

50376
1979
134

N° d'ordre : 788

50376
1979
134

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE TROISIÈME CYCLE

par

Henri GERARD



**ETUDE EXPERIMENTALE DU TRANSISTOR
A AVALANCHE CONTROLEE ET TEMPS DE TRANSIT
- C. A. T. T. -
MISE EN EVIDENCE
DES MECANISMES FONDAMENTAUX**

Soutenue le 31 Octobre 1979, devant la Commission d'Examen

Membres du Jury	MM.	CONSTANT	Président
		SALMER	Rapporteurs
		CROSNIER	Examinateur
		RACZY	Invité
		BONIS	

A mes Parents,

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

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance envers Monsieur le Professeur CONSTANT qui me fait l'honneur de juger ce travail et de présider ce jury.

J'exprime toute ma gratitude envers Monsieur le Professeur SALMER, Messieurs CROSNIER et LEFEBVRE qui m'ont guidé tout au long de ce travail.

J'exprime à Monsieur le Professeur RACZY ma plus vive reconnaissance de s'être intéressé à mon travail et d'avoir bien voulu participer au jury.

Je remercie vivement Messieurs FUMEE et PARIS de la RTC Caen avec qui j'ai eu des discussions fructueuses, et particulièrement Monsieur BONIS qui me fait l'honneur de sa présence.

J'adresse mes remerciements à tout le personnel technique et administratif :

- à Monsieur PLAYEZ et Madame DELOS pour leur compétence et leur aide dans le domaine expérimental ;
- à Messieurs JENNEQUIN, MICHON et ANDRIES pour leur collaboration technique ;
- à Mademoiselle GERARD qui a assuré la dactylographie de ce travail ;
- à Messieurs DEHORTER et PLUQUET qui en ont assuré la polycopie.

Mes remerciements vont également à tous mes camarades du Laboratoire.

S O M M A I R E

INTRODUCTION

I ETUDE PRELIMINAIRE

I.1 Transistor bipolaire ou CATT	p. 1
I.2 Influence de la multiplication des porteurs par avalanche sur les caractéristiques d'un transistor bipolaire	2
I.2.1 Les caractéristiques statiques	
a) Méthode de mesures	
b) Interprétation des mesures	
I.2.2 Les caractéristiques hyperfréquences	
a) Méthode de mesures	
b) Interprétation des mesures	
I.2.3 Influence de l'avalanche sur le bruit	
I.2.4 Conclusion	

II PROBLEMES POSES PAR L'AVALANCHE ET LA DESERTION DE LA ZONE DE TRANSIT

II.1 But à atteindre	8
II.2 Le profil recherché	9
II.3 Etude expérimentale	12
II.3.1 Méthodes de caractérisation des diodes	
a) Caractéristiques statiques - mesure de la tension d'avalanche	
b) Mesure de la résistance de charge d'espace	
c) Mesure de la caractéristique C(V) de la diode - déduction de la carte de champ et du profil de dopage	

II.3.2 Caractérisation de l'avalanche dans le CATT -

Méthode de mesures.

- mesure quasi statique du CATT à température constante.

II.3.3 Résultats expérimentaux - Interprétation

- les échantillons réalisés.
- diodes
 - a) Caractéristiques statiques
 - b) Mesures de la résistance de charge d'espace
 - c) $C(V)$ - carte de champ et profil de dopage
- courbe $C(V)$
- carte de champ et profil de dopage

Conclusion

- CATT
 - a) Mesures quasi statiques
 - b) Technologie des CATT

Conclusion

III PROBLEME DE LA FOCALISATION

III.1 Rappel théorique de la focalisation

32

III.1.1 Cas du transistor à géométrie circulaire

III.1.2 Cas de la structure interdigitée

III.1.3 Evolution de $R_{bb'}$ avec la température

III.2.1 Les méthodes de mesures

- a) Relevé des caractéristiques statiques
- b) Mesures des paramètres h_{21b} et h_{11b} petits signaux BF
- c) Mesures en impulsions à forts courants
- d) Mesures de $r_{bb'}$

