

50376
1976
38

N d'ordre

50376
1976
38

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

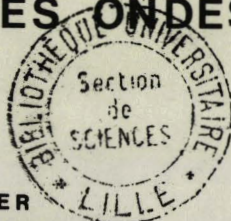
DOCTEUR DE TROISIEME CYCLE

par

Daniel HARS

Maître-ès-Sciences

ETUDE THEORIQUE ET EXPERIMENTALE
DE MELANGEURS D'EMISSION A DIODE A AVALANCHE
DANS LE DOMAINE DES ONDES MILLIMETRIQUES



Membres du Jury : MM.	G. SALMER	Professeur	Président
	E. CONSTANT	Professeur	Rapporteur
	Y. LEROY	Professeur	Examineur
	R. DESSERT	LEP (Limeil - Brévannes)	Invité
	PH. DUPUIS	CNET (Lannion)	Invité
	M. JOINDOT	CNET (Lannion)	Invité

Soutenu le 19 Mai 1976, devant la COMMISSION D'EX



0300102742

A mes parents,

Ce travail a été effectué au CENTRE HYPERFREQUENCES ET SEMICONDUCTEURS de l'Université des Sciences et Techniques de Lille.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur SALMER qui s'est intéressé à mon travail, et me fait l'honneur de le juger et de présider mon jury.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur CONSTANT pour la confiance qu'il m'a accordée en m'accueillant dans son Laboratoire, et les conseils qu'il m'a apporté au cours de ce travail.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur le Professeur LEROY, Directeur du Département Génie Electrique à l'Institut Universitaire de Technologie de LILLE, qui me fait l'honneur de juger ce mémoire.

Qu'il me soit permis de remercier Monsieur DESSERT, des LABORATOIRES D'ELECTRONIQUE ET DE PHYSIQUE APPLIQUEE, qui me fait le plaisir et l'honneur de siéger à mon jury.

Je remercie Messieurs DUPUIS et JOINDOT du CENTRE NATIONAL D'ETUDE DES TELECOMMUNICATIONS, de l'intérêt qu'ils portent à mon travail, en acceptant de participer à ce jury.

Que tous mes camarades du Laboratoire veuillent bien trouver ici l'expression de ma reconnaissance pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée et l'aide qu'ils m'ont apportée. Je remercie Monsieur VATERKOWSKI pour l'aimable et compétante collaboration apportée au cours de ce travail.

Enfin, j'exprime toute ma reconnaissance au personnel Technique et Administratif pour la réalisation matérielle de cette thèse.

Qu'ils en soient tous encore une fois remerciés.

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

- NOTATIONS ET SYMBOLES

- INTRODUCTION

- CHAPITRE I : ETUDE THEORIQUE

I.A. - METHODE D'ETUDE

=====

I.A-1	Modèle utilisé	p. 4
I.A-2	Traitement analytique de la zone d'avalanche	p. 4
I.A-3	Traitement numérique de la zone d'avalanche	p. 6
I.A-4	Méthode de calcul des performances du mélangeur	p. 11
I.A-4 ₁	<u>TRAITEMENT DE LA ZONE DE TRANSIT</u>	p. 14
I.A-4 _{1.1}	<i>Calcul de l'impédance de la diode</i>	p. 14
I.A-4 _{1.2}	<i>Calcul de la puissance totale</i>	p. 15
I.A-4 ₂	<u>INFLUENCE DES PERTES - PUISSANCES UTILES</u>	p. 15
I.A-4 ₃	<u>INFLUENCE DES CIRCUITS - PUISSANCES APPLIQUEES AU SYSTEME</u>	p. 16
I.A-4 _{3.1}	<i>Calcul analytique des puissances appliquées</i>	p. 17
	a) Circuits d'entrée	p. 17
	b) Circuit de sortie	p. 17
I.A-4 _{3.2}	<i>Programme de calcul numérique correspondant à l'application de puissances constantes sur la diode</i>	p. 17

I.B. - RESULTATS DE L'ETUDE THEORIQUE

=====

I.B-1	Recherche des performances maximales du composant	p. 21
I.B-1 ₁	<u>ETUDE DES NON LINEARITES AU NIVEAU DE LA ZONE D'AVALANCHE</u>	p. 22
I.B-1 _{1.a)}	<i>Fonctionnement en courant à la fréquence intermédiaire ($E_1 = 0$).</i>	p. 22
I.B-1 _{1.b)}	<i>Cas où le champ E_1 est différent de zéro</i>	p. 25
I.B-1 _{1.c)}	<i>Influence du courant de polarisation</i>	p. 26

I.B-1 ₂	<u>INFLUENCE DE LA STRUCTURE SEMI-CONDUCTRICE</u>	p. 26
I.B-1 _{2.a)}	<i>Influence de la largeur de la zone de transit</i>	p. 27
I.B-1 _{2.b)}	<i>Influence de la largeur de la zone d'avalanche</i>	p. 28
I.B-1 ₃	<u>INFLUENCE DU COURANT DE POLARISATION DANS LA DIODE COMPLETE</u> (zone d'avalanche et zone de transit)	p. 28
I.B-1 ₄	<u>INFLUENCE DE LA SURFACE DE LA DIODE</u>	p. 28
I.B-2	Insertion du composant dans un circuit hyperfréquence	p. 29
I.B-2 ₁	<u>CHOIX DU CIRCUIT DE CHARGE</u>	p. 30
I.B-2 ₂	<u>VARIATIONS DE LA PUISSANCE ET DE LA PHASE DU SIGNAL DE SORTIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE A LA FREQUENCE INTERMEDIAIRE</u>	p. 31
I.B-3	Conclusion de l'étude théorique	p. 34

- CHAPITRE II : ETUDE EXPERIMENTALE

II.A.	- CHOIX DU CIRCUIT HYPERFREQUENCE =====	p. 35
II.A-1	Circuit en réflexion	p. 36
II.A-2	Circuit en transmission	p. 37
II.B	- BANC DE MESURE DES PUISSANCES =====	p. 39
II.C	- INFLUENCE DE LA STRUCTURE DE LA DIODE($\delta, W-\delta, S$) ===== SUR LES PUISSANCES DISPONIBLES =====	p. 39
II.D	- INFLUENCE DES CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT SUR ===== LA PUISSANCE DE SORTIE (B.L.S.) =====	p. 41
II.D-1	Influence du courant de polarisation I_0	p. 41
II.D-2	Influence de la puissance de l'oscillateur local(OL)	p. 42
II.D-3	Influence de la puissance d'entrée (FI)	p. 42
II.D-4	Influence de la fréquence intermédiaire	p. 42

II.E - MESURE DU BRUIT DE MODULATION DE FREQUENCE DU SIGNAL
=====
DE SORTIE p. 43
=====

II.F - INFLUENCE DES CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT SUR LA
=====
PHASE DU SIGNAL DE SORTIE p. 43
=====

- CONCLUSION

- ANNEXE I : EXPRESSIONS DES CONDUCTIVITES D'INJECTION $\Gamma(\omega)$

- ANNEXE II: ORGANIGRAMME DU TRAITEMENT NUMERIQUE DU SYSTEME :
DIODE + CIRCUITS

- BIBLIOGRAPHIE

NOTATIONS ET SYMBOLES

δ	Largeur de la zone d'avalanche
$W - \delta$	Largeur de la zone de transit
D	Diamètre
$S = \pi D^2/4$	Surface
ϵ	Permittivité du semi-conducteur ($1,06 \cdot 10^{-10}$ F/m pour le Silicium).
α	Taux d'ionisation des porteurs
$\alpha_0 = 0,28 \cdot 10^4 \text{ m}^{-1}$	Constantes de la Relation de Mac Kay
$\lambda = 1,68 \cdot 10^{-7} \text{ m/V}$	
$\tau_\delta = \delta/v$	Temps de transit des porteurs dans la zone d'avalanche
v	Vitesse des porteurs dans la zone d'avalanche
$\theta = \omega (W - \delta)/v$	Angle de transit
$v = \gamma/j\omega\epsilon S$	
F1	Fréquence intermédiaire
F2	Fréquence de l'oscillateur local
$F3 = F2 + F1$	Fréquence de la bande latérale supérieure
$F4 = F2 - F1$	Fréquence de la bande latérale inférieure
$\omega_i = 2\pi F_i$	Pulsation
E1	Champ électrique à la fréquence F1
E2	Champ électrique à la fréquence F2
E3	Champ électrique à la fréquence F3
E4	Champ électrique à la fréquence F4
ϕ	Phase
Ic	Courant de conduction
Id	Courant de déplacement
Ioo	Constante d'intégration
Io	Courant continu traversant la diode
V (ω)	Tension à la pulsation ω

Γ	Conductivité d'injection
γ	Module de la conductivité d'injection
ψ	Phase de la conductivité d'injection
$I_t = I_c + I_d$	Courant total
I^*	Quantité complexe conjugué de I
Pa_i	Puissance émise ou dissipée dans la zone d'avalanche à la pulsation ω_i
Pt_i	Puissance émise ou dissipée dans la zone de transit à la pulsation ω_i
$Pi = Pa_i + Pt_i$	Puissance totale à la pulsation ω_i
Pu_i	Puissance utile à la pulsation ω_i compte tenu des pertes
Pf_i	Puissance fournie au système à la pulsation ω_i
$Z_{Di} = R_{Di} + j X_{Di}$	Impédance de la diode à la pulsation ω_i
$Z_{ci} = R_{ci} + j X_{ci}$	Impédance du circuit à la pulsation ω_i
Rs_i	Résistance équivalente aux pertes
$i = 1 \text{ à } 4$	
$\eta_a = Pa_3/Pa_2$	Taux de conversion au niveau de la zone d'avalanche
$\eta = P_3/P_2$	Taux de conversion de la diode complète
$\eta_u = Pu_3/Pu_2$	Taux de conversion utile
dB	Décibel
FI	Fréquence intermédiaire
OL	Oscillateur local
BLS	Bande latérale supérieure
BLI	Bande latérale inférieure

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

Le développement de la technologie dans le domaine des hyperfréquences et la nécessité d'établir des liaisons à grande capacité ont motivé les travaux sur les transmissions en ondes millimétriques. Toutefois, pour des liaisons à grande distance, les pertes dues aux canaux de transmission nécessitent la mise en place de répéteurs. L'immunité au bruit et le souci de véhiculer le maximum d'informations dans une bande de fréquences réduite, ont conduit au développement de nouvelles techniques de modulation notamment le codage de phase à n états ou "moments". On module de cette façon une porteuse décimétrique qui est ensuite transposée dans la bande des ondes millimétriques par un mélangeur à bande latérale supérieure constituant ainsi un canal de transmission.

La figure 1 nous donne une configuration simplifiée d'un répéteur. Le mélangeur d'émission reçoit le signal modulé en phase, de fréquence F_1 et de puissance P_1 que l'on appelle fréquence intermédiaire, ainsi qu'une porteuse de fréquence F_2 et de puissance P_2 provenant de l'oscillateur local. Le système doit assurer deux fonctions :

- . Générer un signal de fréquence F_3 telle que $F_3 = F_2 + F_1$ avec une puissance P_3 suffisante, du même ordre de grandeur que la puissance de l'oscillateur local, pour s'affranchir d'un étage amplificateur.
- . Posséder une bande passante suffisamment large pour effectuer la transmission correcte des informations. Etant donné le type de modulation utilisé, la distorsion de phase ou de temps de propagation de groupe doit être la plus faible possible.

Pour réaliser ces fonctions, plusieurs composants hyperfréquences peuvent être utilisés. De nombreux laboratoires spécialisés [1] [2] [3] ont jusqu'à présent utilisé des diodes varactors ou schottky. Celles-ci ayant bénéficié des progrès de la technologie, on obtient couramment des puissances de l'ordre de 12 dBm à 40 GHz,

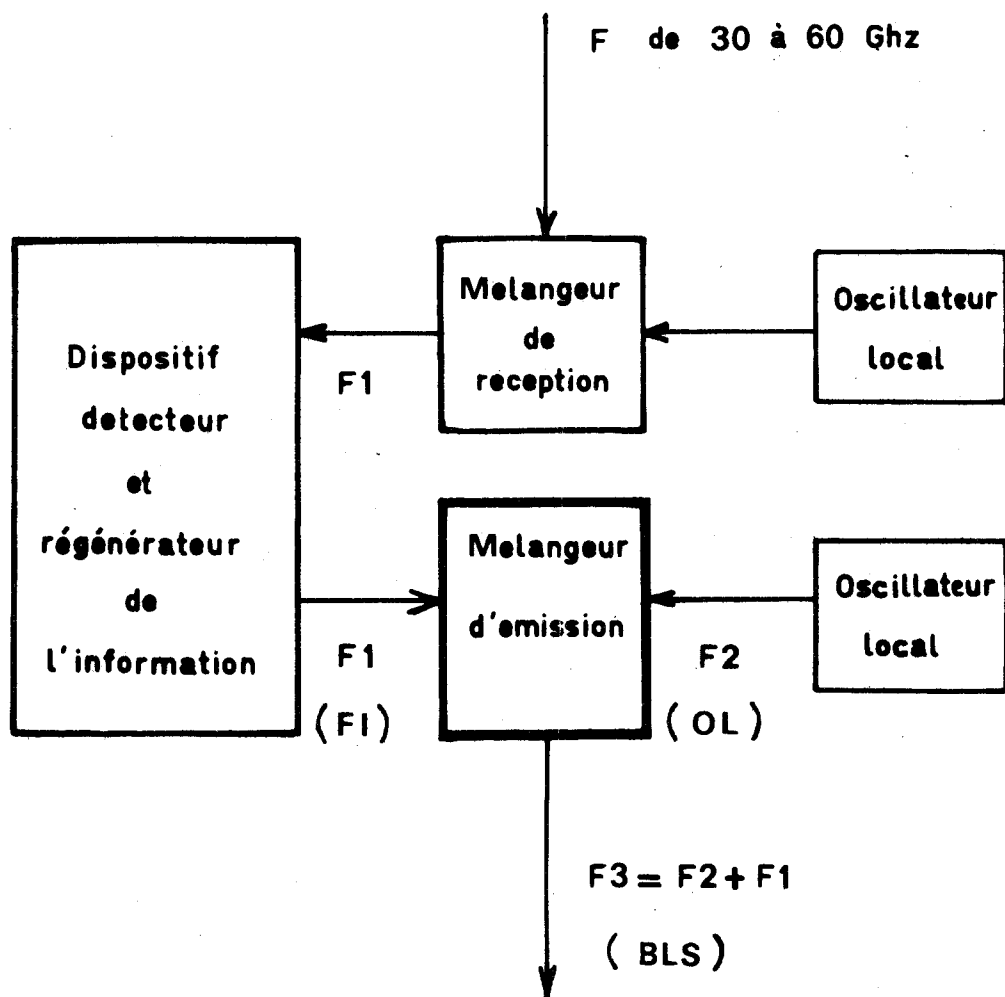


Figure I : Synoptique simplifié d'un répéteur de télécommunication

mais avec des taux de conversion toujours inférieurs à 1 [4].

La diode à avalanche présentant également une non linéarité dans sa zone d'émission, peut aussi convenir et procurer des avantages supplémentaires liés aux possibilités d'obtention de résistance négative, [5] à [10]. Dans ce dispositif, le courant de conduction est une fonction exponentielle du taux d'ionisation des porteurs, lequel est lui-même une fonction exponentielle du champ appliqué. Cette relation est donc deux fois non linéaire et il apparaît que la présence de deux champs E_1 et E_2 de fréquences F_1 et F_2 , induit un courant possédant des composantes aux fréquences F_1 et F_2 , mais aussi nF_1 , mF_2 , $mF_2 - nF_1$, $mF_2 + nF_1$. Chaque composante peut engendrer dans un circuit adéquat, un champ de même fréquence. Ce raisonnement élémentaire nous montre bien comment le spectre des fréquences émises peut contenir des raies de multiplication et de transposition.

De nombreux travaux publiés [11] à [14], ont montré l'intérêt de ce composant dans les systèmes oscillateurs, amplificateurs et multiplicateurs. Nous nous proposons d'étudier ici les possibilités offertes par l'utilisation d'une diode à avalanche et temps de transit comme composant non linéaire permettant la transposition de fréquence.

Dans une première partie, nous décrivons théoriquement le comportement d'une diode à avalanche en présence de signaux à trois fréquences différentes : les résultats nous permettent de prévoir les performances du mélangeur d'émission et d'en étudier les propriétés en fonction des caractéristiques du composant utilisé. Ce dernier est en fait inséré dans un circuit hyperfréquence et il est donc important d'étudier son influence sur les performances. Considérant le système complet (diode + circuit de charge), il nous est possible d'étudier le fonctionnement dynamique du mélangeur, en particulier, de mettre en évidence la corrélation entre les phases d'entrée et de sortie et d'étudier ainsi les possibilités d'emploi en télécommunication.

La seconde partie de cette étude est expérimentale. Nous présentons les résultats obtenus sur des mélangeurs réalisés au laboratoire. L'influence des conditions de fonctionnement sur la puissance de sortie est mise en évidence sur deux structures hyperfréquences différentes. On s'attache en particulier à vérifier le

fonctionnement dynamique du système en analysant les conversions amplitude/phase, ce qui donne un aperçu des possibilités du mélangeur.

CHAPITRE I

ÉTUDE THÉORIQUE

CHAPITRE I

ETUDE THEORIQUE

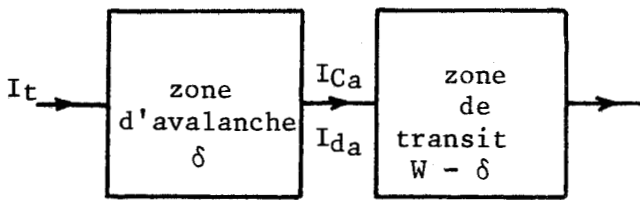
I.A - METHODE D'ETUDE

=====

I.A-1 Modèle utilisé

Nous utilisons un modèle à deux zones qui est justifié par le profil de dopage des diodes utilisées :

- . une zone d'avalanche d'épaisseur δ où se crée l'émission de porteurs.
- . une zone de transit d'épaisseur $W - \delta$.



I_t : courant total

I_{ca} : courant de conduction dans la zone d'avalanche.

I_{da} : courant de déplacement dans la zone d'avalanche.

Les équations de Poisson et de continuité permettent de déterminer la relation liant le champ et le courant de conduction dans la zone d'émission. Ces calculs se simplifient en considérant les hypothèses suivantes* :

- la diode est unidimensionnelle.
- le courant de saturation I_s est négligeable.
- le courant de conduction et le champ électrique dans la zone d'avalanche ne dépendent que du temps.
- les taux d'ionisation des porteurs sont égaux.
 $\alpha_n = \alpha_p = \alpha.$
- les vitesses des porteurs, électrons et trous, sont toutes deux égales à la vitesse limite.
 $v_n = v_p = v.$

* Ces hypothèses sont assez loin d'être vérifiées dans le cas du Silicium.

Néanmoins, il faut signaler qu'une équation de Read généralisée (très voisine de l'équation (1)) peut être encore obtenue lorsque les hypothèses précédentes ne sont plus valables. [11]

Ces approximations conduisent à l'équation de Read [15] qui permet le calcul du courant de conduction produit dans la zone d'avalanche et injecté dans la zone de transit :

$$\frac{\tau_{\delta}}{2} \cdot \frac{\partial I_{Ca}(t)}{\partial t} = I_{Ca}(t) [\Psi(Ea(t)) - 1] \quad (1)$$

où $\tau_{\delta} = \frac{\delta}{v}$

et $\Psi(Ea(t)) = \int_0^{\delta} \alpha(Ea(t)) dx$

Nous considérons un taux d'ionisation équivalent introduit par Mac Kay dans le cas du Silicium [16] de la forme :

$$\alpha = \alpha_0 e^{\lambda E}$$

avec $\alpha_0 = 0,28 \cdot 10^{-4} \text{ m}^{-1}$

$$\lambda = 1,68 \cdot 10^{-7} \text{ m.V}^{-1}$$

Le champ électrique au niveau de la zone d'avalanche comprend une composante continue E_0 liée à la polarisation de la diode, et un champ électrique alternatif $e(t)$ résultant des champs aux différentes fréquences :

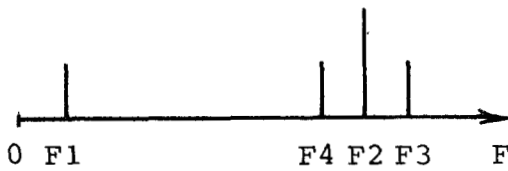
$$Ea(t) = E_0 + e(t)$$

L'intégration de l'équation (1) donne alors le courant de conduction sous la forme :

$$I_{Ca}(t) = I_{C0} e^{\frac{2\lambda}{\tau_{\delta}} \int_0^t [\delta \cdot \alpha(Ea(t)) - 1] dt} \quad (2)$$

On remarque que le courant de conduction $I_{Ca}(t)$ dépend du champ électrique de façon doublement non linéaire : I_{Ca} dépend exponentiellement de α qui lui-même dépend exponentiellement de E . Il peut donc y avoir multiplication et transposition de fréquence. Dans notre étude, nous supposons que le circuit de charge associé à la diode n'est accordé qu'aux fréquences F_1 , F_2 , $F_2 \pm F_1$ et que l'impédance qu'il présente aux autres fréquences est nulle. En conséquence, nous considérons un champ électrique $Ea(t)$ de la forme :

$$E_a(t) = E_0 + E_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1) + E_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2) \\ + E_3 \cos(\omega_3 t + \phi_3) + E_4 \cos(\omega_4 t + \phi_4)$$



F1 fréquence intermédiaire

F2 oscillateur local

F3 = F2+F1 bande latérale supérieure

F4 = F2-F1 bande latérale inférieure

Si $E_4 = 0$ nous obtenons un mélange à bande latérale supérieure.

Si $E_3 = 0$ le mélange est à bande latérale inférieure.

I.A-2 Traitement analytique de la zone d'avalanche

L'expérience acquise dans d'autres modes de fonctionnement de la diode à avalanche, a montré la validité toute relative d'un traitement analytique en régime à forts signaux [17]. Toutefois ce calcul aide à la compréhension des phénomènes et permet d'étudier l'influence des différents paramètres.

Dans le paragraphe précédent, nous avons montré que la relation liant le courant de conduction au champ électrique était de la forme :

$$I_{ca}(t) = I_{co} e^{\frac{2\lambda}{T\delta} \int_0^t [\delta\alpha(E_a(t)) - 1] dt} \quad (2)$$

où $\alpha(E_a(t)) = \alpha_0 e^{\lambda E_a(t)}$

$\alpha(E_a(t))$ peut être développé en série au 1er ordre si $e(t)$ est de faible amplitude par rapport à E_0 :

$$\alpha(E_a(t)) = \alpha(E_0) + e(t) \alpha'(E_0)$$

La condition d'avalanche imposant :

$$\delta \cdot \alpha(E_0) - 1 = 0$$

L'équation (2) devient :

$$I_{ca}(t) = I_{oo} \exp. - \frac{2\lambda}{\tau\delta} \left[\frac{E_1}{\omega_1} \cos(\omega_1 t + \phi_1) + \frac{E_2}{\omega_2} \cos(\omega_2 t + \phi_2) \right. \\ \left. + \frac{E_3}{\omega_3} \cos(\omega_3 t + \phi_3) + \frac{E_4}{\omega_4} \cos(\omega_4 t + \phi_4) \right]$$

Un développement au second ordre de l'exponentielle permet d'obtenir les composantes du courant de conduction aux différentes pulsations. Il est possible de relier chacune de ces composantes au champ correspondant par une fonctionnelle Γ dite "conductivité d'injection".

$$\Gamma(\omega) = \frac{I_{ca}(\omega)}{E_a(\omega)} = \gamma(\omega) \cdot e^{j\Psi(\omega)}$$

$\gamma(\omega)$ étant le module, $\Psi(\omega)$ représente le déphasage entre le courant de conduction et le champ électrique. Nous donnons en Annexe 1 les expressions de $\Gamma(\omega)$ qui dépendent chacune des champs et des phases aux différentes fréquences.

A chaque fréquence (F1, F2, F3, F4) la puissance mise en jeu dans la zone d'avalanche est de la forme :

$$P_a = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_a I_a^*)$$

L'écriture de ces relations se simplifie en posant :

$$A = \frac{\delta}{4} \left(\frac{2\lambda}{\tau\delta} \right)^2 I_{oo} \frac{E_1 E_2}{\omega_1 \omega_2}$$

et $\phi_S = \phi_1 + \phi_2 - \phi_3$

$$\phi_I = \phi_1 - \phi_2 + \phi_4$$

Dans ce cas, nous obtenons :

$$P_{a1} = A\omega_1 \left[\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S + \frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I \right]$$

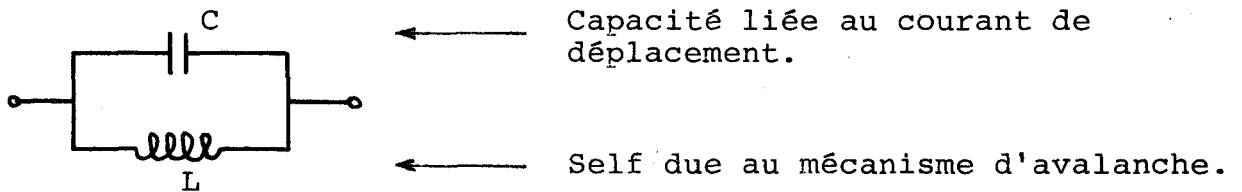
$$P_{a2} = A\omega_2 \left[\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S - \frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I \right]$$

$$P_{a3} = -A\omega_3 \left[\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S \right]$$

$$P_{a4} = A\omega_4 \left[\frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I \right]$$

(3)

Avant de commenter ces relations, il est important de rappeler qu'elles sont obtenues en limitant au premier ordre le développement de $\Psi(E)$ intervenant dans l'expression du courant de conduction. Dans ces conditions, il est bien connu, [18], [19], que les propriétés hyperfréquences liées à l'établissement de l'avalanche dans le semi-conducteur peuvent être décrites par le schéma électrique équivalent suivant :



Ce sont les non linéarités du coefficient de self induction qui vont permettre les conversions de fréquences. L'élément non linéaire est réactif et en conséquence, les Lois de Manley-Rowe [20] régissent les transferts de puissance aux différentes fréquences dans la mesure où d'autres effets n'interviennent pas (pertes ou productions de puissances hyperfréquences dues au transit des porteurs).

Il est cependant important de remarquer que les non linéarités du taux d'ionisation (non prises en compte dans la théorie analytique présentée ici) vont entraîner une modification de la tension d'alimentation à courant constant et l'apparition d'une résistance en parallèle sur le coefficient de self induction. Cette résistance essentiellement non linéaire (elle n'apparaît qu'avec les non linéarités) va à son tour produire des transferts de puissances entre les différentes fréquences, et nous verrons par la suite que cet effet peut être dans certains cas essentiel.

Les quatre relations (3) vont cependant nous permettre de mettre en évidence les différents modes de fonctionnement d'un mélangeur. Rappelons que P_a positif traduit une puissance fournie à la diode et que P_a négatif traduit une puissance émise par la diode.

Le tableau ci-dessous résume les régimes de fonctionnement que fait apparaître cette théorie analytique simplifiée :

	mélangeur d'émission	$\sin\phi_I > 0$ et $\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S > \frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I$ $\sin\phi_S > 0$	
		$\sin\phi_S > 0$	
		$\sin\phi_I < 0$ et $\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S > \frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I $ $\sin\phi_S > 0$	
		$\sin\phi_I > 0$ et $\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S < \frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I$ $\sin\phi_S < 0$	
		$\sin\phi_I > 0$	
		$\sin\phi_I > 0$ et $\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S < \frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I$ $\sin\phi_S > 0$	
		$\sin\phi_I < 0$ et $\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S < \frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I $ $\sin\phi_S < 0$	
		$\sin\phi_I < 0$ et $\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S < \frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I $ $\sin\phi_S > 0$	
		mélangeur de réception	$\sin\phi_I > 0$ et $\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S > \frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I$ $\sin\phi_S < 0$
			$\sin\phi_I < 0$ et $\frac{E_3}{\omega_3} \sin\phi_S > \frac{E_4}{\omega_4} \sin\phi_I $ $\sin\phi_S < 0$
	$\sin\phi_S > 0$		



TABLEAU I : Modes de fonctionnement en mélangeur mis en évidence par la théorie analytique.

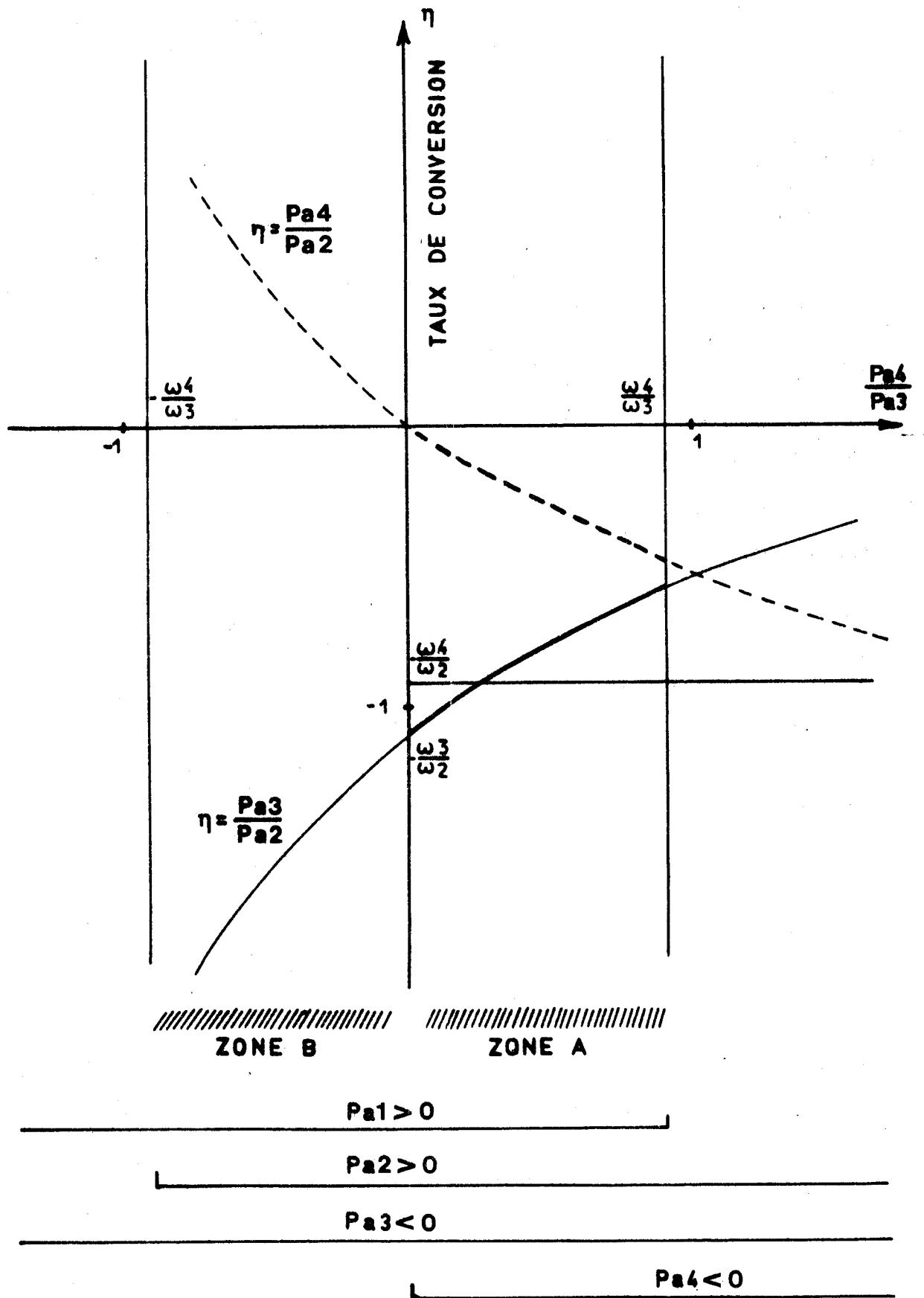


Figure 2 : Variation des taux de conversion sur les 2 bandes latérales en fonction du rapport $\frac{Pa_4}{Pa_3}$

On ne peut retenir que le caractère qualitatif de ce tableau, mais néanmoins on voit apparaître que des relations étroites champ-phase régissent chaque mode de fonctionnement.

Nous ne nous intéressons ici qu'au fonctionnement en mélangeur d'émission : les puissances Pa_1 , Pa_2 sont positives donc fournies à la diode et les puissances Pa_3 , Pa_4 sont négatives donc émises par la diode.

Nous pouvons écrire le système d'équations (3) sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} Pa_1 &= - \frac{\omega_1}{\omega_3} Pa_3 + \frac{\omega_1}{\omega_4} Pa_4 \\ Pa_2 &= - \frac{\omega_2}{\omega_3} Pa_3 - \frac{\omega_2}{\omega_4} Pa_4 \end{aligned} \quad (4)$$

On retrouve ici les Lois de Manley Rowe régissant le fonctionnement des diodes varactors lorsque les pertes dues aux résistances séries sont négligées [20]. L'effet paramétrique est lié ici à la non linéarité du coefficient de self induction présenté par la diode à avalanche [21].

Les taux de conversion sur les fréquences émises sont de la forme :

$$\begin{aligned} \frac{Pa_3}{Pa_2} &= - \frac{\omega_3}{\omega_2} \times \frac{1}{1 + \frac{Pa_4}{Pa_3} \frac{\omega_3}{\omega_4}} \\ \frac{Pa_4}{Pa_2} &= - \frac{\omega_4}{\omega_2} \times \frac{Pa_4/Pa_3}{Pa_4/Pa_3 + \frac{\omega_3}{\omega_2}} \end{aligned}$$

La figure 2 nous montre comment varient ces relations en fonction du rapport Pa_4/Pa_3 . Compte tenu des conditions de signe sur les puissances Pa_1 et Pa_2 , seule la zone A traduit l'émission simultanée des deux bandes latérales :

$$\left\{ \begin{array}{l} Pa_1 > 0 \\ Pa_2 > 0 \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} Pa_3 < 0 \\ Pa_4 < 0 \end{array} \right.$$

On remarque que le taux de conversion de la bande latérale supérieure est plus élevé que celui de la bande latérale inférieure. D'autre part, le taux de conversion de la bande latérale supérieure est optimum lorsque la puissance émise en bande latérale inférieure est nulle : $Pa_4 = 0$

$$\frac{Pa_3}{Pa_2} = - \frac{\omega_3}{\omega_2}$$

On constate donc que l'on a intérêt à faire fonctionner le système en mélangeur à bande latérale supérieure et à accorder le circuit de charge de façon à ce qu'il n'y ait aucune puissance émise à la fréquence image F_4 . Seul ce type de mélangeur sera étudié par la suite.

Il faut noter enfin que le mélangeur ne peut pas fonctionner correctement en ne générant que la bande latérale inférieure seule : L'examen des équations (4) montre l'incompatibilité des conditions de fonctionnement de ce type.

$$\begin{cases} Pa_3 = 0 \\ Pa_4 < 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} Pa_1 < 0 \\ Pa_2 > 0 \end{cases}$$

Il semble donc que, pour une zone d'émission seule, on ne puisse obtenir une transposition en bande latérale inférieure sans générer simultanément une bande latérale supérieure.

I.A-3 Traitement numérique de la zone d'avalanche

Le traitement analytique de la zone d'avalanche ne donne des résultats corrects que dans la mesure où le développement limité au premier ordre de l'équation de Read n'introduit pas d'erreurs importantes.

Nous avons développé $\Psi(E_0 + e(t))$ au 1er ordre.

En admettant une erreur de 10 % sur $\Psi(E_0 + e(t))$, il faut que $e(t)$ soit inférieur à $3 \cdot 10^4$ V/cm.

Nous avons ensuite développé l'expression exponentielle du courant. Pour obtenir une précision inférieure à 10 %, il faut que :

$$\frac{2\lambda}{\tau\delta} \frac{E_i}{\omega_i} \text{ soit inférieur à } 1/2$$

ce qui limite les champs à :

$$E1 < 7.10^2 \text{ V/cm} \quad \text{pour } F1 = 1,5 \text{ GHz}$$

$$E2 \approx E3 < 1,7.10^4 \text{ V/cm} \quad \text{pour } F2 \approx F3 \approx 35 \text{ GHz}$$

Cette deuxième condition est beaucoup plus restrictive. L'utilisation de ces valeurs de champ dans le développement limité de $\Psi(E)$ n'introduit qu'une erreur de 3 %.

La validité du calcul analytique est donc limitée à des champs électriques relativement faibles. Les puissances correspondantes mises en jeu seront peu importantes (quelques dizaines de milliwatts). L'impossibilité de poursuivre le développement de l'exponentielle à des ordres supérieurs nous a conduit à résoudre numériquement l'équation de Read et à nous affranchir des limitations précédentes pour étudier les régimes correspondant à des puissances plus importantes.

Le traitement numérique envisagé ne diffère pratiquement pas de celui effectué pour d'autres modes de fonctionnement (oscillation, multiplication) [11] [12] [14]. Dans notre cas, une difficulté apparaît dans le choix des bornes d'intégration : l'ordinateur ne pouvant effectuer une intégration sur un temps infini, nous prenons comme période d'intégration celle du signal

$$E(t) = E1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) + E2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) + E3 \sin(\omega_3 t + \phi_3)$$

$$+ E4 \sin(\omega_4 t + \phi_4)$$

Compte tenu du fait que $\omega_3 = \omega_2 + \omega_1$ et $\omega_4 = \omega_2 - \omega_1$, cette période est le PPCM de $T_1 = 2\pi/\omega_1$ et $T_2 = 2\pi/\omega_2$. Pour diminuer le temps de calcul, il faut donc choisir des périodes $T1$, $T2$ telles que leur PPCM soit le plus petit possible, et qu'elles ne soient pas harmoniques pour éviter les phénomènes de multiplication de fréquences.

En pratique, nous avons utilisé les valeurs suivantes :

	F1 = 1,5 GHz
2T1 = 47 T2	—————> F2 = 35,25 GHz
2T1 = 49 T3	—————> F3 = 36,75 GHz
2T1 = 45 T4	—————> F4 = 33,75 GHz

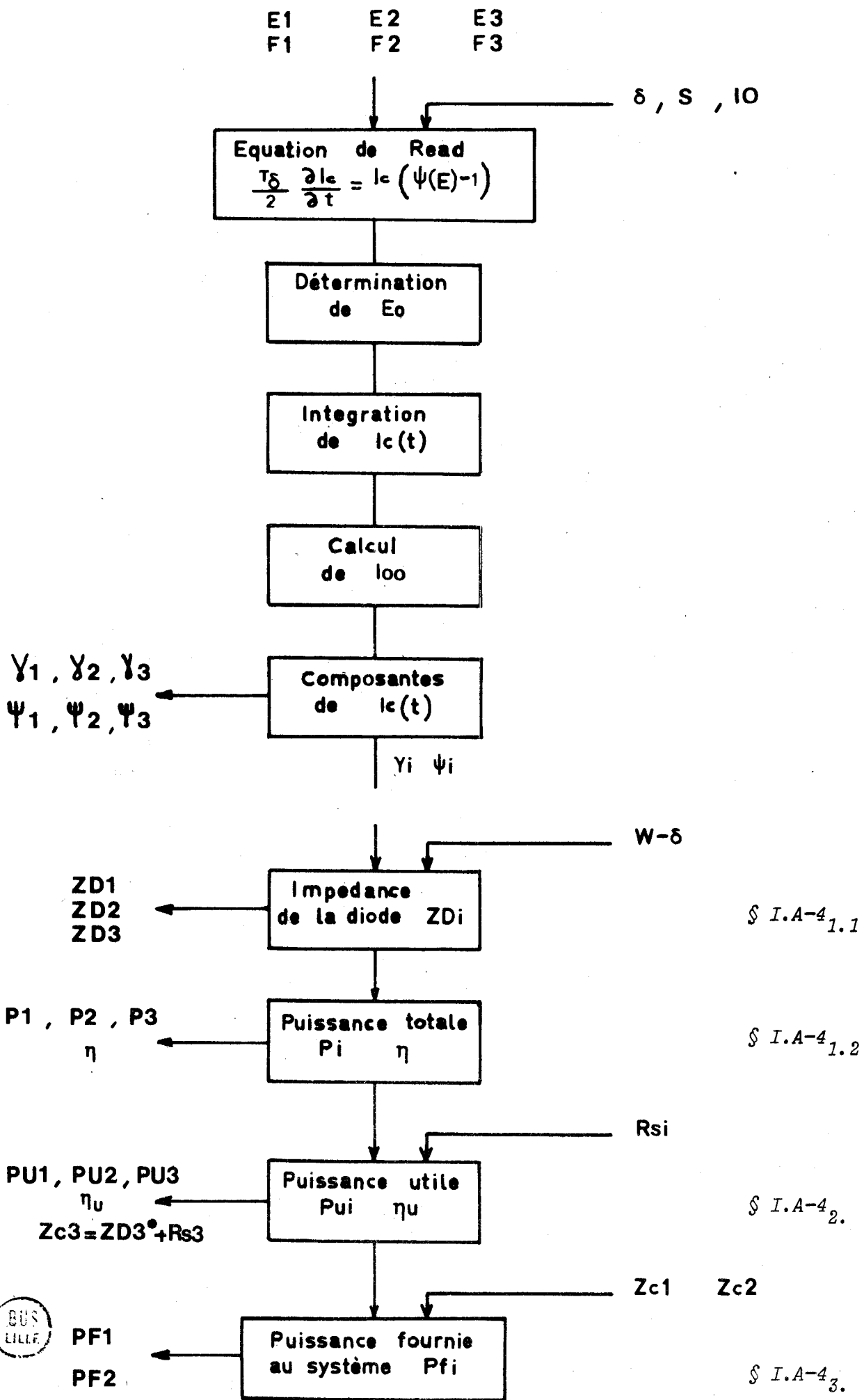


Figure 3: Organisation du traitement numérique de la diode complète

Nous rappelons pour mémoire la procédure utilisée. L'équation de départ est celle de Read :

$$I_{ca}(t) = I_{00} e^{\frac{2}{\tau\delta} \int_0^t \Psi(Ea(t)) - 1 dt}$$

avec

$$\Psi(Ea(t)) = \int_0^\delta \alpha_0 e^{\lambda Ea(t)} dx$$

et

$$Ea(t) = E_0 + E_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) + E_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2) + E_3 \sin(\omega_3 t + \phi_3) + E_4 \sin(\omega_4 t + \phi_4)$$

On détermine le champ continu E_0 pour que le système soit stable (c'est la condition d'avalanche). L'équation $I_{ca}(t)$ est ensuite intégrée et la constante d'intégration I_{00} est déterminée en égalant la valeur moyenne de $I_{ca}(t)$ au courant I_0 . Une analyse harmonique de $I_{ca}(t)$ donne les valeurs des composantes du courant de conduction, et donc le module et la phase des conductivités d'injection.

Que ce soit pour l'intégration ou l'analyse harmonique, le traitement numérique de la zone d'avalanche, effectué avec des temps de calcul raisonnables, ne peut se faire que pour des fréquences précises*. Cela exclue toute possibilité d'études en fonction de la fréquence.

L'organisation du calcul est donnée figure 3.

* Il est important de remarquer que cette limitation est liée au procédé numérique utilisé. Cela n'implique nullement que le fonctionnement en mélangeur n'est possible que pour certaines valeurs précises des fréquences.

I.A-4 Méthode de calcul des performances du mélangeur

Les paragraphes précédents ont montré les relations fondamentales du mélangeur dont le fonctionnement est lié aux non linéarités existant dans la zone d'avalanche. On peut se demander si une diode possédant une zone désertée plus importante comprenant une zone d'avalanche et une zone de transit, ne peut émettre plus de puissance et si le taux de conversion ne peut être amélioré.

Nous calculons l'impédance et la puissance totale mise en jeu dans une diode ainsi constituée (§ I.A-4₁).

Ce composant est ensuite placé dans un circuit hyperfréquence, et nous calculons les puissances appliquées au système Diode + Circuits (§ I.A-4₃).

I.A-4₁. TRAITEMENT DE LA ZONE DE TRANSIT

I.A-4_{1.1} *Calcul de l'impédance de la diode*

Nous considérons une zone de transit de dimension constante [22]. Les expressions du courant de conduction et du courant de déplacement à la sortie de la zone d'avalanche étant connues, il est possible de déterminer l'évolution spatiale du champ électrique dans la zone de transit [12]. Le courant total traversant la diode est la somme du courant de conduction et du courant de déplacement.

$$I_t = \Gamma E_a + j\omega \epsilon S E_a$$

La tension aux bornes de la diode s'écrit :

$$V_D = E_a W - E_a (W-\delta) \left\{ j\nu e^{j\psi} + \frac{\nu}{\theta} e^{j(\psi-\theta)} - \frac{\nu}{\theta} e^{j\psi} \right\} \quad (5)$$

avec :

$$W = \delta + W-\delta$$

$$\theta = \frac{\omega(W-\delta)}{\nu}$$

$$\nu = \frac{\gamma}{\omega \epsilon S}$$

Nous calculons numériquement l'impédance de la diode aux différentes fréquences :

$$Z_D = \frac{V_D}{I_t} = R_D + j X_D$$

I.A-4_{1.2} *Calcul de la puissance totale*

La puissance totale mise en jeu dans la diode est :

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re} (V_D \cdot I_t^*)$$

Soit :

$$P = \frac{1}{2} E a^2 \gamma \delta \cos \psi + \frac{1}{2} \frac{E a^2 \gamma (W - \delta)}{\theta} \{ \nu (1 - \cos \theta) + 2 \sin \frac{\theta}{2} \cdot \cos (\psi - \frac{\theta}{2}) \} \quad (6)$$

Les deux termes de cette expression représentent les puissances émises ou dissipées respectivement dans la zone d'avalanche et dans la zone de transit. On peut calculer également le taux de conversion du mélangeur :

$$\eta = \frac{P_3}{P_2}$$

I.A-4₂. INFLUENCE DES PERTES - PUISSANCES UTILES.

Nous introduisons une résistance série R_S qui représente la résistance du substrat ainsi que celle des connexions et des circuits. Celle-ci est généralement fonction de la fréquence, aussi nous utiliserons en pratique la relation suivante :

$$R_S = R_{\text{Substrat}} + R_{\text{HF}}$$

en prenant les valeurs numériques suivantes :

$$R_{\text{Substrat}} = 0,5 \, \Omega$$

$$R_{\text{HF}} \text{ variant en } \sqrt{F} : \begin{array}{l} 0,09 \, \Omega \text{ à } 1,5 \text{ GHz} \\ 0,48 \, \Omega \text{ à } 35,25 \text{ GHz} \end{array}$$

Si le calcul numérique donne la résistance R_{D_i} de la diode à la pulsation ω_i et la puissance émise P_i , la puissance utilisable est alors :

$$P_{u_i} = \left(1 + \frac{R_{S_i}}{R_{D_i}}\right) P_i$$

$i = 1 \text{ à } 3$

I.A-4₃ INFLUENCE DES CIRCUITS - PUISSANCES APPLIQUEES AU SYSTEME

Toutes les relations de puissance établies précédemment sont valables au niveau du composant. En fait pour l'utilisateur, il est plus intéressant de connaître les puissances à appliquer au système compte tenu des circuits d'entrée et de sortie. L'impédance de charge joue un rôle prépondérant sur les conditions de fonctionnement de la diode et il est donc important d'établir la variation de la puissance de sortie en fonction de la charge. On se rend compte de la difficulté du traitement étant donné le nombre de paramètres du problème (valeurs des impédances et des puissances aux différentes fréquences). Pour en effectuer une approche, nous pouvons calculer analytiquement, connaissant les impédances des circuits, les puissances appliquées au système en fonction des puissances au niveau du composant (§ I.A-4_{3.1}).

