en déduit la valeur des admittances réduites des lignes considérées

$$\begin{cases} a = \sqrt{2} \\ b = 1 \end{cases}$$