III.2.2 Résultats expérimentaux - interprétation

- a) Les caractéristiques statiques
- b) Paramètres $h_{21b} = f(V_{CB})$
- c) Caractéristiques $I_C = f(V_{CB})$ en impulsions à forts courants
- d) Mesure de $r_{bb'}$
- e) Mesure de $h_{11b} = f(V_{CB})$

Conclusion

IV ANALYSE THEORIQUE DU COMPORTEMENT DU CATT

IV.1 Modèle choisi

54

- a) l'avalanche contrôlée
- b) l'avalanche non contrôlée
- c) focalisation
- d) réaction de charge d'espace

IV.2 Méthode de simulation

58

- a) le schéma du calcul effectué
- b) résultats obtenus

Conclusion

V PERFORMANCES EN PUISSANCE EN REGIME HYPERFREQUENCE

V.1 Description sommaire du fonctionnement du CATT en hyperfréquence classe B ou C	62
V.2 Classe A petits signaux	65
- Mesure du paramètre d'amplification hyperfréquence S_{21} en fonction de V_{CB} courant d'émetteur constant	
a) Méthode de mesures	
b) Interprétation	
V.3 Etude expérimentale des possibilités amplificatrices du CATT en classe C	66
V.3.1 Principe de la mesure	
V.3.2 Méthode de mesure - Problèmes rencontrés	
V.3.3 Résultats obtenus	
a) CATT "lo hi lo"	
b) CATT "hi lo"	
V.3.4 Interprétation	
Conclusion	

CONCLUSION

BIBLIOGRAPHIE

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

La diode à avalanche et temps de transit, bien que très employée en tant qu'amplificateur et oscillateur hyperfréquence, présente certains inconvénients vis à vis des dispositifs à trois électrodes ; parmi ceux-ci, nous pouvons citer les performances de bruit, de très loin inférieures à celles des transistors, l'absence de commandabilité et la nécessité de l'utilisation d'un circulateur lors d'une utilisation en amplificateur.

Par ailleurs, malgré les importants progrès technologiques relatifs à l'élaboration des matériaux semi-conducteurs et à la réalisation des transistors bipolaires, l'utilisation des possibilités amplificatrices de ces composants dans une gamme suffisamment étendue du domaine des hyperfréquences est encore limitée à cause de la diminution du facteur de transport émetteur-collecteur quand la fréquence augmente.

Pour pallier les inconvénients respectifs de la diode ATT et du transistor bipolaire est apparue l'idée d'insérer, dans l'espace collecteur-base d'un composant tri-électrode, des zones de multiplication du courant et de transit des porteurs dont les effets compenseraient la décroissance du facteur de transport ; c'est le transistor à avalanche contrôlée et temps de transit (CATT) que Carroll, le premier, a proposé d'utiliser. La première réalisation a été l'oeuvre de Yu et Tantraporn de la General Electric. Nous avons entrepris dans le cadre d'un travail réalisé en collaboration étroite avec la Radiotechnique Compelec, usine de Caen et, en relation avec le LAAS, la possibilité d'étudier une telle structure.

...

Les différentes phases de cette étude ont été les suivantes :

- une étude préliminaire effectuée au Centre Hyperfréquences et Semi-Conducteurs de Lille , qui a regroupé d'une part, une approche théorique effectuée par Lefèbvre relative aux matériaux et profils de dopage (1-2), et d'autre part, une partie expérimentale prospective portant sur les possibilités offertes par des transistors hyperfréquences commerciaux au voisinage de l'avalanche (3).

- les premières réalisations de la RTC Caen ont permis la résolution des problèmes technologiques posés par la fabrication de tels composants, la compréhension des mécanismes du CATT et une première tentative de modélisation.

- une modélisation très détaillée a été réalisée par Lefèbvre (4-5) : elle tient compte des différents phénomènes présents dans le composant et permet d'en réaliser l'optimisation et d'en discuter l'intérêt.