Ce programme de calcul peut être inclus dans le traitement numérique de l'équation de Read et des puissances P_i . L'organisation de ce calcul est donnée figure 3.

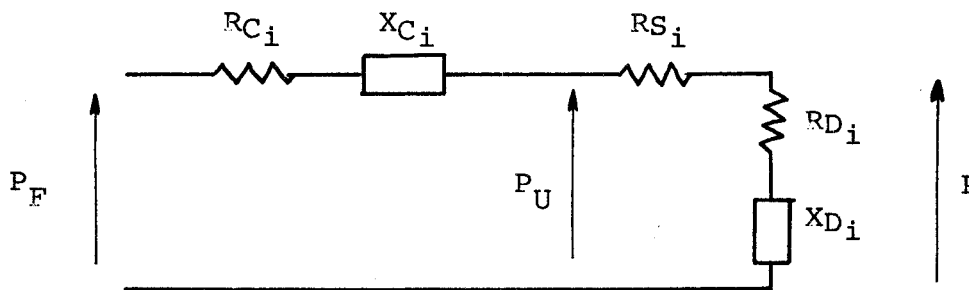
Cette méthode est évidemment la plus simple, mais le dépouillement des résultats est très long et nécessite de nombreux passages sur ordinateur.

Nous avons donc élaboré un second programme de calcul (§ I.A-4_{3.2}) qui nous permet d'imposer non pas les champs aux différentes fréquences mais les puissances appliquées et de voir le comportement du système en fonction des impédances des circuits.

I.A-4_{3.1} Calcul analytique des puissances appliquées

a) circuits d'entrée

A partir du schéma équivalent ci-dessous, on détermine facilement la puissance appliquée au système.



$$P_{F_i} = \frac{(R_{C_i} + R_{D_i} + R_{S_i})^2 + (X_{C_i} + X_{D_i})^2}{4 R_{C_i} R_{D_i}}$$

$i = 1 \text{ à } 2$

b) Circuit de sortie

Le fonctionnement du dispositif en générateur de puissance implique une adaptation de l'impédance de la diode au circuit de charge :

$$R_{C_3} = - (R_{D_3} + R_{S_3})$$

$$X_{C_3} = - X_{D_3}$$

La puissance utile est donc donnée par la relation suivante :

$$P_{U_3} = P_3 \left(1 + \frac{R_{S_3}}{R_{D_3}} \right)$$

R_{D_3} étant ici négatif.

I.A-4_{3.2} Programme de calcul numérique correspondant à l'application de puissances constantes sur la diode.

Comme nous l'avons signalé précédemment, les relations analytiques permettant le calcul des puissances appliquées peuvent

être jointes au traitement numérique de l'équation de Read. Ainsi à partir d'un triplet de valeurs de champset de phases correspondantes on peut calculer les trois puissances appliquées ou fournies à la diode ainsi que l'impédance Z_{C_3} qu'il faut présenter à la diode à la fréquence F_3 . Cependant en pratique, dans le fonctionnement en mélangeur, la puissance appliquée à la diode à la fréquence F_2 (oscillateur local) et l'impédance du circuit à la fréquence F_3 sont maintenues constantes. Il est donc plus commode d'essayer de mettre au point un programme correspondant à ces conditions de fonctionnement : par exemple, calcul de la puissance P_3 en fonction de la puissance fournie P_{F_1} pour une valeur donnée de la puissance P_{F_2} et de l'impédance de charge Z_{C_3} .

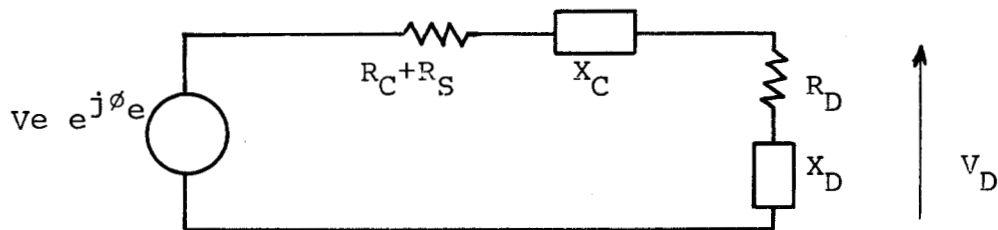
Ce type de programme a fait l'objet de travaux soit dans d'autres laboratoires [23], soit dans nos autres équipes de recherches [24]. En particulier, Monsieur ROLLAND utilise en multiplication de fréquence, pour une diode à zone d'avalanche seule, un programme où la puissance de sortie est déterminée pour une puissance d'entrée et une impédance de charge données. Dans ce régime à deux fréquences, la relation de convergence (Puissance-Champ) est analytique, de même que celle liant le champ à l'impédance de charge.

Le problème se complique en transposition de fréquence où, une puissance P_{F_2} et une impédance de charge étant fixées, nous voulons calculer la puissance de sortie pour une puissance d'entrée P_{F_1} donnée.

Si nous considérons le point à déterminer comme une solution d'un système d'équations, nous disposons de 6 variables qui sont les champs E_1, E_2, E_3 et leurs phases relatives ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 pour résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 P_{F_1} &= f_1(E_1 E_2 E_3 \phi_1 \phi_2 \phi_3) \\
 \phi_{e_2} &= f_2(E_1 E_2 E_3 \phi_1 \phi_2 \phi_3) \\
 P_{F_2} &= f_3(E_1 E_2 E_3 \phi_1 \phi_2 \phi_3) \\
 \phi_{e_2} &= f_4(E_1 E_2 E_3 \phi_1 \phi_2 \phi_3) \\
 R_{D_3} &= f_5(E_1 E_2 E_3 \phi_1 \phi_2 \phi_3) \\
 X_{D_3} &= f_6(E_1 E_2 E_3 \phi_1 \phi_2 \phi_3)
 \end{aligned}$$

ϕ_{e_1} et ϕ_{e_2} étant les phases des signaux appliqués à l'entrée du système (Diode + Circuit d'entrée).



A partir des relations (5) (6) donnée au § I.A-4₁, on peut exprimer la tension V_D aux bornes de la diode comme étant le produit du champ et d'une longueur équivalente dépendant de la zone de transit et des conditions de fonctionnement ($\Psi, \omega, S \dots$). Le schéma électrique ci-dessus permet d'écrire l'équation :

$$V_e e^{j\phi_e} = (R_C + R_S + j X_C) I_t + V_D$$

On calcule le champ EC et la phase PHIC qui vérifient cette expression, et ces valeurs sont introduites dans le système d'équations. Pour faire converger le programme vers la solution finale, on détermine après chaque cycle de calcul une quantité qui permet d'estimer le degré de convergence :

$$D^2 = \left(1 - \left|\frac{P_{FC1}}{P_{F1}}\right|\right)^2 + \left(1 - \left|\frac{PHIC1}{PHIE1}\right|\right)^2 + \left(1 - \left|\frac{P_{FC2}}{P_{F2}}\right|\right)^2$$

$$+ \left(1 - \left|\frac{PHIC2}{PHIE2}\right|\right)^2 + \left(1 - \left|\frac{RDC3}{RC3+RS3}\right|\right)^2 + \left(1 - \left|\frac{XDC3}{XD3}\right|\right)^2$$

P_{F1} et P_{F2} étant les puissances imposées. Il est possible de minimiser D en travaillant soit sur les puissances fournies au système, soit sur les puissances utiles. On peut ainsi étudier le fonctionnement en tenant compte des circuits d'entrée ou en considérant l'adaptation permanente de ces circuits à l'impédance du composant.

Comme nous l'avons dit précédemment, la quantité D est calculée à chaque itération. Si la valeur obtenue est plus grande que celle obtenue lors de l'itération précédente, on rétablit les valeurs des champs et phases correspondantes et on modifie le sens de variation des incréments ($DE, DPHI$). Si D est plus petit que précédemment, on effectue à nouveau le calcul à partir du point

obtenu, avec un incrément plus faible ($DE/2$, $DPHI/2$).

L'organigramme de calcul est donné en Annexe 2.

Le sous-programme "Fonction" détermine la quantité D et comprend les procédures d'intégration et de calcul de puissances définies au paragraphe I.A-3 (c.f. fig.3).

I.B - RESULTATS DE L'ETUDE THEORIQUE

=====

Dans le chapitre précédent, nous venons de préciser les différentes techniques de calcul utilisées pour déterminer théoriquement les performances du mélangeur. Nous nous proposons maintenant de décrire les résultats obtenus dans le cas du mélangeur à bande latérale supérieure : ce mode de fonctionnement est le plus intéressant et de plus, une étude tenant compte de la bande latérale inférieure augmente les temps de calcul et ne facilite pas la compréhension des phénomènes vu le nombre de paramètres utilisés. Ces paramètres sont étroitement liés, de ce fait, il est difficile de présenter notre étude avec un ordre rigoureux.

Dans une première étape, nous ferons abstraction du circuit et nous nous limiterons à la détermination des performances au niveau de la diode elle-même (en tenant compte éventuellement des pertes). Nous étudierons l'influence des champs électriques E_1, E_2, E_3 existants dans la zone d'avalanche, puis l'influence de la structure de la diode.

Cette première partie (§ I.B-1) nous permettra de déterminer les valeurs des champs E_1, E_2, E_3 les plus favorables. Nous pourrons évaluer les performances maximales qui peuvent être obtenues (pour ces valeurs de champ) avec le composant étudié. Nous déterminerons les impédances optimales que doivent présenter aux différentes fréquences, les circuits d'accord. Enfin, nous rechercherons la structure semiconductrice permettant l'obtention des performances les plus intéressantes.

Dans une seconde étape, nous étudierons la diode associée au circuit et nous aborderons le fonctionnement du composant dans un système réel (§ I.B-2).

I.B-1 Recherche des performances maximales du composant

Etant donné le nombre de paramètres de l'étude, il apparaît intéressant de rechercher les paramètres essentiels et d'en étudier le rôle. Dans le même esprit, nous considérons tout d'abord

une diode PIN limitée à une simple zone d'avalanche et nous nous proposons d'étudier les non-linéarités qui se limitent à cette zone, pour ensuite essayer de comprendre ce que peut apporter l'adjonction d'une zone de transit (obtenue par exemple en utilisant une diode dont l'épaisseur de la zone désertée est plus importante).

I.B-1₁ ETUDE DES NON LINEARITES AU NIVEAU DE LA ZONE D'AVALANCHE

Au cours du premier chapitre nous avons établi une théorie analytique très simplifiée de ces non-linéarités et nous avons constaté que, dans le cadre des approximations utilisées, les transferts de puissance entre fréquences n'étaient possibles que pour des valeurs de champs E_1 E_2 E_3 différents de zéro. L'un des résultats importants de l'étude numérique a été de montrer qu'il n'en était rien et qu'il était possible de travailler en générateur de courant à la fréquence intermédiaire. La diode limitée ici à une zone d'avalanche, présente alors une impédance nulle et le champ E_1 à la fréquence intermédiaire est négligeable. Le régime de fonctionnement n'est plus alors déterminé que par les valeurs des champs E_2 , E_3 . Nous nous proposons d'étudier tout d'abord ce type de fonctionnement.

La diode utilisée ici ne possède qu'une zone d'avalanche de largeur $\delta = 0,5 \mu$.

I.B-1₁ a) *Fonctionnement en courant à la fréquence intermédiaire ($E_1 = 0$).*

Nous nous proposons tout d'abord de montrer que ce type de fonctionnement n'est rendu possible que par les non-linéarités du taux d'ionisation. Dans ce but, nous avons successivement utilisé dans les calculs, trois expressions du taux d'ionisation $\alpha(E)$:

- une expression linéaire :

$$\alpha(E) = \alpha_0 (1 + \lambda E) e^{\lambda E_0}$$

- une expression limitée au 2e ordre :

$$\alpha(E) = \alpha_0 \left(1 + \lambda E + \frac{\lambda^2 E^2}{2} \right) e^{\lambda E_0}$$

- l'expression exacte de Mac Kay :

$$\alpha(E) = \alpha_0 e^{\lambda(E_0 + E)}$$

Les résultats obtenus sont représentés figures 4a et 4b où nous avons tracé l'évolution des puissances Pa_2 et Pa_3 et du taux de conversion η_a en fonction des amplitudes des champs E_2 et E_3 , prises ici égales. Il faut constater les points suivants :

- pour un taux d'ionisation linéaire, les puissances obtenues sont quasi-nulles.
- pour un taux d'ionisation non-linéaire, la puissance Pa_2 est positive, donc doit être fournie à la diode, alors que la puissance Pa_3 est négative, donc émise par la diode.

Les puissances Pa_2 et Pa_3 augmentent avec E_2 et E_3 , mais le rendement de conversion émis $\eta_a = \left| \frac{Pa_3}{Pa_2} \right|$ passe par un optimum de l'ordre de 70% pour des valeurs de champs $E_2 = E_3 = 3 \cdot 10^4$ V/cm.

Les résultats obtenus sont indépendants de la phase initiale existant à l'instant $t = 0$ entre les champs E_2 et E_3 .

Un tel fonctionnement paraît intéressant, mais deux questions peuvent cependant se poser :

- Quelle puissance doit-on fournir à la fréquence intermédiaire ?
- Existe-t-il une corrélation de phase entre la fréquence intermédiaire et la fréquence de la bande latérale supérieure ?

En théorie, la puissance à la fréquence intermédiaire peut être nulle. En réalité la diode présente toujours une résistance de perte qui dissipe une puissance relativement importante car le courant à la fréquence intermédiaire est particulièrement élevé : pour des champs $E_2 = E_3$, de l'ordre de $3 \cdot 10^4$ V/cm, la composante C_1 du courant de conduction à la fréquence intermédiaire est de l'ordre de 190 mA pour un courant de polarisation I_0 de 100 mA.

Cette puissance devra par ailleurs être fournie par un générateur à la fréquence intermédiaire qui délivrera en réalité une

* Un tel résultat pouvait se prévoir. Durant l'intervalle d'intégration égal à la période de la fréquence intermédiaire $F_1 = F_3 - F_2$, les champs E_2 et E_3 présentent entre eux toutes les phases possibles.

Zone d'avalanche seule

$$\delta = 0,5 \mu$$

$$E1 = 0$$

$$I0 = 100 \text{ mA}$$

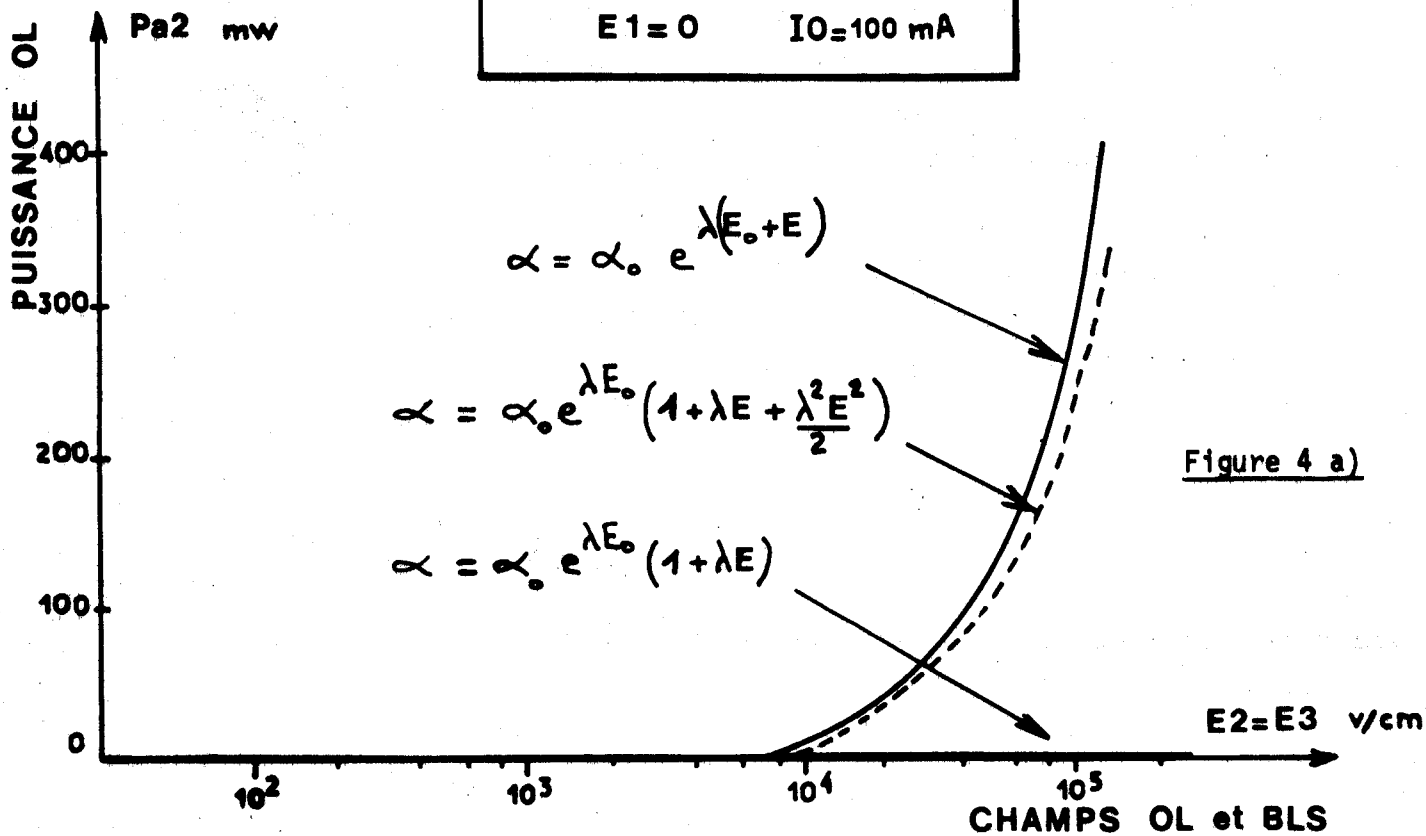


Figure 4 a)

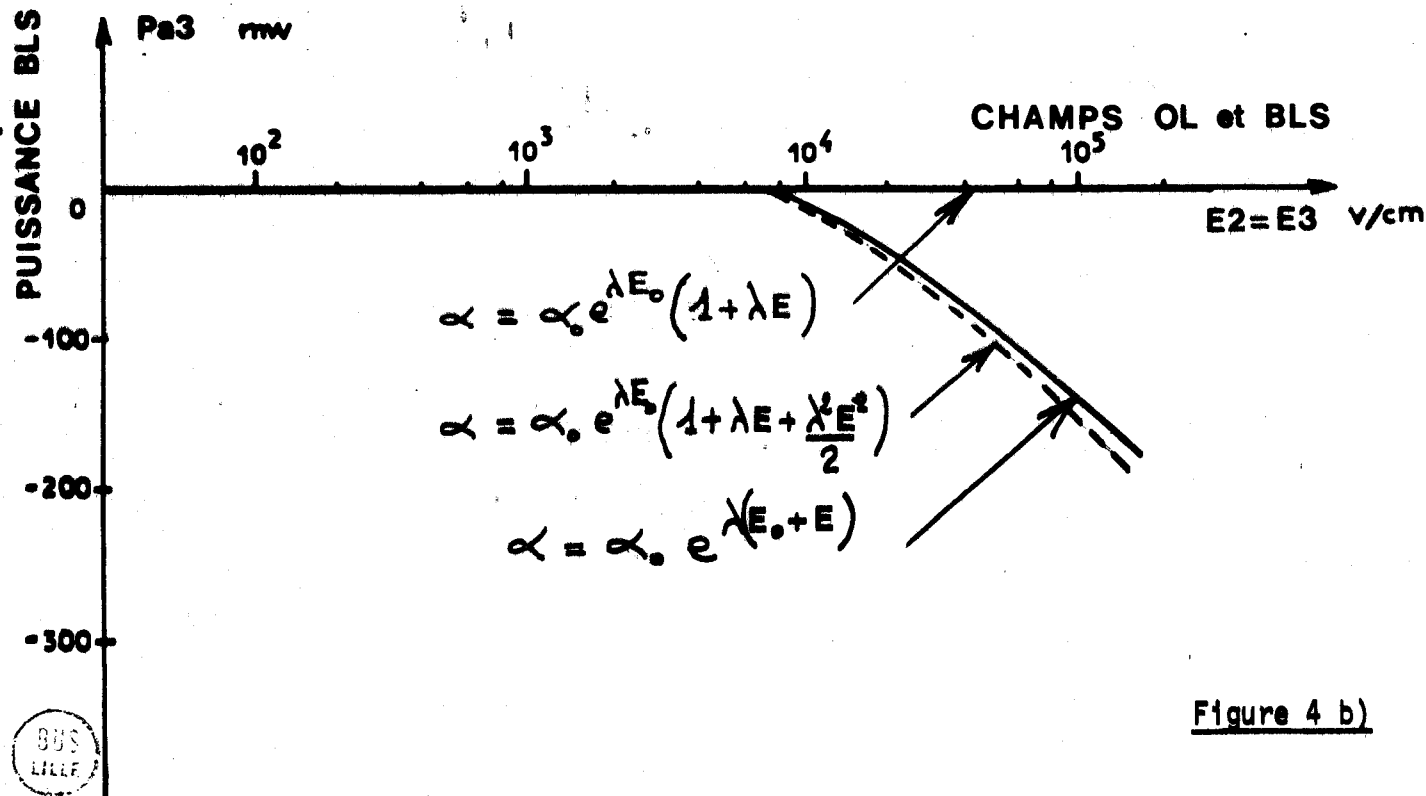


Figure 4 b)

- l'expression exacte de Mac Kay :

$$\alpha(E) = \alpha_0 e^{\lambda(E_0 + E)}$$

Les résultats obtenus sont représentés figures 4a et 4b où nous avons tracé l'évolution des puissances Pa_2 et Pa_3 et du taux de conversion η_a en fonction des amplitudes des champs E_2 et E_3 , prises ici égales. Il faut constater les points suivants :

- pour un taux d'ionisation linéaire, les puissances obtenues sont quasi-nulles.
- pour un taux d'ionisation non-linéaire, la puissance Pa_2 est positive, donc doit être fournie à la diode, alors que la puissance Pa_3 est négative, donc émise par la diode.

Les puissances Pa_2 et Pa_3 augmentent avec E_2 et E_3 , mais le rendement de conversion émis $\eta_a = \frac{|Pa_3|}{Pa_2}$ passe par un optimum de l'ordre de 70% pour des valeurs de champs $E_2 = E_3 = 3.10^4$ V/cm.

Les résultats obtenus sont indépendants de la phase initiale existant à l'instant $t = 0$ entre les champs E_2 et E_3 .

Un tel fonctionnement paraît intéressant, mais deux questions peuvent cependant se poser :

- Quelle puissance doit-on fournir à la fréquence intermédiaire ?
- Existe-t-il une corrélation de phase entre la fréquence intermédiaire et la fréquence de la bande latérale supérieure ?

En théorie, la puissance à la fréquence intermédiaire peut être nulle. En réalité la diode présente toujours une résistance de perte qui dissipe une puissance relativement importante car le courant à la fréquence intermédiaire est particulièrement élevé : pour des champs $E_2 = E_3$, de l'ordre de 3.10^4 V/cm, la composante C_1 du courant de conduction à la fréquence intermédiaire est de l'ordre de 190 mA pour un courant de polarisation I_0 de 100 mA.

Cette puissance devra par ailleurs être fournie par un générateur à la fréquence intermédiaire qui délivrera en réalité une

* Un tel résultat pouvait se prévoir. Durant l'intervalle d'intégration égal à la période de la fréquence intermédiaire $F_1 = F_3 - F_2$, les champs E_2 et E_3 présentent entre eux toutes les phases possibles.

Zone d'avalanche seule
 $\delta = 0,5 \mu$

$E_1 = 0$ $I_0 = 100 \text{ mA}$

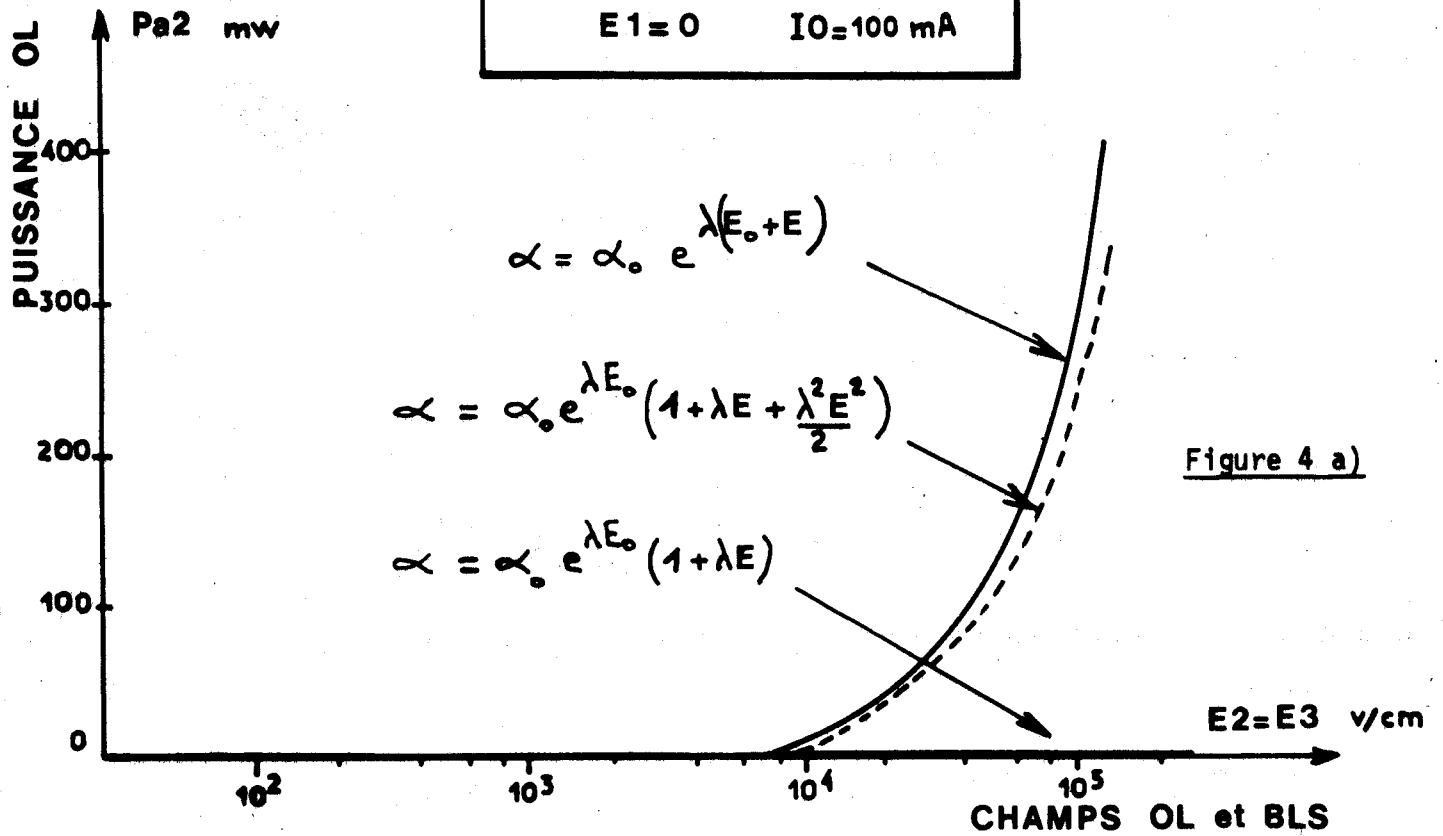


Figure 4 a)

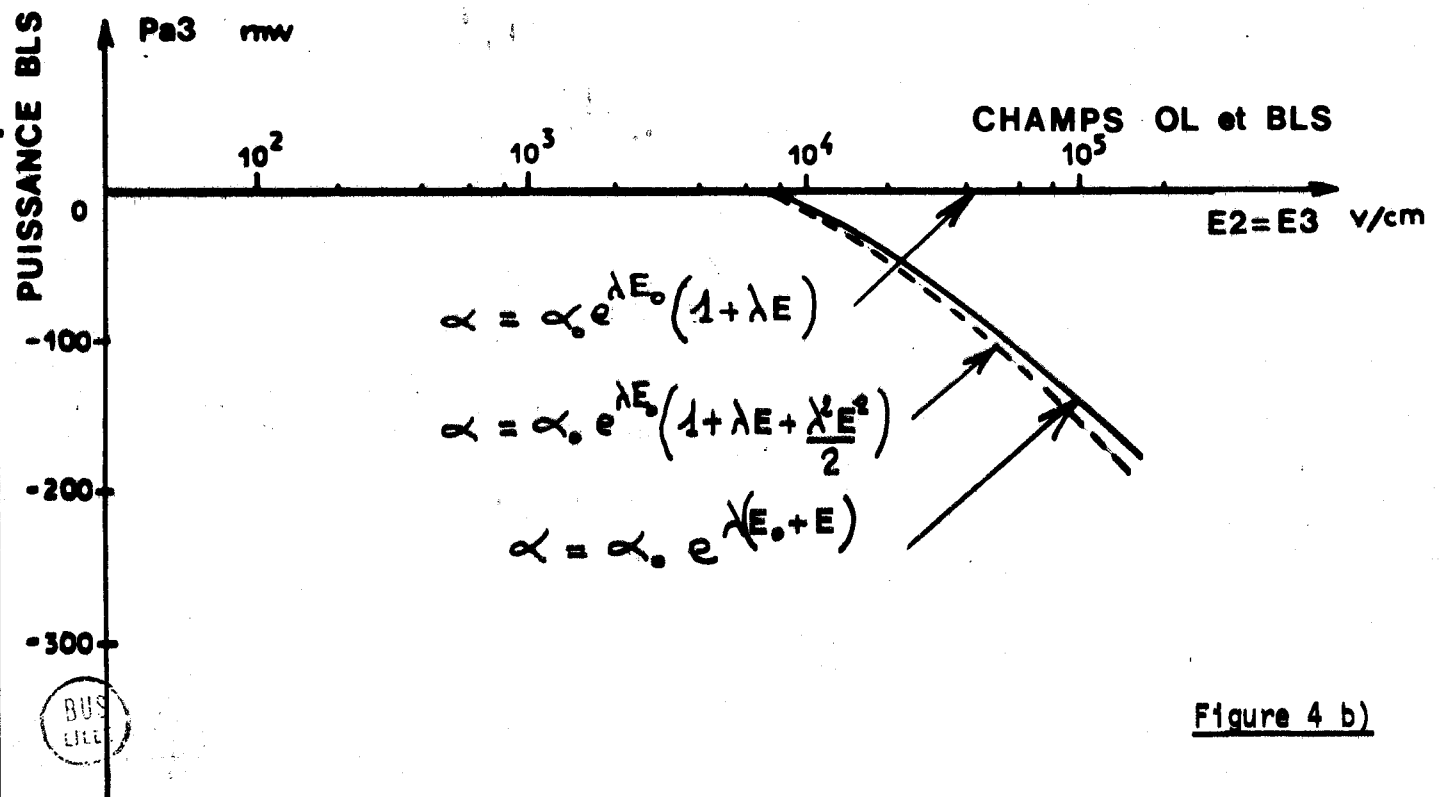
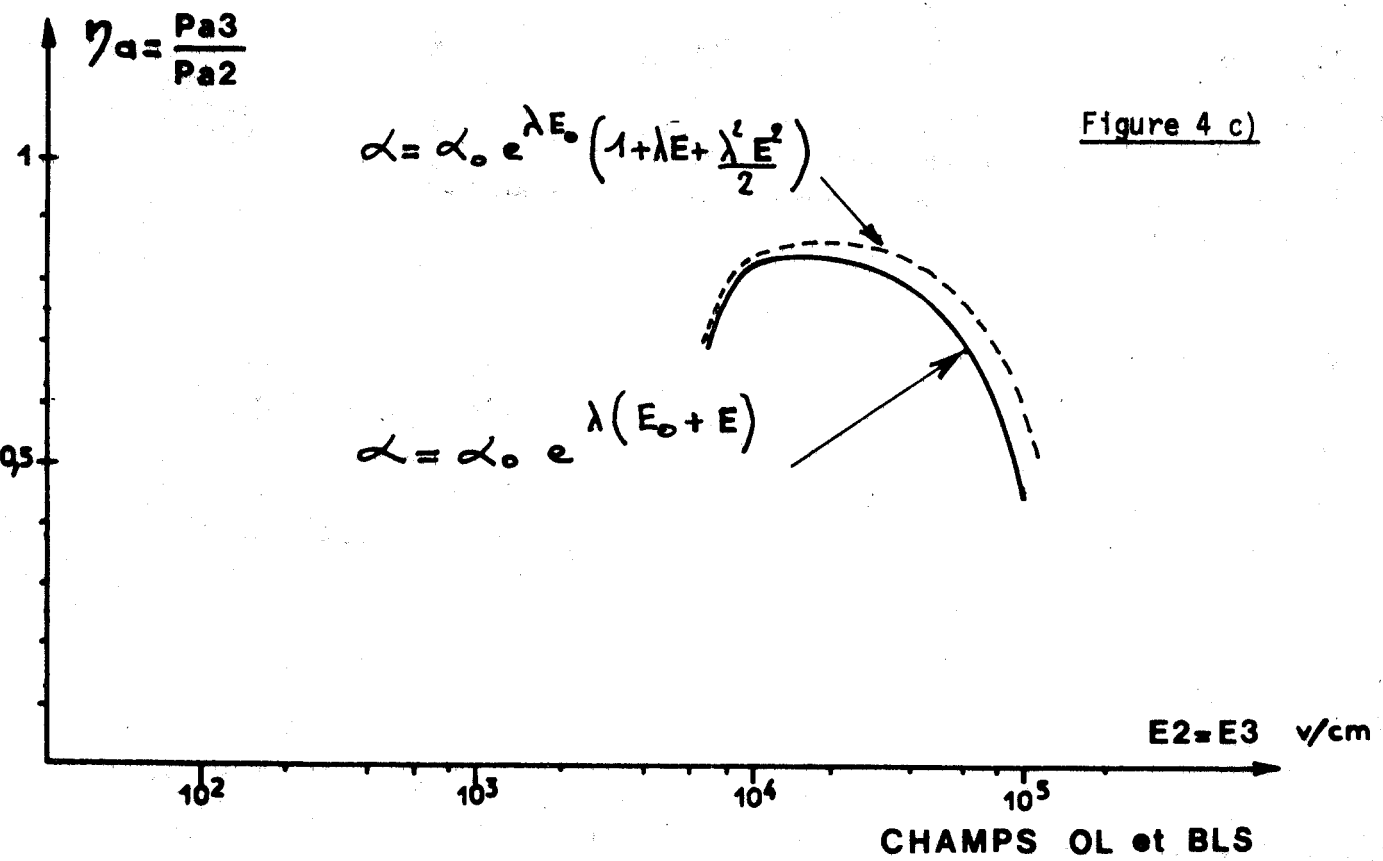


Figure 4 b)



Figures 4 a), b), c) : Evolutions des puissances et du taux de conversion en fonction des champs E2 et E3 pour trois expressions du taux d'ionisation des porteurs.
 Champ E1 nul.

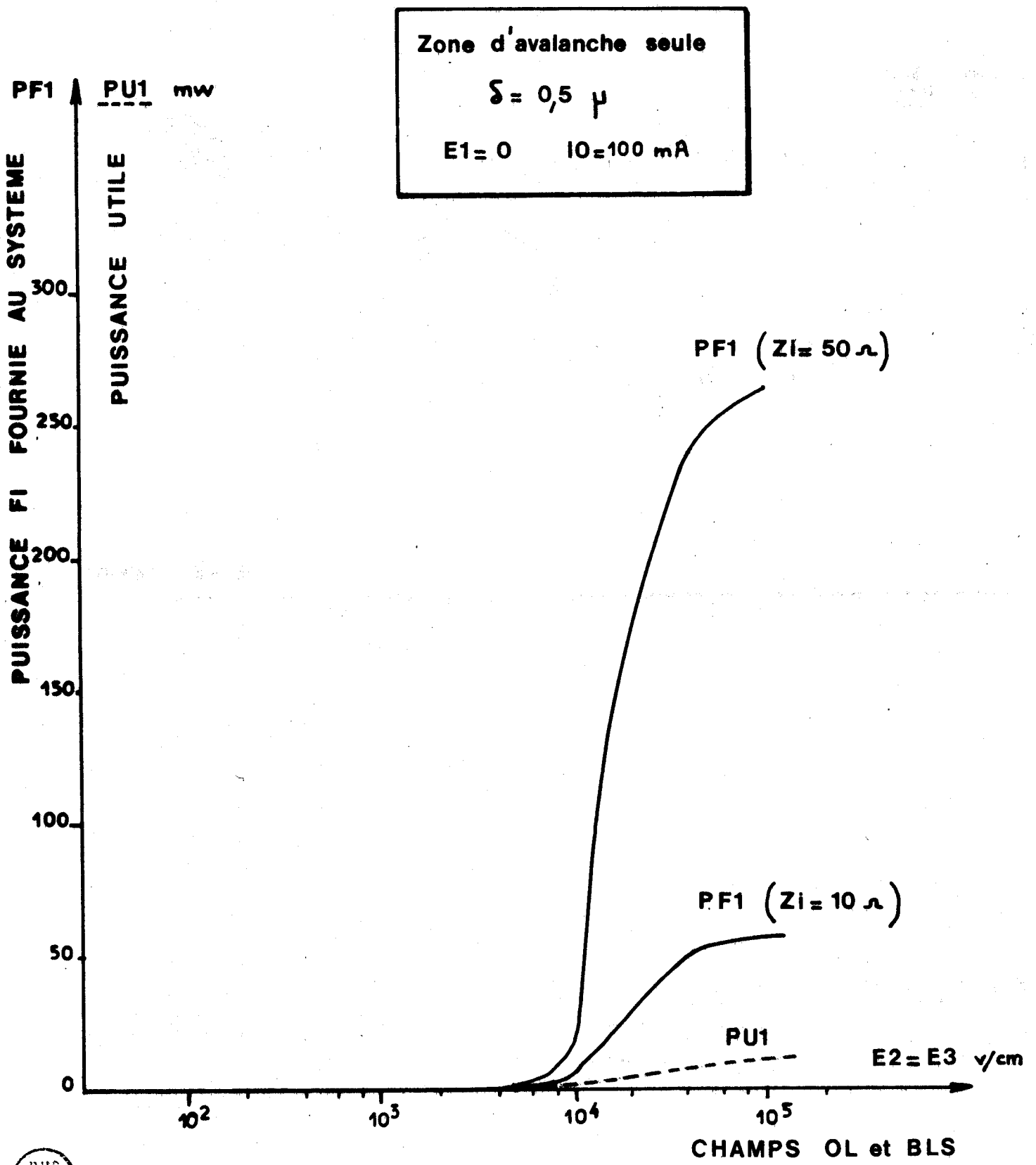


Figure 5 : Evolutions de la puissance utile Pu_1 et de la puissance fournie par un générateur d'impédance interne $Z_i = 10 \Omega$ et $Z_i = 50 \Omega$, en fonction des champs E_2 et E_3 .

Zone d'avalanche seule $\delta = 0,5 \mu$
 Champ E_1 nul.



puissance beaucoup plus élevée, dans la mesure où son impédance interne est plus grande que la résistance de pertes. Ces considérations sont illustrées par la figure 5, où nous avons représenté l'augmentation de la puissance à la fréquence intermédiaire, dissipée dans la résistance série R_S de la diode ainsi que la puissance qui devrait être fournie par un générateur d'impédance interne 10Ω et 50Ω .

Pour répondre à la deuxième question, nous avons conservé constante la phase de la tension délivrée par l'oscillateur local (F2) et fait varier la phase de la tension fournie par l'oscillateur à la fréquence intermédiaire (F1). On constate (figure 6) que la phase du signal transposé suit parfaitement celle du signal F1.

Le fonctionnement en mélangeur d'émission est donc possible (du moins théoriquement) et nous donnons les variations des paramètres importants caractérisant ce régime. Les figures 7a et 7b montrent les évolutions des impédances en fonction des champs E2 et E3 pris ici égaux. On remarque que ces impédances sont relativement élevées. En conséquence, le rendement de conversion tenant compte des pertes n'est pas très inférieur au rendement émis (figure 8). Il est par ailleurs intéressant d'étudier l'évolution des phases d'injection des courants aux différentes fréquences (figures 9a, 9b, 9c). La puissance obtenue est en effet directement proportionnelle à $\cos \Psi$. Elle est nulle pour $|\Psi| = 90^\circ$, négative si $|\Psi|$ est supérieur à 90° et positive pour $|\Psi|$ inférieur à 90° . On remarque sur les figures 9b et 9c, qu'au fur et à mesure qu'augmente l'amplitude des champs E2 et E3, le module de la phase d'injection Ψ_2 diminue, donc la puissance P_{a_2} augmente positivement, alors que le module de la phase d'injection Ψ_3 augmente, la puissance P_{a_3} augmentant négativement.

Tous les résultats précédents ont été obtenus avec des champs E2, E3 égaux et il est intéressant de voir dans quelle mesure des taux de conversion plus élevés ne pourraient être obtenus si E2 est différent de E3. La figure (10) nous montre que dans ce cas les résultats ne sont pas très améliorés.

En conséquence, on prendra par la suite des champs E2 et E3 voisins.

Zone d'avalanche seule
 $\delta = 0,5 \mu$
 $E_1 = 0 \quad E_2 = E_3 = 5 \cdot 10^4 \text{ v/cm}$

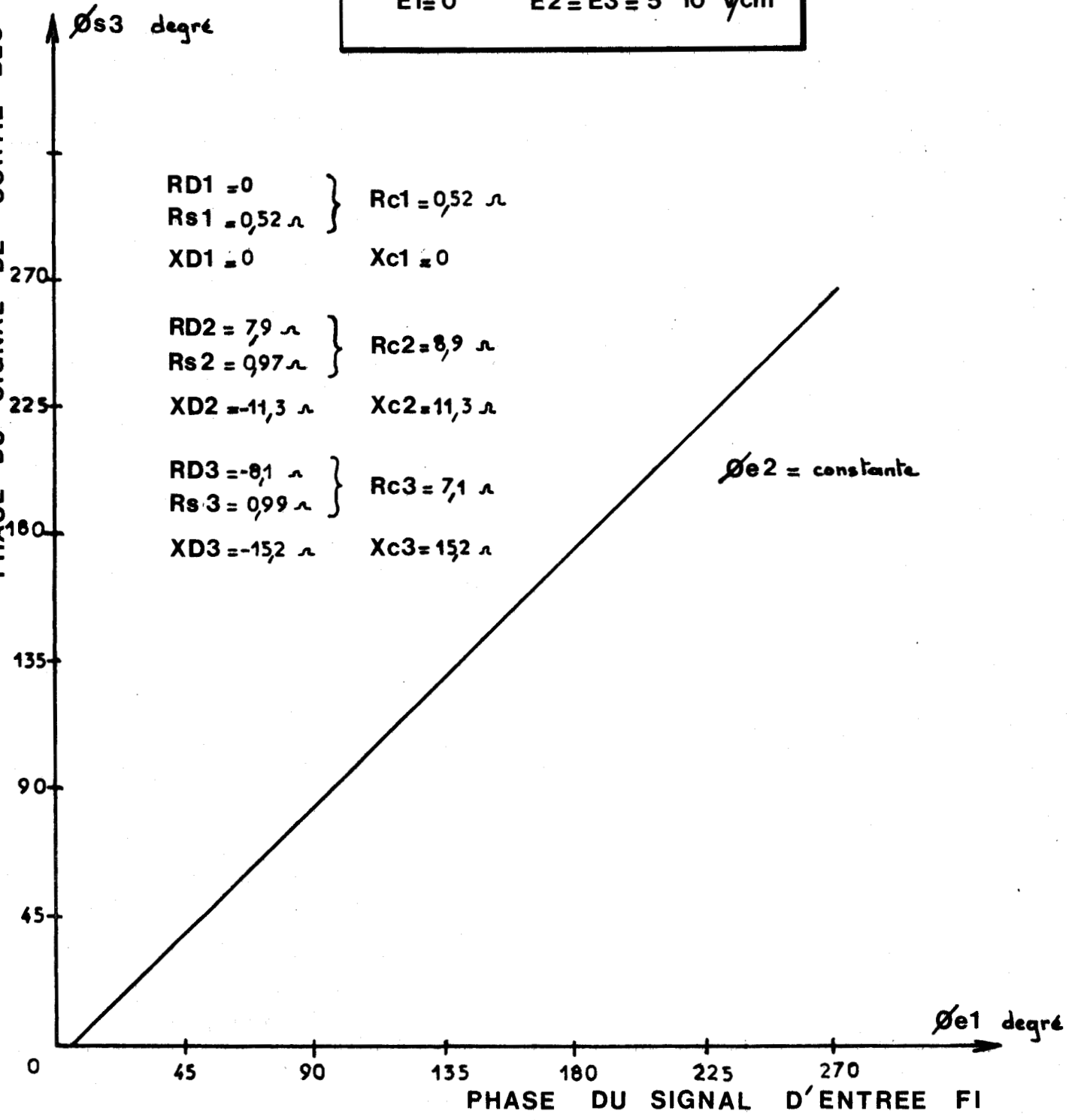


Figure 6 : Variation de la phase du signal de sortie en fonction de la phase du signal d'entrée (Générateurs adaptés).
 Zone d'avalanche seule : $\delta = 0,5 \mu$
 Champ E_1 nul.