C'est dans cet ensemble que s'est placée notre propre contribution qui a consisté en une approche essentiellement expérimentale de tous les problèmes rencontrés au cours des différentes phases de l'étude. Le plan que nous avons choisi pour développer notre travail est le suivant :

Le premier chapitre : "étude préliminaire" traite de l'influence de l'avalanche sur les caractéristiques d'un transistor hyperfréquence usuel (type RTC 3000M) et montre l'intérêt potentiel du CATT.

...

Le second chapitre : "problèmes posés par l'avalanche et la désertion de la zone de transit", permet de dégager la structure qui correspond le mieux à un fonctionnement de type CATT, grâce à l'étude expérimentale de diodes réalisées en même temps que les échantillons CATT, et possédant un profil de dopage identique à celui de la jonction collecteur-base.

Le troisième chapitre : "problème de la focalisation", aborde l'effet, sur les caractéristiques du CATT, de la diminution de la zone active de base quand la densité de courant augmente.

Le quatrième chapitre : "analyse théorique du comportement du CATT", est une simulation sommaire qui tient compte, en régime quasi-statique, des principaux effets mis en évidence dans l'étude expérimentale.

Le cinquième chapitre : "performances en puissance en régime hyperfréquence", montre l'intérêt de l'utilisation en classe C des composants réalisés à ce jour.

C H A P I T R E I

I ETUDE PRELIMINAIRE

I.1 TRANSISTOR BIPOLAIRE OU CATT

L'évolution des technologies d'élaboration des matériaux semi-conducteurs et la réalisation de composants de type transistor a permis d'étendre la gamme de fréquence d'utilisation des transistors bipolaires. C'est ainsi que différents domaines d'investigation furent abordés successivement : la meilleure maîtrise des procédés de diffusion ou d'implantation ionique a favorisé la diminution de l'épaisseur de la base active, l'intervention de l'informatique dans de nouvelles méthodes de traçage des masques a apporté une meilleure reproductibilité, enfin, des récentes techniques de traitement des oxydes ont contribué à réduire les capacités parasites sous les zones destinées à recevoir les contacts.

La mise en oeuvre de ces différentes techniques n'a toutefois pas permis la réalisation de transistors qui possèdent encore des performances intéressantes au delà de quelques gigahertz ; aussi des idées nouvelles sont apparues.

Diverses solutions ont été proposées par Caroli dès 1974 ; elles utilisent conjointement la multiplication des porteurs et donc du courant par avalanche, et le transit dans la zone déplétée du collecteur. Le CATT de la General Electric, mis au point par Yu et Tantraporn a été la première réalisation pratique.

La modélisation du composant, proposée par ces auteurs (6), présentait un certain nombre d'inexactitudes et d'omissions. En particulier, ils ne faisaient intervenir ni la nature induite du courant de collecteur (Théorème de Ramo et Schockley), ni les caractères

temporels et localisés du phénomène de multiplication. C'est pour ces raisons qu'une nouvelle modélisation très complète a été entreprise dans le cadre de notre laboratoire par Lefèbvre (7) afin de dégager des conclusions plus certaines quant à l'intérêt et à la faisabilité du dispositif.

Simultanément, avant de procéder à la fabrication de composants de type CATT, une première approche, uniquement expérimentale, était effectuée sur des composants usuels, pour vérifier que la multiplication par avalanche apporte bien une amélioration sensible des performances des transistors hyperfréquences (3).

1.2 INFLUENCE DE LA MULTIPLICATION DES PORTEURS PAR AVALANCHE SUR LES CARACTERISTIQUES D'UN TRANSISTOR BIPOLAIRE

Les composants utilisés sont des transistors bipolaires hyperfréquences de puissance (RTC 3000M) qui tolèrent une légère mise en avalanche de leur jonction collecteur-base. Ces transistors sont encapsulés dans une configuration base commune.

Le mécanisme essentiel qui justifie l'utilisation des CATT est la multiplication du courant d'injection d'émetteur au niveau de la jonction collecteur-base. La présence de ce phénomène peut être observée sur un tracé du réseau des caractéristiques statiques du transistor : I_C (courant de collecteur) en fonction de V_{CB} (tension collecteur-base à courant d'émetteur (I_E) constant).