Zone d'avalanche seule
 $\delta = 0,5 \mu$
 E1 = 0 I0 = 100 mA

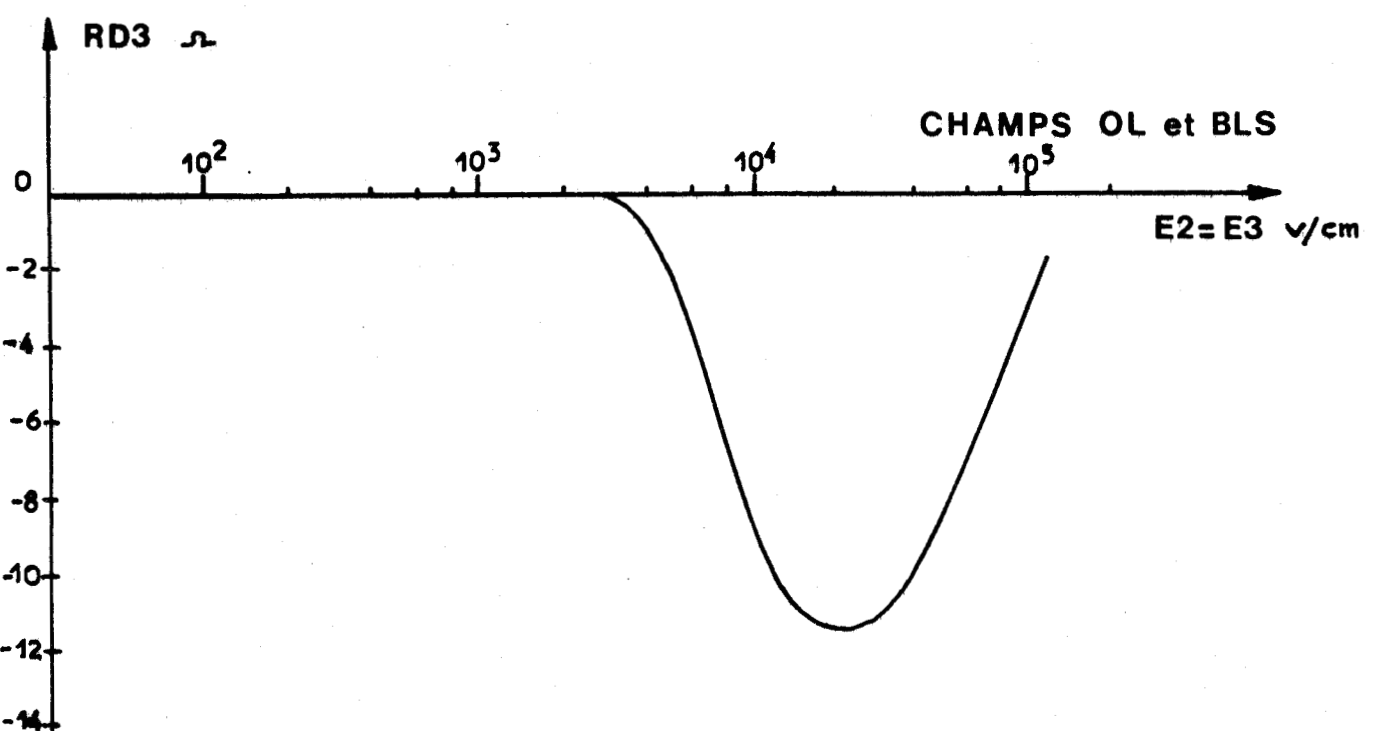
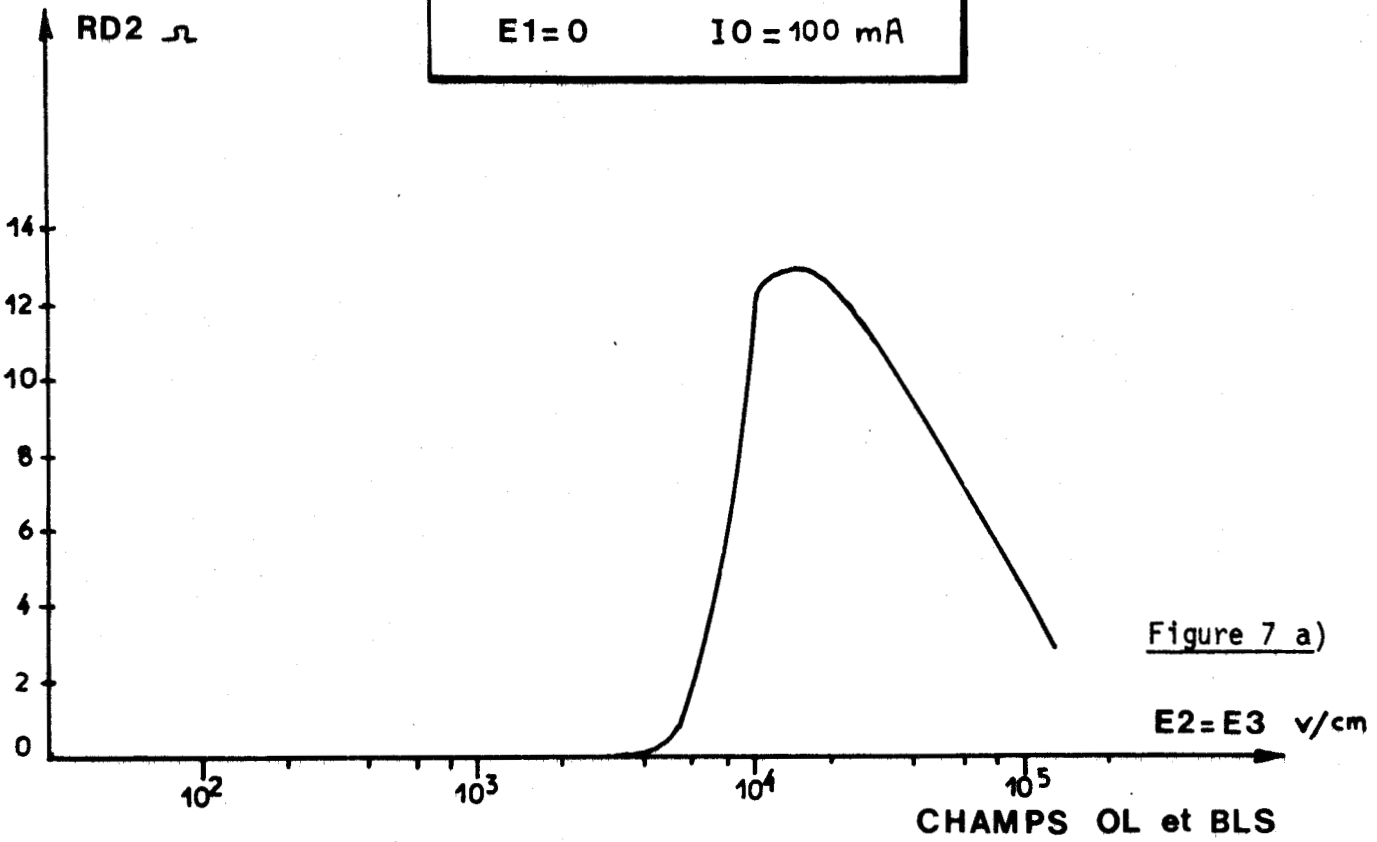


Figure 7 b) BUS
LILLE

Figures 7 a), b) : Evolutions des résistances RD_2 et RD_3 en fonction des champs E_2 et E_3 .

Zone d'avalanche seule $\delta = 0,5 \mu$. Champ E_1 nul.

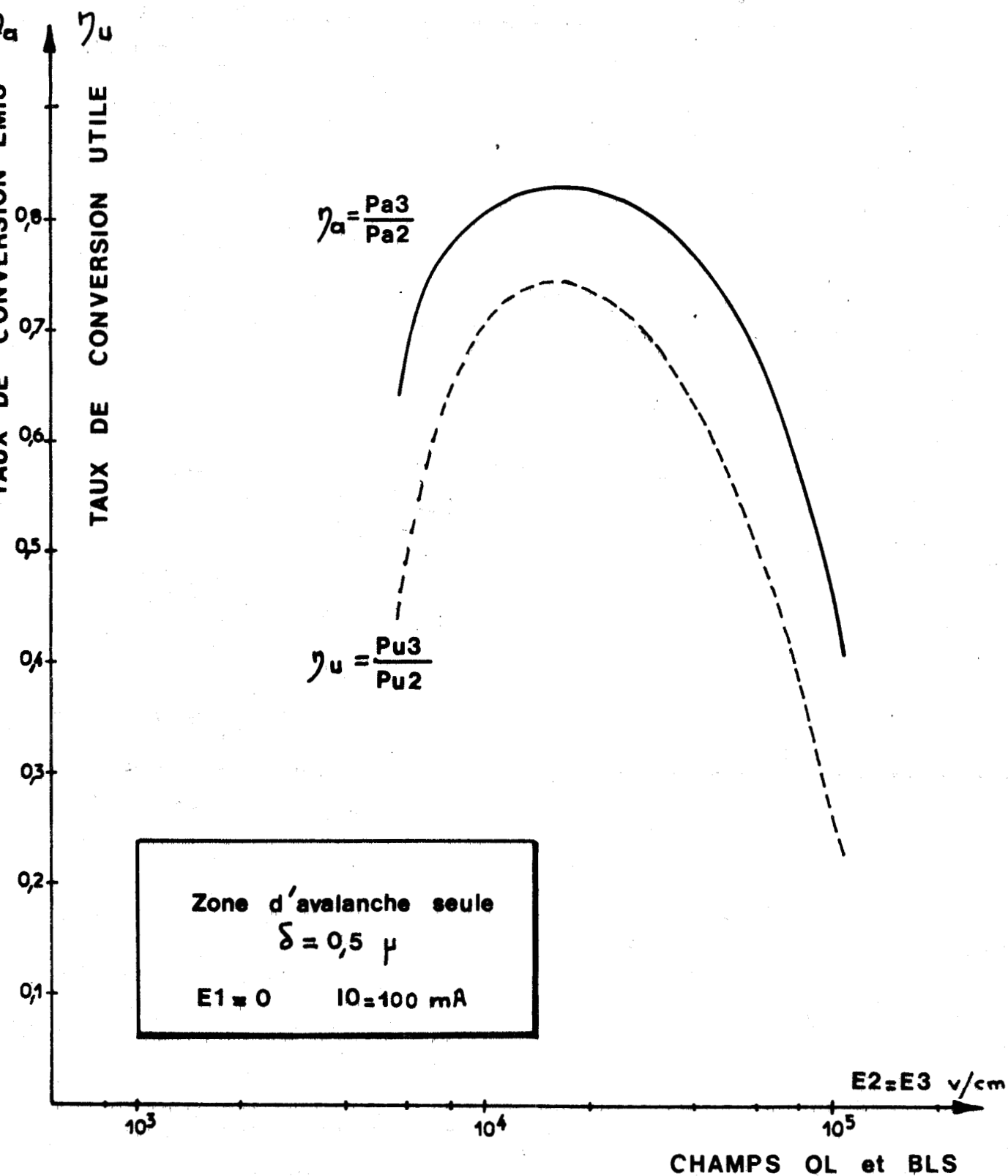


Figure 8 : Variations des taux de conversion émis η_a et utiles η_u en fonction des champs $E2$ et $E3$.

Zone d'avalanche seule $\delta = 0,5 \mu$

Champ $E1$ nul.



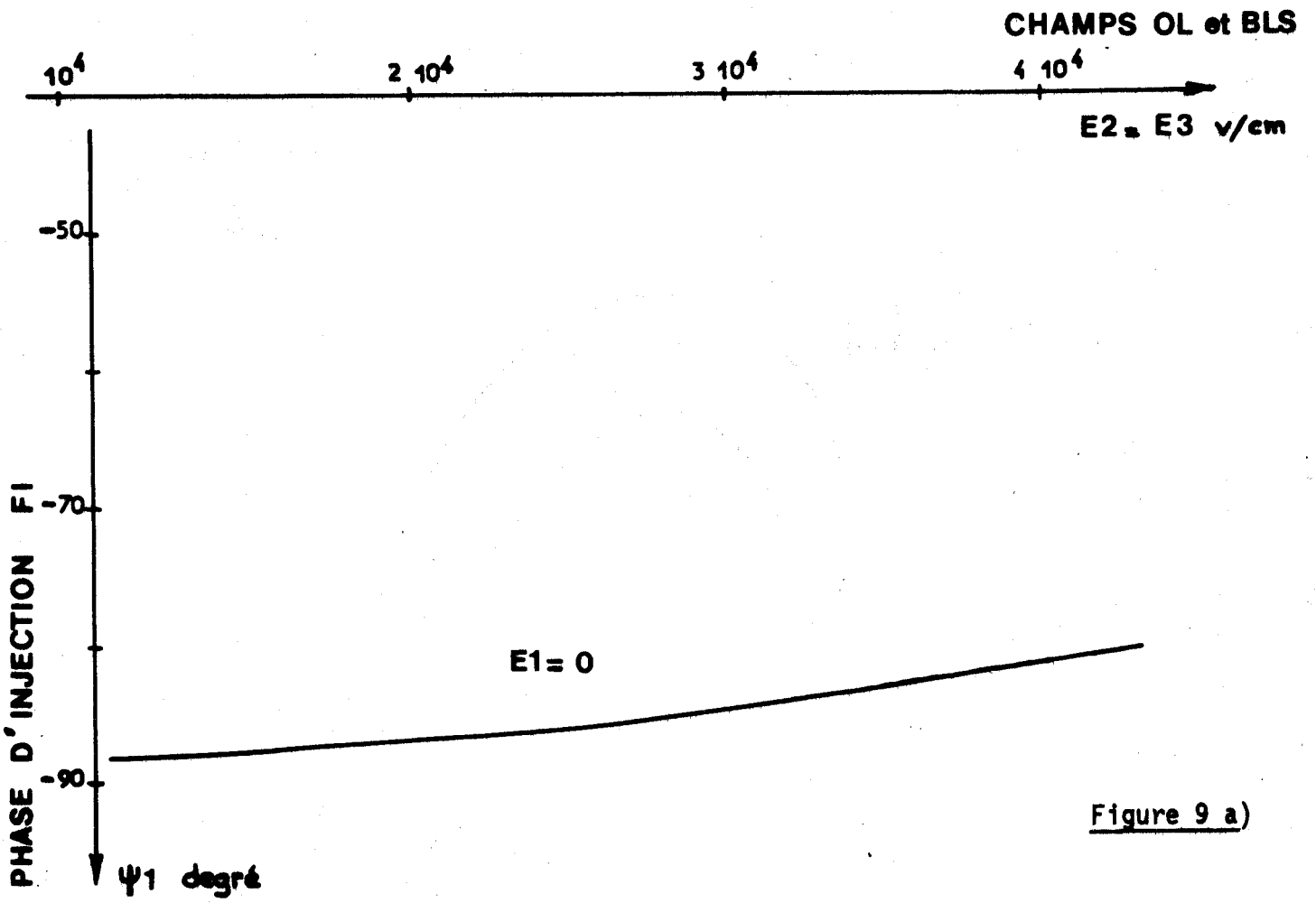


Figure 9 a)

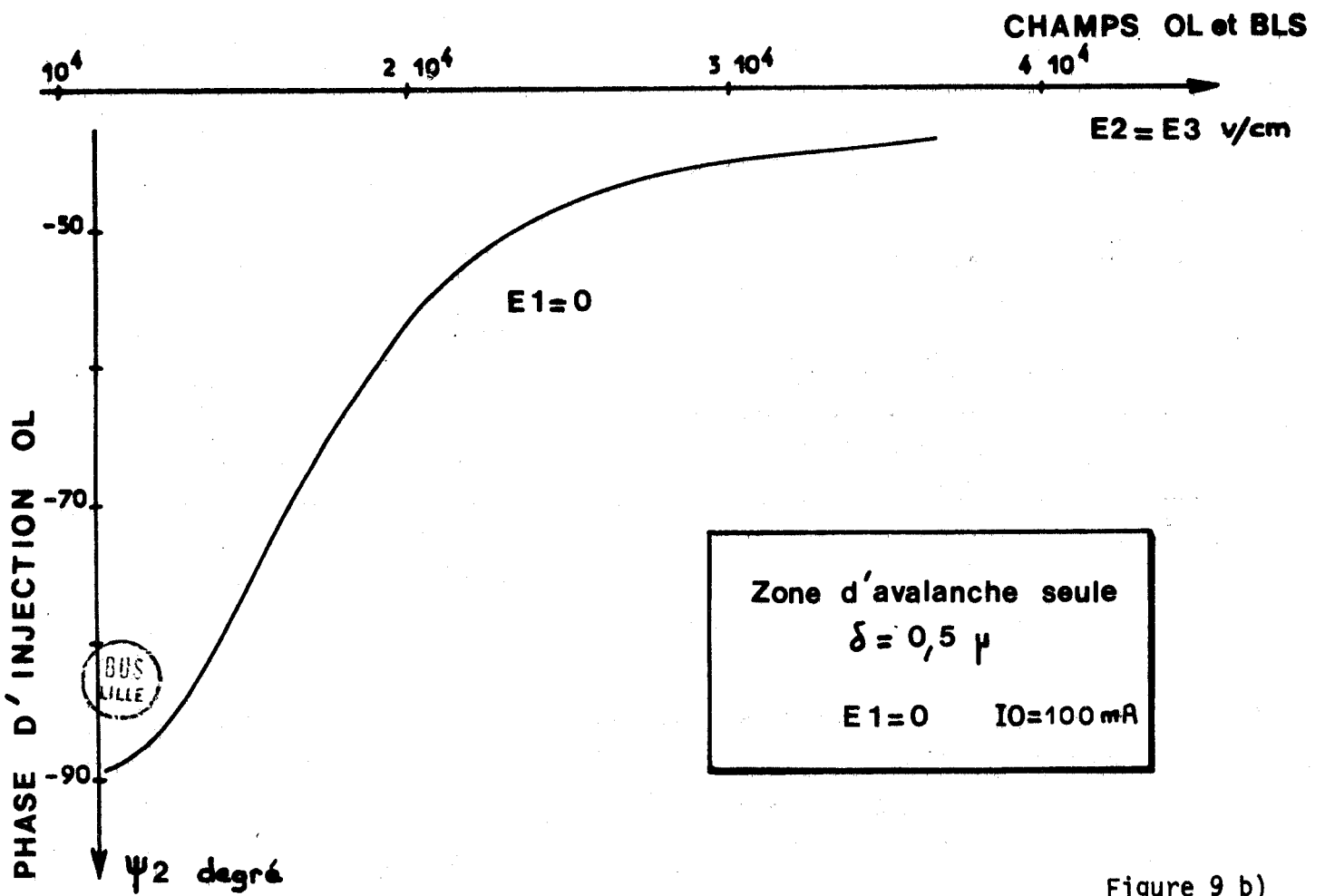


Figure 9 b)

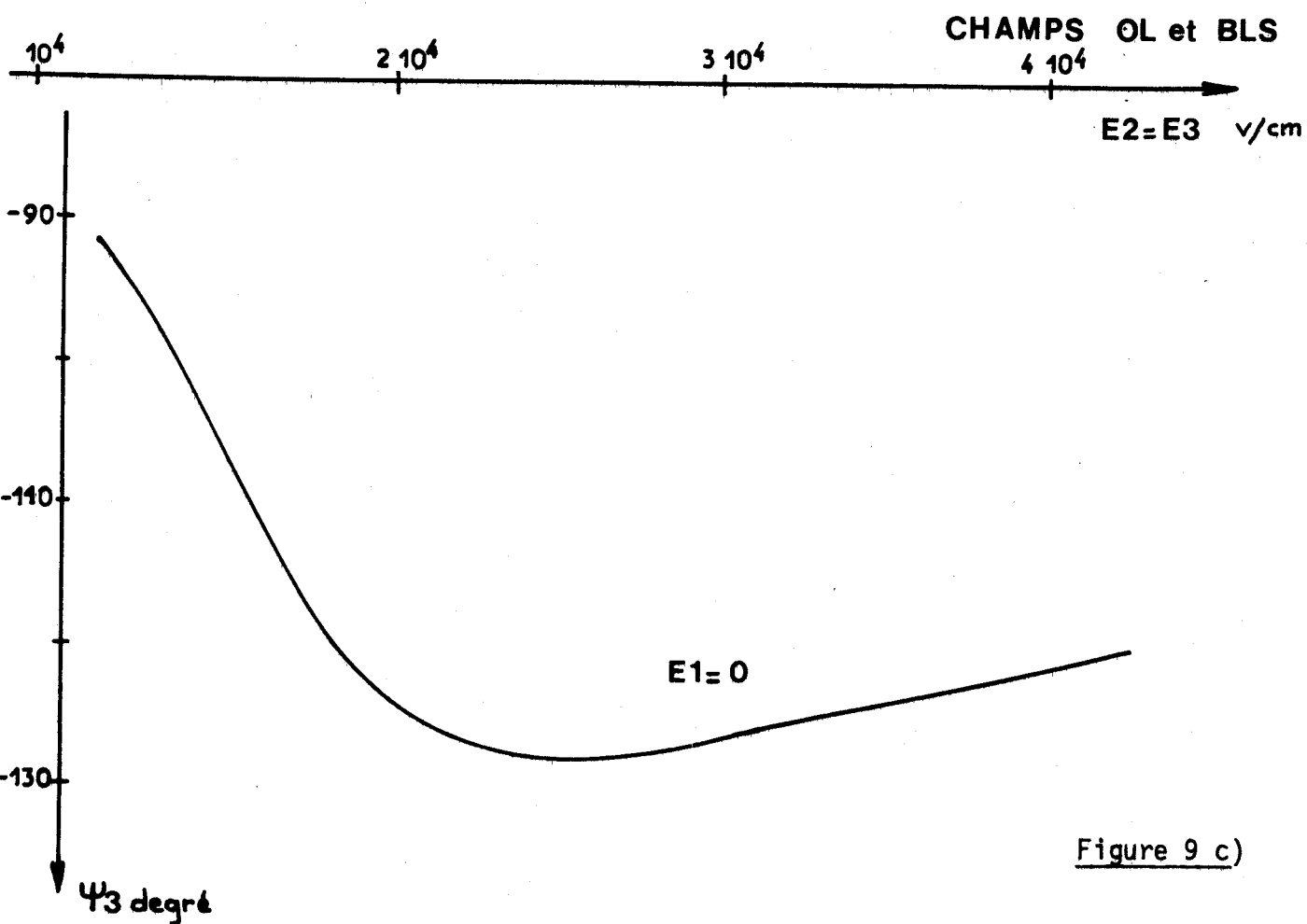
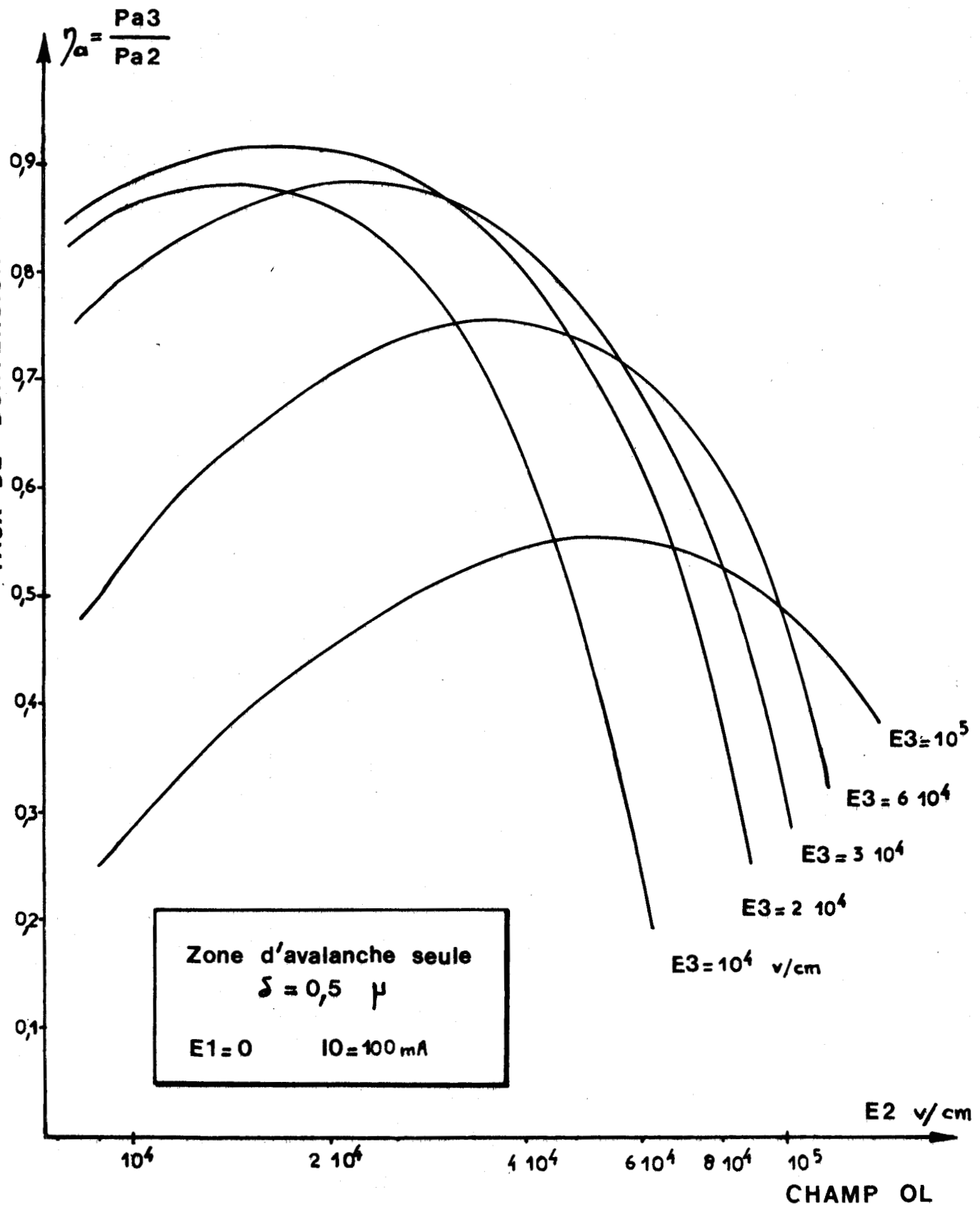


Figure 9 c)

Figures 9 a), b), c) : Variation des phases ψ_1 ψ_2 ψ_3 des conductivités d'injection en fonction des champs E₂ et E₃.
 Zone d'avalanche seule $\delta = 0,5 \mu$
 Champ E₁ nul.





BUS
LILLE

Figure 10 : Variation du taux de conversion émis η_a en fonction du champ $E2$ pour différents champs $E3$.
 Zone d'avalanche seule $\delta = 0,5 \mu$
 Champ $E1$ nul.

I.B-1_{1.b}) Cas où le champ E_1 est différent de zéro.

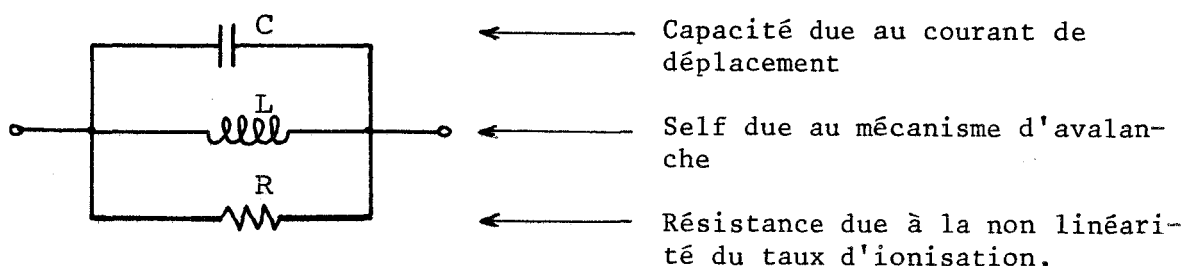
La théorie analytique a montré que les transferts de puissances (régis par la Loi de Manley Rowe) à partir des non-linéarités du coefficient de self induction lié au phénomène d'avalanche, ne sont possibles que lorsque les trois champs E_1 , E_2 , E_3 sont différents de zéro.

Il est donc intéressant d'étudier un fonctionnement où le champ E_1 n'est pas nul. En effet, il n'est pas toujours possible d'accorder le circuit d'entrée à la fréquence intermédiaire de façon à ce que le champ soit nul. Par ailleurs on pourrait penser que l'augmentation de ce champ contribuerait à une amélioration du rendement de conversion.

Les figures 11a, 11 b et 12a, 12b, 12c montrent les évolutions des composantes C_1 , C_2 , C_3 du courant de conduction et des phases d'injection ψ_2 et ψ_3 lorsque le champ E_1 n'est pas nul. Pour des champs $E_2 = E_3$ inférieurs à $3 \cdot 10^4$ V/cm, la phase ψ_2 passe de -90° à -50° lorsque E_1 augmente. Par contre, la phase ψ_3 passe de -90° à -135° ce qui traduit une augmentation de la puissance émise.

Pour des champs $E_2 = E_3$, supérieurs à $3 \cdot 10^4$ V/cm, la phase ψ_2 décroît lentement vers 0 alors que la phase ψ_3 tend vers -90° . De ce fait, la puissance P_{a_3} tend vers une saturation, comme le montrent les figures 13a, 13b, 13c.

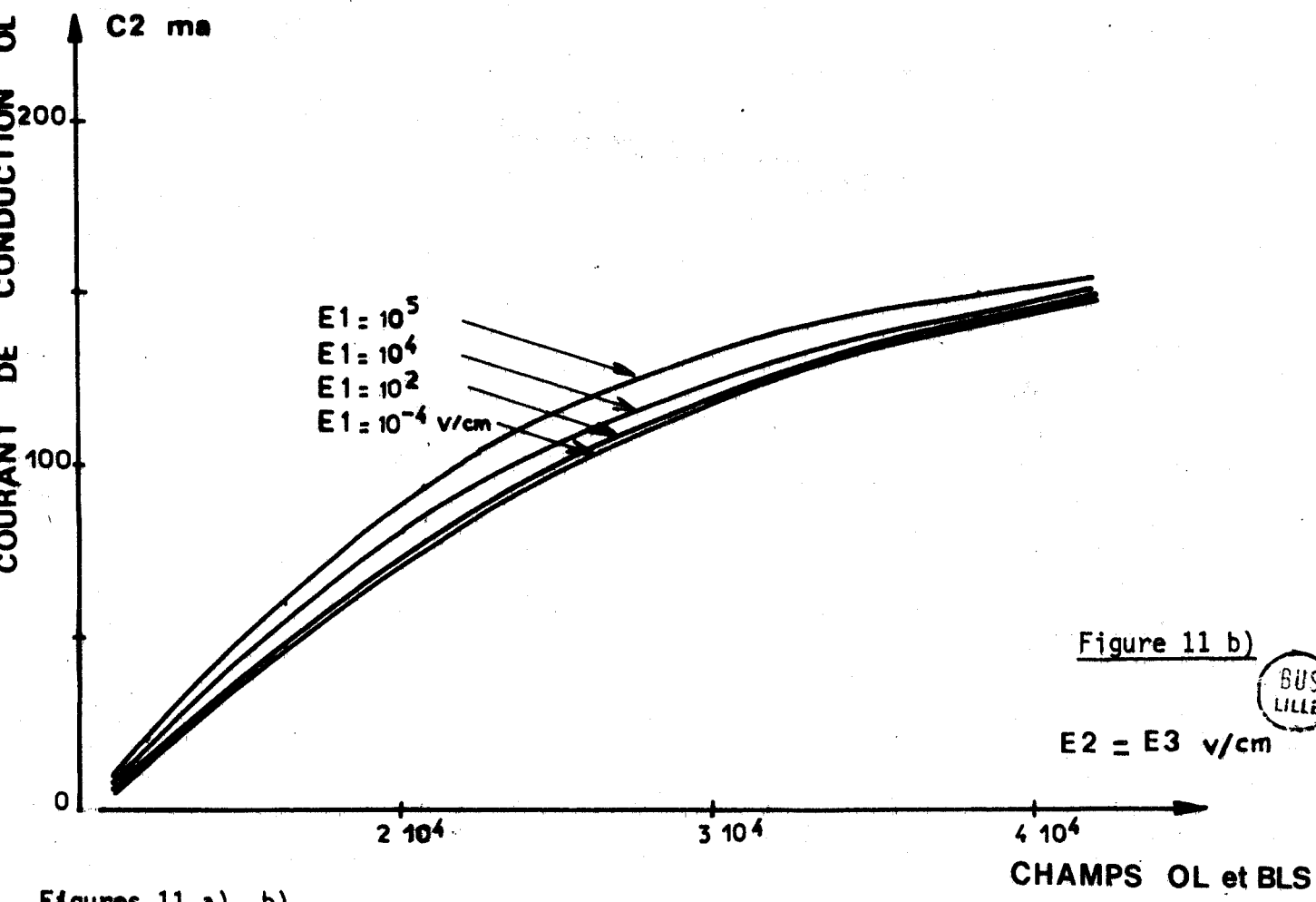
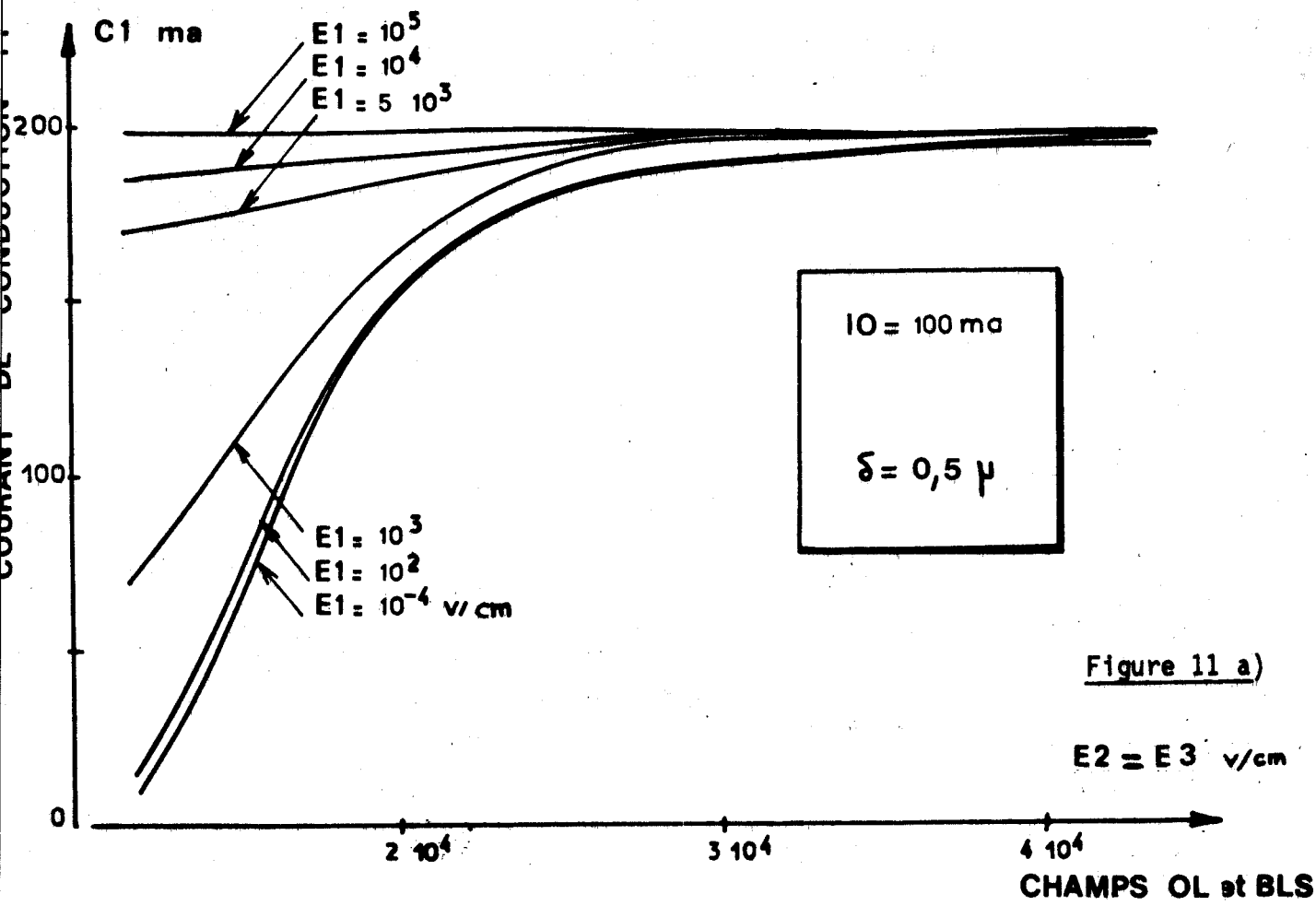
L'interprétation de l'évolution des puissances peut être faite de la manière suivante :
le courant d'alimentation étant constant, la non-linéarité du taux d'ionisation fait apparaître une résistance non-linéaire. Cette résistance produit également des transferts de puissances entre fréquences. Le schéma équivalent de la zone d'avalanche devient alors :



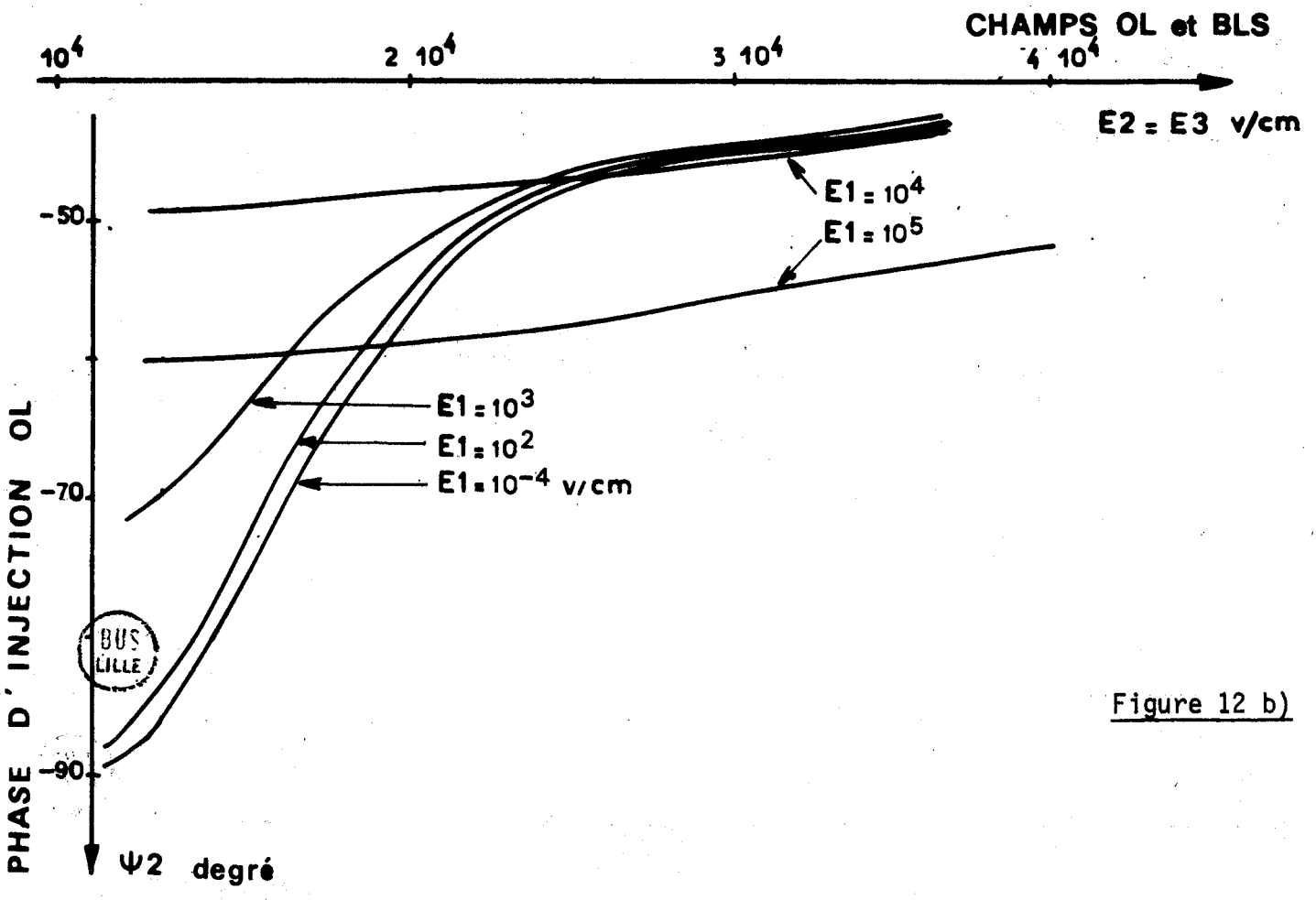
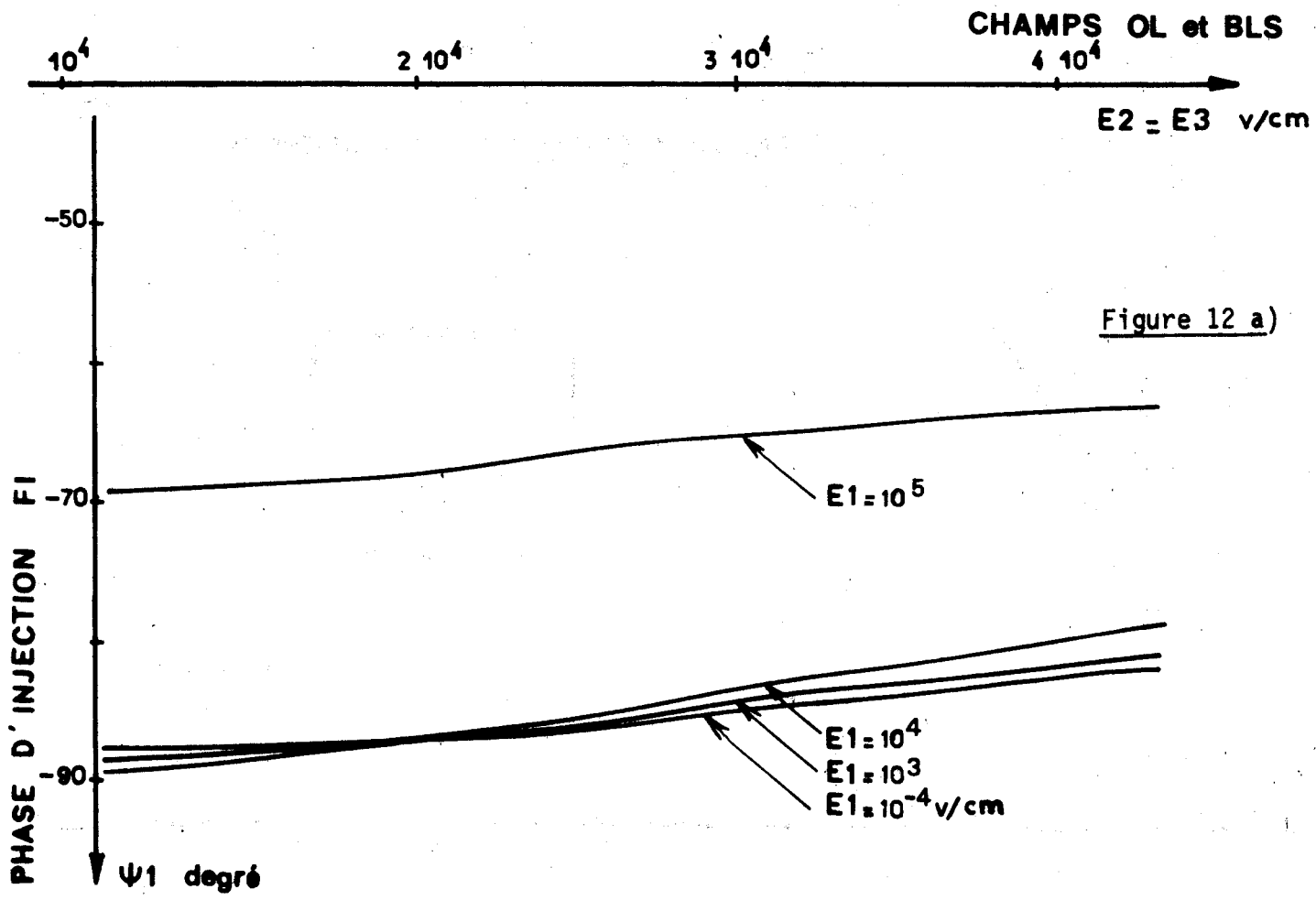
COURANT DE CONDUCTION OL

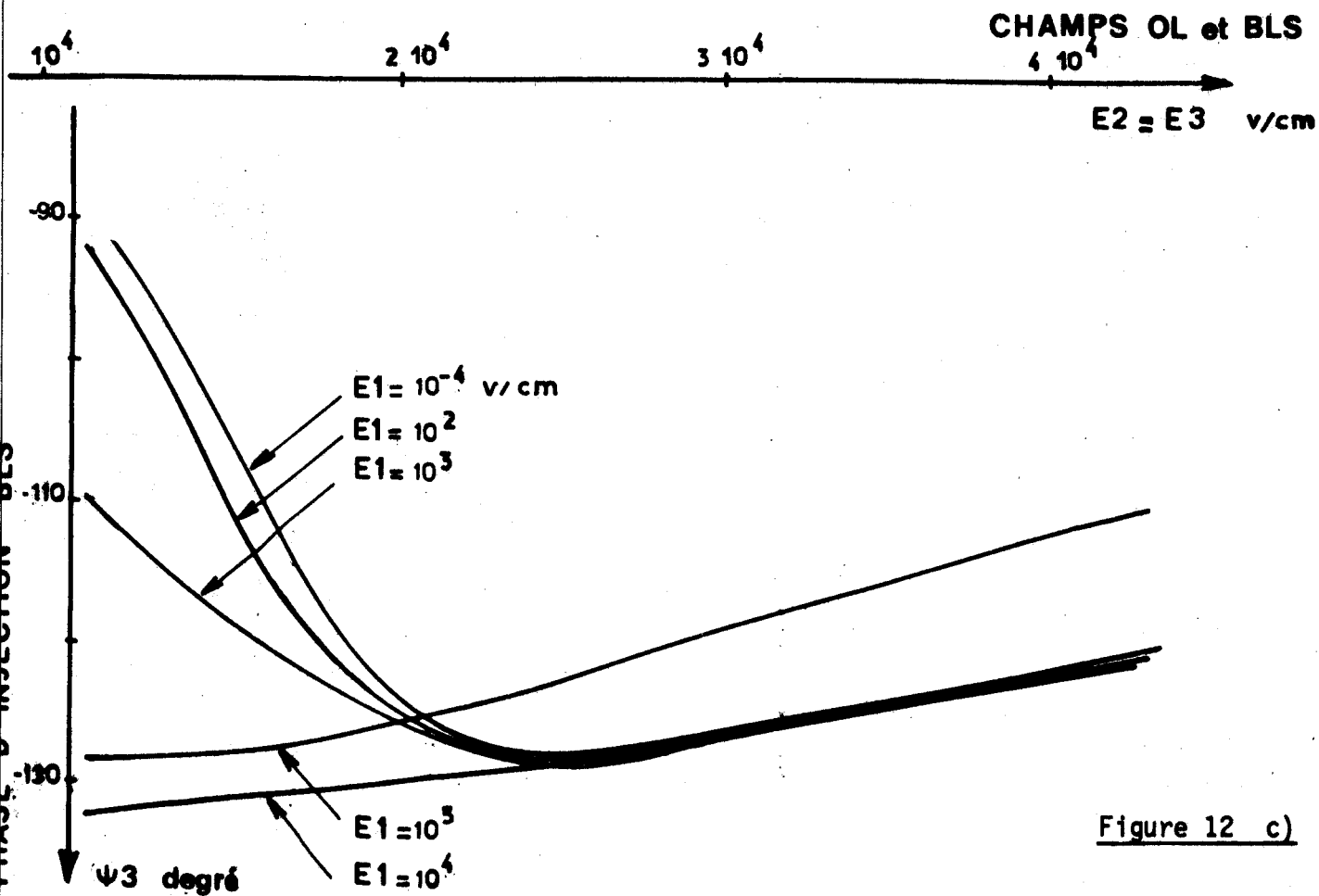
COURANT DE CONDUCTION OL

COURANT DE CONDUCTION OL



Figures 11 a), b)





$I_0 = 100$ mA

$\delta = 0,5$ μ

Figures 12 a), b), c) : Variation des phases ψ_1 ψ_2 ψ_3 des conductivités d'injection en fonction des champs E_2 et E_3 .

Zone d'avalanche seule

Champ E_1 différent de zéro.



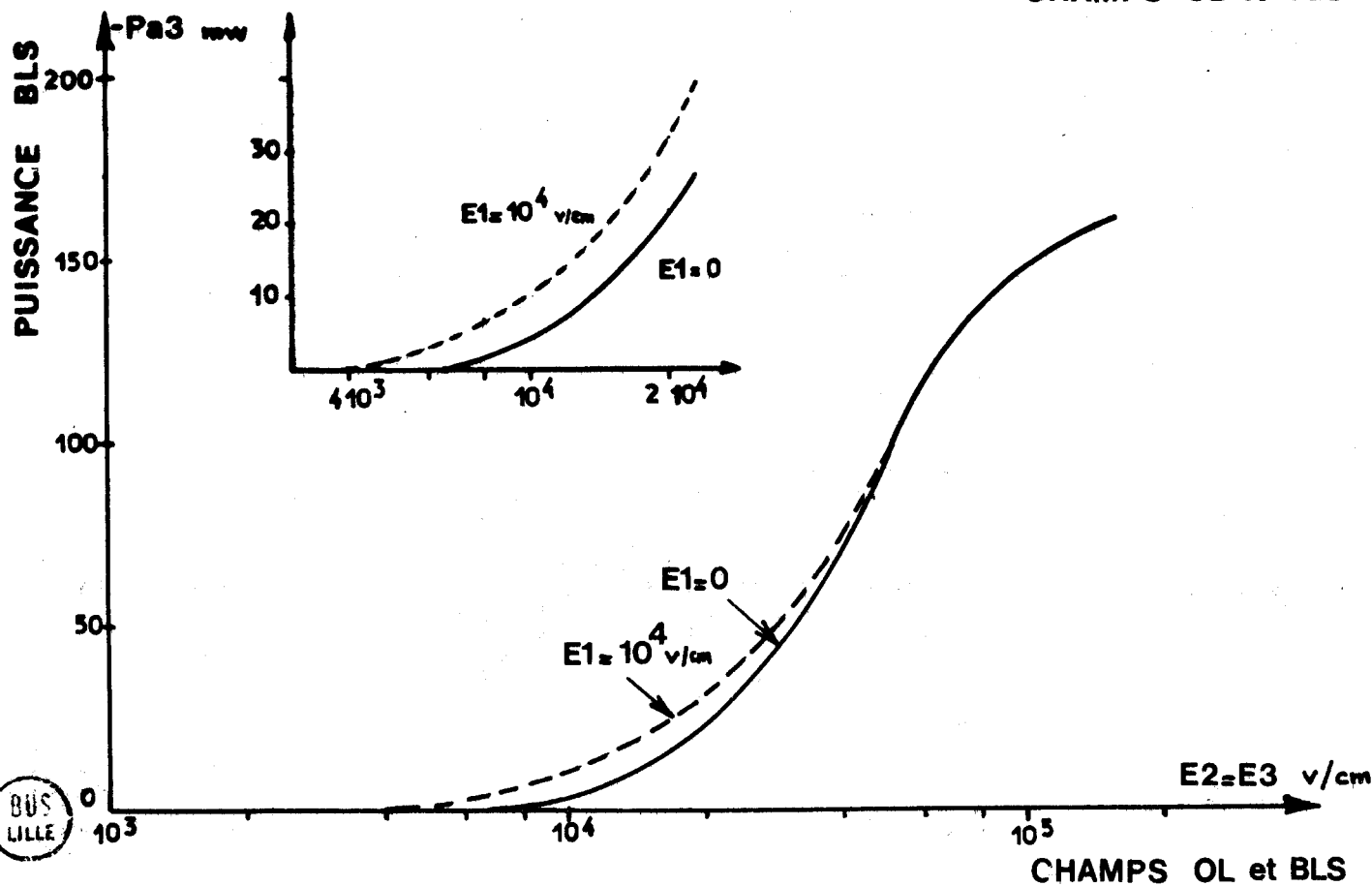
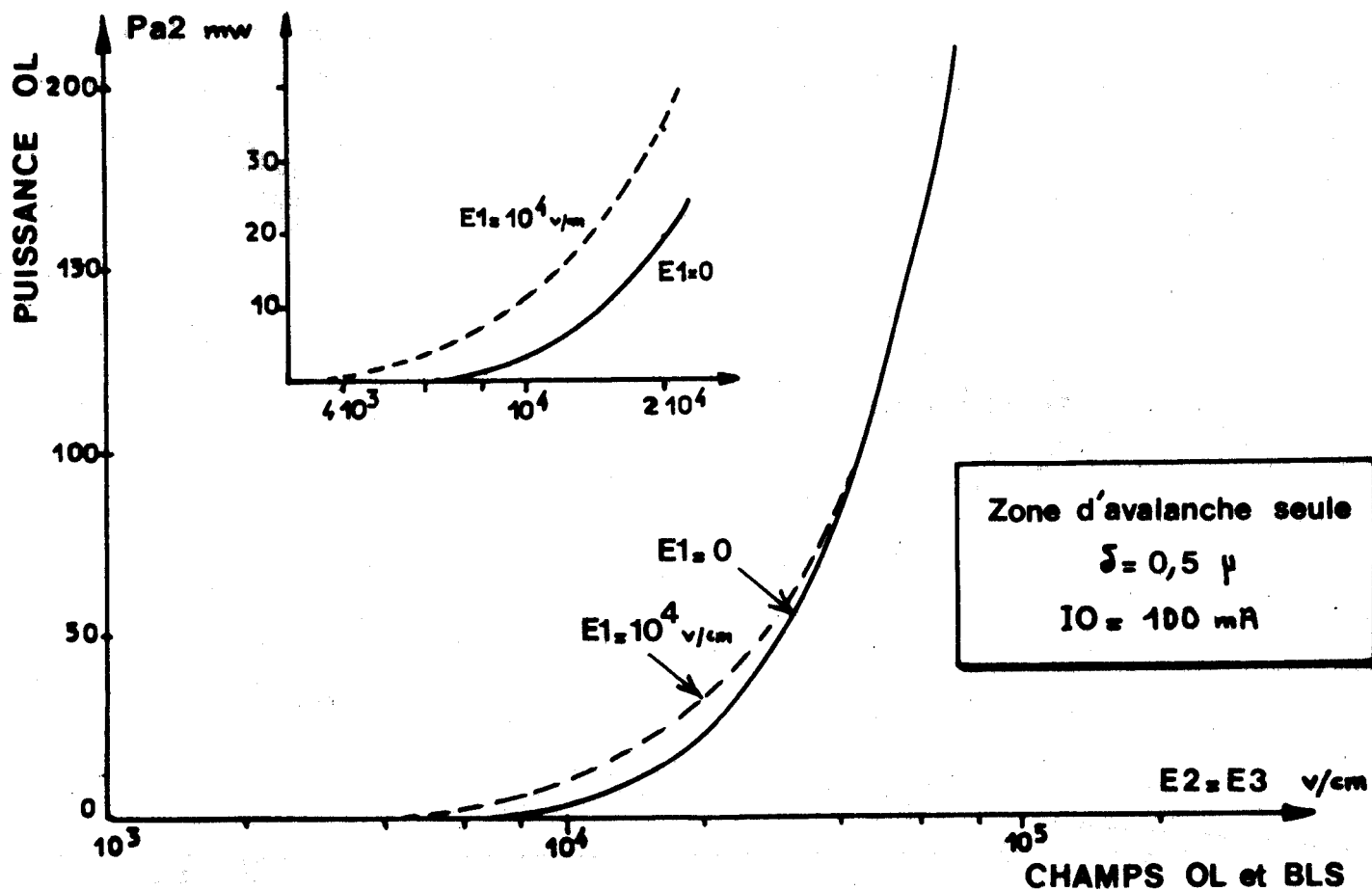


Figure 13 : Variation des puissances OL et BLS en fonction des champs E2 et E3 pour un champ E1 = 0 et E1 = 10⁴ v/cm
 Zone d'avalanche seule. $\delta = 0,5 \mu$

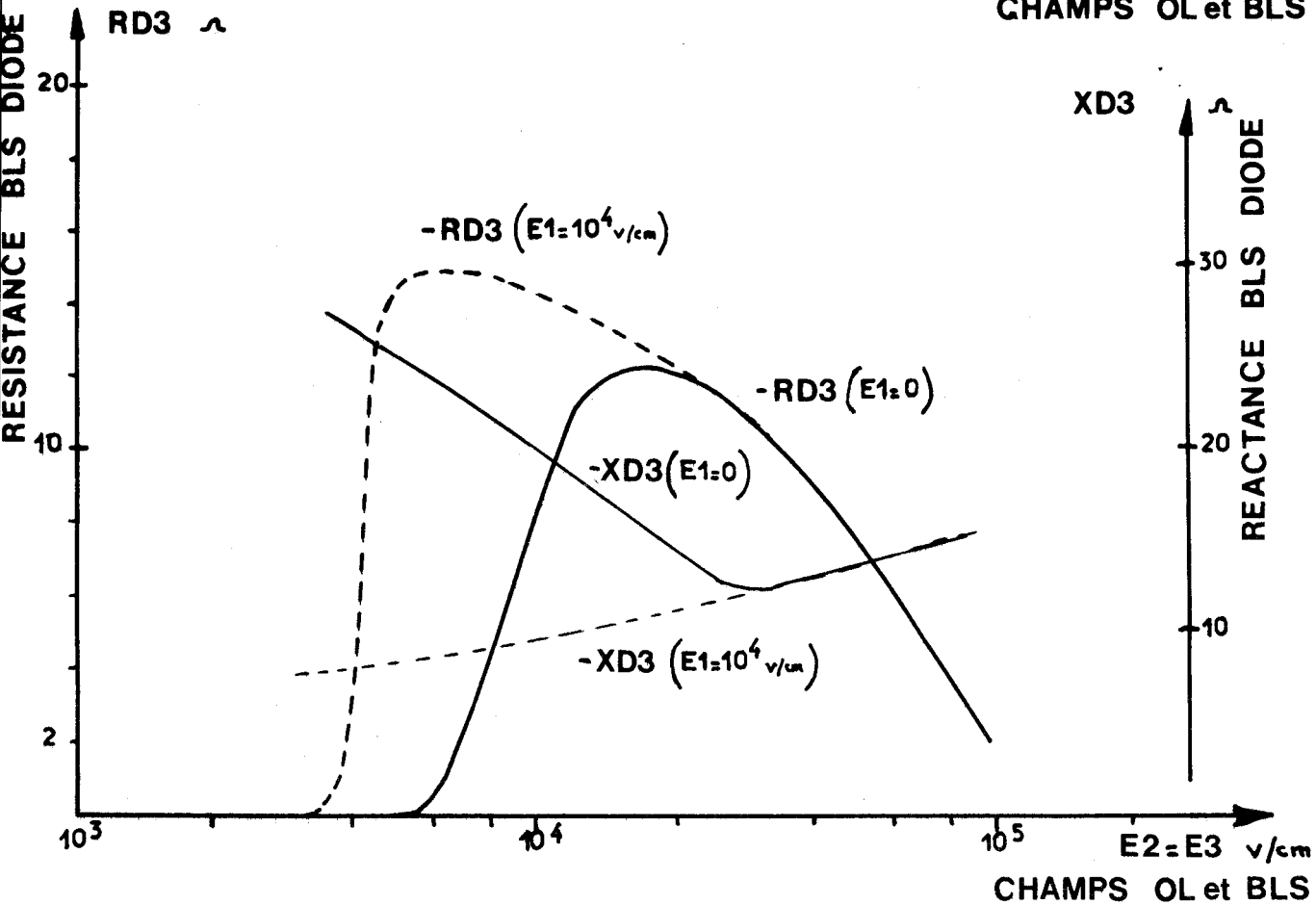
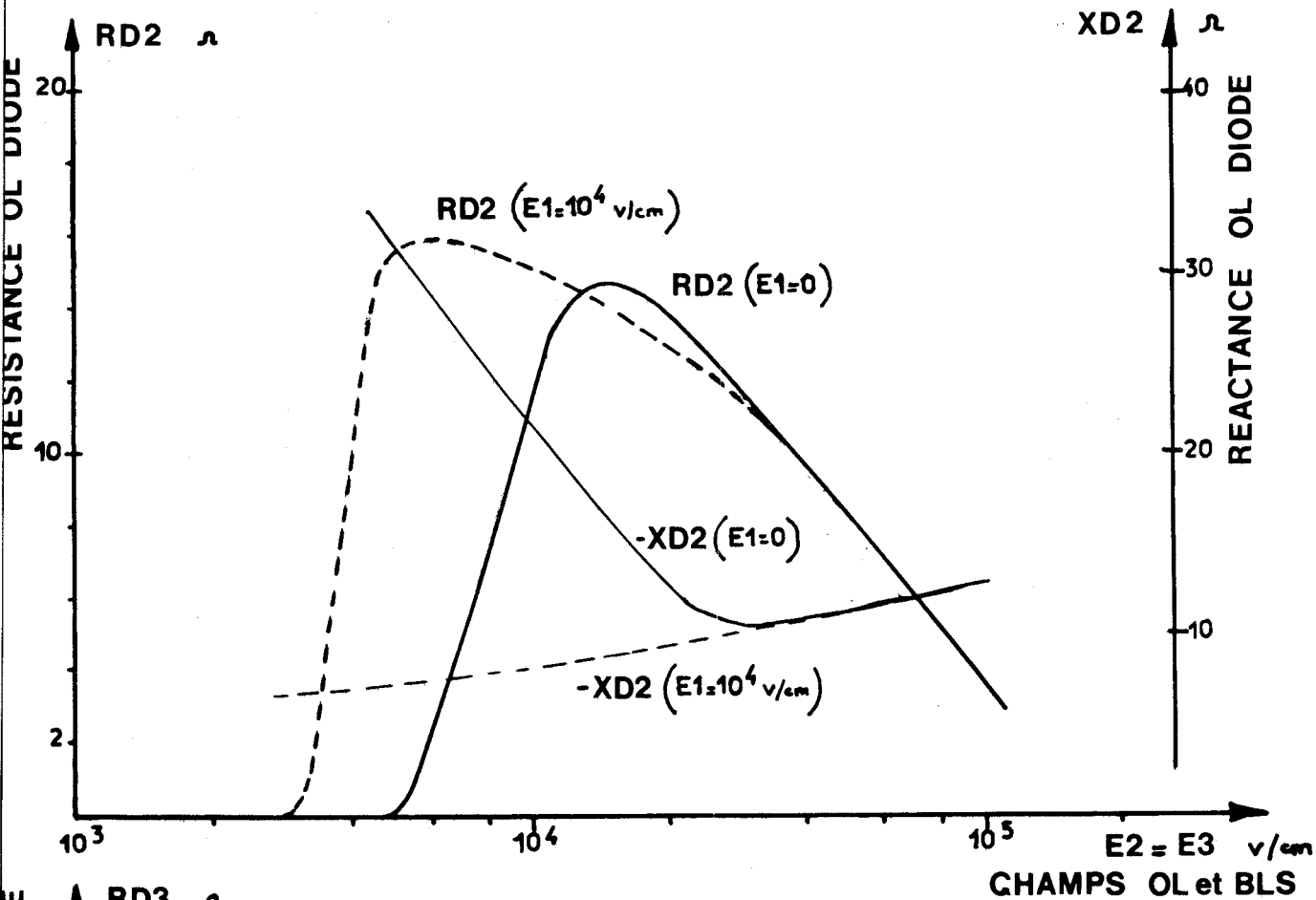


Figure 14 : Variation des impédances OL et BLS de la diode en fonction des champs E_2 et E_3 pour un champ $E_1 = 0$ et $E_1 = 10^4$ v/cm
 Zone d'avalanche seule $\delta = 0,5 \mu$



L'application du champ E_1 tend à faire apparaître cette résistance plus rapidement comme nous l'ont montré les figures 12b et 12c. De ce fait, les puissances augmentent plus vite en fonction de E_2, E_3 , mais pour des champs E_2, E_3 très élevés, on tend vers une saturation semblable à celle existant lorsque le champ E_1 est nul. Les figures 13 et 14 nous montrent comment évoluent les puissances et les impédances en fonction de E_2, E_3 pour des valeurs de champ $E_1 = 0$ et $E_1 = 10^4$ V/cm. Pour des champs $E_2 = E_3$ faibles, on a intérêt à appliquer un champ E_1 élevé pour améliorer la puissance de sortie. Pour des champs E_2 et E_3 supérieurs à $3 \cdot 10^4$ V/cm, le champ E_1 peut être faible puisque la puissance émise est alors essentiellement déterminée par les champs OL et BLS. Dans cette zone, le champ E_1 tend à augmenter fortement la puissance P_{a1} , donc à diminuer le rendement global du système.

I.B-1_{1.c)} Influence du courant de polarisation

Nous venons d'analyser le fonctionnement du mélangeur constitué d'une diode à zone d'avalanche seule, en fonction des champs aux différentes pulsations. On peut se demander quelle sera l'influence du courant de polarisation sur les résultats obtenus.

Les puissances mises en jeu dans la zone d'avalanche sont de la forme :

$$P_a = \frac{1}{2} C E \delta \cos \psi$$

Comme les composantes C_1, C_2, C_3 du courant de conduction sont proportionnelles au courant de polarisation, les puissances vont croître continûment. De ce fait, nous ne pouvons pas faire apparaître un courant de polarisation optimum ; seules les caractéristiques thermiques de la diode imposent un courant de polarisation maximum.

I.B-1₂ INFLUENCE DE LA STRUCTURE SEMI-CONDUCTRICE

L'étude précédente, en fonction des champs aux différentes fréquences et du courant de polarisation, a été effectuée pour une diode du type PIN caractérisée par une simple zone d'avalanche. Les variations des puissances calculées en fonction des

valeurs des champs et des courants, ne nous a pas fait apparaître un régime de fonctionnement très critique et l'on peut donc penser obtenir une amélioration supplémentaire des puissances et du taux de conversion en optimisant la structure du composant.

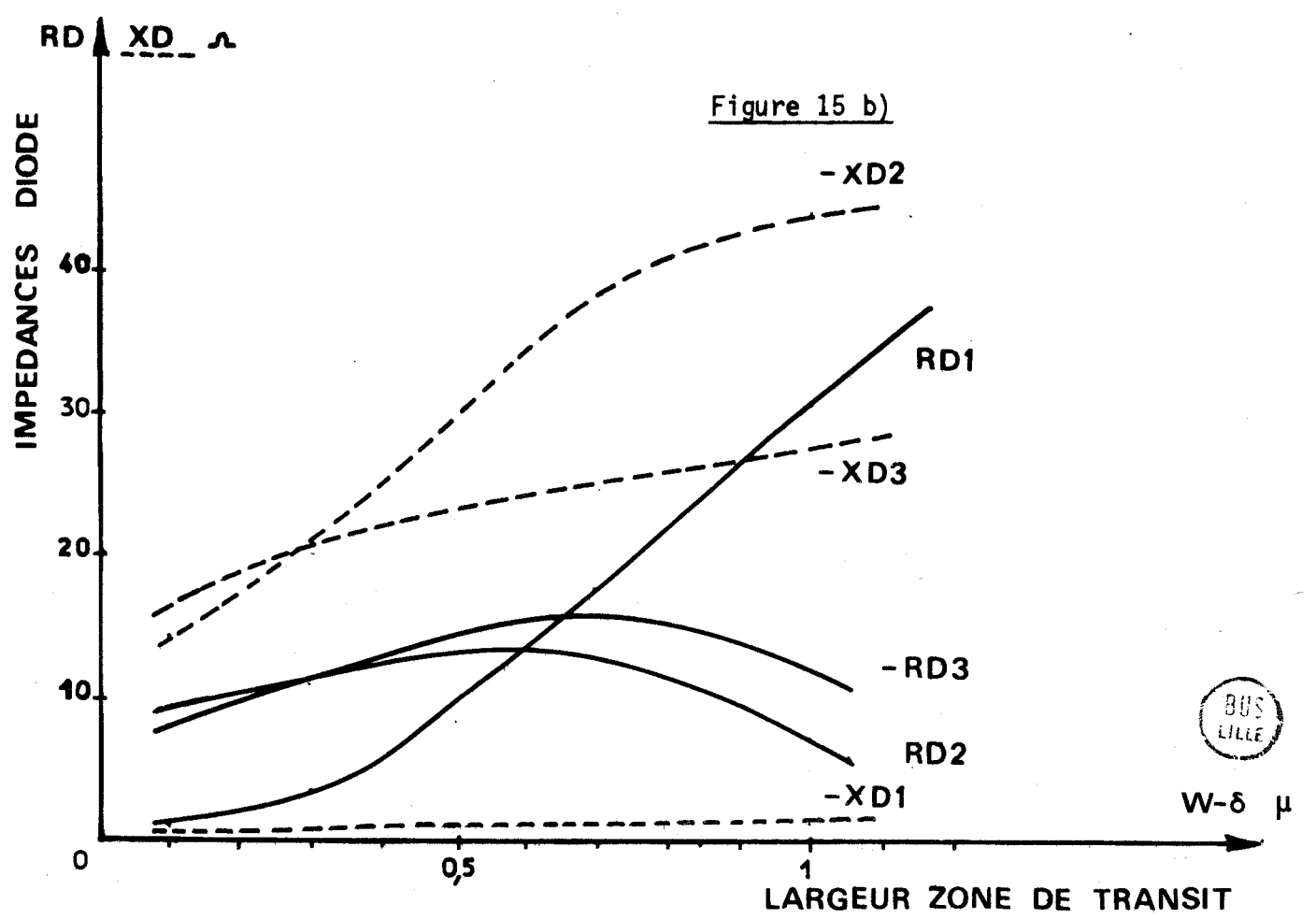
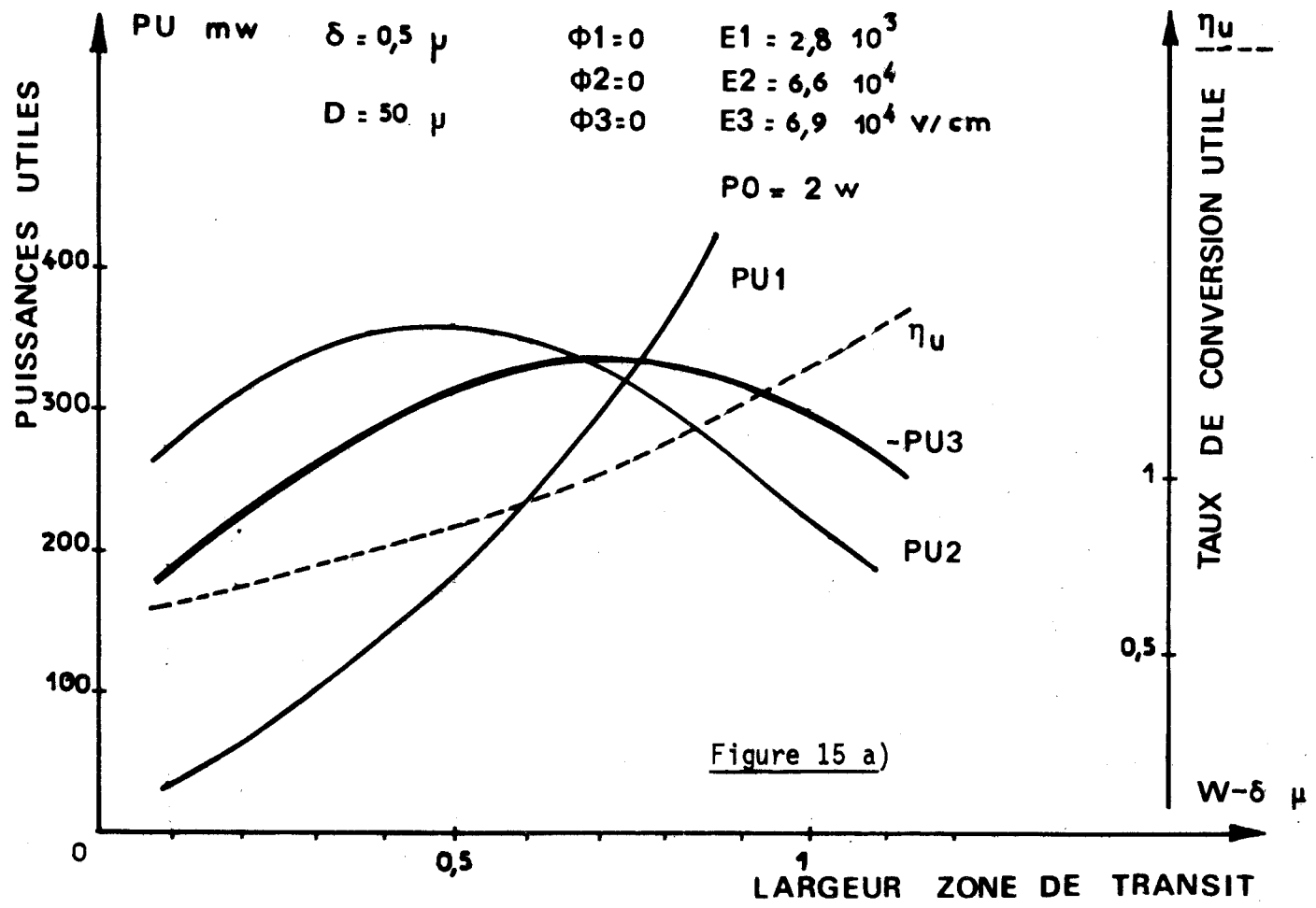
Pour effectuer la recherche du composant optimum, nous avons maintenu la puissance d'alimentation continue à une valeur constante ($P_0 = 2W$) correspondant à un échauffement raisonnable de la jonction semi-conductrice (moins de 100°C).

La structure semi-conductrice est caractérisée essentiellement par son profil de dopage qui détermine les largeurs δ et $W - \delta$ des zones d'avalanche et de transit [25]. Il s'agit donc de rechercher les valeurs δ et $W - \delta$ permettant l'obtention des performances les plus intéressantes (à partir des valeurs δ et $W - \delta$, il sera ensuite facile de déduire le profil de dopage optimum). On recherchera ensuite le courant de polarisation et la surface de la diode donnant les meilleurs résultats.

I.B-1_{2.a}) Influence de la largeur de la zone de transit

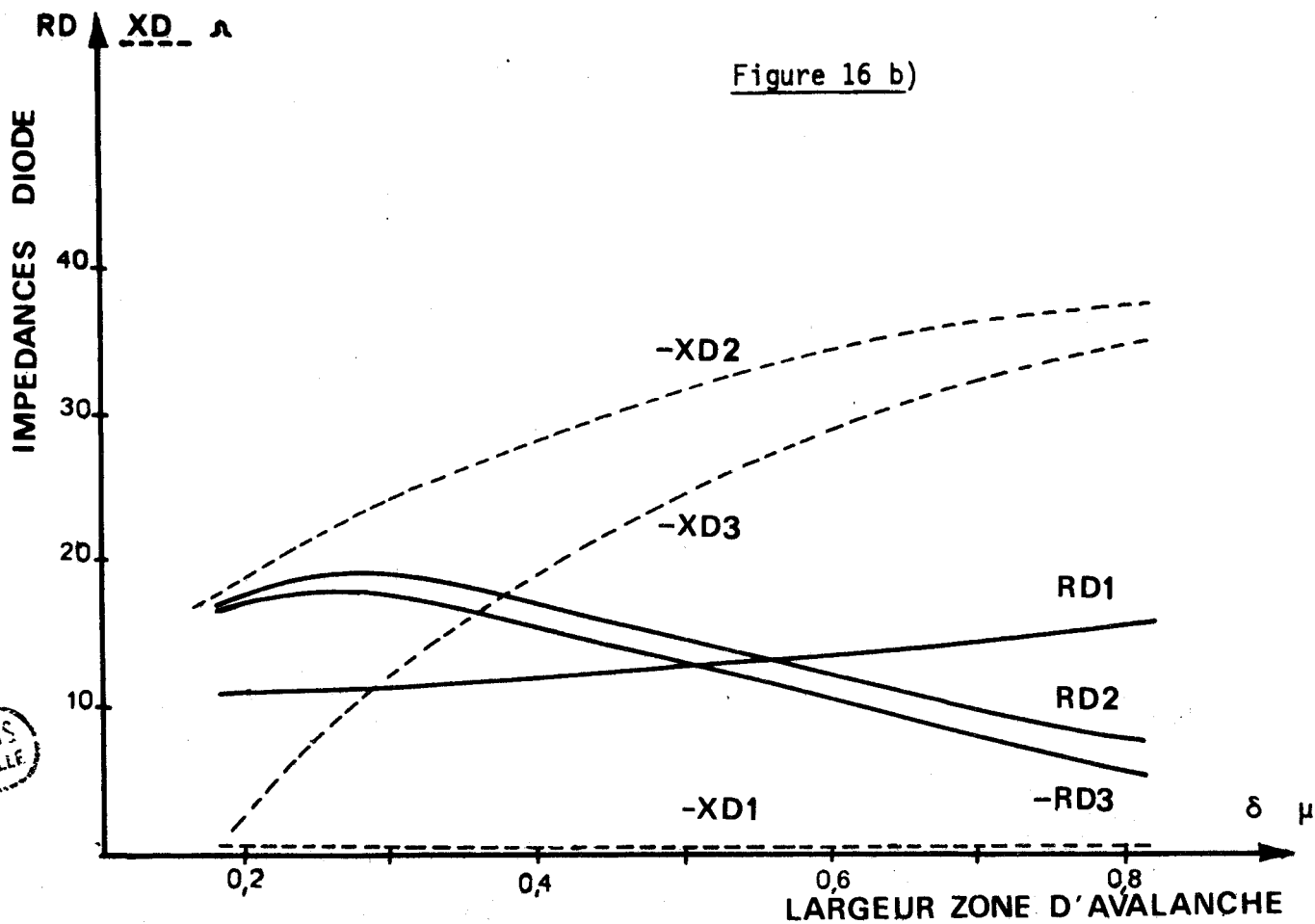
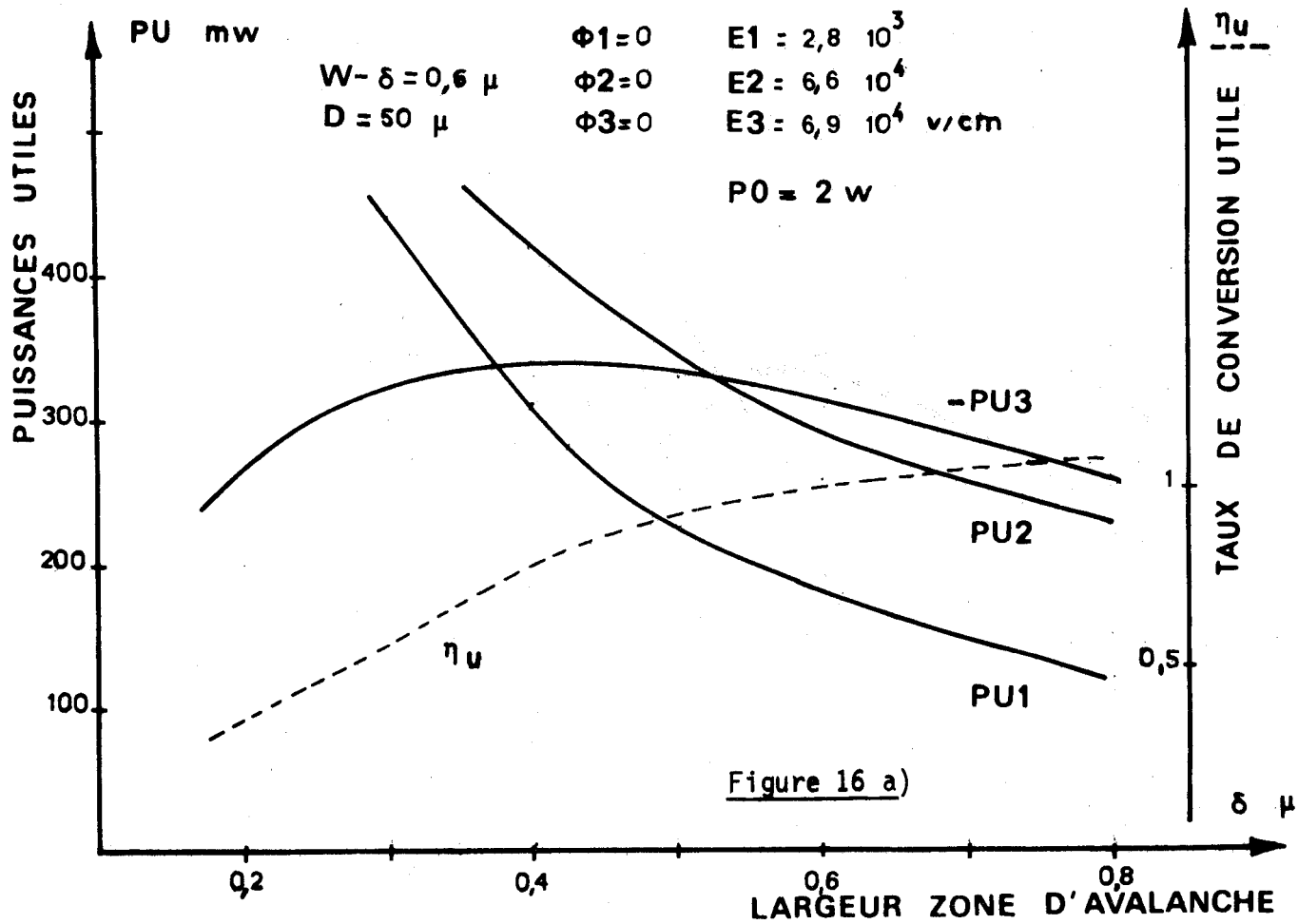
Les figures 15a et 15b nous montrent les évolutions des puissances et des impédances en fonction de $W - \delta$. On a pu constater que les composantes C2 et C3 du courant de conduction sont assez voisines. Par contre les phases Ψ_2 et Ψ_3 des conductivités d'injection sont différentes : Ψ_2 varie en moyenne autour de -45° alors que Ψ_3 est plus proche de -135° . Dans la formule de puissance donnée page 15, le second terme $2 \sin \frac{\theta}{2} \cdot \cos(\Psi - \frac{\pi}{2})$ présente des extremums pour $\theta = \Psi + \frac{\pi}{2} + k\pi$.

- 1°) Dans le cas de l'oscillateur local, Ψ_2 étant voisin de -45° , l'extremum est positif pour θ_2 compris entre 0 et 90° . Les autres termes contribuent à rendre la fonction maximale pour $\theta_2 = 70^\circ$ environ ce qui donne une longueur $W - \delta$ de $0,5 \mu$.
- 2°) De même, θ_3 étant voisin de -135° , l'extremum est négatif pour θ_3 compris entre 0 et 135° . La fonction est maximale pour $\theta_3 = 110^\circ$ environ, ce qui donne une longueur $W - \delta$ de $0,7 \mu$.



Figures 15 a), b) : Evolution des puissances utiles et des impédances de la diode en fonction de la largeur de la zone de transit





BUS LILLE

Figures 16 a), b) : Evolution des puissances utiles et des impédances de la diode en fonction de la largeur de la zone d'avalanche.

Comme le montre la figure 15a, le taux de conversion devient supérieur à 1 au-delà de $W - \delta = 0,7 \mu$ mais les puissances utiles PU_2 et PU_3 décroissent rapidement. De plus, la puissance consommée à la fréquence intermédiaire augmente très vite avec $W - \delta$. Ces variations imposent de conserver une largeur de zone de transit acceptable de $0,6$ à $0,8 \mu$ environ.

I.B-1_{2.b}) Influence de la largeur de la zone d'avalanche

Les figures 16a, 16b, montrent les variations des puissances et des impédances en fonction de δ . Nous avons maintenu la largeur de la zone de transit égale à $0,6 \mu$. En travaillant à puissance P_0 constante, le courant de polarisation I_0 décroît proportionnellement à δ . Les conductivités d'injection étant directement fonction du courant, les puissances diminuent en fonction de la largeur de la zone d'avalanche. On prendra par la suite $\delta = 0,5 \mu$.

I.B-1₃ INFLUENCE DU COURANT DE POLARISATION DANS LA DIODE COMPLETE

(zone d'avalanche et zone de transit)

Les figures 17a et 17b montrent comment varient les puissances et les impédances à chaque fréquence en fonction du courant I_0 . Nous considérons ces évolutions à champs E_1, E_2, E_3 constants.

Les puissances sont des fonctions croissantes de I_0 et elles augmentent d'autant plus rapidement que les champs sont élevés. Il faut noter cependant que la puissance émise tend à se saturer pour des courants très importants. Cette évolution à très fort courant de la puissance émise, entraîne une diminution du taux de conversion.

D'autre part, la résistance négative de la diode n'est supérieure à la résistance série qu'à partir d'un certain courant de polarisation. Ce seuil de courant augmente lorsque les champs sont plus élevés.

I.B-1₄ INFLUENCE DE LA SURFACE DE LA DIODE

Dans cette étude, nous avons maintenu la puissance d'alimentation continue constante. Les évolutions des puissances et des impédances sont données figures 18 a et 18 b.

Les puissances consommées P_1 et P_2 au niveau de la diode sont des fonctions décroissantes prévisibles en analysant la relation de la puissance totale :

$$P = \frac{1}{2} E_a C \delta \cos \Psi + \frac{1}{2} \frac{C^2 v}{\omega^2 ES} (1 - \cos \Theta) + \frac{ECv}{\omega} \cdot \sin \frac{\Theta}{2} \cdot \cos(\Psi - \frac{\Theta}{2})$$

The first part of the book deals with the early years of the nation, from the time of the first settlers to the end of the Revolutionary War. It covers the period of the early colonial period, the struggle for independence, and the formation of the new government.

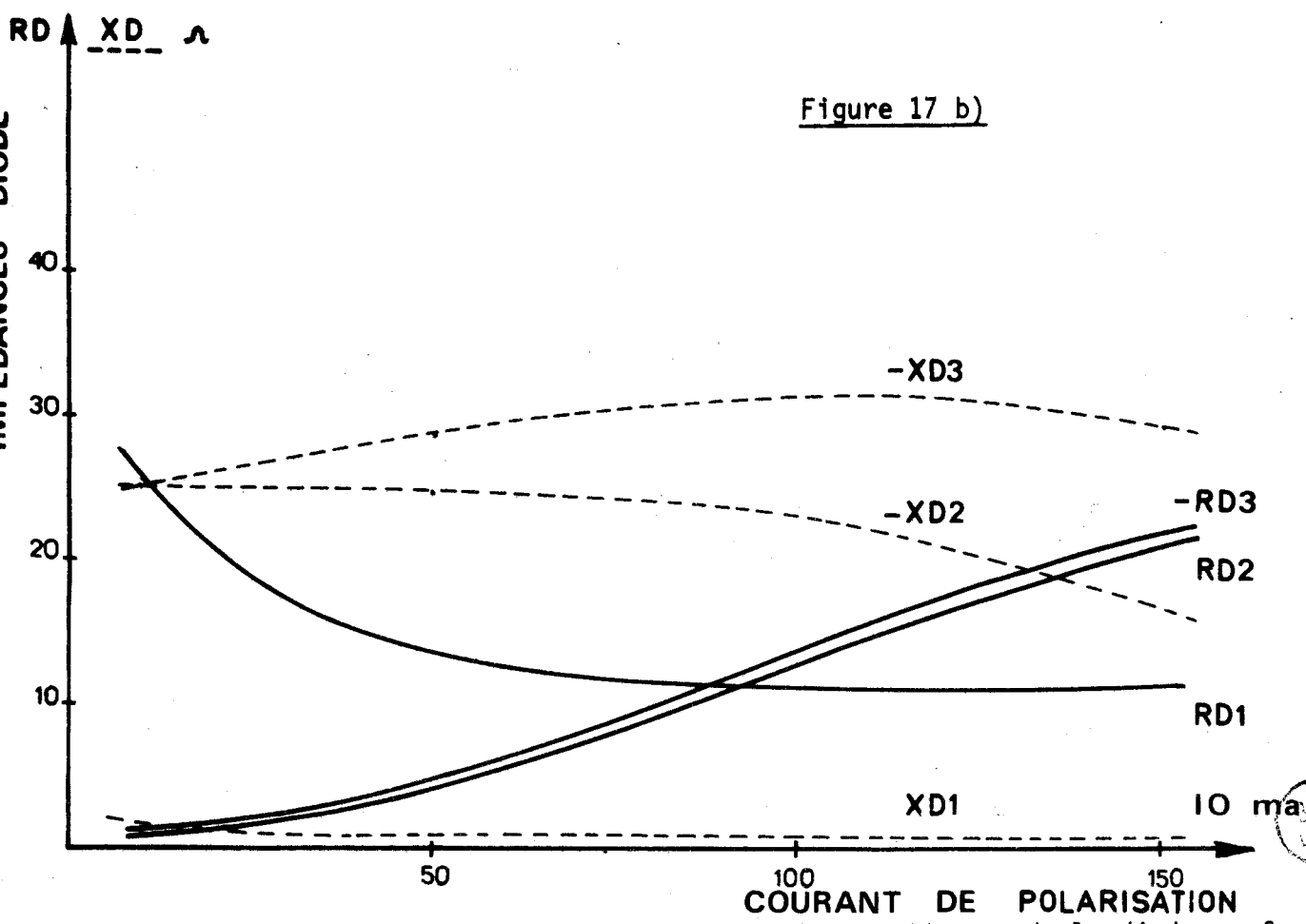
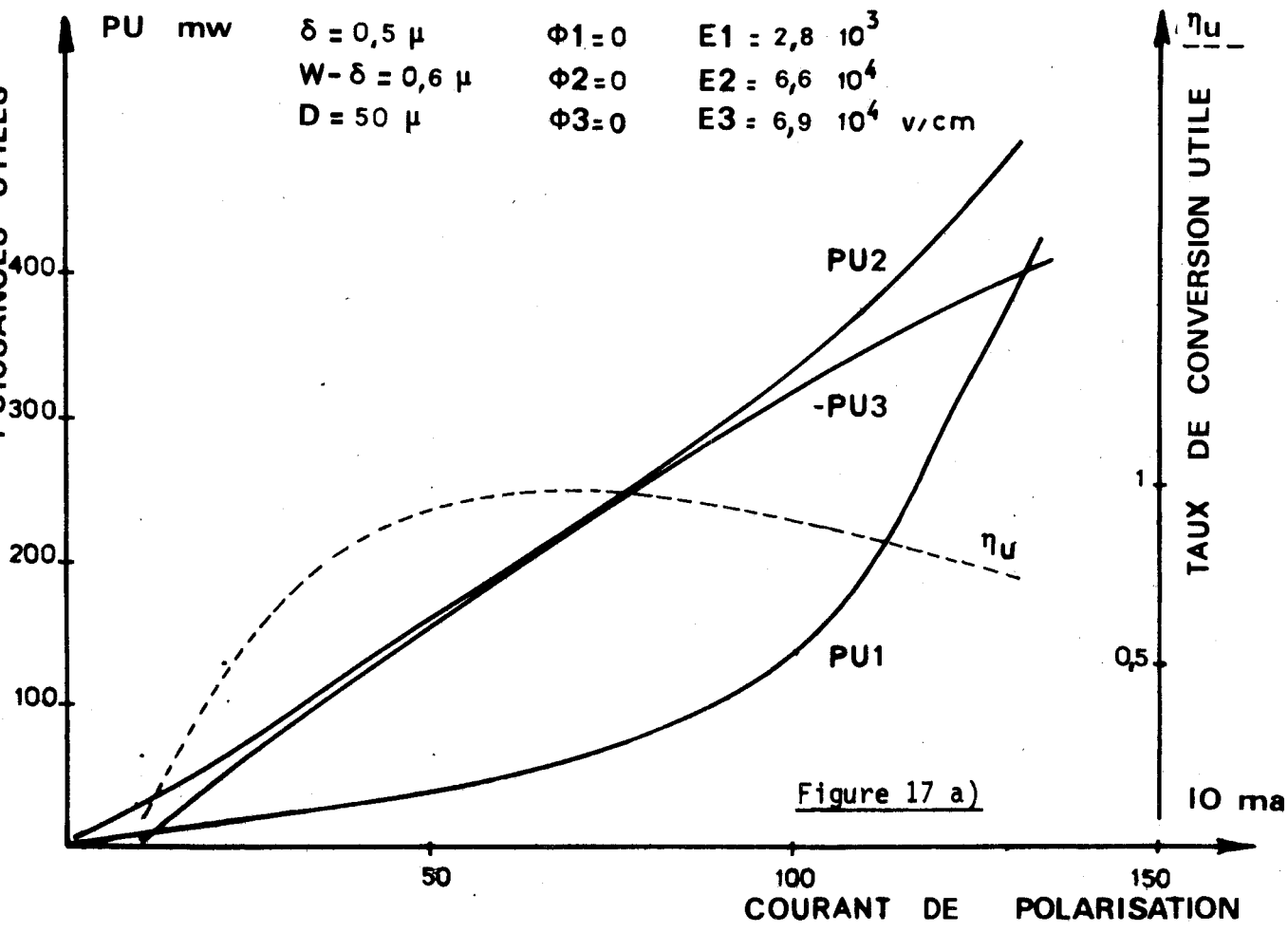
The second part of the book deals with the period of the early republic, from the end of the Revolutionary War to the beginning of the Civil War. It covers the period of the early republic, the struggle for a stronger central government, and the expansion of the nation.

The third part of the book deals with the period of the Civil War and Reconstruction, from the beginning of the Civil War to the end of Reconstruction. It covers the period of the Civil War, the struggle for Reconstruction, and the rise of the Ku Klux Klan.

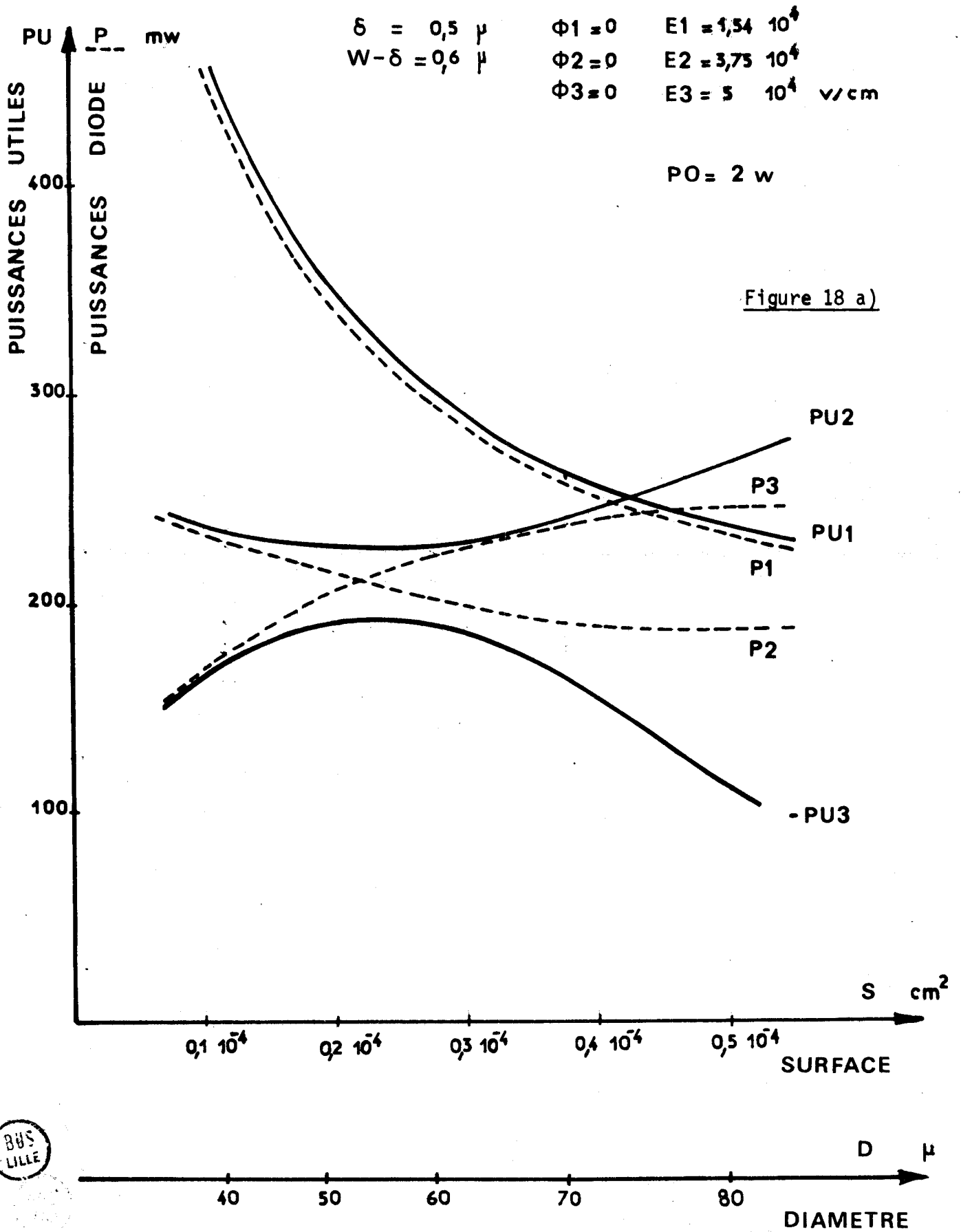
The fourth part of the book deals with the period of the late republic, from the end of Reconstruction to the beginning of the Progressive Era. It covers the period of the late republic, the struggle for reform, and the rise of the Progressive movement.