1.2.1 Les caractéristiques statiques

a) Méthode de mesures

Le réseau $I_C = f(V_{CB})$ à I_E constant est relevé directement sur une table traçante ; à cette fin, on utilise le montage de la figure 1.

La tension de polarisation collecteur-base est relevée directement sur la voie X de la table traçante ; en ordonnée Y est prélevé un échantillon de tension directement proportionnel au courant de collecteur à travers la résistance R. Pour éviter toute oscillation parasite hyperfréquence susceptible de dégrader le composant, il est nécessaire, qu'en hautes fréquences, ce dernier ait ses terminaisons fermées sur des charges adaptées.

Moyennant cette précaution, le réseau des caractéristiques statiques est relevé ; on en donne un exemple sur la figure 2.

b) Interprétation des mesures

Les mesures effectuées laissent apparaître clairement plusieurs phénomènes.

- Zone A

Dans cette zone on retrouve le réseau des caractéristiques statiques $I_C = f(V_{CB})$ des transistors classiques.

- Zone B

L'effet désiré (avalanche contrôlée), qui est la

multiplication par avalanche du courant d'émetteur dans la jonction collecteur-base, est bien présent. Cette multiplication, relativement faible (1,2 au plus) peut être améliorée par la réalisation technologique d'un profil de dopage adéquat ; profil que nous étudierons plus loin.

- Zone C

Elle est caractéristique du claquage par avalanche de la jonction collecteur-base et est qualifiée d'avalanche non-contrôlée car le courant de collecteur devient ici indépendant du courant d'émetteur injecté (cette avalanche est présente même pour un courant d'émetteur nul).

Le courant de collecteur total est donc l'addition de deux effets : un effet de multiplication des porteurs injectés par l'émetteur et un effet d'avalanche non-contrôlée initié par le courant de saturation de la jonction collecteur-base (8).

Les caractéristiques statiques laissent donc apparaître qu'il existe une multiplication par le phénomène d'avalanche du courant d'injection d'émetteur au niveau de la jonction collecteur-base : le facteur de transport total émetteur-collecteur (M_{α}) est donc supérieur à l'unité. On peut se demander si cette amélioration du facteur de transport a des conséquences sur les caractéristiques hyperfréquences ; c'est le problème que nous allons étudier maintenant.

1.2.2 Les caractéristiques hyperfréquences

Les principaux paramètres qui caractérisent un amplificateur hyperfréquence sont les coefficients de la matrice scattering (9) :

- S_{21} : traduit le gain de l'amplificateur ;
- S_{11} : coefficient de réflexion d'entrée : liée à l'impédance d'entrée ;
- S_{22} : coefficient de réflexion de sortie : liée à l'impédance de sortie.

L'influence de la multiplication par avalanche sur ces différents paramètres peut être mise en évidence en traçant, en fonction de la tension de polarisation collecteur-base V_{CB} , ces divers coefficients ; dans ce cas, on maintient constant le courant continu qui circule dans l'émetteur.

a) Méthode de mesures

Les mesures sont effectuées à l'analyseur de réseau ; le synoptique du banc de mesures est celui de la figure 3. R_{pC} et R_{pE} sont respectivement les résistances destinées à la protection des jonctions collecteur-base et émetteur-base. La fréquence de mesure est maintenue constante et égale à 2 gigahertz.

b) Interprétation des mesures

Les différents tracés représentatifs des paramètres S sont ceux des figures 4 a, b et c.

- Figure 4.a : $S_{21} = f(V_{CB})$

L'apparition de la multiplication au sein de la jonction base-collecteur s'accompagne d'une amélioration relativement notable du gain du composant (de l'ordre de 7,5 dB pour ce transistor). Lorsqu'apparaît le processus d'avalanche non-contrôlée, l'accroissement du coefficient S_{21} s'arrête.