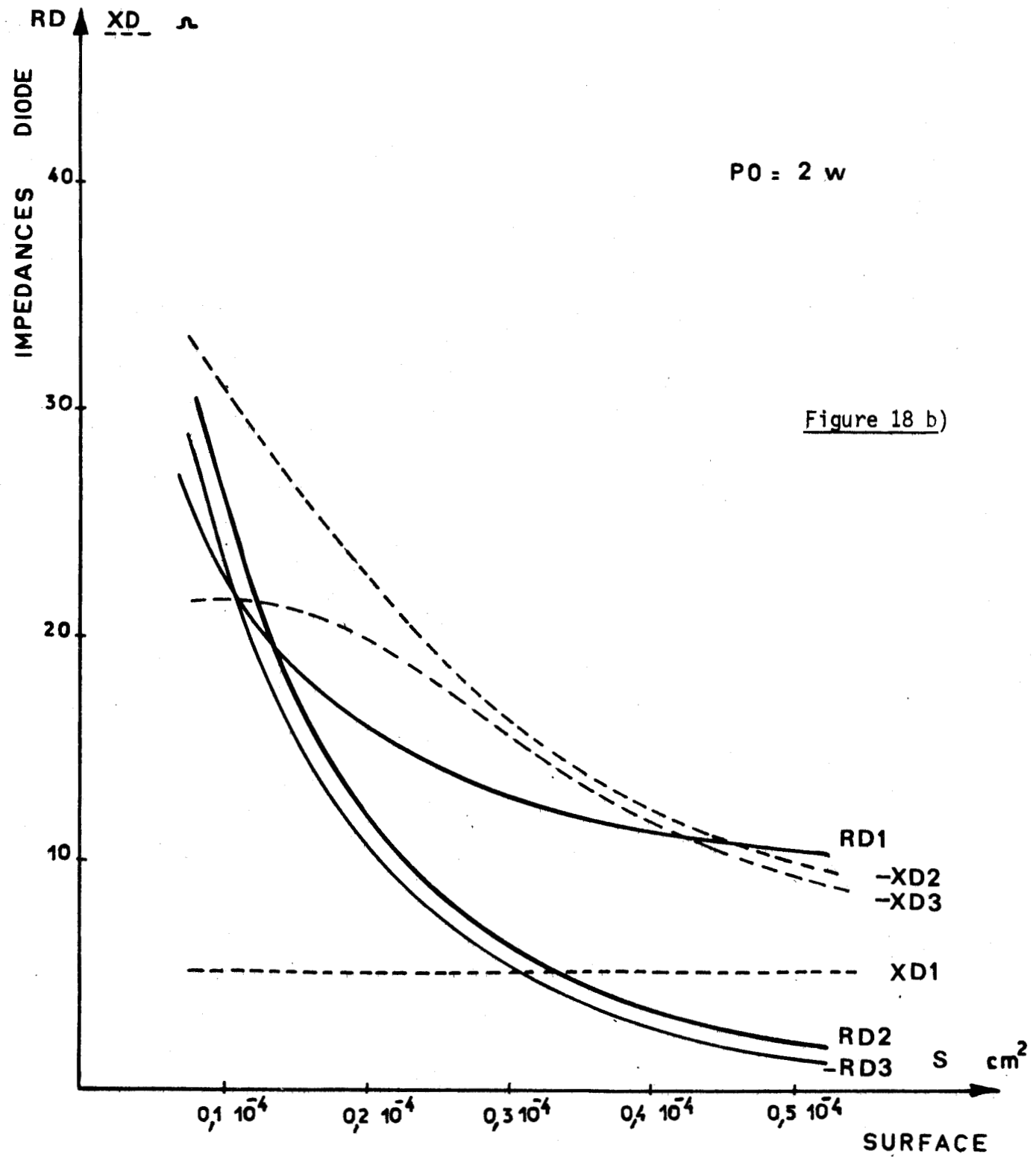
The fifth part of the book deals with the period of the Progressive Era and the early 20th century, from the beginning of the Progressive Era to the end of the First World War. It covers the period of the Progressive Era, the rise of the Progressive movement, and the impact of the First World War.

The sixth part of the book deals with the period of the Second World War and the post-war era, from the beginning of the Second World War to the present. It covers the period of the Second World War, the impact of the war, and the post-war era.



Figures 17 a), b) : Evolution des puissances utiles et des impédances de la diode en fonction du courant de polarisation.





Figures 18 a), b) : Variations des puissances utiles et des impédances de la diode en fonction de la surface.



Pour les fréquences F_1 et F_2 , les trois termes de cette expression sont positifs, mais le second décroît avec la surface S . Etant inversement proportionnel au carré de la fréquence, il est moins important à la fréquence F_2 qu'à la fréquence F_1 .

Pour la fréquence F_3 , le premier et le troisième terme sont négatifs, alors que le second terme est toujours positif. Comme il décroît avec la surface, la puissance émise P_3 est une fonction croissante de S .

La figure 18 b montre que la variation des impédances en fonction de la surface est très rapide, en particulier les résistances R_{D_2} et R_{D_3} diminuent rapidement. De ce fait, les puissances utiles P_{U_2} et P_{U_3} dépendent très fortement de la surface.

Il faut cependant noter que la variation de la puissance utile P_{U_3} présente un maximum beaucoup plus large que celui constaté avec une diode en régime d'oscillation [26].
Le maximum de puissance se situe ici entre $0,2 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$ et $0,3 \cdot 10^{-4} \text{ cm}^2$ ce qui correspond à des diamètres de 50 à 60 μ .

I.B-2 Insertion du composant dans un circuit hyperfréquence.

Dans l'étude précédente, nous avons étudié le fonctionnement du mélangeur à partir des champs E_1 , E_2 , E_3 aux différentes pulsations ω_1 , ω_2 , ω_3 . Nous en avons déduit les puissances mises en jeu au niveau du composant, en tenant compte éventuellement des résistances de pertes. L'étude de la structure semi-conductrice nous a permis de déterminer un composant donnant les performances optimales.

Nous nous proposons maintenant de placer ce composant dans un circuit hyperfréquence. Dans ce cas, les puissances O_L et F_I appliquées au système sont constantes ou croissantes et nous calculons la puissance BLS disponible, compte tenu des impédances Z_{C_1} et Z_{C_2} des circuits d'entrée. Ce calcul se fait à impédance de charge Z_{C_3} constante, et il est important de déterminer, dans un premier temps l'impédance de charge donnant les meilleurs résultats (§ I.B-2₁).

Cette impédance optimale étant connue, nous déterminons l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance à la fréquence intermédiaire (§ I.B-2₂).

I.B-2₁ CHOIX DU CIRCUIT DE CHARGE

Les puissances d'entrée appliquées au système PF₁ (FI) et PF₂ (OL) sont maintenues constantes. Nous supposons que les circuits d'entrée Z_{C1} et Z_{C2} sont adaptés aux impédances de la diode Z_{D1} et Z_{D2} (en tenant compte des résistances de pertes) :

$$RC_1 = R_{D1} + R_{S1} \qquad RC_2 = R_{D2} + R_{S2}$$

et

$$XC_1 = - X_{D1} \qquad XC_2 = - X_{D2}$$

Dans ces conditions, les puissances utiles PU₁ et PU₂ au niveau de la diode sont égales aux puissances fournies PF₁ et PF₂.

Nous avons vu au paragraphe précédent que la puissance émise est liée aux amplitudes des champs E2 et E3.

La figure 19a nous montre l'évolution de la puissance émise, compte tenu des pertes, en fonction du champ E2, lorsque la diode est soumise à des puissances d'entrée constantes. La puissance PU₃ augmente avec le champ E3 tant qu'il est inférieur à 4.10⁴ V/cm. Au-delà de cette valeur, la puissance émise tend vers une saturation, puis elle décroît rapidement, mettant en évidence un maximum pour un champ E3 de l'ordre de 5.10⁴ V/cm. Pour cette valeur de champ, nous pouvons déterminer l'impédance de la diode Z_{D3}, figure 19 b.

On constate que : $X_{D3} \approx X_{D2}$

$$|R_{D3}| \approx R_{D2}$$

Ce sont ces valeurs d'impédances que nous utilisons pour constituer le circuit de charge optimal :

$$RC_3 = -(R_{D3} + R_{S3})$$

$$XC_3 = - X_{D3}$$

Si nous considérons une diode de caractéristiques suivantes :

$$\delta = 0,5 \mu \qquad W - \delta = 0,6 \mu \qquad S = 50 \mu$$

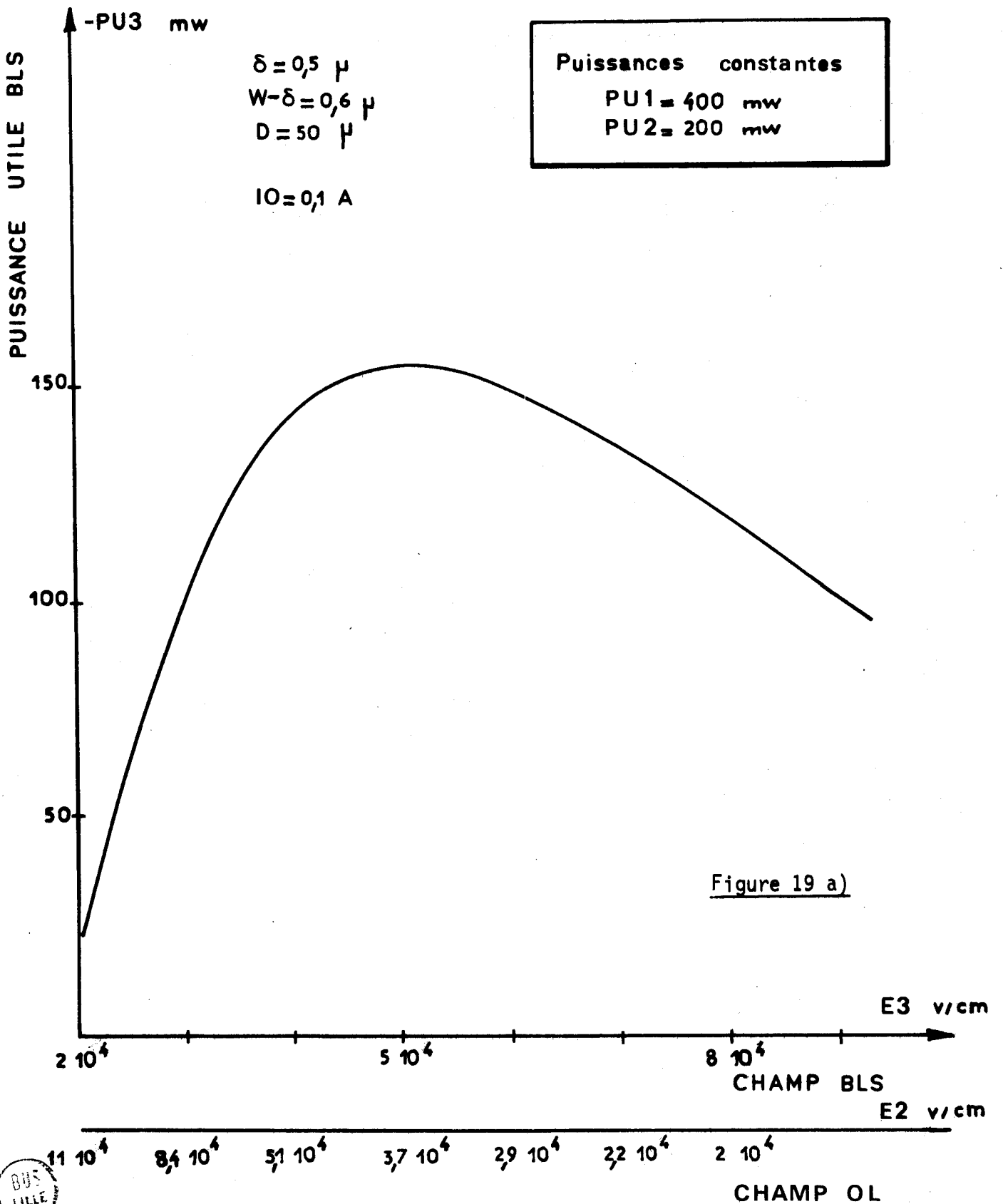


Figure 19 a) : Variation de la puissance utile BLS en fonction du champ E3.
 Puissances utiles FI et OL constantes.



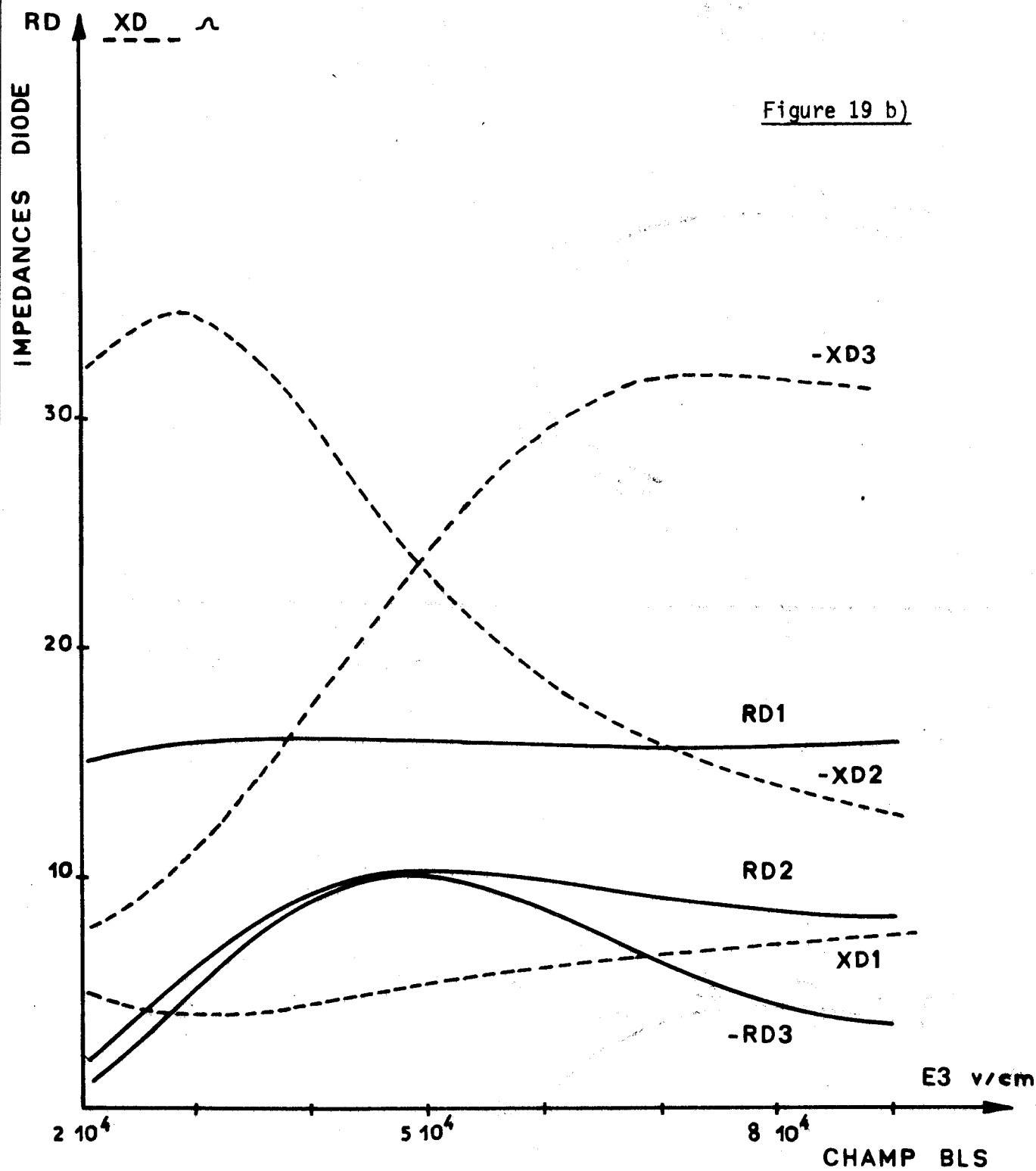


Figure 19 b) : Variation des impédances de la diode en fonction du champ E_3 .
Puissances utiles FI et OL constantes.



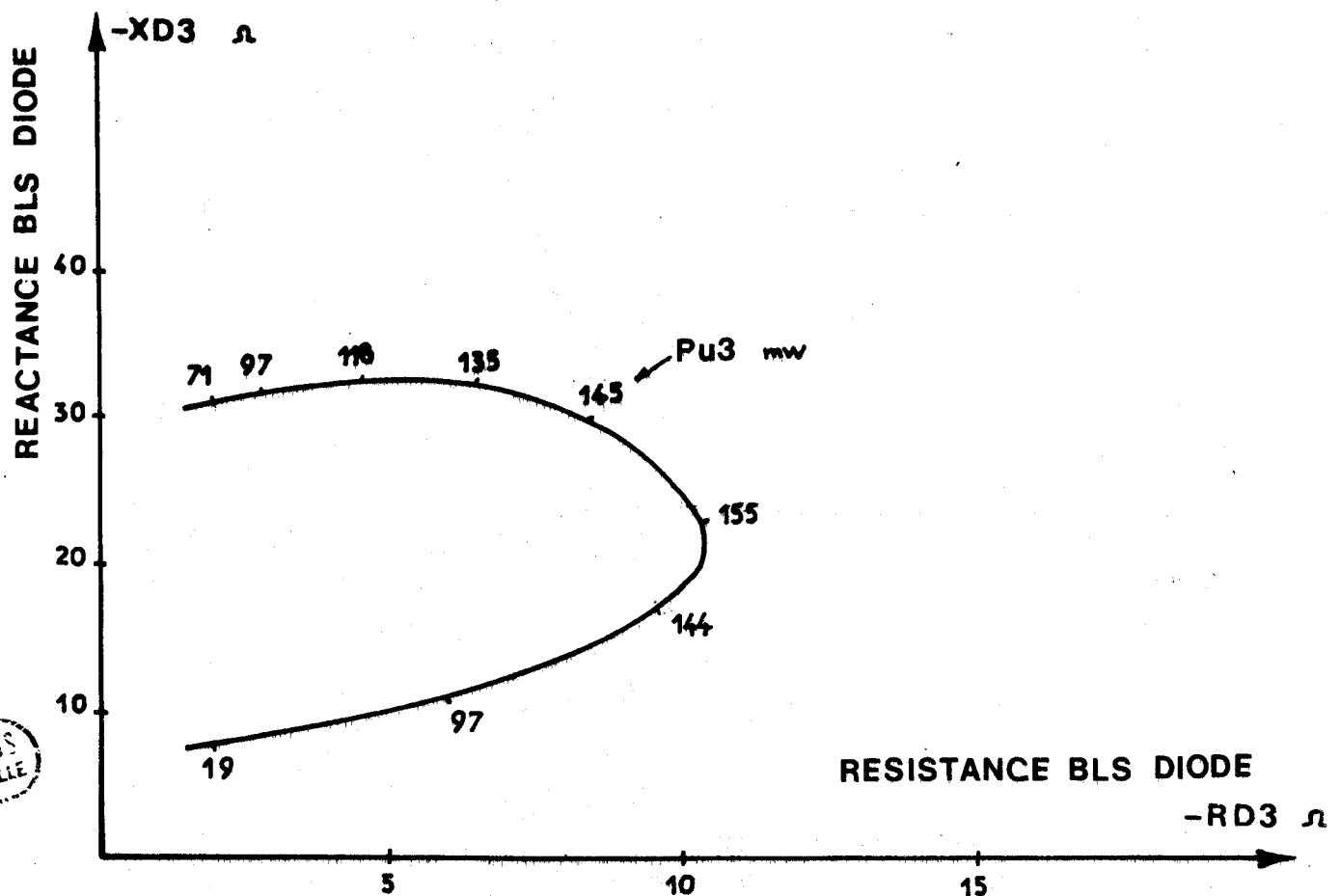
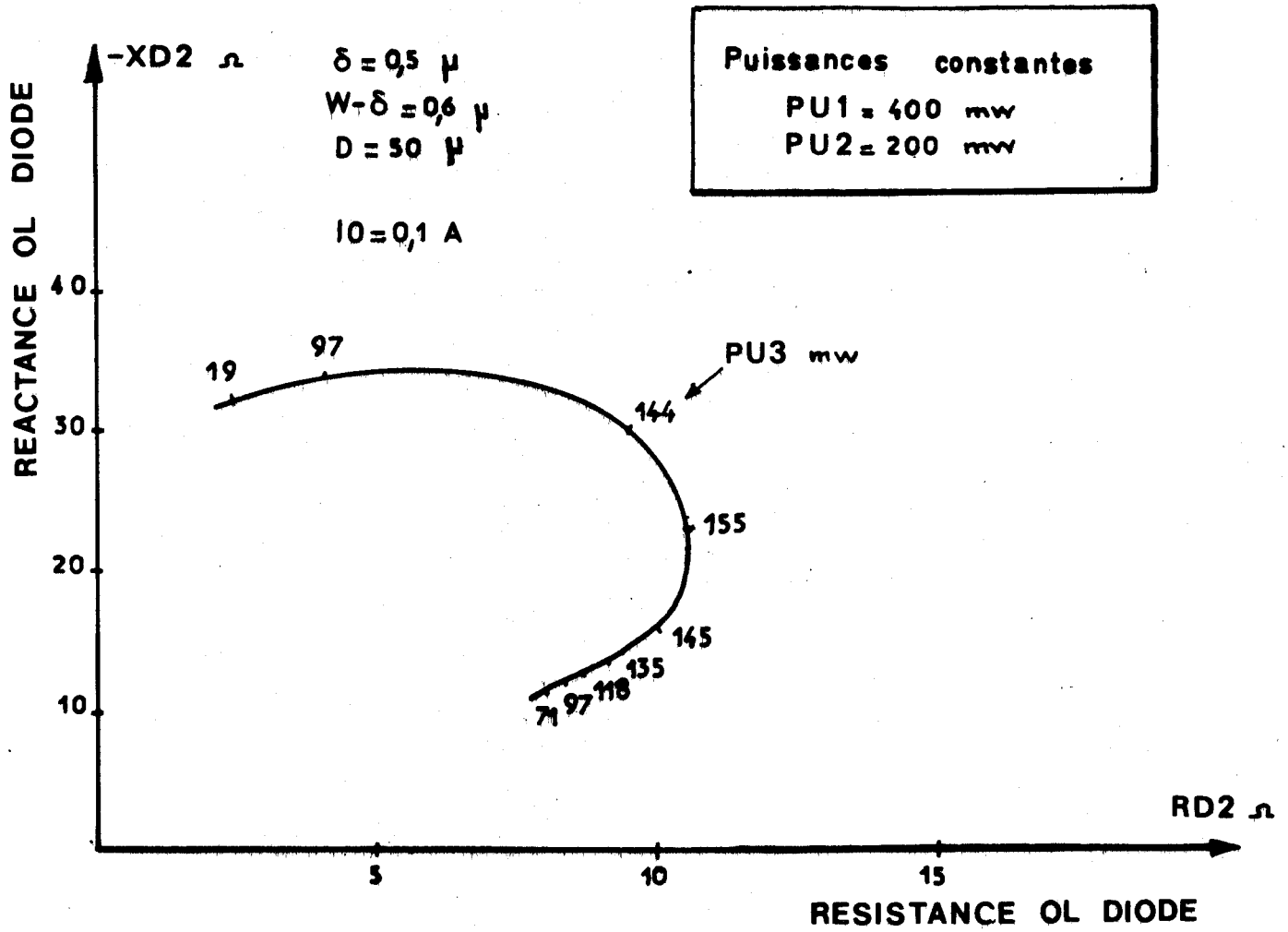


Figure 19 c) : Variation des impédances OL et BLS de la diode en fonction de la puissance utile BLS.

soumise à des puissances d'entrées $P_{U_1} = 400 \text{ mW}$ et $P_{U_2} = 200 \text{ mW}$, avec un courant de polarisation I_0 de 100 mA, nous obtenons une impédance de charge optimale Z_{C_3} telle que

$$R_{C_3} = 9,4 \Omega$$

$$X_{C_3} = 24 \Omega$$

Remarquons que les impédances Z_{D_2} et Z_{D_3} sont pratiquement égales (du moins en module) (figures 19 b et 19 c). Un même circuit hyperfréquence peut être utilisé comme circuit d'entrée de l'oscillateur local et comme circuit de charge à la fréquence transposée à condition de présenter les mêmes impédances aux fréquences F2 et F3 ce qui, compte tenu de leur écart, n'est pas essentiellement évident.

I.B-2₂ VARIATIONS DE LA PUISSANCE ET DE LA PHASE DU SIGNAL DE SORTIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE A LA FREQUENCE INTERMEDIAIRE.

Dans notre étude, nous souhaitons nous rapprocher le plus possible des conditions pratiques de fonctionnement. C'est dans ce but qu'une procédure de calcul numérique a été étudiée. Ainsi, il est possible de tenir compte des impédances des circuits d'entrée Z_{C_1} et Z_{C_2} et du circuit de charge Z_{C_3} . On peut donc connaître le comportement du système en fonction des puissances réellement appliquées. La difficulté vient surtout du temps de calcul qui est relativement long et cette contrainte nous incite à ne poursuivre notre étude qu'en fonction de paramètres significatifs pour un mélangeur d'émission.

Nous avons choisi d'étudier ici l'influence de la puissance d'entrée à la fréquence intermédiaire (F1) sur la puissance et la phase du signal de sortie (F3), car l'information est transportée à cette fréquence.

D'autres études sont possibles, en particulier l'influence du circuit de charge sur la puissance disponible, pour un composant donné [27]. Compte tenu des remarques précédentes, nous ne vérifions ici que le fonctionnement dynamique du mélangeur.

La variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée FI est donnée figure 20 a. La croissance est pratiquement linéaire pour des puissances d'entrée faibles, 150 mW. Au delà de ce niveau, une saturation de la puissance de sortie apparaît. A 1 dB de compression de gain, la puissance d'entrée est de 150 mW et la puissance de sortie de 110 mW.

Nous avons représenté sur la figure 20 b la variation des impédances en fonction de la puissance d'entrée. Si les résistances demeurent pratiquement constantes, il n'en est pas de même des réactances qui décroissent fortement. A puissance fournie PF_2 constante, la puissance réellement consommée PU_2 par la diode augmente donc modérément.

Nous pouvons tracer la variation de la phase de sortie en fonction de la puissance d'entrée, en maintenant la phase d'entrée et la phase de l'oscillateur local constantes. Cette variation est donnée figure 21 où nous avons reporté à nouveau l'évolution de la puissance de sortie. La phase du signal de sortie décroît avec la puissance : elle présente un minimum pour une puissance de 22 dBm, puis croît à nouveau avec la puissance d'entrée. On ne peut pas tirer une conclusion définitive de ce résultat. La variation de la phase est fonction des impédances de charge et il est possible d'autre part qu'elle décroisse lorsque le système est fortement saturé : une vérification de ce comportement est à l'étude.

Cette variation relativement importante de la phase de sortie, entraîne évidemment une conversion AM-PM assez élevée comme le montre la figure 22. Elle reste inférieure à $2^\circ/\text{dB}$ pour des puissances d'entrée de l'ordre de 24 dBm. Au-delà de cette valeur, elle croît très fortement. Le taux de conversion global, c'est à dire tenant compte des circuits d'entrée, est de -1,4 dB pour une puissance d'entrée de 24 dBm. C'est un résultat non négligeable qui montre bien l'intérêt de ce dispositif.

Nous souhaitons vérifier le comportement dynamique du système en étudiant la variation de la phase de sortie en fonction de la phase d'entrée. Nous savons que, pour un point de fonctionnement donné, il y a toujours corrélation des phases des champs aux différentes fréquences. Il est important de vérifier que cette corrélation existe également entre les phases des signaux d'entrée et de sortie :

Traitement numerique du systeme : Diode + Circuits

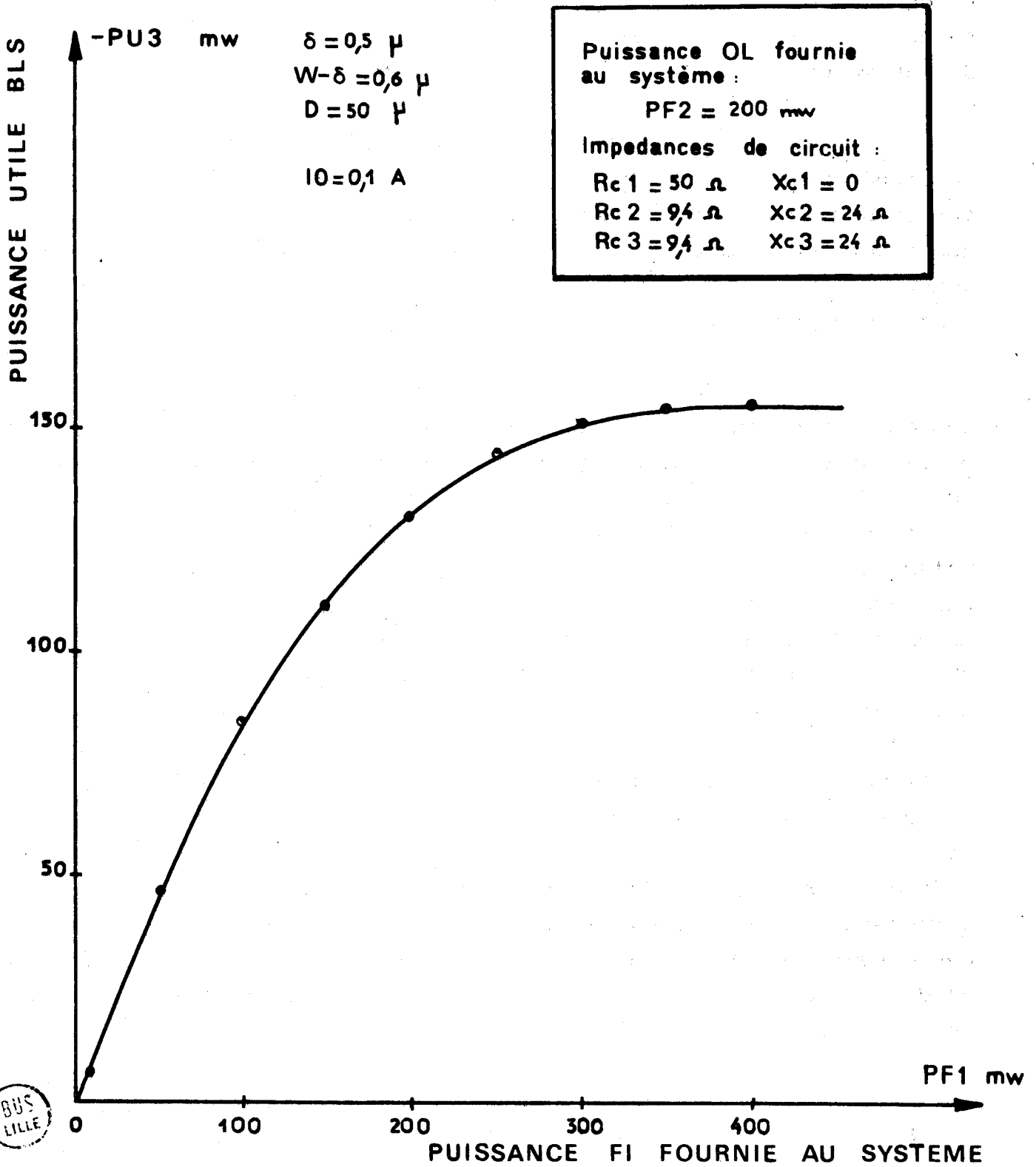


Figure 20 a) : Variation de la puissance BLS en fonction de la puissance FI fournie au systeme.

Puissance OL constante.



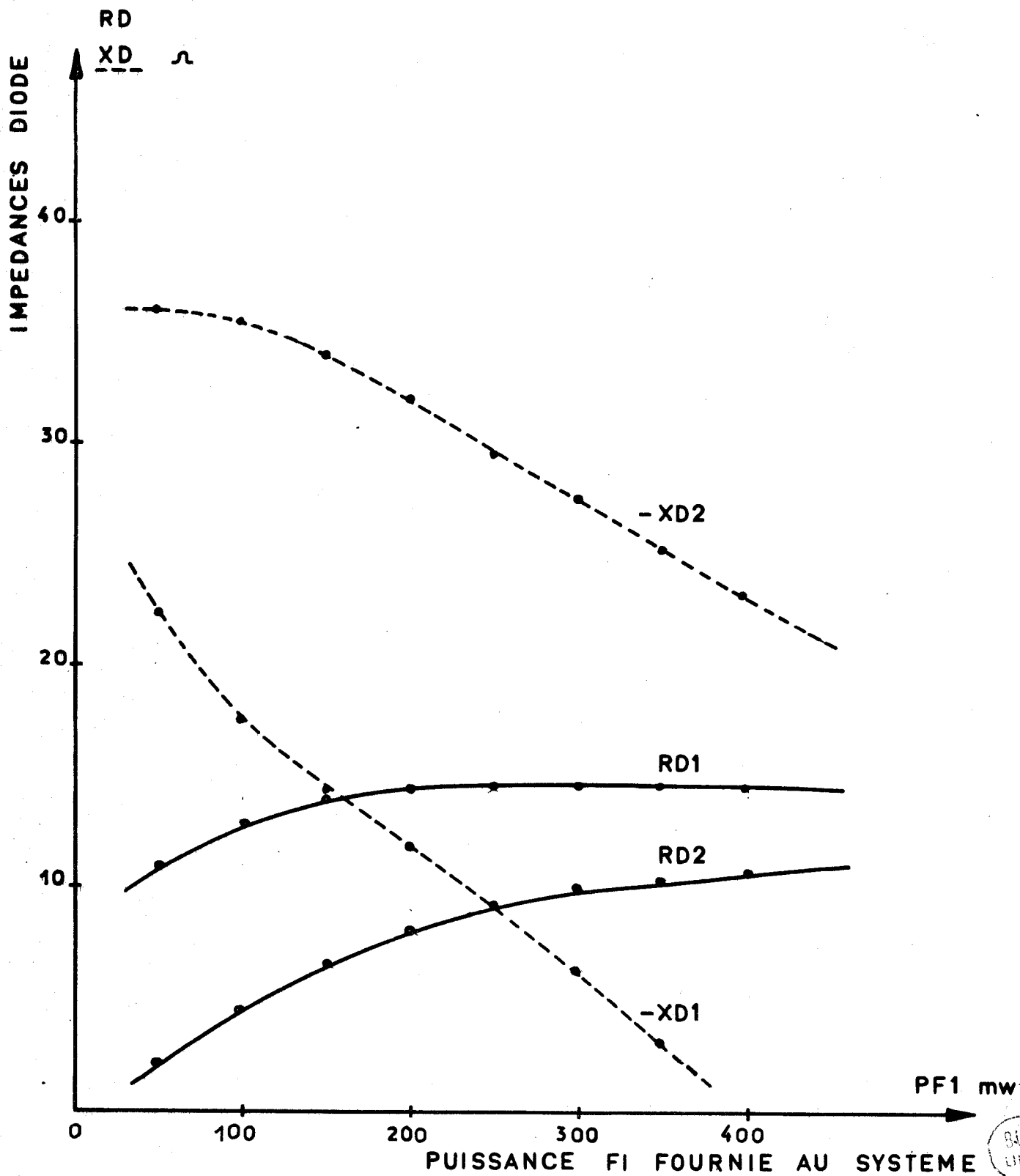


Figure 20 b) : Variation des impédances FI et OL de la diode en fonction de la puissance FI fournie au système.
Puissance OL constante.

Puissance OL constante
 PF2 = 23 dBm
 Phases d'entrée nulles
 $\phi_{e1} = 0$ $\phi_{e2} = 0$

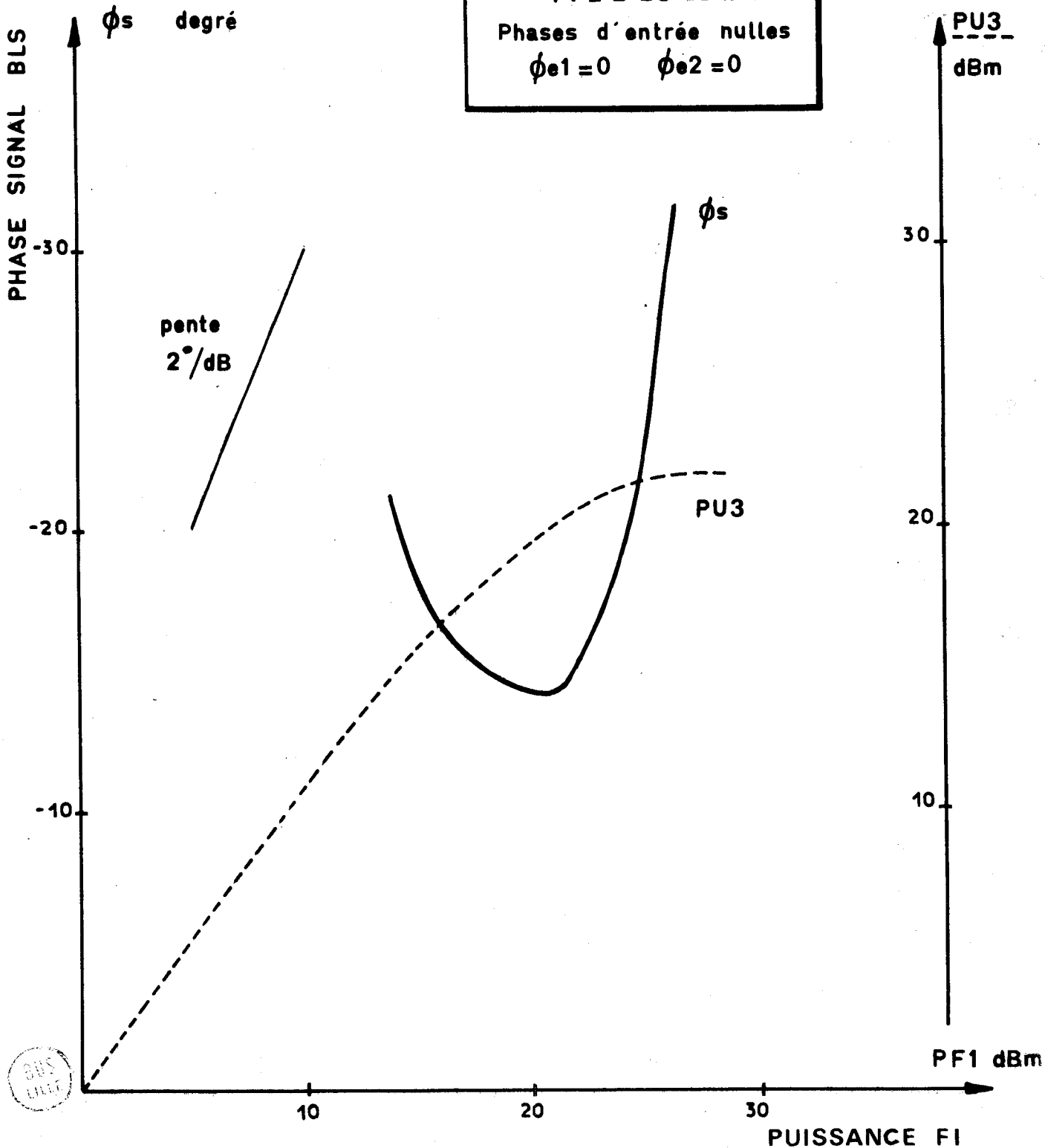


Figure 21 : Variations de la puissance et de la phase du signal de sortie en fonction de la puissance FI fournie au système.
 Puissance OL constante.

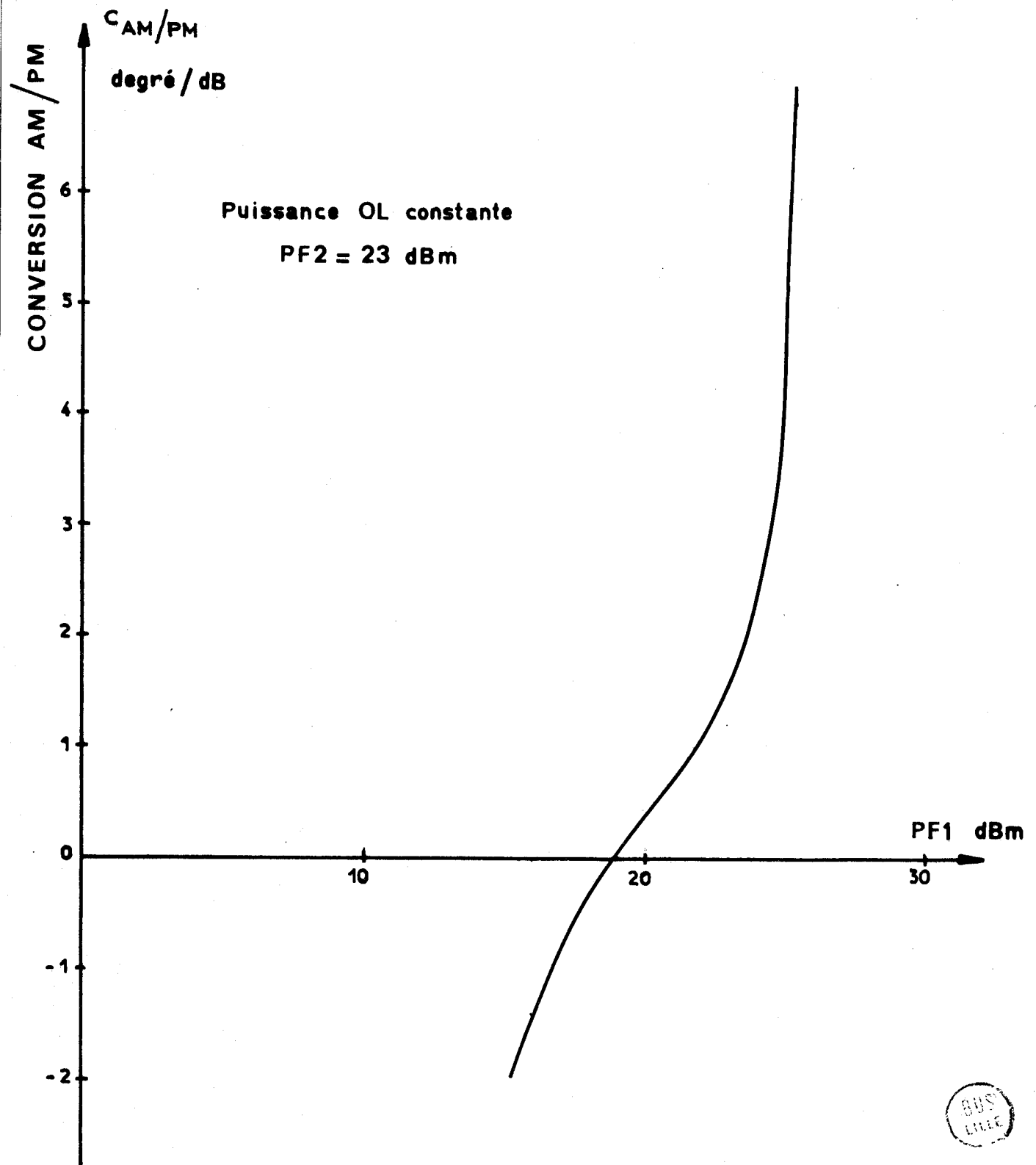


Figure 22 : Evolution du taux de conversion AM/PM en fonction de la puissance FI fournie au système.
 Puissance OL constante.



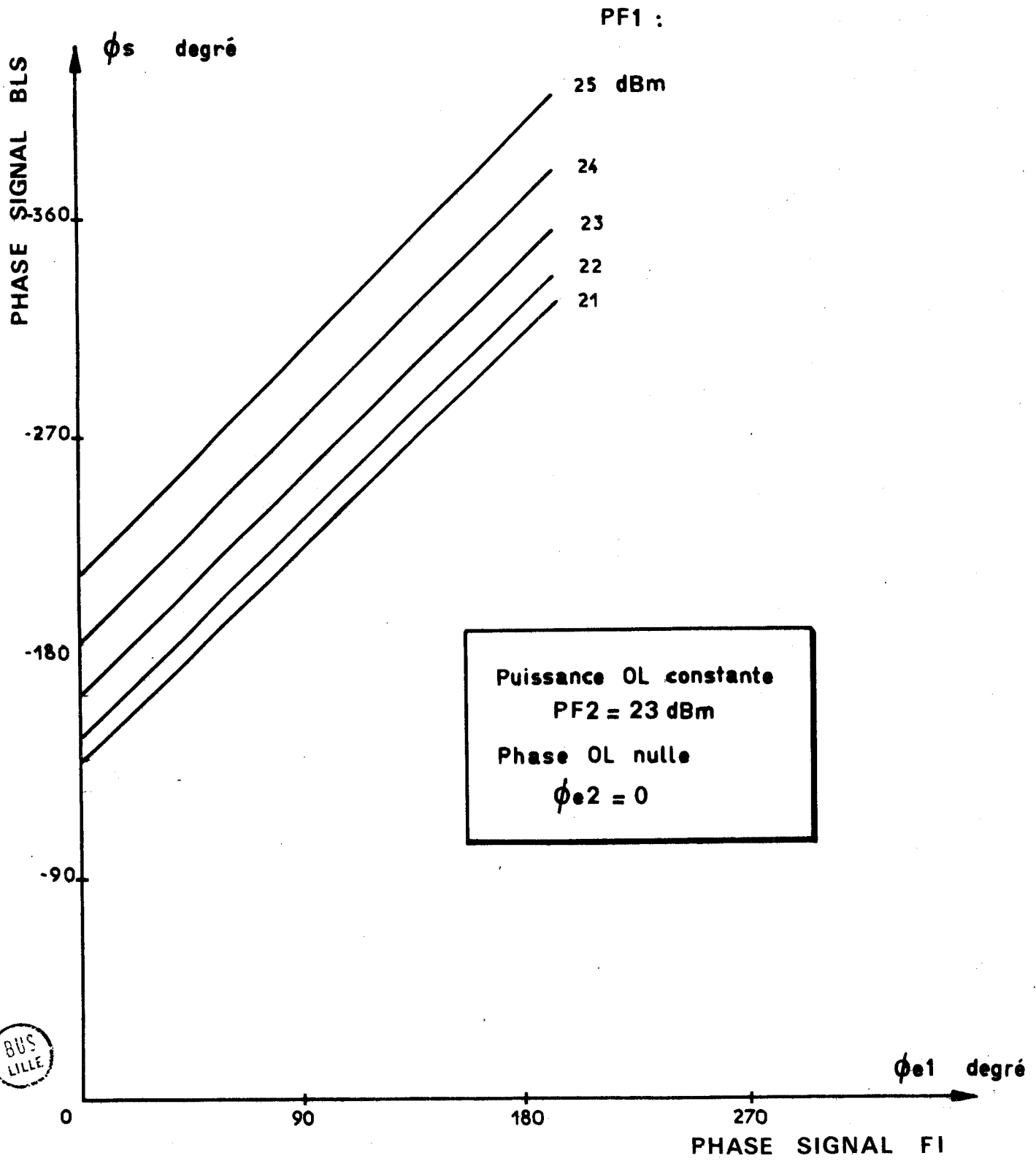


Figure 23 : Variation de la phase du signal de sortie en fonction de la phase du signal d'entrée FI.
 Phase OL nulle.

pour un point de fonctionnement donné, nous avons effectué une variation aléatoire de la phase d'entrée (la phase de l'oscillateur local étant constante). On constate que la phase de sortie suit parfaitement les variations de la phase d'entrée. L'ordonnée à l'origine de ces droites dépend de la puissance d'entrée, comme nous l'avons montrée sur la figure 23.

Dans ce paragraphe où nous avons considéré le composant placé dans un circuit hyperfréquence, et étudié le fonctionnement du système complet, l'étude de la variation de la puissance émise en fonction de la puissance d'entrée nous montre que l'utilisation du mélangeur en télécommunications est possible. La linéarité de la variation de la puissance de sortie, à faibles puissances d'entrée, est intéressante dans le cas où le signal FI est modulé en amplitude. Des niveaux de sortie plus importants peuvent être obtenus avec une faible conversion AM/PM mais au détriment de la linéarité de la variation de la puissance émise. Cette zone de fonctionnement est utilisable dans le cas d'une modulation en phase du signal FI.

I.B-3 Conclusion de l'étude théorique

Les principaux résultats que nous venons d'analyser ont été obtenus par simulation numérique du système complet : diode + circuits hyperfréquences. Cette procédure constitue le point de départ d'une étude numérique et des perfectionnements sont envisagés dans le but de minimiser les temps de calcul. Nous avons cependant appliqué ce traitement numérique à un modèle relativement simple dans le but d'effectuer une recherche prospective des performances. Il faut cependant rappeler les principaux points de l'étude théorique, à partir desquels une orientation convenable des travaux a pu être donnée :

- la non linéarité du taux d'ionisation $\alpha(E)$ est l'élément essentiel du mélange des signaux.
- de ce fait, il n'est pas nécessaire d'avoir un champ E_1 pour que le mélange se produise très élevé : le système fonctionne en générateur de courant à la fréquence intermédiaire.

L'adjonction d'une zone de transit permet d'obtenir une puissance de sortie plus importante (environ 300 mW compte tenu des pertes) et un taux de conversion supérieur à 1. La surface de la diode et notamment la résistance des pertes série, minimise cependant la croissance de la puissance de sortie. L'étude du composant seul permet donc de définir une structure semi-conductrice donnant les meilleurs résultats.

Nous plaçons ensuite ce composant dans un circuit hyperfréquence de façon à étudier le comportement d'un système plus réaliste. On constate la croissance linéaire de la puissance de sortie pour une puissance d'entrée de l'ordre de 150 mW. L'étude de la variation de la phase est intéressante mais doit être cependant développée de façon à montrer l'influence du circuit de charge.

CHAPITRE II

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

C H A P I T R E . . . I I

ETUDE EXPERIMENTALE

La réalisation expérimentale d'un transposeur de fréquences dans la gamme d'ondes millimétriques a été effectuée parallèlement à l'étude théorique. C'est d'abord le problème du choix du circuit hyperfréquence qui est envisagé : les performances sont évidemment primordiales mais la facilité de réglage et l'intégration rapide du système dans un ensemble de télécommunications, sont des facteurs également importants.

L'ordre de grandeur des puissances émises en fonction des puissances fournies est ensuite étudié pour différents types de diodes. Un point de fonctionnement intéressant étant obtenu, une étude dynamique est envisagée, montrant l'intérêt pratique du système en télécommunications.

II.A - CHOIX DU CIRCUIT HYPERFREQUENCE =====

Deux circuits sont possibles :

- un circuit en réflexion, qui est le plus utilisé pour d'autres modes de fonctionnement (oscillation, multiplication, amplification).
- un circuit en transmission qui, nous le verrons, présente des avantages certains pour un transposeur de fréquences.

Quelque soit le modèle utilisé, il y a des critères communs à respecter si l'on veut obtenir un fonctionnement optimum. Ces points sont d'ailleurs les mêmes qu'en multiplication et nous ne les citerons que pour mémoire :

- * La puissance à la fréquence intermédiaire (FI) doit être appliquée en totalité sur le composant.
- * Il en est de même de la puissance de l'oscillateur local (O.L), qui de plus ne doit pas être réinjectée dans le circuit F.I.
- * Enfin, il faut que la puissance générée (BLS) soit maximum. Il est nécessaire d'assurer un découplage correct entre les deux circuits O.L, BLS, ce qui peut présenter des difficultés compte tenu du faible écart de fréquence entre F_2 (OL) et F_3 (BLS). Il est confirmé, soit dans les publications techniques [28] à [30], soit par les expériences propres du laboratoire [31], [14], qu'une transition coaxiale guide donne le plus de souplesse d'utilisation et répond en partie aux points cités précédemment.

II.A-1 Circuit en réflexion

La figure 24 nous donne une configuration classique d'un circuit en réflexion. La diode reçoit le courant de polarisation I_0 , et le signal FI (fréquence F_1 , puissance P_1) par l'intermédiaire d'une ligne coaxiale. L'utilisation d'un circulateur permet d'appliquer la puissance OL (Fréquence F_2 , Puissance P_2) et de recueillir le signal transposé (Fréquence F_3 , Puissance P_3). En fait, le spectre de fréquences obtenu après le mélange, contient outre la fréquence transposée et la fréquence de l'oscillateur local, toutes les fréquences parasites correspondant aux différents battements possibles. Un filtrage est donc éventuellement effectué pour séparer ces différentes fréquences. Dans le cas d'utilisation de ce système mélangeur dans un répéteur de télécommunications, ce filtrage peut être effectué par les filtres nécessaires au multiplexage des différents canaux.

Le signal FI est appliqué sur le composant par la ligne coaxiale servant également à la polarisation. L'impédance de la diode à la fréquence F_1 variant avec le niveau, il est impossible d'obtenir une adaptation d'impédances correcte. Des dispositifs annexes d'adaptation ne facilitent pas les réglages surtout si l'on effectue une

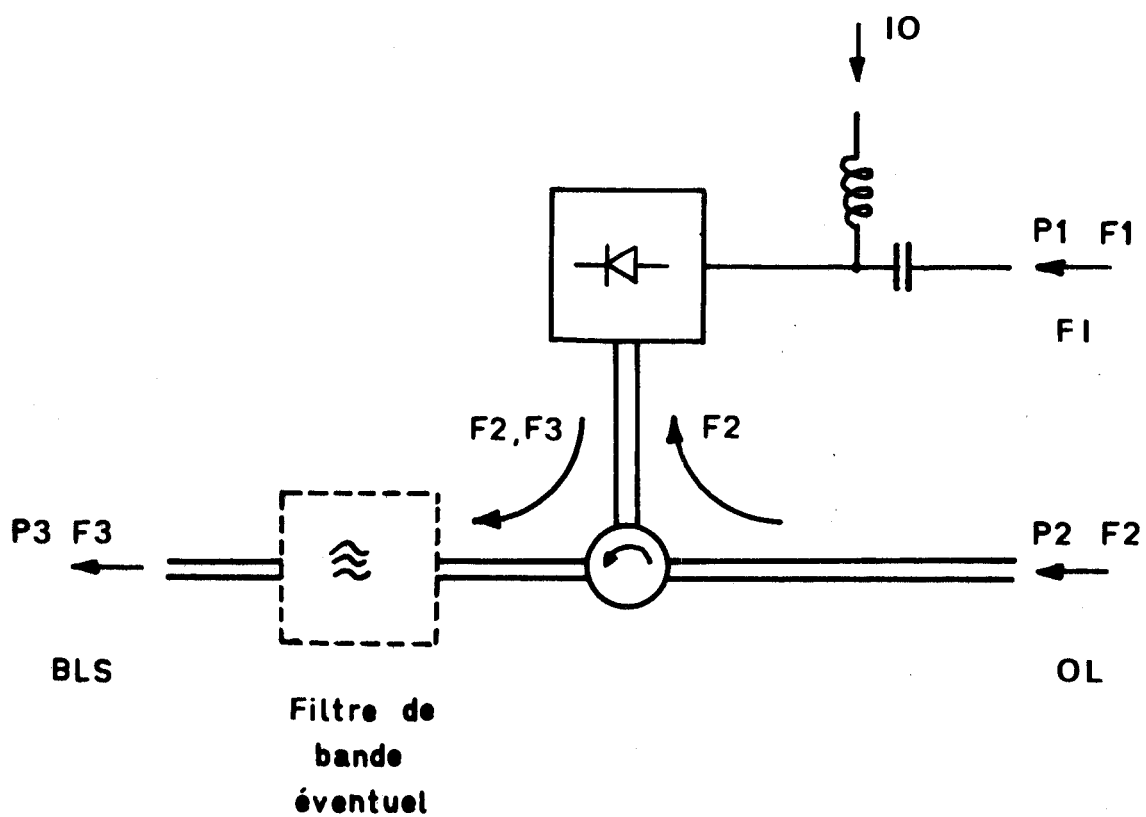


Figure 24 : Configuration classique d'un mélangeur en réflexion

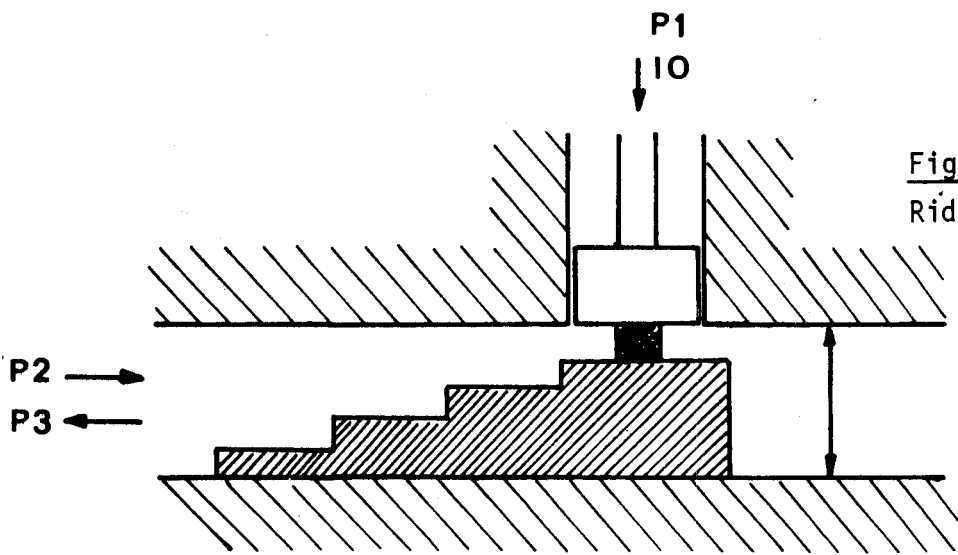


Figure 25 a) :
Ridge

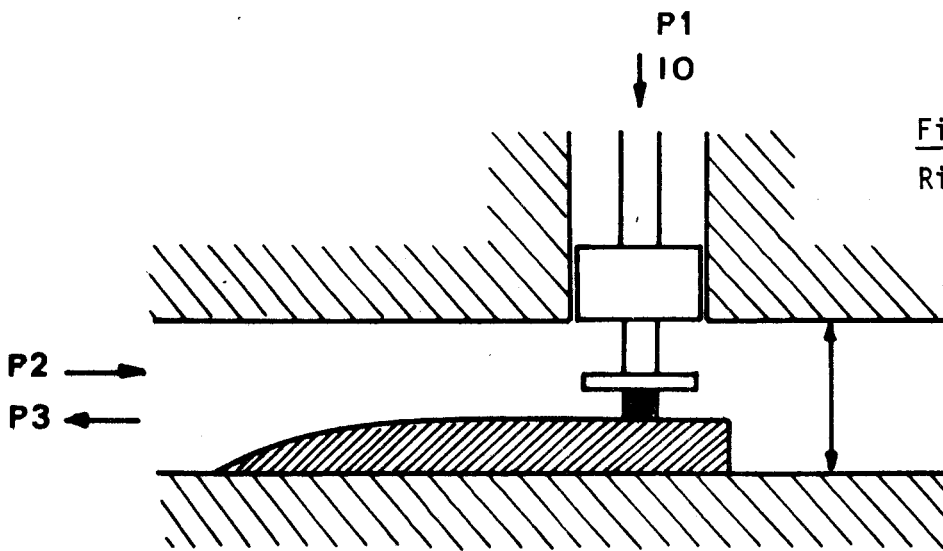


Figure 25 b) :
Ridge et cap plat

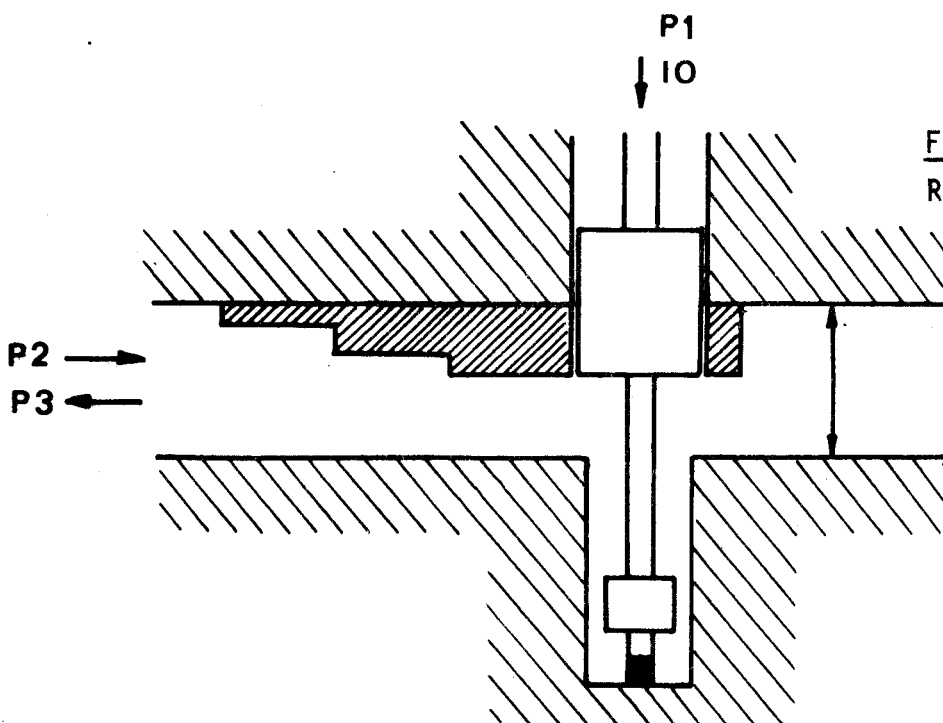


Figure 25 c) :
Ridge et transition coaxiale-
guide

Figures 25 a), b), c) : Dispositifs connus permettant de diminuer l'impédance
vue par la diode.



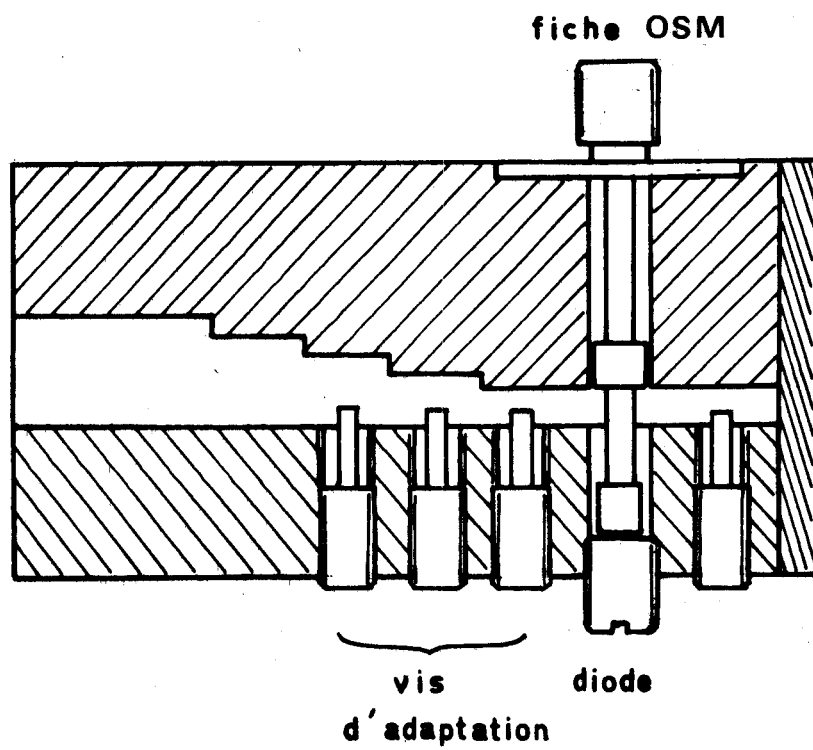
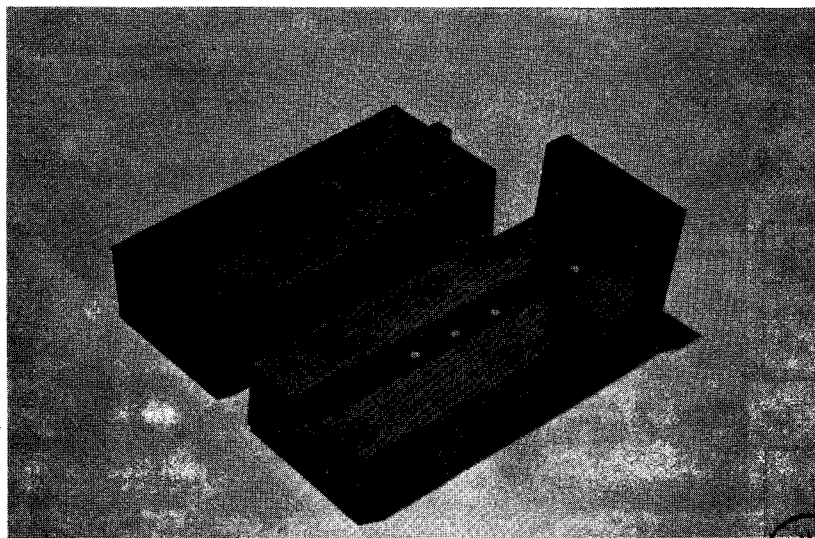
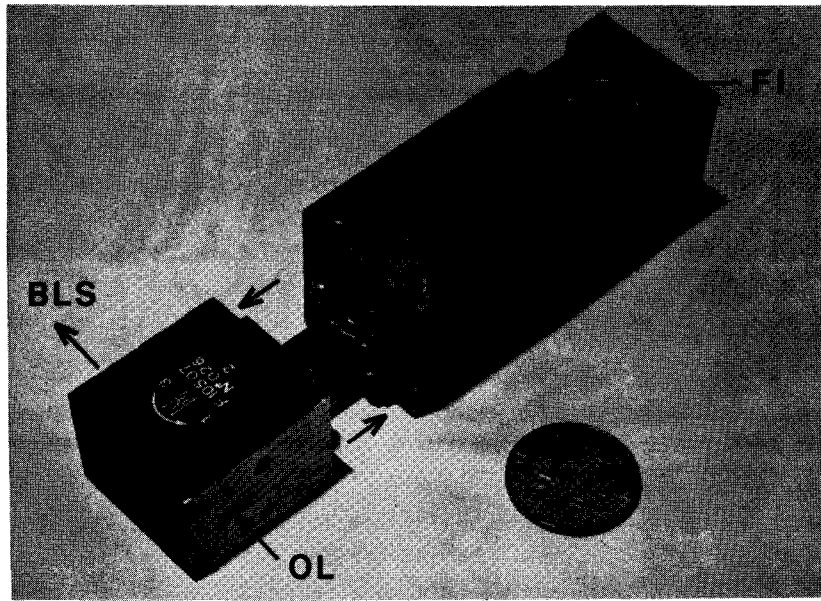


Figure 26 : coupe de la cellule utilisée en réflexion.



BUS
LILLE

REALISATION PRATIQUE DE LA CELLULE HYPERFREQUENCE
UTILISEE EN REFLEXION.

"wobulation" de la fréquence intermédiaire. On assure néanmoins un découplage entre les fréquences F2 (OL), F3 (BLS) et la fréquence F1 par un tronçon de ligne de longueur $\lambda_g/4$ de faible impédance caractéristique.

L'application de la puissance OL sur le composant et l'extraction de la puissance BLS sont plus délicates du fait des faibles valeurs des impédances à ces fréquences. Les figures 25 a) b) c) nous montrent différents dispositifs connus permettant de diminuer l'impédance vue par la diode : guide sous-dimensionné, cavité localisée, transition coaxiale-guide [32][31]. La figure 26 nous montre en coupe la cellule hyperfréquence utilisée dans ce circuit en réflexion.

II.A-2 Circuit en transmission

Ce circuit est peu utilisé en amplification à cause du mauvais découplage entrée-sortie. Par contre, il semble très intéressant en transposition de fréquences. En effet, l'utilisation de filtres étant nécessaire, il est utile de les placer judicieusement par rapport à la diode de façon à constituer des circuits d'entrée et de sortie pratiquement indépendants.

La figure 27.a nous montre la configuration du circuit en transmission et la disposition des filtres accordés respectivement sur les fréquences F2 (OL) et F3 (BLS). Pour la fréquence F2, le filtre de sortie se présente comme un court-circuit. Tout se passe comme si la diode était placée dans une monture avec un plan court-circuit comme le montre la figure 27.b. Le même principe est utilisé pour la fréquence F3, figure 27.c. Pour toute fréquence autre que F2 et F3, le circuit se présente comme une cavité de faible dimension si les entrées de chacun des filtres sont très proches du conducteur central. La nécessité de placer des vis d'accord entraîne une difficulté technologique et impose de placer les filtres à une distance plus grande qu'on ne le désire.

La figure 28 nous donne en coupe la disposition des filtres et leur intégration possible dans la cellule contenant la diode. Contrairement au montage en réflexion, ces filtres sont obligatoires et, dans le cas d'utilisation dans un répéteur, le filtre de sortie peut faire double emploi avec les filtres utilisés pour le multiple-usage des canaux de transmission.

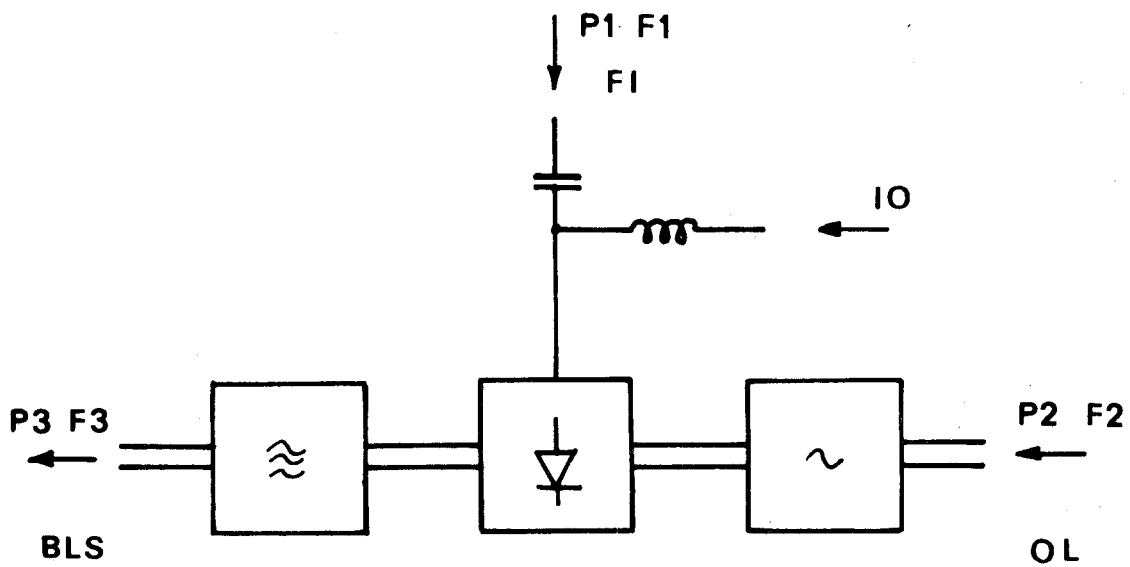


Figure 27 a) : Configuration classique d'un mélangeur en transmission.

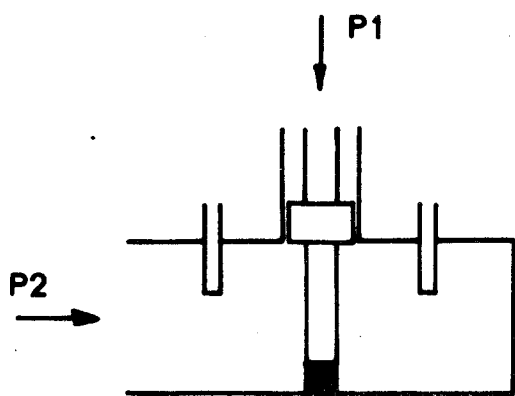


Figure 27 b)

Comportement de la cellule en transmission à fréquence de l'oscillateur local F2

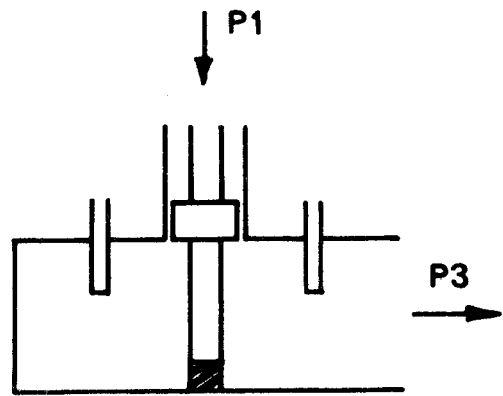


Figure 27 c)

Comportement de la cellule en transmission à la fréquence transposée F3



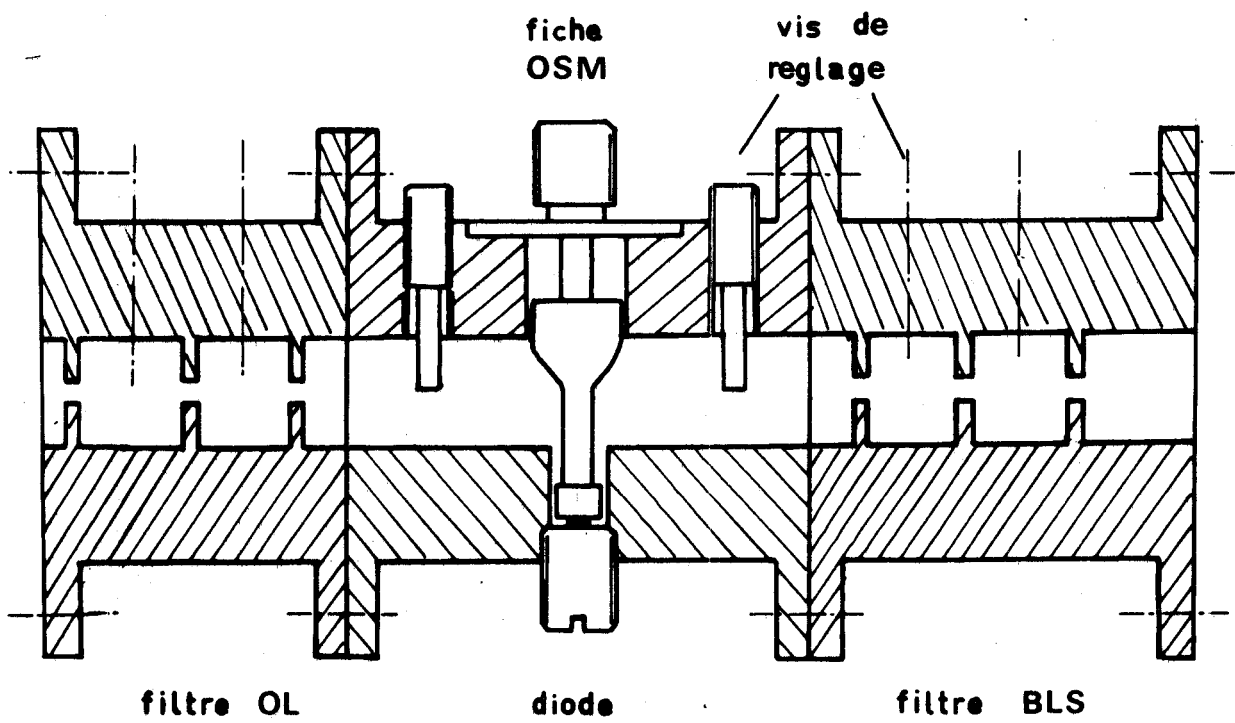
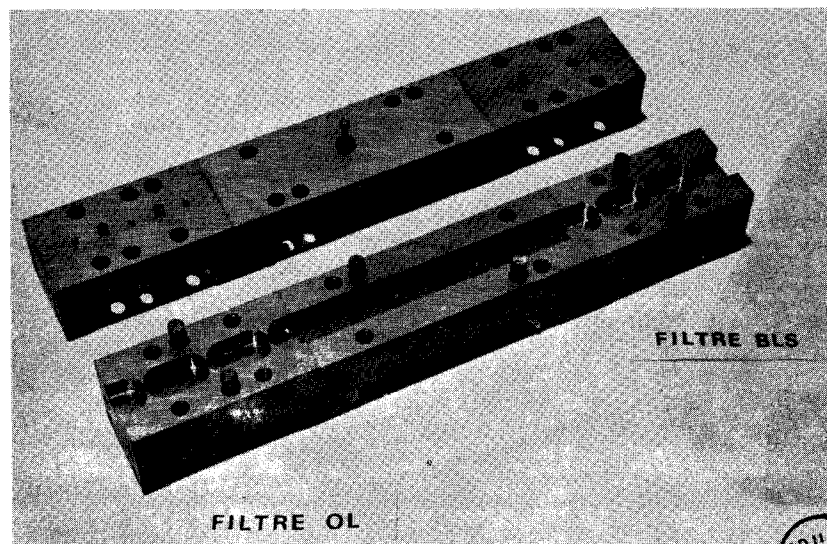
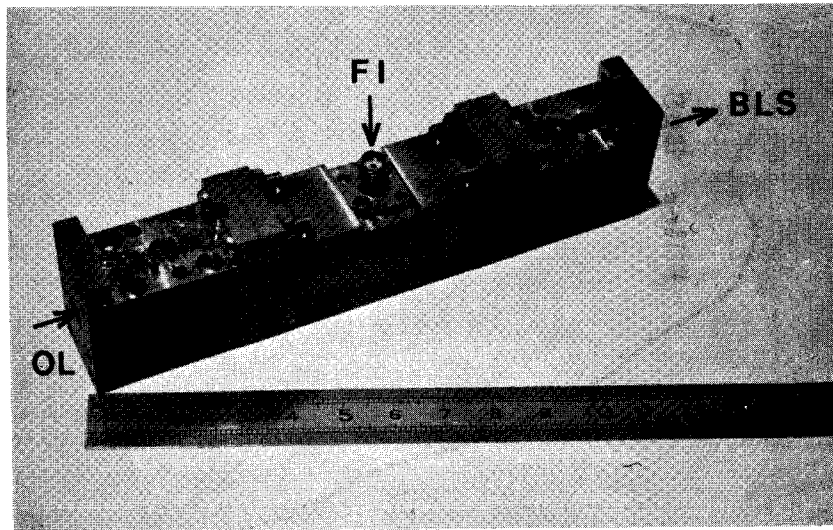


Figure 28 : Coupe de la cellule utilisée en transmission.



REALISATION PRATIQUE DE LA CELLULE HYPERFREQUENCE
UTILISEE EN TRANSMISSION.

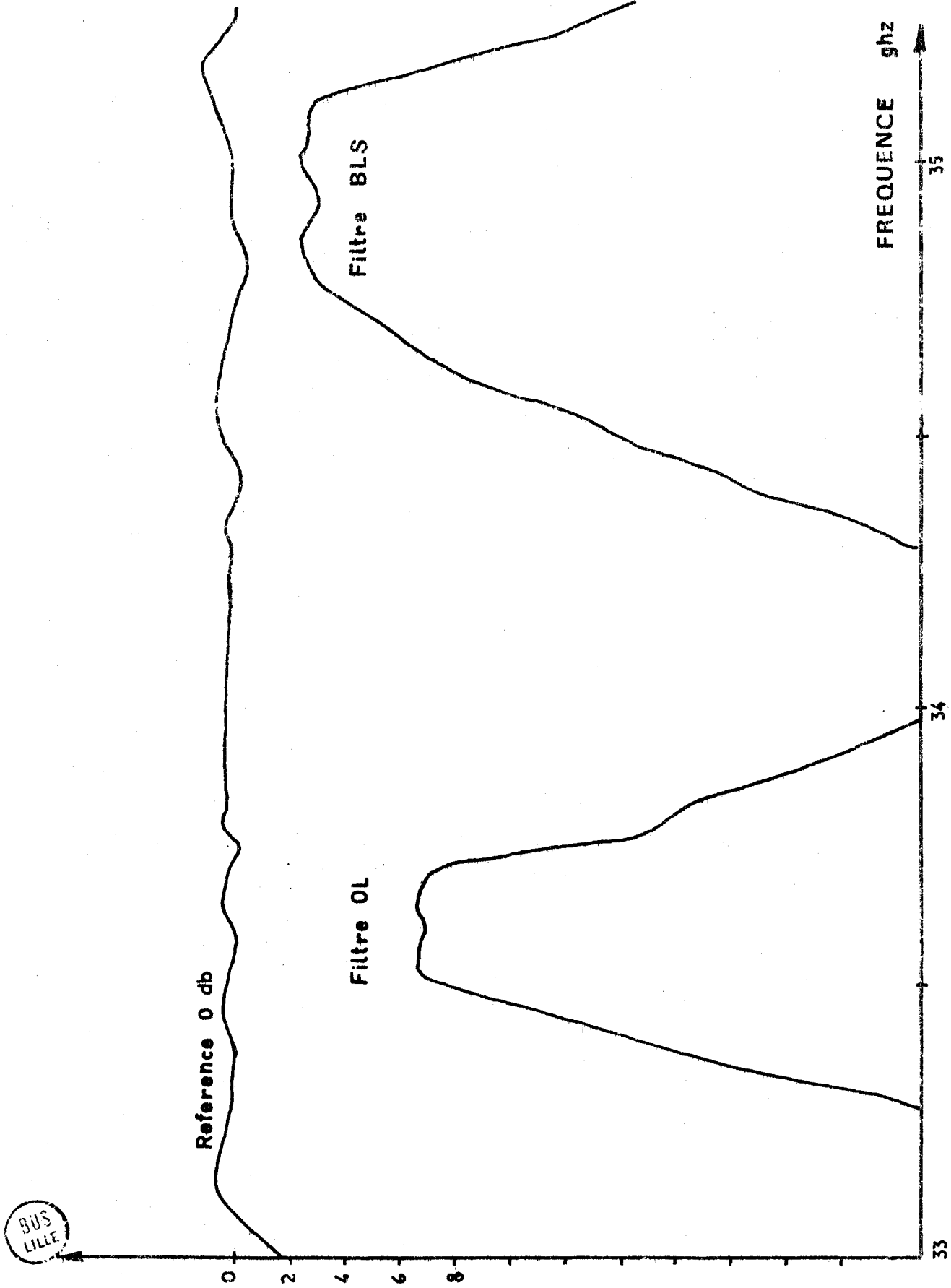


Figure 29 : Réponses en fréquence des filtres OL et BLS.

Le passage de la structure guide à la structure coaxiale s'effectue ici par une transition analogue à un "bouton de porte". En fait, le découplage nécessaire au circuit de polarisation détruit la continuité des lignes de courant dans la paroi du guide. On ne peut donc pas espérer obtenir un couplage parfait du coaxial au guide. Il serait possible d'utiliser un guide sous-dimensionné et une transition coaxiale guide, mais la transition du guide réduit au guide normal, nous oblige à placer les filtres très loin du conducteur central et les bandes passantes obtenues seraient beaucoup moins importantes.

Pour ce circuit, la réalisation de filtres a été nécessaire. Les fréquences d'utilisation ($F_0 \approx 35$ GHz) et la bande passante souhaitée (≈ 400 MHz) imposent des dimensions d'iris extrêmement faibles [33][34] ; de plus, il faut pouvoir les ajuster afin d'obtenir une adaptation suffisante. La réalisation de filtres à iris est donc délicate et ce sont surtout les pertes d'insertion qui deviennent importantes. La figure 29 nous montre la bande passante des filtres réalisés.

BUS
LILLE

== Structure guide
 --- Structure coaxiale

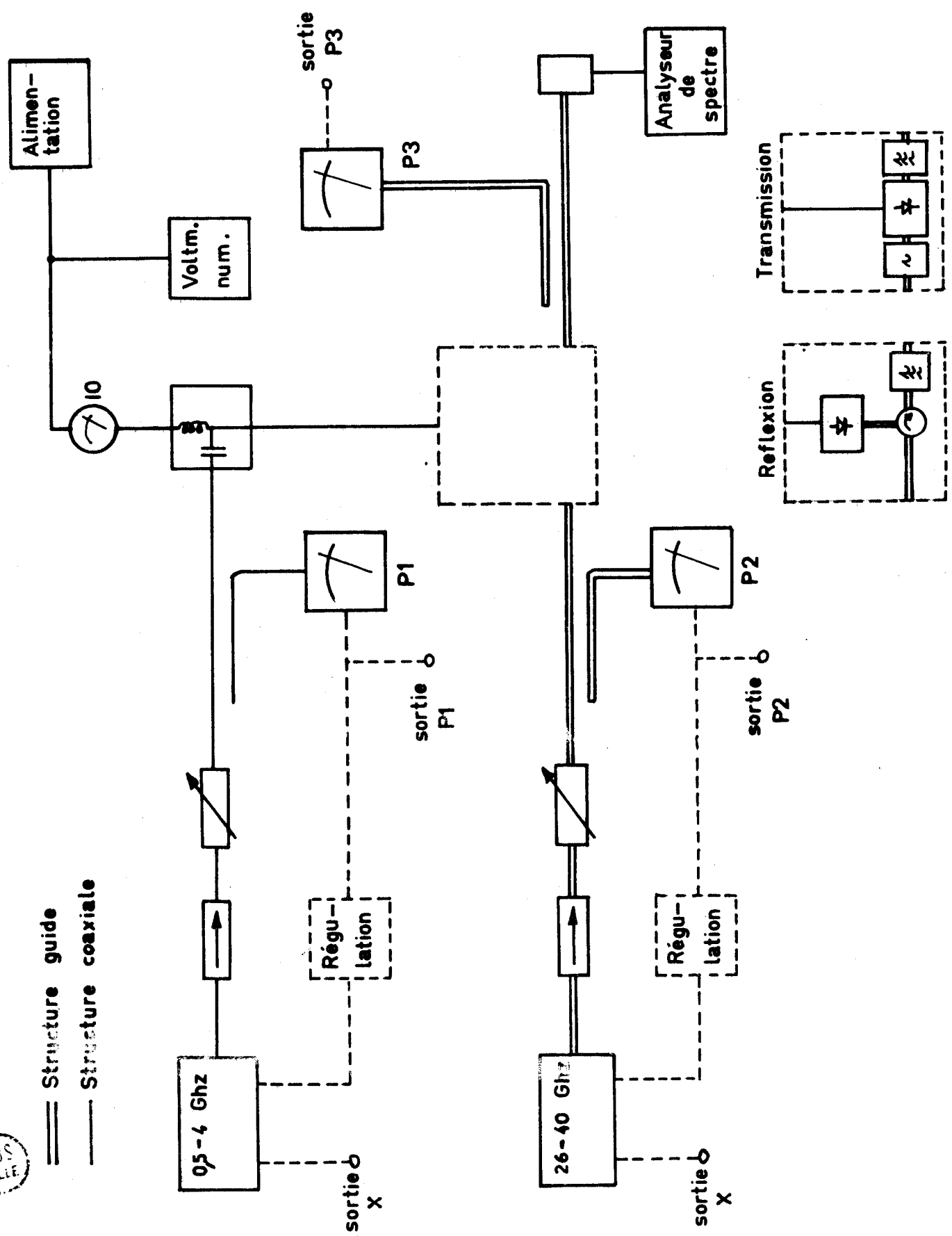


Figure 30 : Banc de mesures des puissances

II.B - BANC DE MESURE DES PUISSANCES =====

Le schéma du banc de mesure des puissances est donné figure 30. Chaque branche "incidente" comporte un atténuateur et un mesureur de puissance. Une régulation de niveau peut être effectuée en utilisant les sorties "enregistrement" des milliwattmètres. On dispose ainsi des informations P1 et P2 qui peuvent être appliquées directement à une table traçante. La branche de sortie comporte :

- un milliwattmètre dont on peut utiliser également l'information P3 directement liée au niveau.
- un analyseur de spectre qui permet une visualisation rapide de la fréquence émise.

Ce montage est utilisable pour les deux circuits étudiés.

II.C - INFLUENCE DE LA STRUCTURE DE LA DIODE SUR LES PUISSANCES =====

DISPONIBLES
=====

Dans le fonctionnement statique du transposeur, deux critères importants sont à retenir : d'une part, l'obtention de la puissance de sortie maximale, d'autre part, et c'est là l'intérêt majeur du système, la recherche d'un taux de conversion optimum. En effet, la puissance de l'oscillateur local est fournie par une diode à avalanche en mode IMPATT ou une diode gunn. Les puissances disponibles sont de l'ordre de 200 mW. Le transposeur de fréquence présente un intérêt accru s'il permet de s'affranchir d'un étage amplificateur. Avant d'établir expérimentalement les variations de la puissance de sortie en fonction des puissances d'entrée, nous avons essayé de sélectionner parmi les types de diodes connus, un composant donnant les performances optimales. L'état actuel de l'étude ne permet pas de définir le type exact de diode à utiliser. Cependant, des résultats intéressants ont été obtenus avec des diodes prévues initialement pour l'oscillation. La figure 31 montre les taux de conversion relevés pour diverses diodes. Des résultats modestes sont obtenus avec des diodes optimisées pour la multiplication. Par contre une diode longue à profil triangulaire nous a donné des taux de conversion supérieurs à 1. Les principaux résultats obtenus sur différents échantillons sont résumés dans le tableau ci-contre : il faut cependant être prudent pour interpréter les résultats obtenus. Le

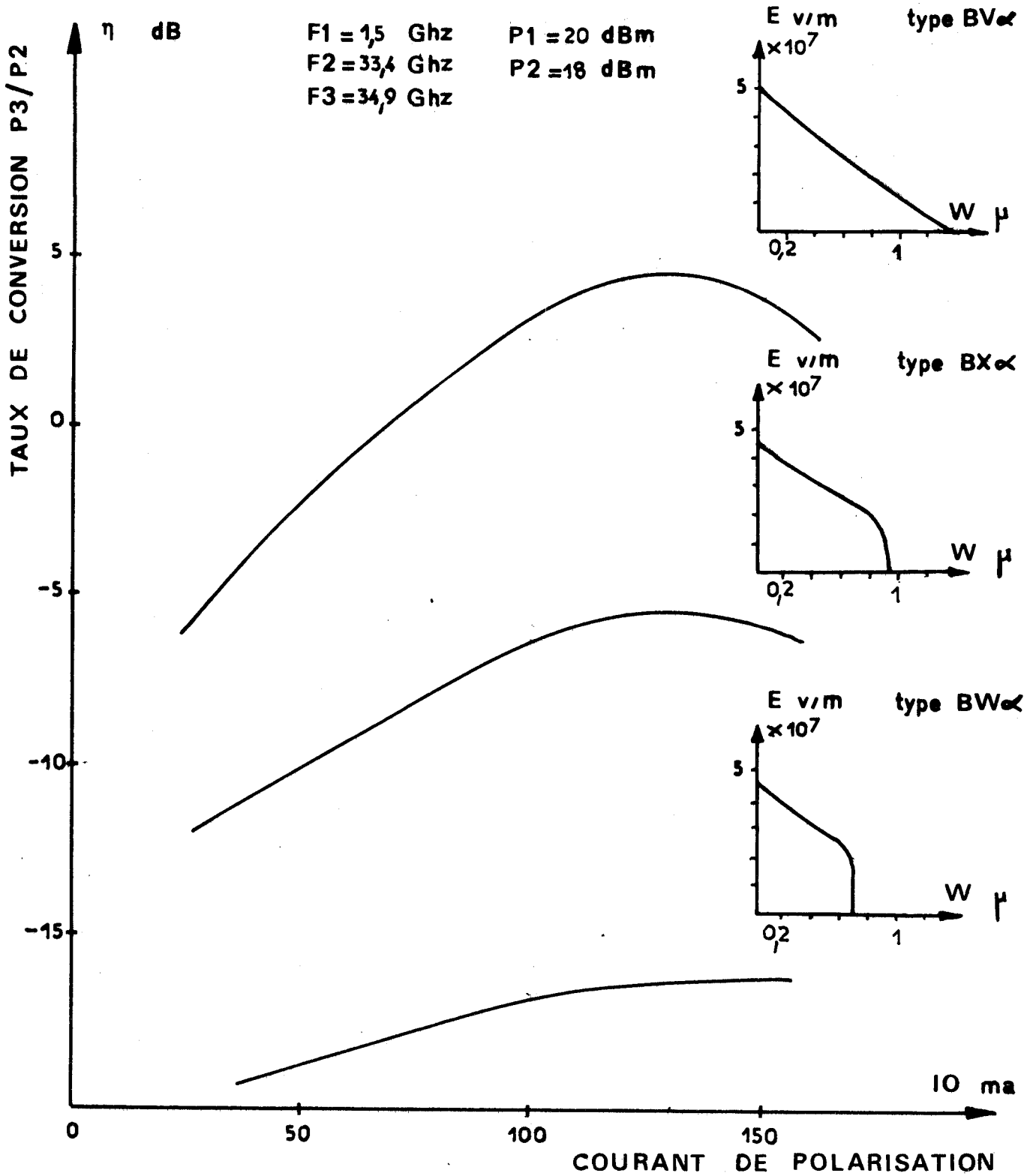
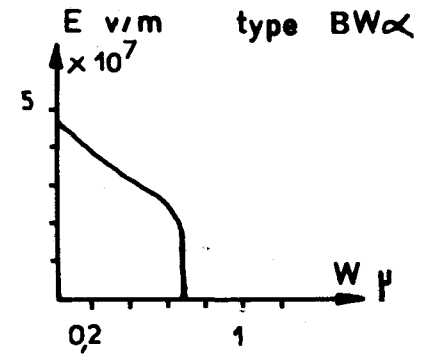
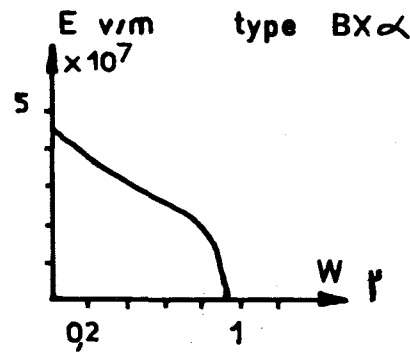
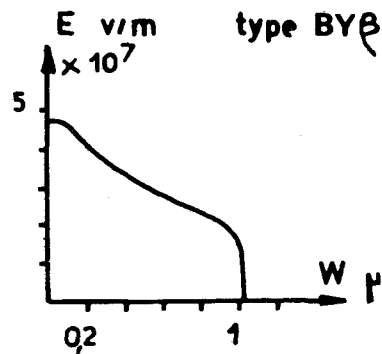
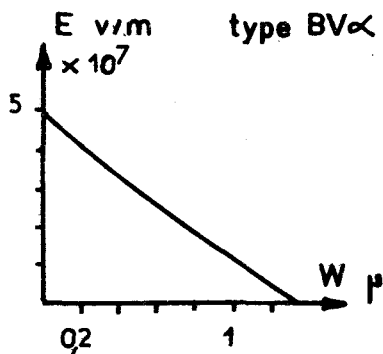


Figure 31 : Taux de conversion obtenus pour différents types de diode, en fonction du courant de polarisation.

BUS
LILLE

Type	Encapsulation	Va	δ	W	δ/W	R _{th}	Diamètre	Puissance obtenue	$\eta = \frac{P_3}{P_2}$
BY β	Oui	31 v	0,2 μ	0,9 μ	0,22	48 °C/W	48 μ	P ₁ =400 mw P ₂ =100 mw P ₃ =65 mw I ₀ =70 mA	-1,9 dB
BV α	Non	26 v	0,4 μ	125 μ	0,32	60 °C/W	45 μ	P ₁ =400 mw P ₂ =50 mw P ₃ =85 mw I ₀ =100 mA	2,3 dB
							58 μ	P ₁ =400 mw P ₂ =65 mw P ₃ =170 mw I ₀ =100 mA	4,2 dB
							60 μ	P ₁ =400 mw P ₂ =43 mw P ₃ =110 mw I ₀ =100 mA	4,1 dB
BX α	Oui	33 v	0,45 μ	0,9 μ	0,5	32 °C/W	76 μ	P ₁ =200 mw P ₂ =70 mw P ₃ =22 mw I ₀ =150 mA	-5 dB
BW α	Oui	25 v	0,45 μ	0,7 μ	0,64	32 °C/W	80 μ	P ₁ =200 mw P ₂ =70 mw P ₃ =2 mw I ₀ =150 mA	-16 dB



type d'encapsulation peut jouer un rôle important dans l'obtention des performances. Ainsi, les diodes non encapsulées sont ici les plus performantes. Néanmoins, on peut remarquer que les paramètres de l'échantillon (δ , $W-\delta$, D) sont très proches de ceux mis en évidence dans l'étude théorique et que les résultats obtenus en puissance sont du même ordre de grandeur.