Cette augmentation de S_{21} demeure et conserve pratiquement une valeur identique, même pour des courants de polarisation d'émetteur plus élevés (les mêmes mesures effectuées jusqu'à 15 mA ont donné des résultats similaires).

Cette amélioration persiste pour des fréquences supérieures, jusqu'à 7 gigahertz environ.

- Figure 4.b : $S_{22} = f(V_{CB})$

La valeur du paramètre S_{22} demeure pratiquement constante ou évolue très peu, dans une plage de variations de la tension V_{CB} assez importante : l'écart d'adaptation entre un transistor classique et un transistor fonctionnant en régime d'avalanche sera donc minime côté sortie.

- Figure 4.c : $S_{11} = f(V_{CB})$

La mise en multiplication par le processus d'avalanche n'affecte pratiquement pas la valeur de ce paramètre, même lorsque V_{CB} varie dans de très larges proportions.

Une autre caractéristique importante des amplificateurs hyperfréquences est leur facteur de bruit. Or, compte tenu des médiocres performances de bruit des dispositifs à avalanche, on pouvait valablement se demander si la multiplication n'entraînait pas une dégradation importante des performances de bruit.

1.2.3 Influence de l'avalanche sur le bruit

On effectue pour les fréquences de 3 et 3,6 gigahertz en régime de fonctionnement classe A, des mesures simultanées de gain et de facteur de bruit du dispositif.

Ces résultats sont représentés figure 5. Ils montrent que le facteur de bruit demeure raisonnable et qu'il se dégrade moins vite avec l'augmentation de V_{CB} que ne croit le gain.

1.2.4 Conclusion

Les précédents résultats -amélioration notable du gain, maintien des coefficients de réflexion d'entrée et de sortie, bonne conservation des performances de bruit- ont mis en évidence l'intérêt potentiel des transistors utilisés au voisinage de l'avalanche. Ceci est d'autant plus notable que ces échantillons ne sont que des transistors bipolaires hyperfréquences commerciaux non prévus pour fonctionner en CATT.

Il apparaît donc intéressant de passer à la réalisation de structures qui posséderaient la topologie optimale (collecteur-base) pour un fonctionnement en régime d'avalanche, en vue d'obtenir la plus grande amélioration possible de leurs performances.

La réalisation de telles structures pose quelques problèmes ; c'est ce que le chapitre suivant va nous permettre d'étudier.

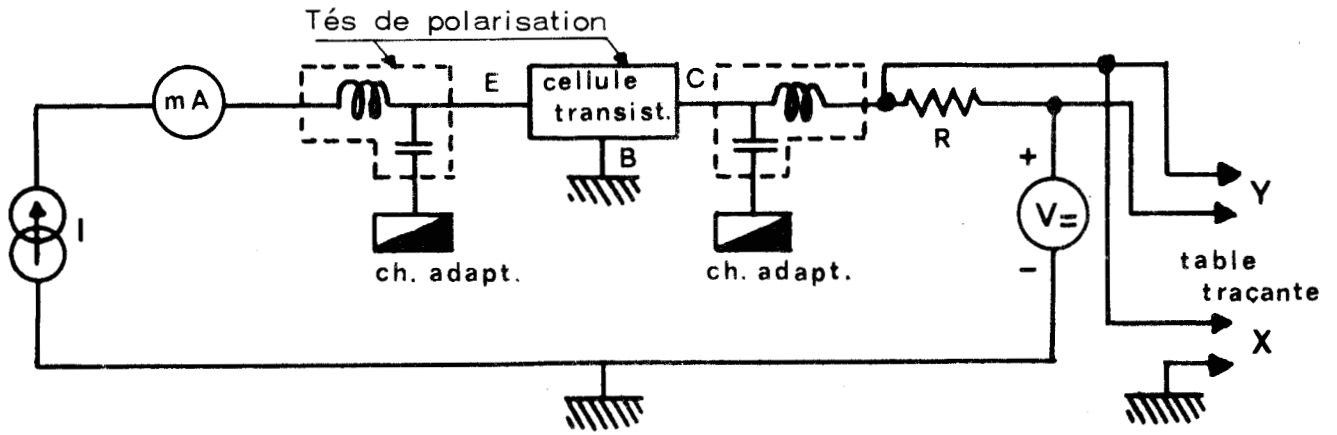


Figure 1 : Montage:relevé des caractéristiques statiques.