II.D - INFLUENCE DES CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT SUR LA
 =====
 PUISSANCE DE SORTIE
 =====

Dans le paragraphe précédent, nous avons présenté les résultats obtenus avec différents types de diode. Nous considérons ici des diodes à profil triangulaire, non encapsulées, c'est à dire des diodes qui ont donné les meilleurs taux de conversion. Il est intéressant d'examiner les performances obtenues en fonction du circuit utilisé, et nous présenterons donc les résultats sur les deux réalisations effectuées au laboratoire.

II.D-1 Influence du courant de polarisation

La puissance incidente de l'oscillateur local étant maintenue constante, le puissance de sortie croît avec le courant I_0 (figure 32 a). Elle passe par un extremum d'autant plus marqué que la puissance de la fréquence intermédiaire est importante (figure 32b) Sur la figure 32 a, la puissance de sortie obtenue en réflexion est de l'ordre de 170 mW, alors que la puissance obtenue en transmission n'est que de 60 mW comme le montre la figure 32 b. En fait, il faut se rappeler que les filtres d'entrée et de sortie ont des pertes d'insertion non négligeables.

Nous avons donc porté sur ces courbes deux échelles de puissance :

- la première correspond aux puissances réelles mesurées
- la seconde correspond aux puissances mises en jeu au niveau de la diode, qui sont obtenues à partir des mesures précédentes en tenant compte des pertes d'insertion des filtres d'entrée et de sortie.

Ces résultats montrent que l'utilisation de filtres à faibles pertes conduit à des valeurs de puissances tout à fait comparables aux performances obtenues avec le circuit en réflexion.

Il est évident qu'une technologie plus avancée permettrait de réduire notablement les pertes [35].

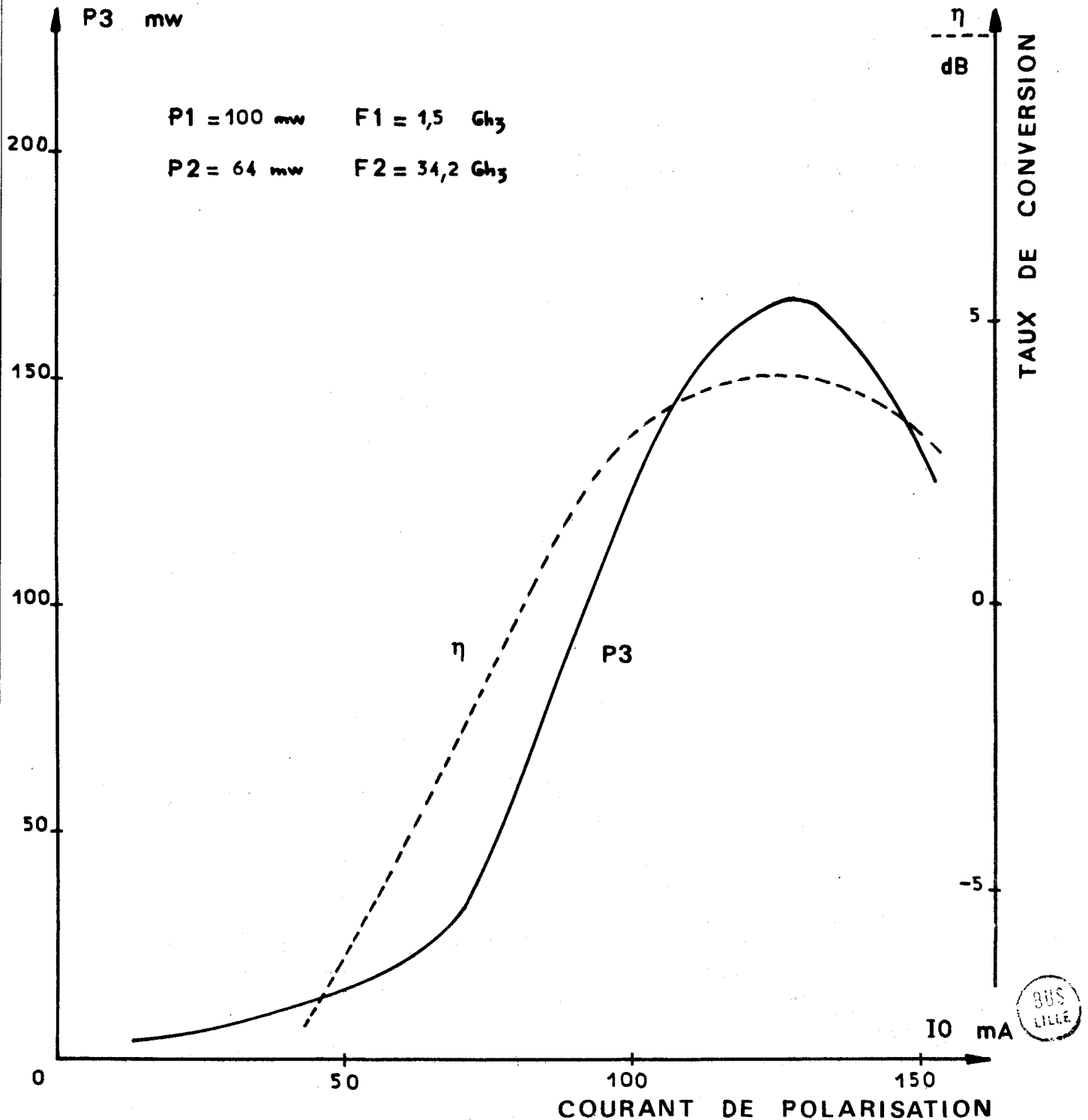
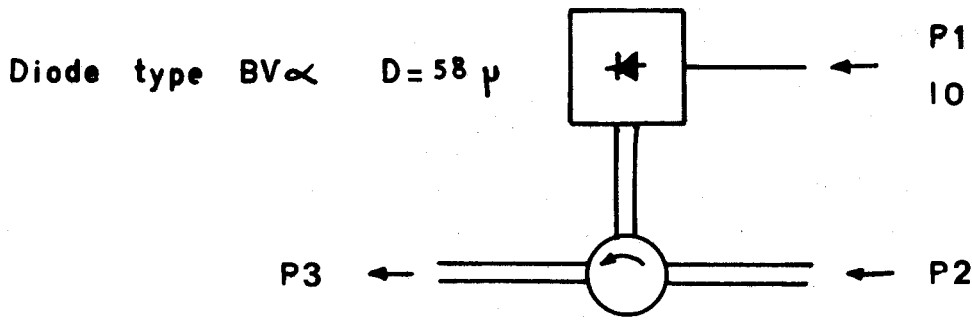


Figure 32 a) : Circuit en réflexion.

Puissance de sortie et taux de conversion en fonction du courant de polarisation.

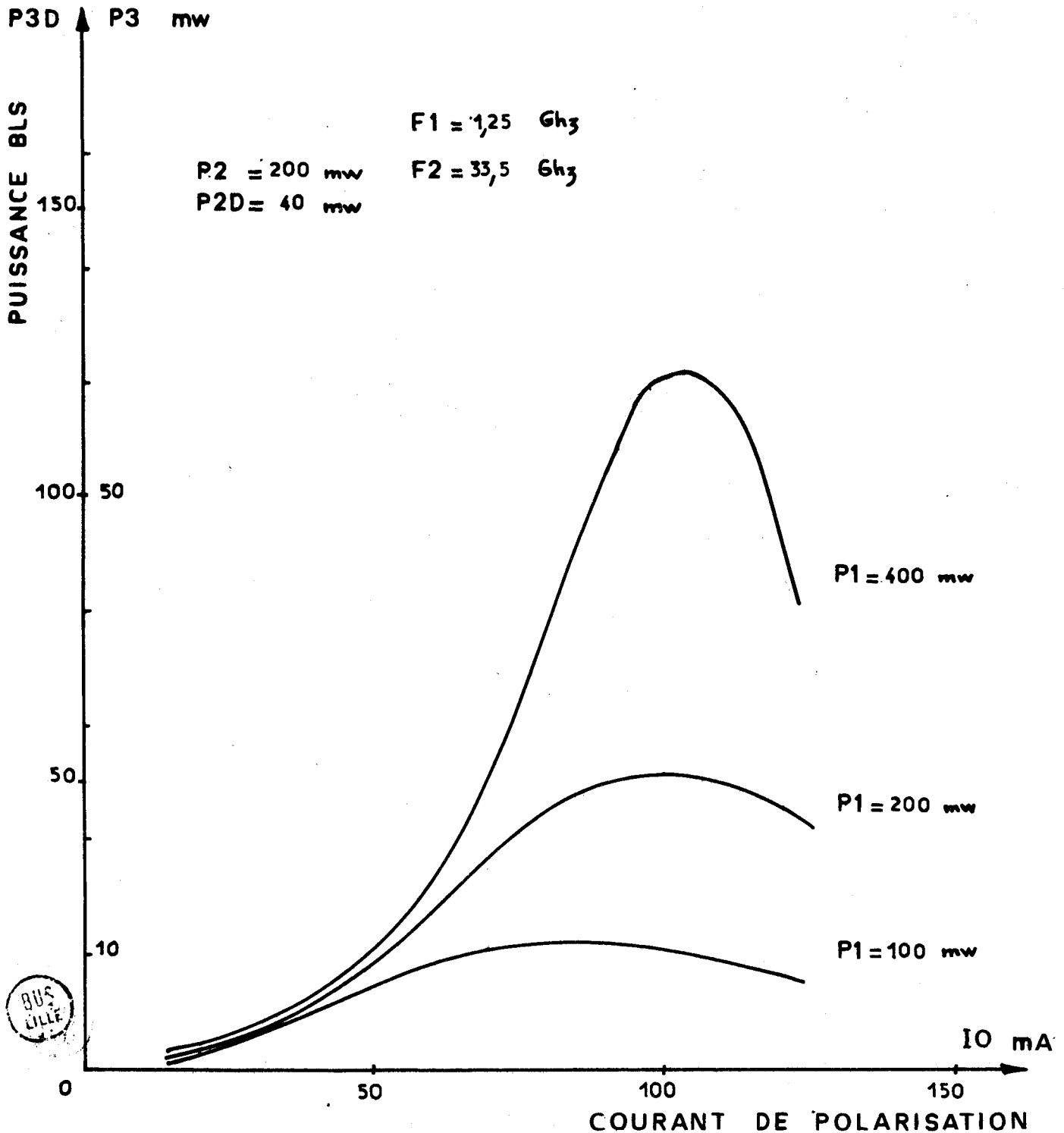
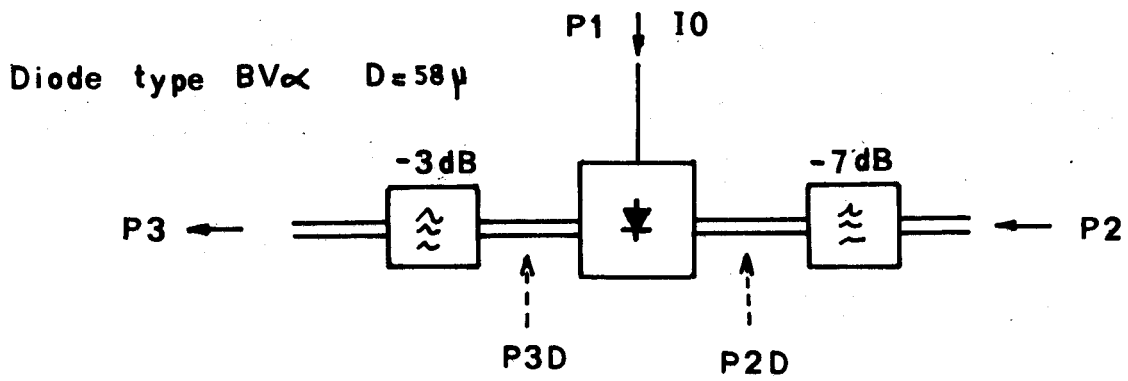


Figure 32 b) : Circuit en transmission.

Puissance de sortie en fonction du courant de polarisation.

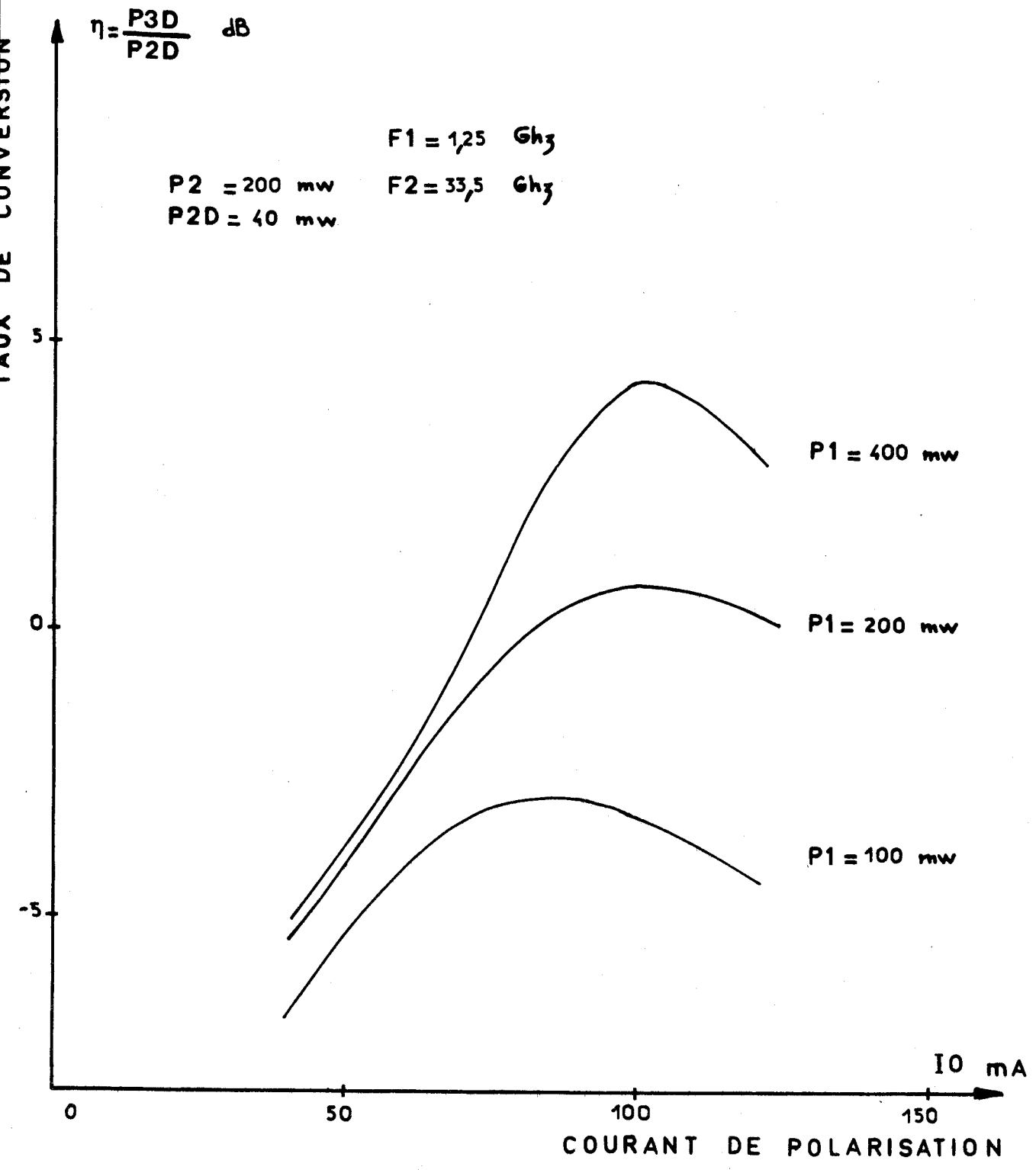


Figure 32 c) : Circuit en transmission.
 Taux de conversion en fonction du courant de polarisation.



II.D-2 Influence de la puissance de l'oscillateur local (OL)

Les variations de la puissance de sortie et du taux de conversion sont données figures 33 a et 33 b. La puissance de sortie est nulle lorsque la puissance de l'oscillateur local est elle-même égale à 0. Le mode de fonctionnement utilisé se différencie donc nettement d'autres modes de fonctionnement où la diode oscille sur la fréquence F_3 . Sur le plan pratique, cela montre qu'une défaillance de l'oscillateur local se traduit par la suppression complète de la fréquence transposée. On peut remarquer d'autre part que l'on tend très vite vers une saturation de la puissance de sortie d'autant plus rapidement que P_1 est faible. Cependant une puissance P_1 optimale est mise en évidence. Pour cette valeur, le taux de conversion mesuré est de l'ordre de - 5 dB et il demeure pratiquement constant en fonction de P_2 . Comme précédemment, si l'on tient compte des filtres, le taux de conversion réel ramené au niveau de la diode est très élevé, de l'ordre de 4,5 dB. (figure 33 b).

II.D-3 Influence de la puissance d'entrée (FI)

Nous avons tracé l'évolution de la puissance de sortie en fonction de P_1 pour différents courants de polarisation I_0 (figure 34). Comme nous l'avons remarqué, un courant de polarisation optimum peut être mis en évidence, il est ici de l'ordre de 100 mA. Si l'on augmente la puissance P_1 , la puissance de sortie décroît d'autant plus rapidement que le courant de polarisation est élevé.

II.D-4 Influence de la fréquence intermédiaire

Pour faire suite à notre étude, nous avons vérifié le comportement du système en fonction de la fréquence F_1 . Cet essai a été effectué sur les deux circuits : le circuit en réflexion ne possède aucun filtre de sortie, par contre, le circuit en transmission comporte obligatoirement un filtre de bande. La figure 35 a nous montre que la structure en réflexion a une largeur de bande de fonctionnement relativement importante, de l'ordre de 700 MHz à - 3 dB. La même étude faite sur le circuit en transmission figure 35b, montre bien l'influence du filtre de sortie sur la puissance émise. La bande passante, alors limitée par le filtre de sortie est de 350 MHz.

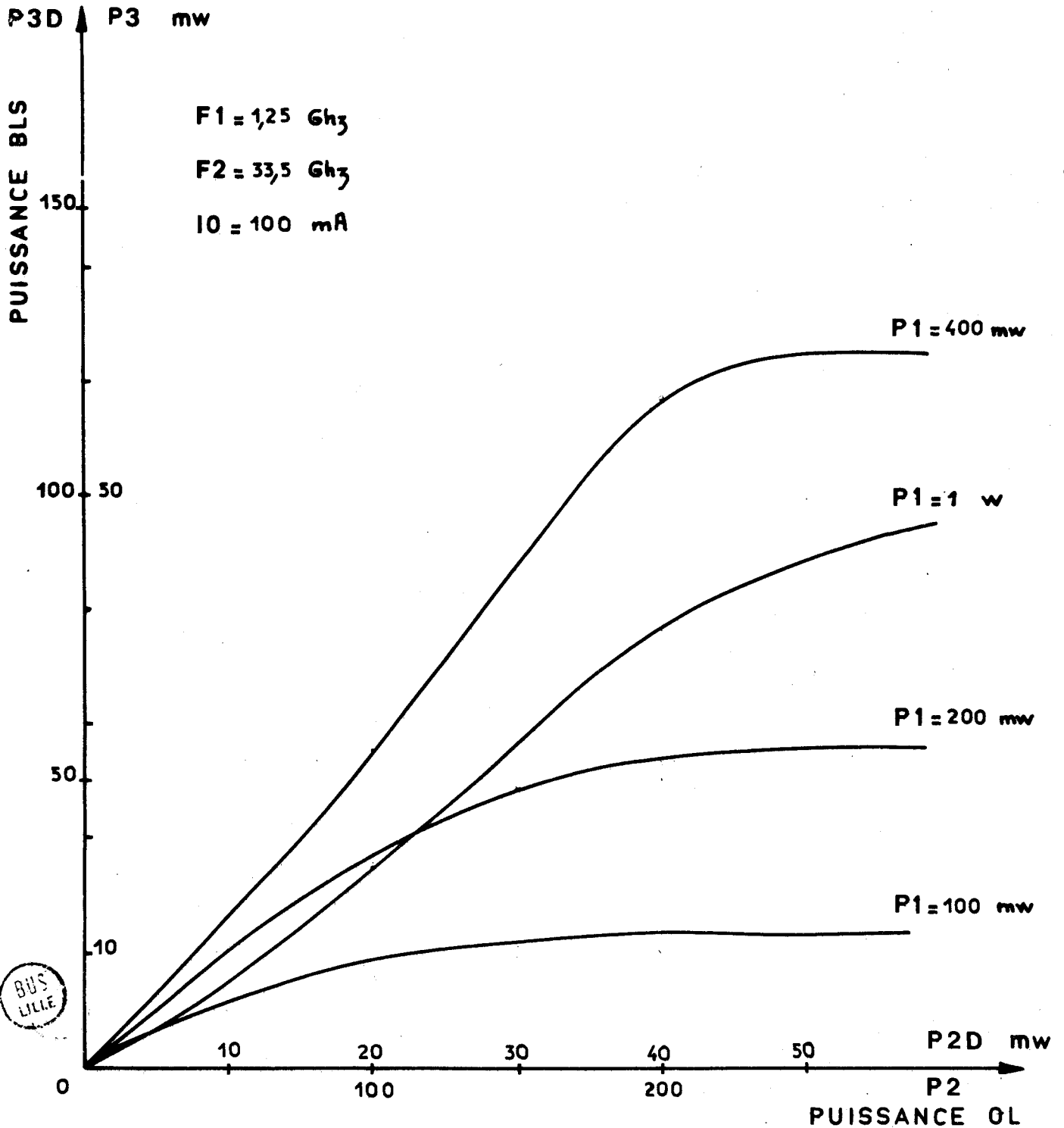
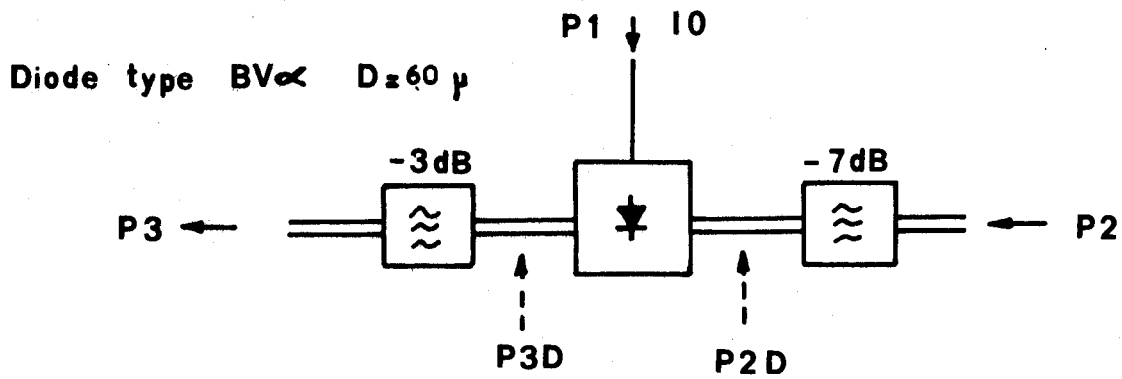


Figure 33 a) : Circuit en transmission.

Puissance de sortie en fonction de la puissance de l'oscillateur local

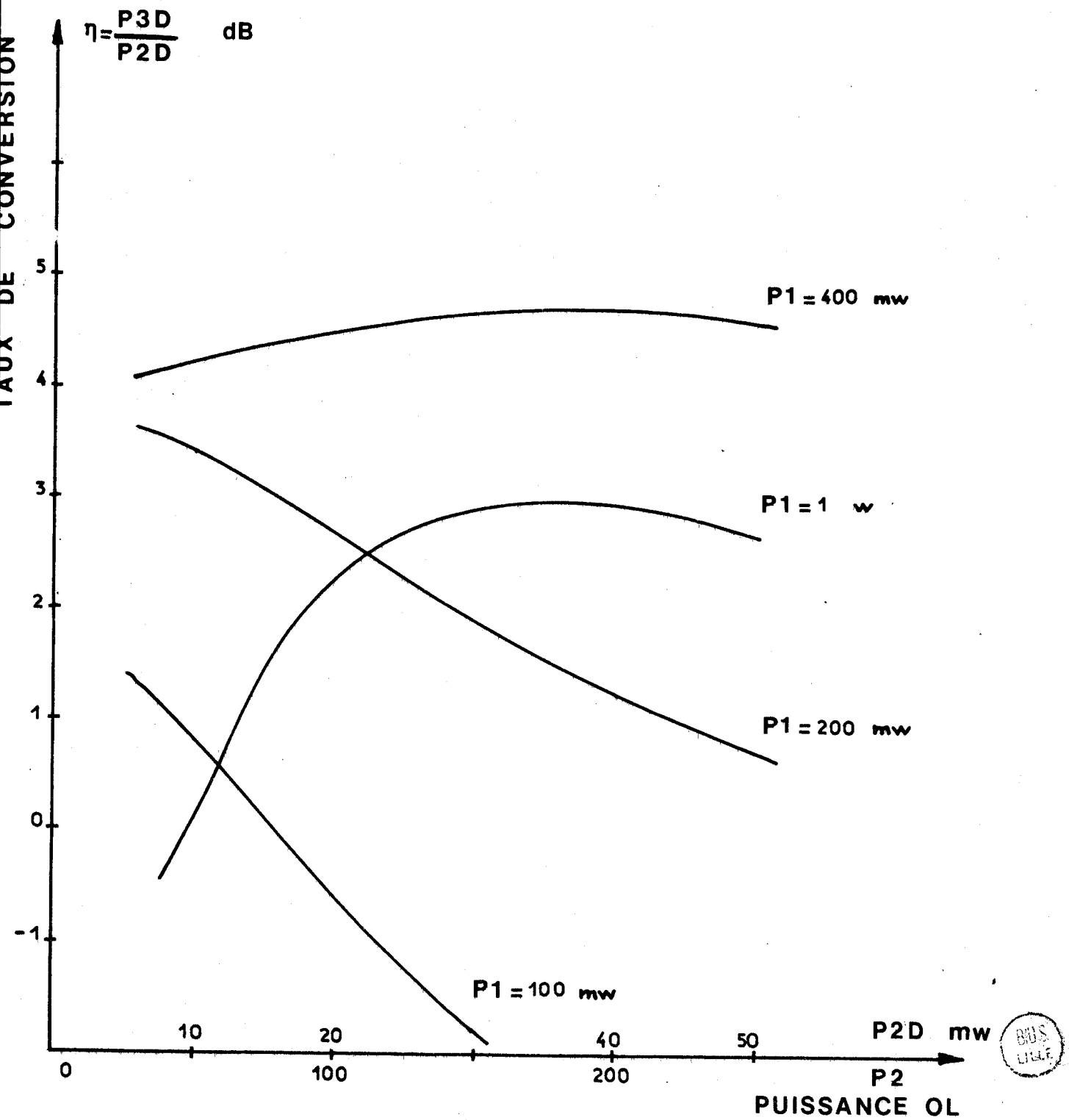


Figure 33 b) : Circuit en transmission.

Taux de conversion en fonction de la puissance de l'oscillateur local.

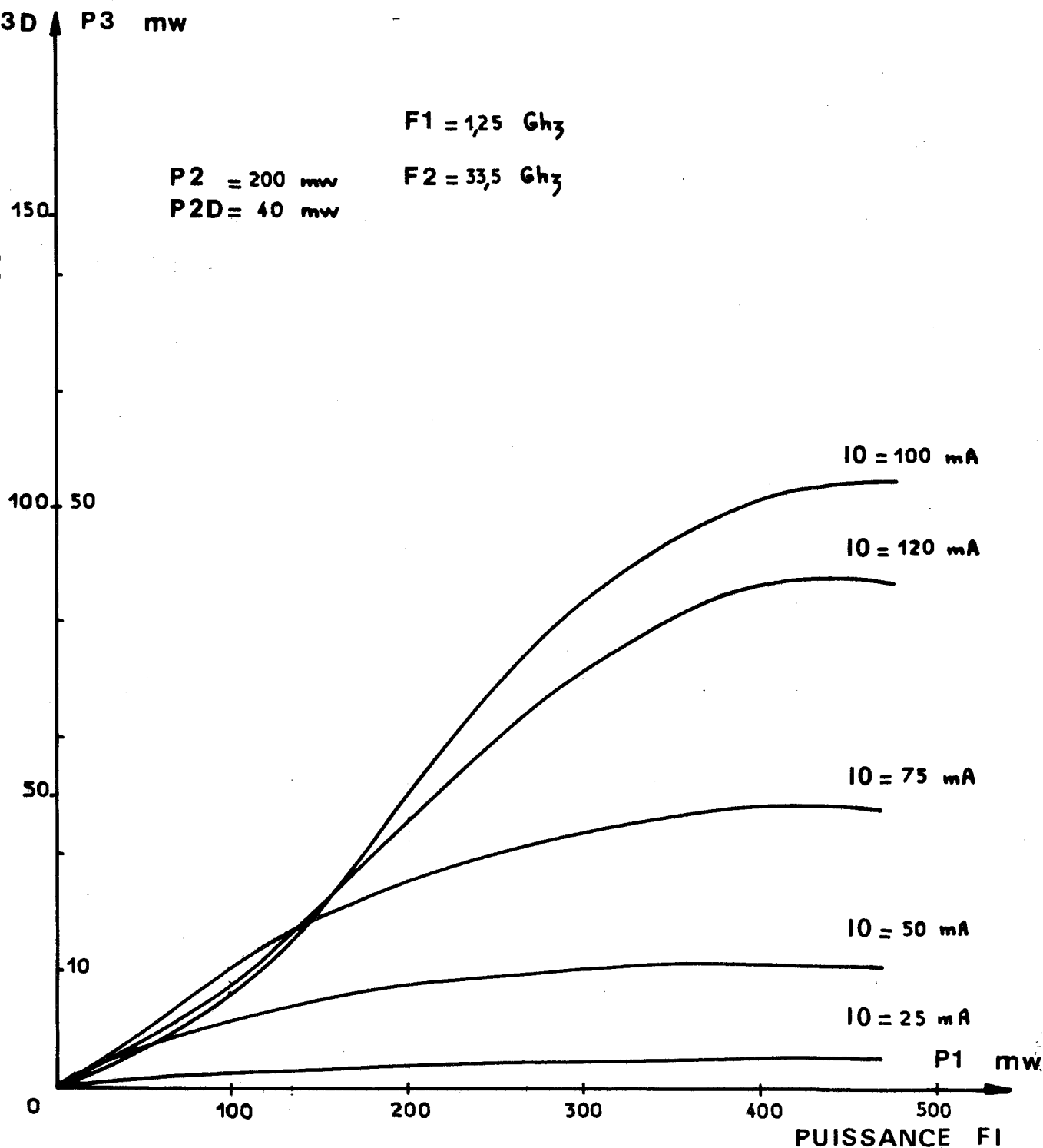
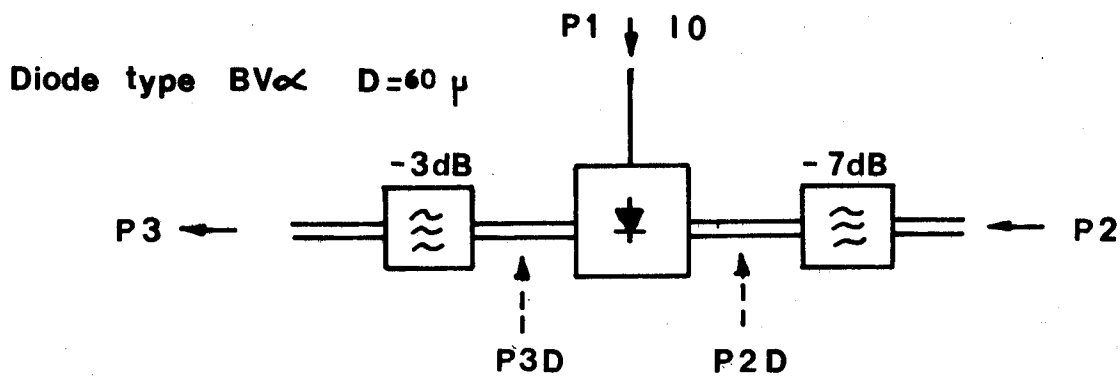


Figure 34 : Circuit en transmission.

Puissance de sortie en fonction de la puissance à la fréquence intermédiaire.

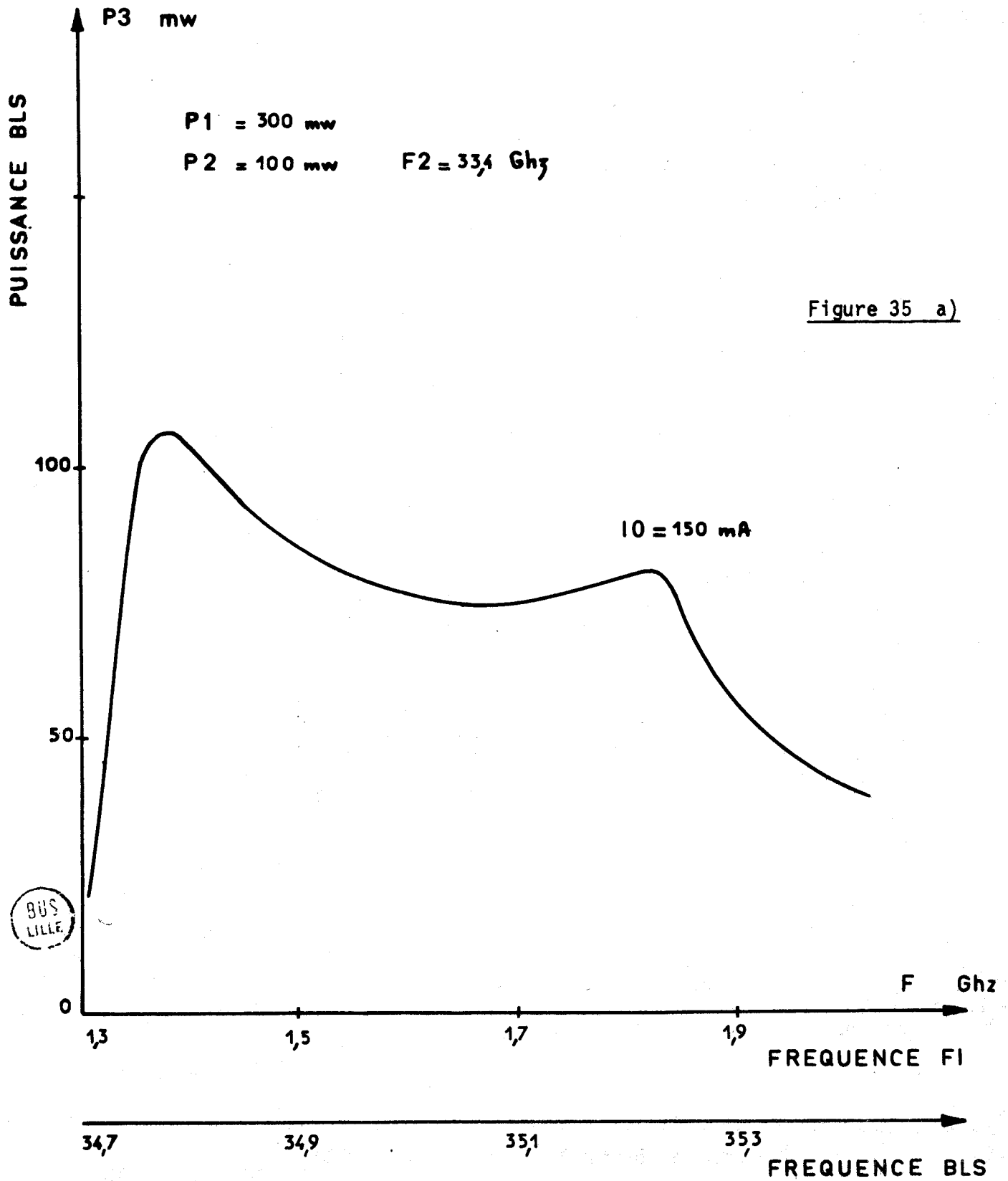
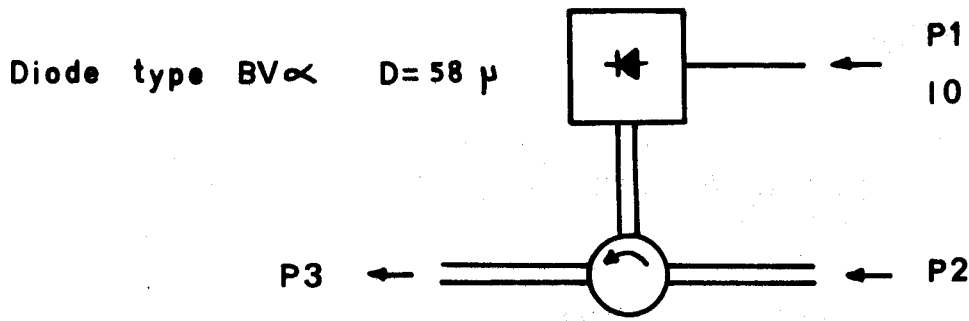
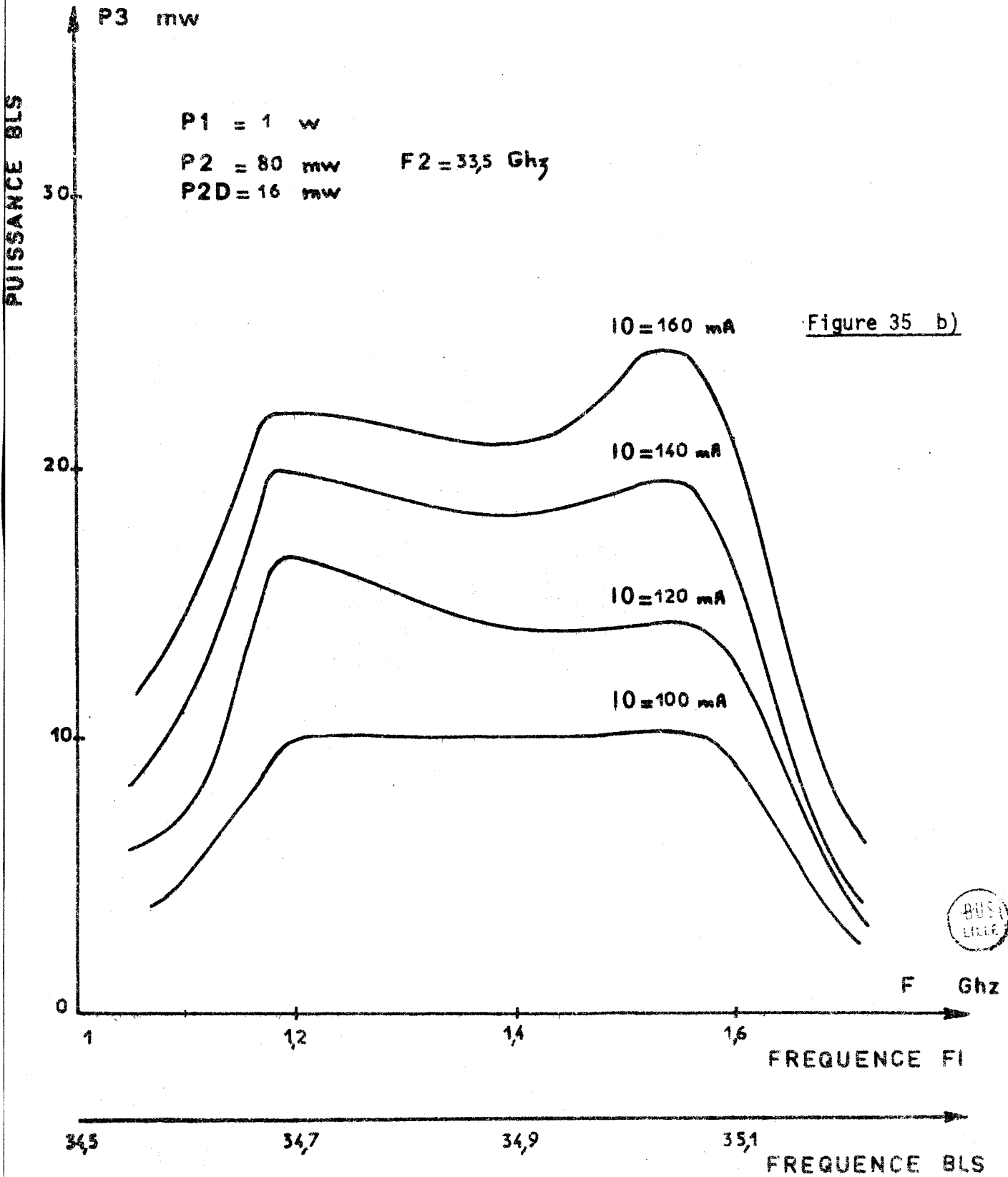
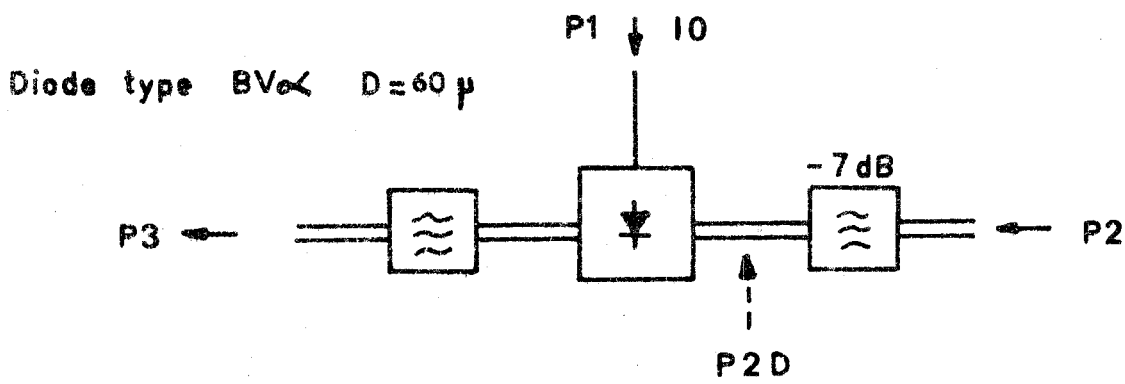
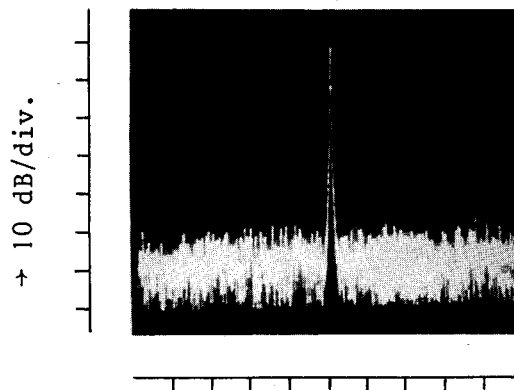


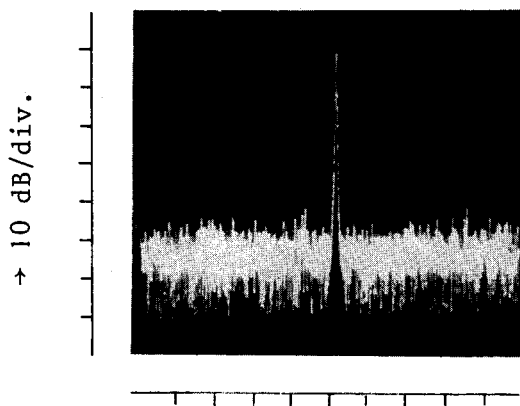
Figure 35 a)

BUS LILLE





1 MHz/div.
Signal d'entrée à la fréquence
intermédiaire FI_1



1 MHz/div.
Signal de sortie à la fréquence
intermédiaire FI_2

BUS
LILLE

II.E - MESURE DU BRUIT DE MODULATION DE FREQUENCE DU SIGNAL
 =====
 DE SORTIE
 =====

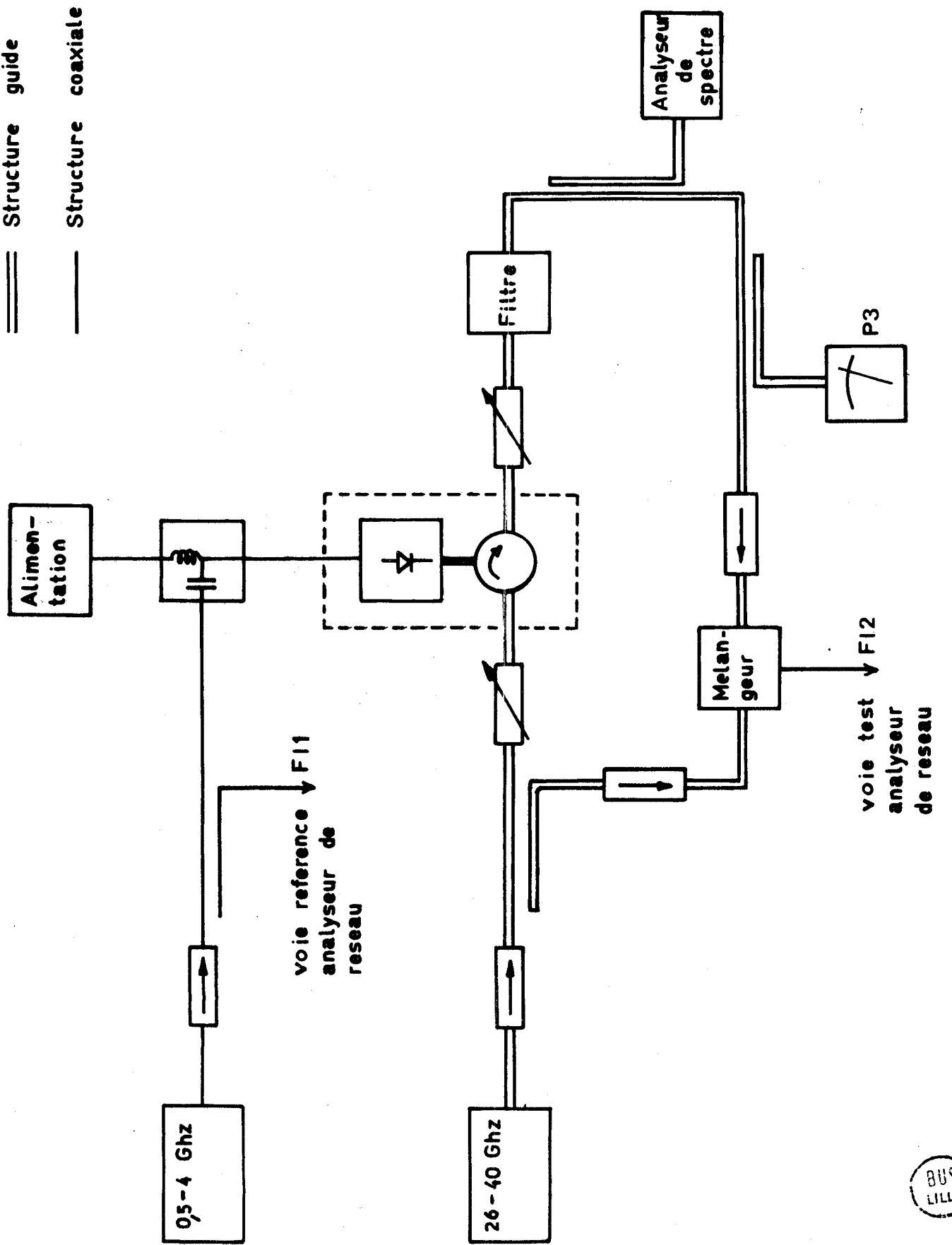
La mesure correcte du bruit de modulation de fréquence apportée par le transposeur nécessite l'utilisation d'une source oscillateur local très pure. A ce dispositif doit se joindre un dispositif discriminateur. En fait la mesure du bruit en ondes millimétriques présente certaines difficultés [36]. La plus importante est celle de la source locale. L'oscillateur que nous avons utilisé était un oscillateur à diode ATT à faible coefficient de qualité, dont le bruit propre de modulation de fréquence était de l'ordre du kHz dans 100 Hz. D'autre part, la réalisation d'un discriminateur très efficace s'est avérée délicate [37]. Nous nous sommes donc tenus à une comparaison des spectres du signal transposé et du signal d'entrée. Les deux photographies ci-contre montrent que ces spectres sont sensiblement identiques, mais nous avons pu remarquer cependant, que la diode à avalanche utilisée dans le transposeur apportait un bruit de modulation d'amplitude supplémentaire.