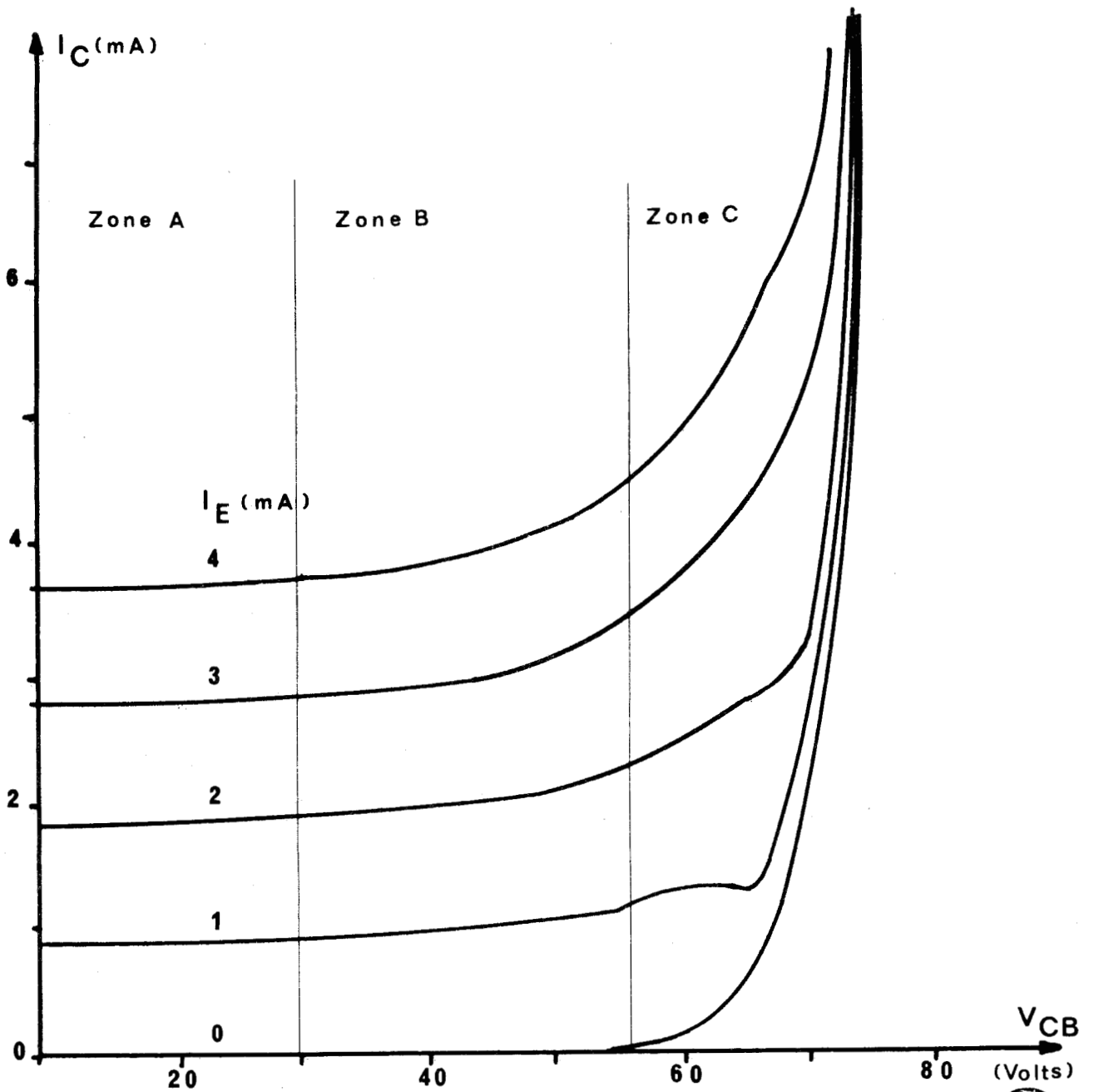


Figure 2 : Réseau des caractéristiques statiques du transistor.