II.F - INFLUENCE DES CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT SUR LA PHASE DU
 =====
 SIGNAL DE SORTIE
 =====

L'un des paramètres importants d'un transposeur de fréquences utilisé en télécommunication est la variation de la phase du signal de sortie en fonction des puissances appliquées à l'entrée du système, et du courant de polarisation. Pour un point de fonctionnement donné, cette phase peut être étudiée pour différentes fréquences, ce qui permet de calculer les variations du temps de groupe du mélangeur. En fait, la mesure ne peut se faire que sur des signaux de même fréquence. Il faut donc mélanger à nouveau le signal transposé avec l'oscillateur local pour obtenir une fréquence intermédiaire FI2 dont la phase dépend évidemment de la phase du signal d'entrée FI1 mais aussi du déphasage apporté par le système complet. De ce fait, on ne peut effectuer la mesure qu'en englobant les circuits hyperfréquences (filtres, guides).

La figure 36 nous montre le dispositif de mesure utilisé. La structure hyperfréquence est ici une cellule montée en réflexion. Le signal d'entrée est appliqué sur l'élément non linéaire et sur la voie référence d'un analyseur de réseau Hewlett Packard type (8410 A).

== Structure guide
 — Structure coaxiale



BUS LILLE

Figure 36 : Banc de mesures des variations de la phase du signal de sortie.

L'oscillateur local est simultanément appliqué sur la structure et sur une des entrées d'un mélangeur équilibré. Ce mélangeur reçoit également le signal transposé F3 ; le signal FI2 ainsi obtenu est appliqué à l'entrée test de l'analyseur de réseau. Les dispositifs d'analyse de spectre et de mesure de puissance déjà rencontrés lors de l'étude statique complètent ce banc de mesures.

La différence de phase entre le signal d'entrée et le signal transposé peut donc être mesurée pour divers points de fonctionnement.

- Influence du courant de polarisation I_0

La figure 37 a nous montre l'influence du courant de polarisation pour deux fréquences $F = 1,4$ GHz et $F = 1,5$ GHz. Pour une fréquence donnée, la variation de phase dépend fortement du courant. Lorsque l'on dépasse le courant optimum mis en évidence sur les figures 32 a et 32 b (environ 150 mA), la variation de phase n'excède pas 2° pour un écart de courant de 10 mA.

- Influence de la puissance de l'oscillateur local

Comme on peut le constater sur la figure 37 b, la phase décroît lorsque la puissance OL augmente. Les résultats dépendent de la fréquence mais on peut constater que la variation de la phase est minimale lorsque la puissance atteint un régime de saturation qui se produit ici pour une puissance de l'oscillateur local de l'ordre de 20 dBm. Pour une puissance inférieure, la variation de phase n'est pas excessive : environ $1,5^\circ/\text{dBm}$ pour une puissance OL de 10 dBm.

- Influence de la puissance à la fréquence intermédiaire

La puissance de l'oscillateur local a été placée ici à 20 dBm, ce qui assure un maximum de puissance de sortie. En modifiant la puissance d'entrée, la différence de phase varie très fortement jusqu'à une puissance FI d'environ 20 dBm (figure 37 c). On remarque à nouveau qu'en régime de saturation, l'évolution de la phase devient peu importante : de l'ordre de $2^\circ/\text{dBm}$.

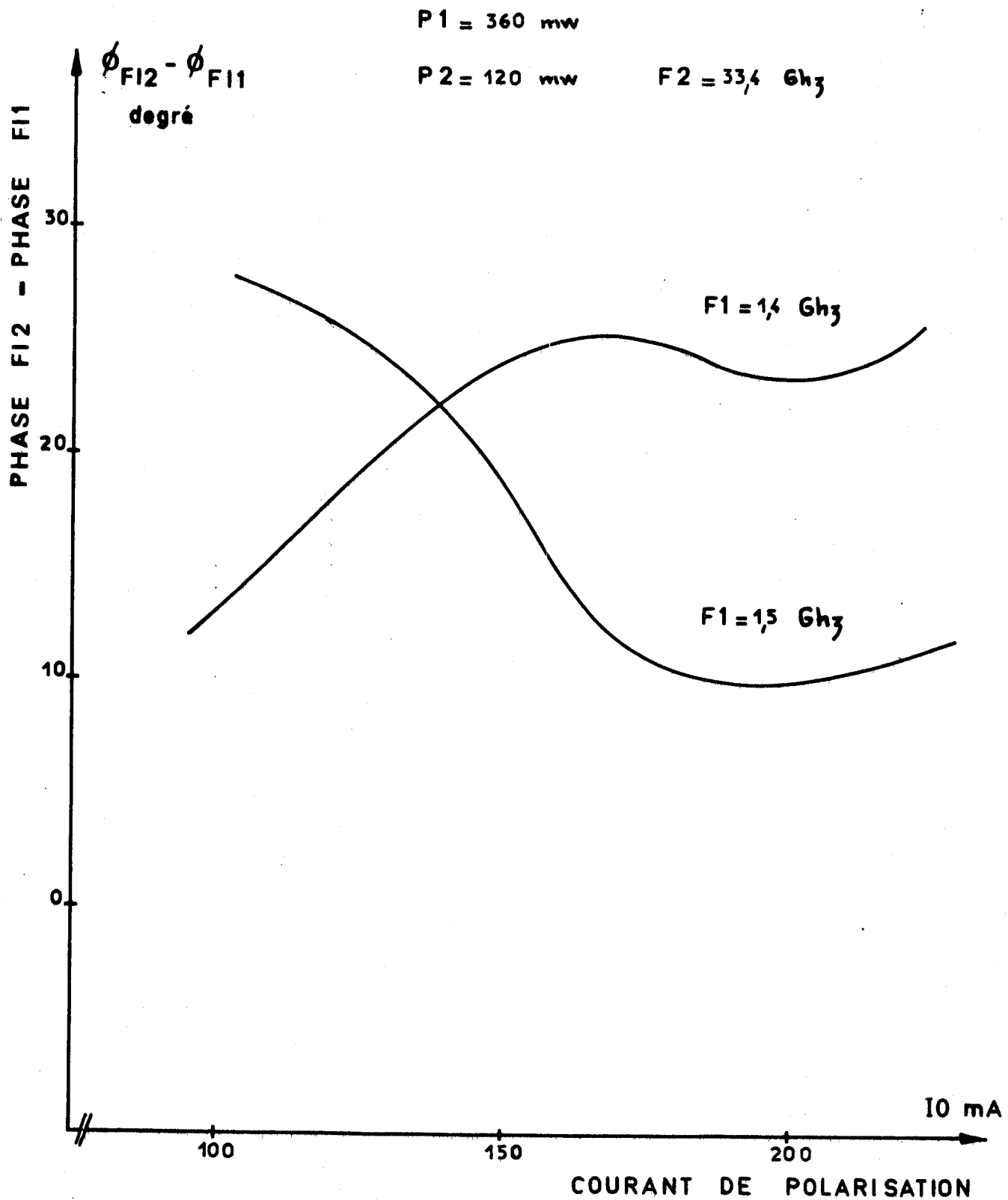


Figure 37 a) : Circuit en réflexion
 Variation de la phase du signal de sortie en fonction du courant de polarisation.



$P1 = 360 \text{ mw} (25,5 \text{ dBm})$

$F2 = 33,6 \text{ GHz}$

$I0 = 150 \text{ mA}$

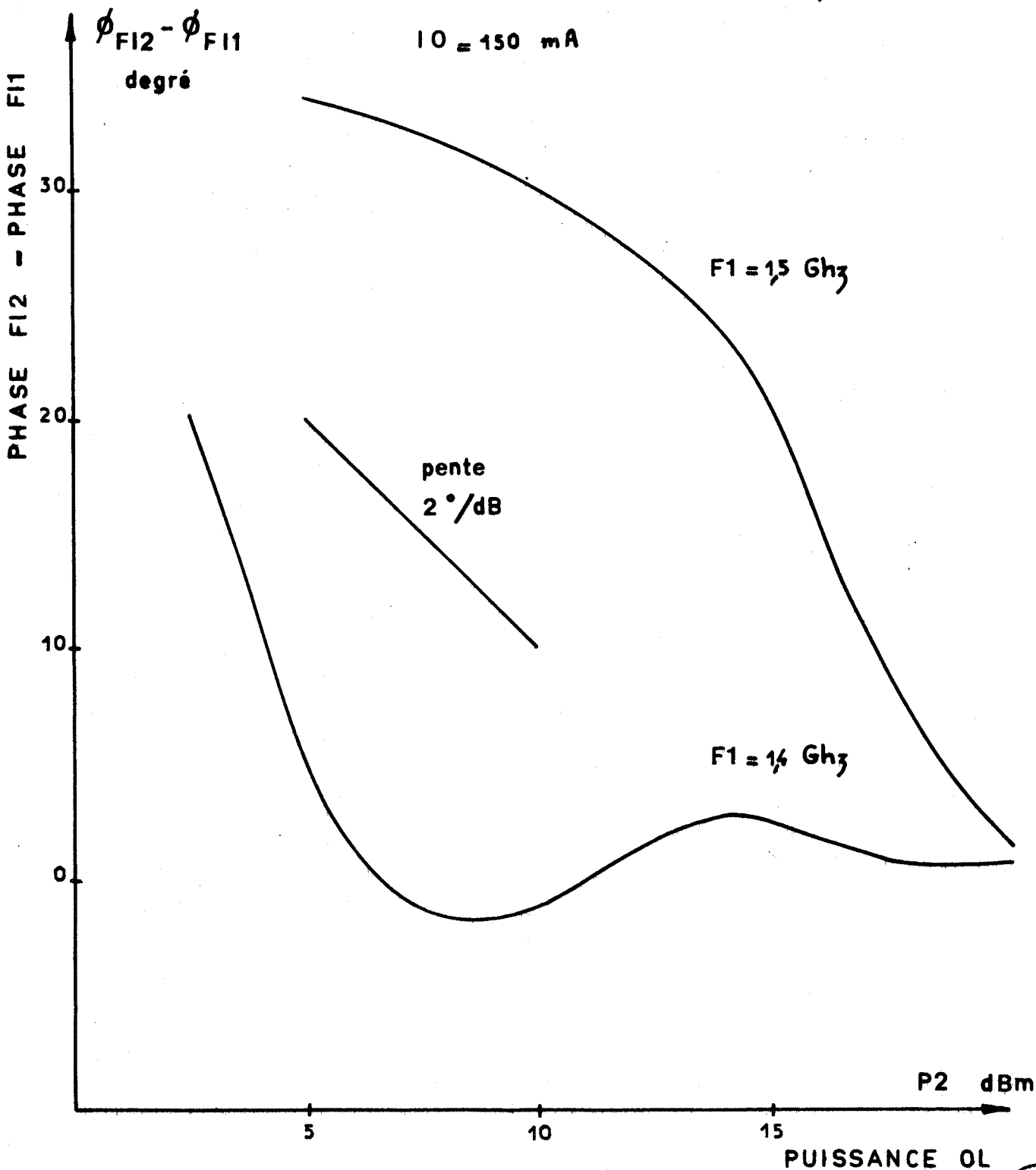


Figure 37 b) : Circuit en réflexion.

Variation de la phase du signal de sortie en fonction de la puissance de l'oscillateur local.



$P_2 = 120 \text{ mw}$ (20,8 dBm)

$F_2 = 33,4 \text{ Ghz}$

$I_0 = 150 \text{ mA}$

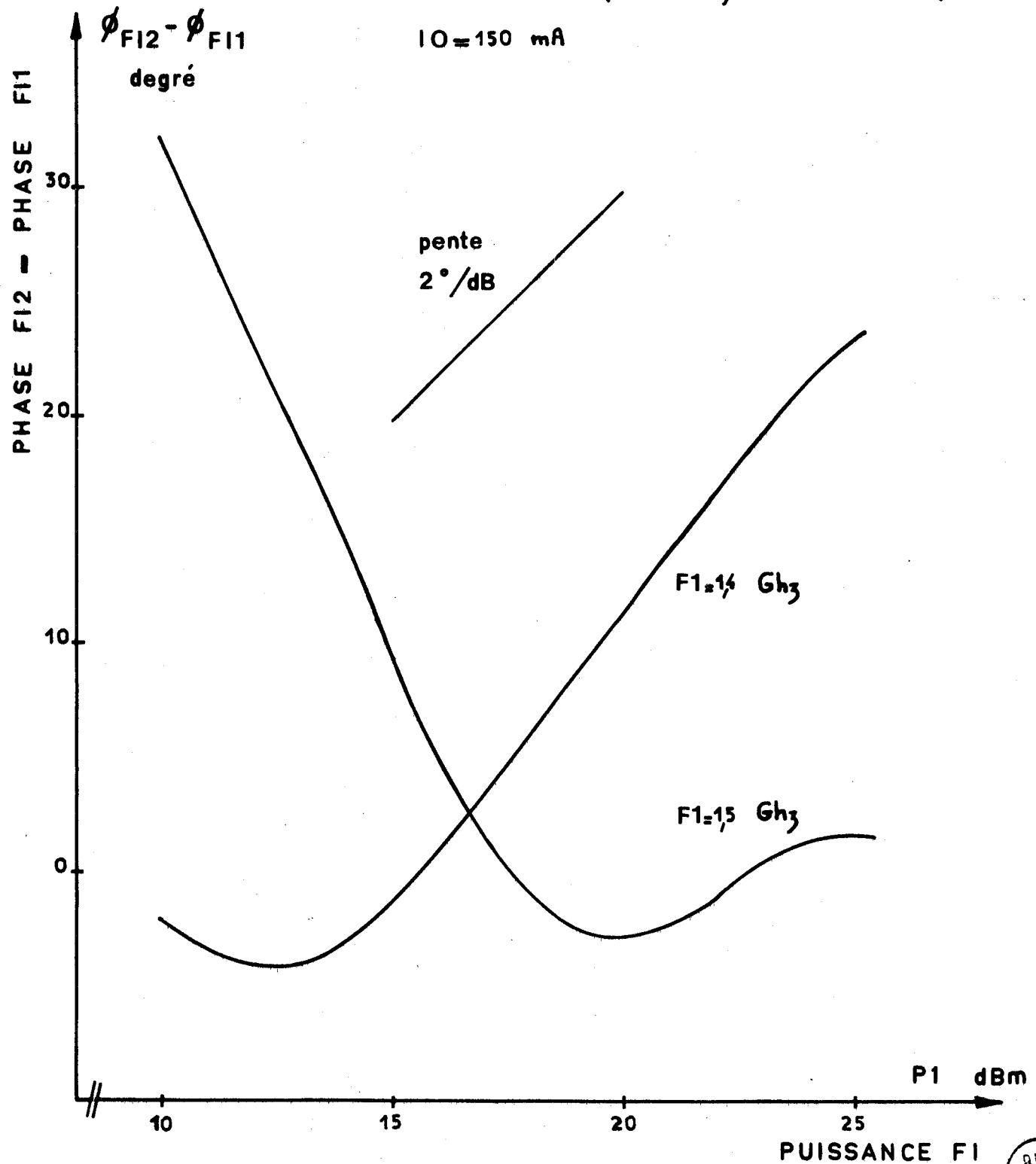


Figure 37 c) : Circuit en réflexion.

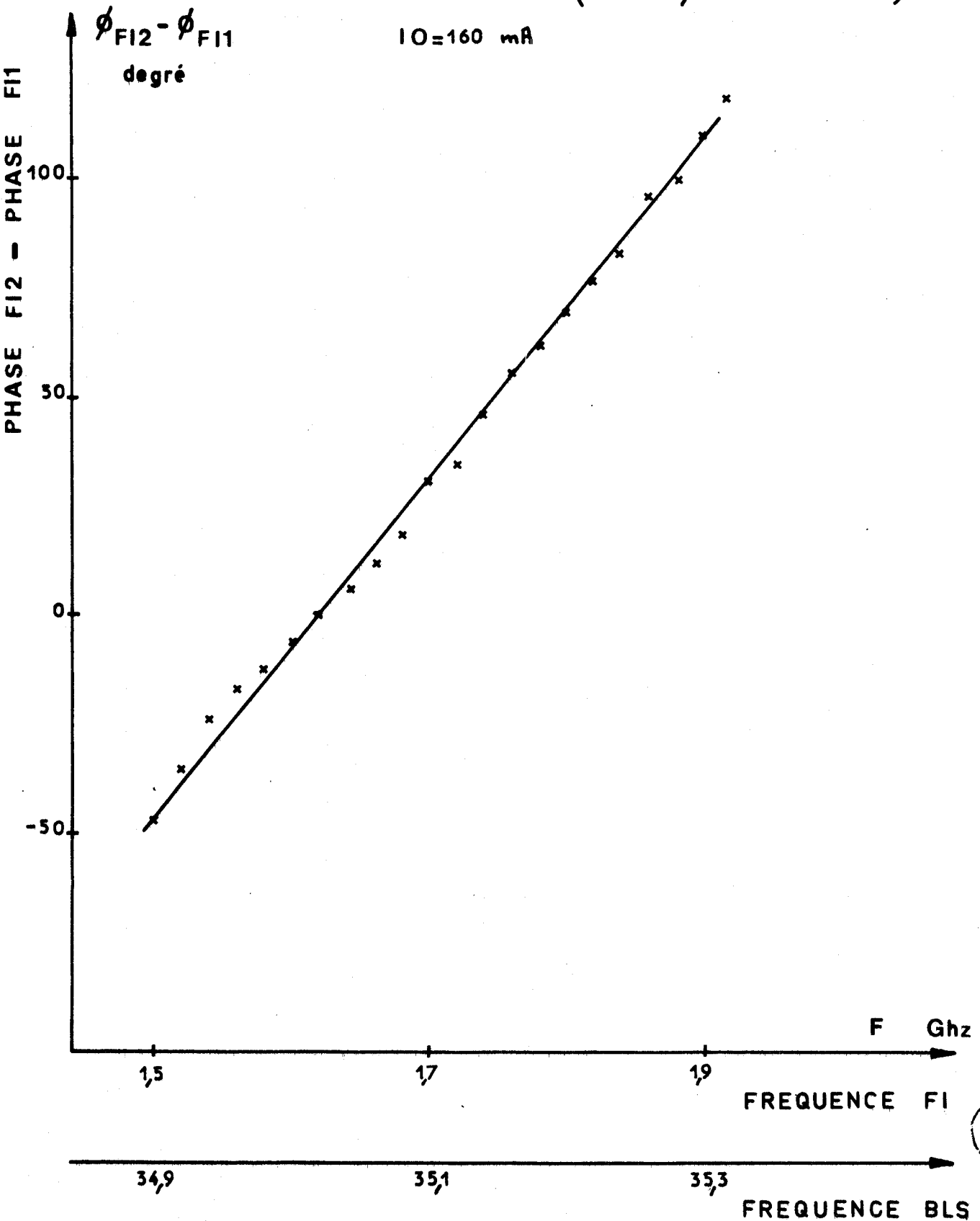
Variation de la phase du signal de sortie en fonction de la puissance à la fréquence intermédiaire.

$P1 = 200 \text{ mw}$ (23 dBm)

$P2 = 100 \text{ mw}$ (20 dBm)

$F2 = 33,4 \text{ Ghz}$

$I0 = 160 \text{ mA}$



BUS
LILLE

Figure 37 d) : Variation de la phase de sortie en fonction de la fréquence intermédiaire.

Ces résultats relevés pour différents points de fonctionnement confirment l'utilisation possible du mélangeur en télécommunication. La recherche d'une puissance de sortie maximum délimite une zone de "polarisation" où la variation de puissance émise est faible, de ce fait, les informations susceptibles d'être appliquées au système ne peuvent être modulées en amplitude. D'autre part, dans cette même zone, la variation de phase est inférieure à $2^\circ/\text{dBm}$ ce qui est favorable à une transmission d'informations par modulation de phase.

- Distorsion de phase en fonction de la fréquence intermédiaire

Une modulation de phase occupe un spectre de fréquences autour de la fréquence centrale et il faudrait effectuer les variations de la phase dans toute la bande d'utilisation délimitée par le filtre de sortie. Comme nous l'avons signalé précédemment, la mesure ne peut se faire qu'en incluant tous les circuits hyperfréquences nécessaires au relevé des points expérimentaux. L'une des difficultés majeures est que nous sommes contraints d'effectuer un mélange secondaire pour obtenir une fréquence intermédiaire FI2. On ne peut donc pas faire une mesure référencielle en remplaçant le transpositeur par un court-circuit et en compensant la phase de cette branche par une longueur de ligne placée dans la branche de référence. D'autre part, le mélangeur secondaire doit fonctionner dans les mêmes conditions, c'est à dire les mêmes niveaux, quelle que soit la fréquence. Ces difficultés n'apparaissent pas en amplification [13] où les signaux sont toujours à la même fréquence. Compte tenu de ces remarques, nous tenons à présenter nos résultats de mesures : celles-ci ont été effectuées pour une puissance de sortie de l'ordre de 10 dBm dans la zone où la puissance varie peu avec la puissance d'entrée.

La différence de phase entre les signaux FI2 et FI1 est relevée en fonction de la fréquence, comme le montre la figure 37 b. A partir de cette courbe, on peut calculer la variation de phase pour une excursion de fréquence donnée, ce qui constitue le temps de propagation de groupe :

$$\tau_g = \left(\frac{\Delta(\phi_{FI2} - \phi_{FI1})}{\Delta\omega} \right)_{\omega = \omega_0}$$

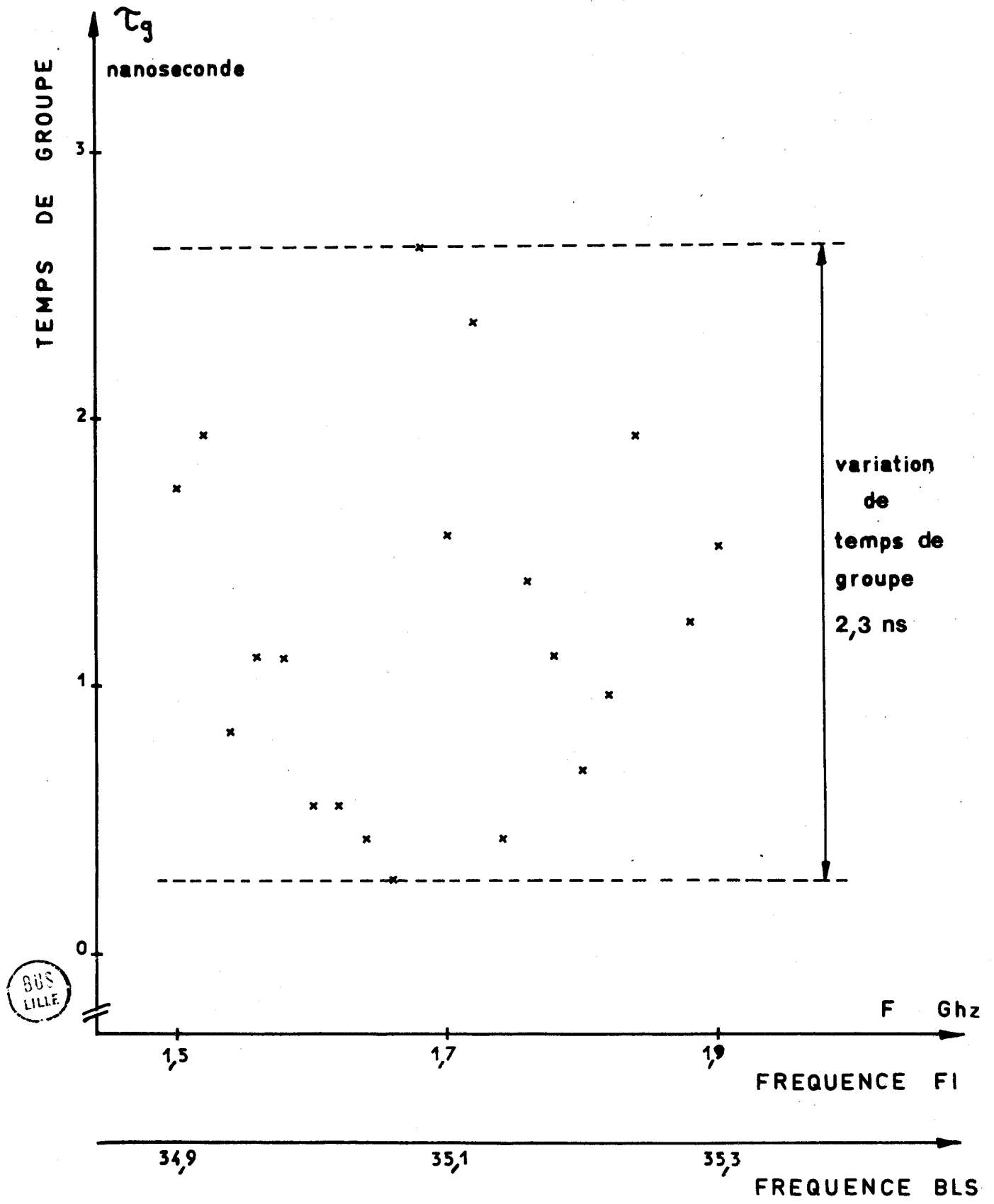


Figure 38 : Variation du temps de groupe en fonction de la fréquence intermédiaire.

La figure 38 nous montre les points relevés dans la gamme d'utilisation : la variation du temps de groupe est inférieure à 2,5 ns ce qui constitue un résultat intéressant compte tenu de la méthode de mesure utilisée.

C O N C L U S I O N

Le présent mémoire constitue avant tout une étude prospective des possibilités de transposition de fréquences par diode à avalanche. Le souci d'obtenir des résultats tenant compte des circuits hyperfréquences se rattachant à tout composant actif nous a conduit à réaliser et mettre au point un programme numérique adéquat. L'expérience montre que l'exploitation de cette technique est très longue et cette difficulté rejoint celle de tout traitement de problèmes multifréquences avec contrainte. Comme nous l'avons signalé au cours de l'étude théorique, ce programme peut servir de base à une étude plus générale sur les mélangeurs d'émission.

Si l'on devait résumer rapidement les résultats importants de l'étude, nous présenterions, pour le fonctionnement statique, la possibilité d'obtention d'une puissance de sortie assez élevée, de l'ordre de 100 à 150 mW avec un taux de conversion supérieur à 1, de l'ordre de + 4 dB. Ce résultat est très important car il situe le mélangeur à diode à avalanche nettement au-dessus des dispositifs classiques. L'obtention de ces performances est cependant liée à la nécessité d'une technologie hyperfréquence très évoluée. Le composant utilisé ne présente pas de caractéristiques très sévères mais là, seule une étude plus détaillée, autant théorique qu'expérimentale, nous permettra de donner une conclusion plus définitive sur un modèle exact. Pour le fonctionnement dynamique, nous retenons surtout la mise en évidence d'une corrélation des phases des champs aux différentes fréquences. Compte tenu du modèle utilisé, cette corrélation entraîne une dépendance linéaire des phases d'entrée et de sortie. C'est un résultat partiel, mais il montre que si l'on peut en pratique se rapprocher des mêmes conditions de fonctionnement (présence unique de trois composantes de champ), le mélangeur est directement applicable à un système de télécommunication. La fluctuation de puissance dans la bande d'utilisation étant peu importante, on peut également utiliser ce système en wobulateur, en commandant la fréquence de sortie par le signal basse fréquence.

ANNEXES

ANNEXE I

Expressions de $\Gamma(\omega)$

$$\Gamma(\omega_1) = I_{00} \left[-j \frac{2\lambda}{\tau_\delta \omega_1} + \frac{j}{2} \left(\frac{2\lambda}{\tau_\delta} \right)^2 \left\{ \frac{E_2 E_3}{E_1 \omega_2 \omega_3} e^{j(\phi_3 - \phi_2 - \phi_1)} + \frac{E_2 E_4}{E_1 \omega_2 \omega_4} e^{j(\phi_2 - \phi_4 - \phi_1)} \right\} \right]$$

$$\Gamma(\omega_2) = I_{00} \left[-j \frac{2\lambda}{\tau_\delta \omega_2} + \frac{j}{2} \left(\frac{2\lambda}{\tau_\delta} \right)^2 \left\{ \frac{E_1 E_3}{E_2 \omega_1 \omega_2} e^{j(\phi_3 - \phi_1 - \phi_2)} + \frac{E_1 E_4}{E_2 \omega_1 \omega_4} e^{j(\phi_1 + \phi_4 - \phi_2)} \right\} \right]$$

$$\Gamma(\omega_3) = I_{00} \left[-j \frac{2\lambda}{\tau_\delta \omega_3} + \frac{j}{2} \left(\frac{2\lambda}{\tau_\delta} \right)^2 \left\{ \frac{E_1 E_2}{E_3 \omega_1 \omega_2} e^{j(\phi_1 + \phi_2 - \phi_3)} \right\} \right]$$

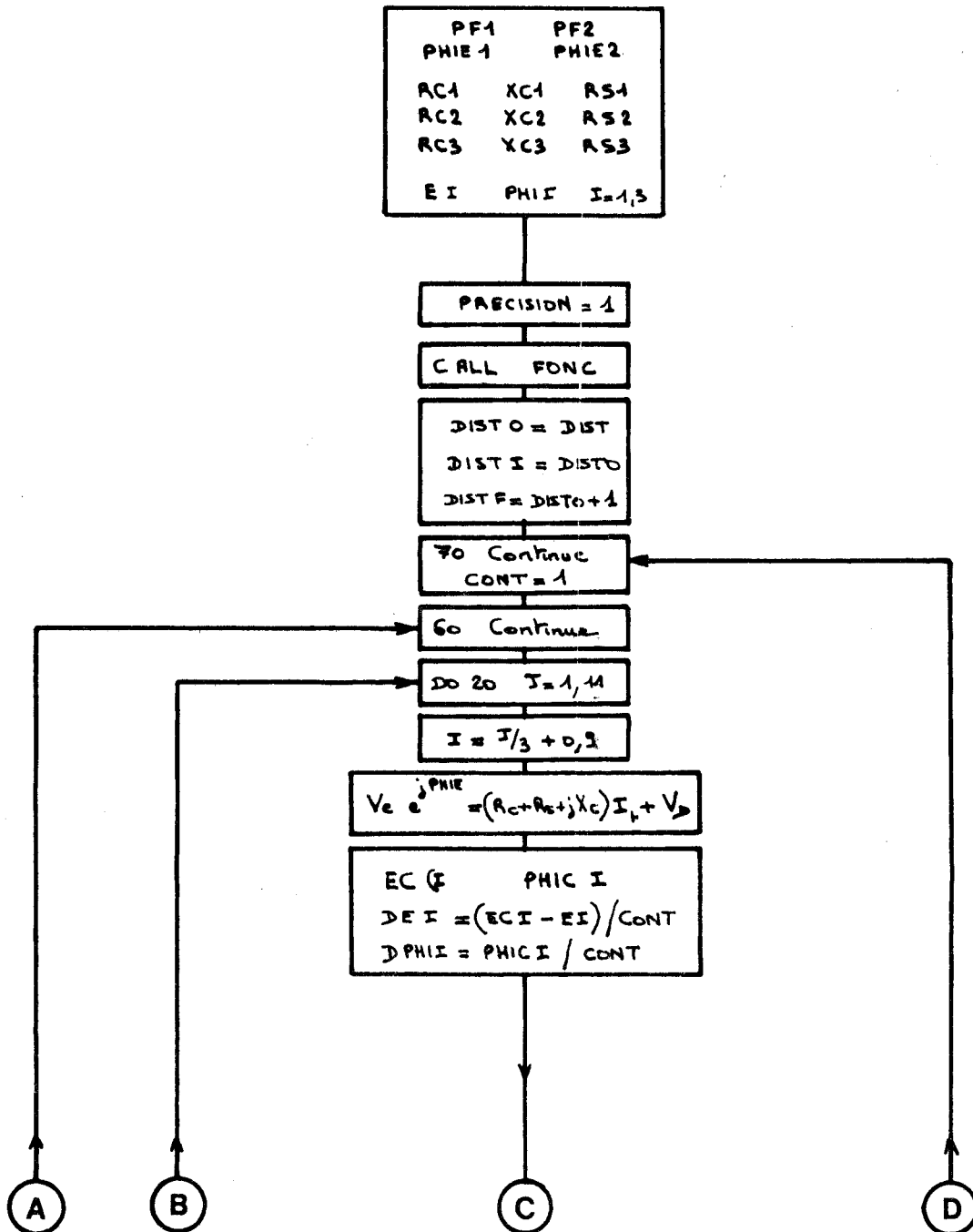
$$\Gamma(\omega_4) = I_{00} \left[-j \frac{2\lambda}{\tau_\delta \omega_4} + \frac{j}{2} \left(\frac{2\lambda}{\tau_\delta} \right)^2 \left\{ \frac{E_1 E_2}{E_4 \omega_1 \omega_2} e^{j(\phi_2 - \phi_1 - \phi_4)} \right\} \right]$$

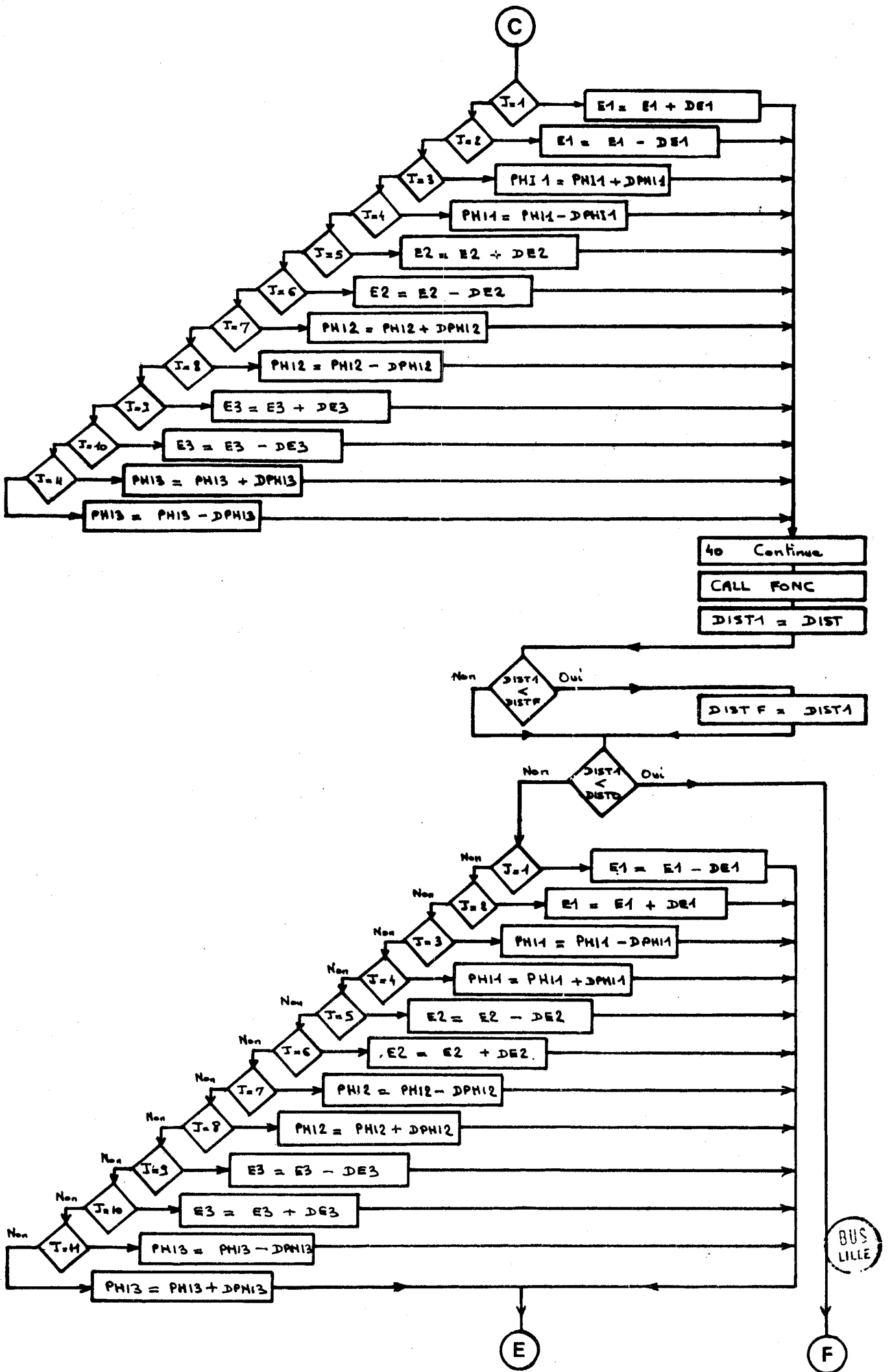
I_{00} peut se calculer en écrivant que la valeur moyenne de $I_c(t)$ est égale au courant I_0 :

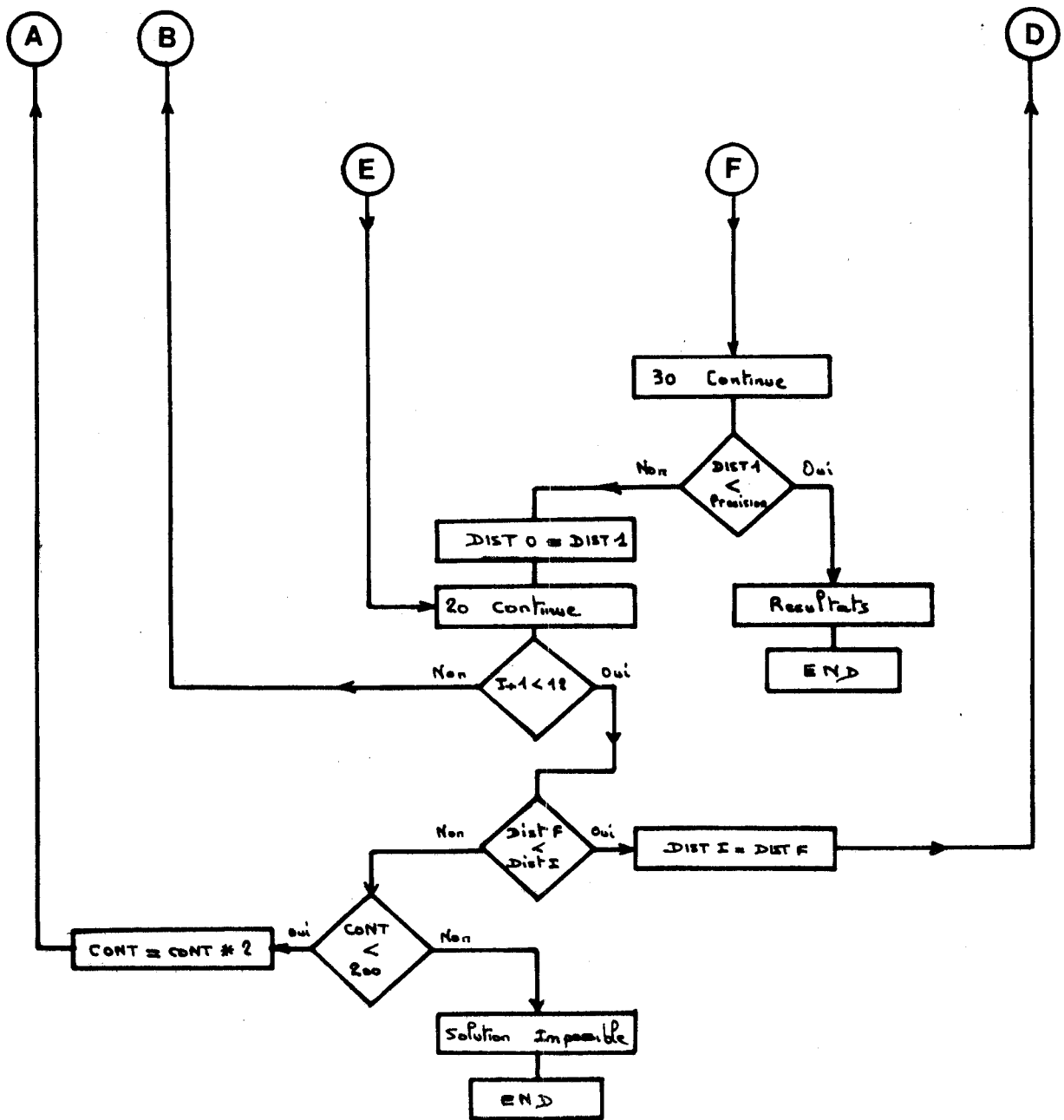
$$I_{00} = \frac{I_0}{1 + \left(\frac{\lambda}{\tau_\delta} \right)^2 \left[\frac{E_1^2}{\omega_1^2} + \frac{E_2^2}{\omega_2^2} + \frac{E_3^2}{\omega_3^2} + \frac{E_4^2}{\omega_4^2} \right]}$$

ANNEXE II

ORGANIGRAMME DU TRAITEMENT NUMERIQUE DU SYSTEME : DIODE + CIRCUITS







La procédure FONC regroupe le traitement numérique de la diode complète (I.A-4_{3.1}) et le calcul de distance (I.A-4_{3.2}).



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

- [1] W.M. HUBBARD and al
"A solid state regenerative repeater for guided millimeter wave communication systems".
Bell System Technical Journal, November 1967.
- [2] P. PENFIELD, R.P. RAFUSE
"Varactor Applications".
M.I.T. Press, 1962.
- [3] D.T. YOUNG, J.C. IRVIN
"Millimeter frequency conversion using an "n" type Ga As Schottky Barrier epitaxial diodes with a novel contacting technique".
Proc. I.E.E.E., December 1965.
- [4] J.R. MAHIEU and al
"Technologies avancées développées par l'industrie pour les études sur le guide d'ondes circulaire".
Annales des télécommunications, Tome 29, n° 9-19, Septembre-Octobre 1974
- [5] N. KANMURI and al
"Low-Noise Down converter and high-efficiency up-converter for transmitter-Receiver applications in the 60-80 GHz region".
I.E.E.E. on Microwave Theory and Techniques, December 1974
- [6] W.J. EVANS, G.I. HADDAD
"Frequency conversion in IMPATT Diodes"
I.E.E.E. on Electron Devices, Vol 16 n° 1, January 1969.
- [7] M. HINES
"Large-signal noise, Frequency conversion, and parametric instabilities in IMPATT Diode Networks".
Proc. I.E.E.E., Vol. 60 n° 12, December 1972.
- [8] M.J. GRACE
"Down converter and Sideband translation using Avalanche Transit Time Oscillators".
Proc. I.E.E.E., November 1966.

- [9] Y. FUKATSU, H. KATO
"Frequency conversion with gain through sideband locking of an IMPATT Diode Oscillation".
Proc. I.E.E.E., March 1969.
- [10] M. J. AHMED
"Avalanche Diode amplifier-upconverter".
Electronics Letters, 18th October 1973, Vol. 9 n° 21.
- [11] E. ALLAMANDO
"Etude théorique et expérimentale des dispositifs à avalanche et temps de transit".
Thèse d'Etat, LILLE, Décembre 1973.
- [12] I. DOUMBIA
"Oscillations multifréquences des diodes semiconductrices en régimes d'avalanche"
Thèse de 3ème cycle, LILLE, Février 1971.
- [13] B. CARNEZ
"Amplificateurs hyperfréquences Bande X à diodes à avalanche".
Thèse de 3ème cycle, LILLE, Septembre 1975.
- [14] P.A. ROLLAND
"Utilisation des diodes à avalanche pour la multiplication de fréquences de rang élevé en ondes millimétriques".
Thèse de 3ème cycle, LILLE, Juillet 1973.
- [15] W.T. READ
"A proposed high frequency negative resistance diode".
Bell System Technical Journal, Vol. 37, March 1958.
- [16] K.G. Mc KAY
"Avalanche Breakdown in Silicon".
Physical Review, Vol. 94 n° 4, May 1954.
- [17] G. VANBORREN
"Multiplication de fréquence dans un semi-conducteur en régime d'avalanche".
Thèse de 3ème cycle, LILLE, 1971.

- [18] B. BOITTIAUX
"De l'impédance hyperfréquence présentée par un semiconducteur en avalanche".
Thèse de 3ème cycle, LILLE, Octobre 1968.
- [19] E. ALLAMANDO, E. CONSTANT, G. SALMER, A. SEMICHON.
"Propriétés hyperfréquences des diodes à avalanche. Modes d'Oscillation".
Acta Electronica, Vol. 12 n° 3, Juillet 1969.
- [20] J. M. MANLEY, H.E. ROWE
"Some General properties of Non Linear Elements, I : General Energy Relations".
Proc. I.R.E., Vol. 44 n° 904, 1956.
- [21] D. HARS
"Transposition de Fréquences par diode à avalanche".
D.E.A., LILLE, Juillet 1974.
- [22] M. GILDEN, M.E. HINES
"Electronic tuning in the READ microwave avalanche diode".
I.E.E.E. on Microwave Theory and Techniques, Janvier 1966.
- [23] J. THOMAS
"Analyse du régime non-linéaire dans une diode à avalanche en fonction de l'impédance de charge".
Thèse de 3ème cycle, TOULOUSE, Octobre 1975.
- [24] P.A. ROLLAND
Thèse d'Etat à paraître
- [25] J. PRIBETICH
"Détermination théorique et expérimentale des paramètres caractéristiques des structures semiconductrices en régime d'avalanche".
Thèse de 3ème cycle, LILLE, 1971.
- [26] Rapport de contrat C.N.E.S. 71-254, Lille 1971
"Etude théorique et expérimentale des performances optimales des oscillateurs hyperfréquences à diodes à avalanche et temps de transit".

- [27] J. L. VATERKOWSKI
Thèse d'Etat à paraître
- [28] T. MISAWA, N.D. KENYON
"An oscillator circuit with cap structure for millimeter wave IMPATT diodes".
I.E.E.E. on Microwave Theory and Techniques, November 1970
- [29] R.L. EINSENHART, P.J. KHAN
"Theoretical and experimental analysis of a waveguide mounting structure"
I.E.E.E. on Microwave Theory and Techniques, August 1971.
- [30] F.M. MAGALHAES, K. KUROKAWA
"A single tuned oscillator for IMPATT characterizations"
Proc. I.E.E.E., May 1970
- [31] A. DERYCKE
"Multiplication de Fréquence à diode à avalanche : recherche de structures optimales en Ga As, optimisation des circuits hyperfréquences"
Thèse 3ème cycle, LILLE, Janvier 1975.
- [32] N. MARCUVITZ
"Waveguide Handbook"
Radiation Laboratory Series - Mc Graw Hill, 1975
- [33] G.L. MATTHEI, and al
"Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and coupling structures"
Mc Graw Hill, 1964;
- [34] T. NAKAGAMI, S. TAKENAKA
"Precision design of millimeter-wave Band Pass Filter"
Fujitsu Scientific and technical Journal, December 1972
- [35] J.R. MAHIEU
"Techniques et réalisations de dispositifs aux ondes millimétriques"
Onde Electrique, Vol. 53, Fasc. 5, Mai 1973.

[36]

J. TORRES VALDA

"Sur les Bruits présentés par des oscillateurs à diode à avalanche en ondes millimétriques".

Thèse de docteur ingénieur, LILLE, Janvier 1976.

[37]

T. HAIR, K.A.J. WARREN

"The measurement of frequency modulation noise with a delay time"

The Marconi Review, Third quarter, 1969