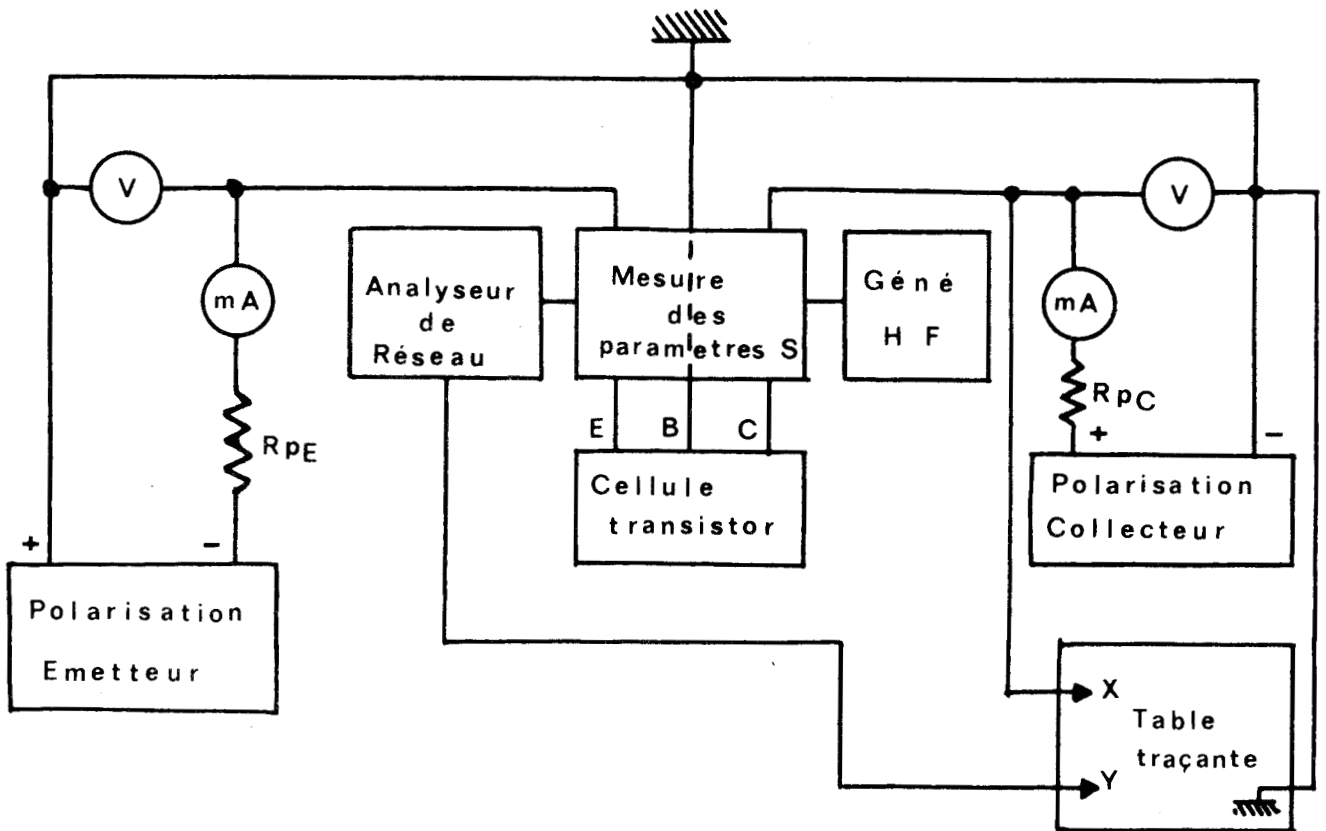


Figure 3 : Banc de mesures des paramètres S



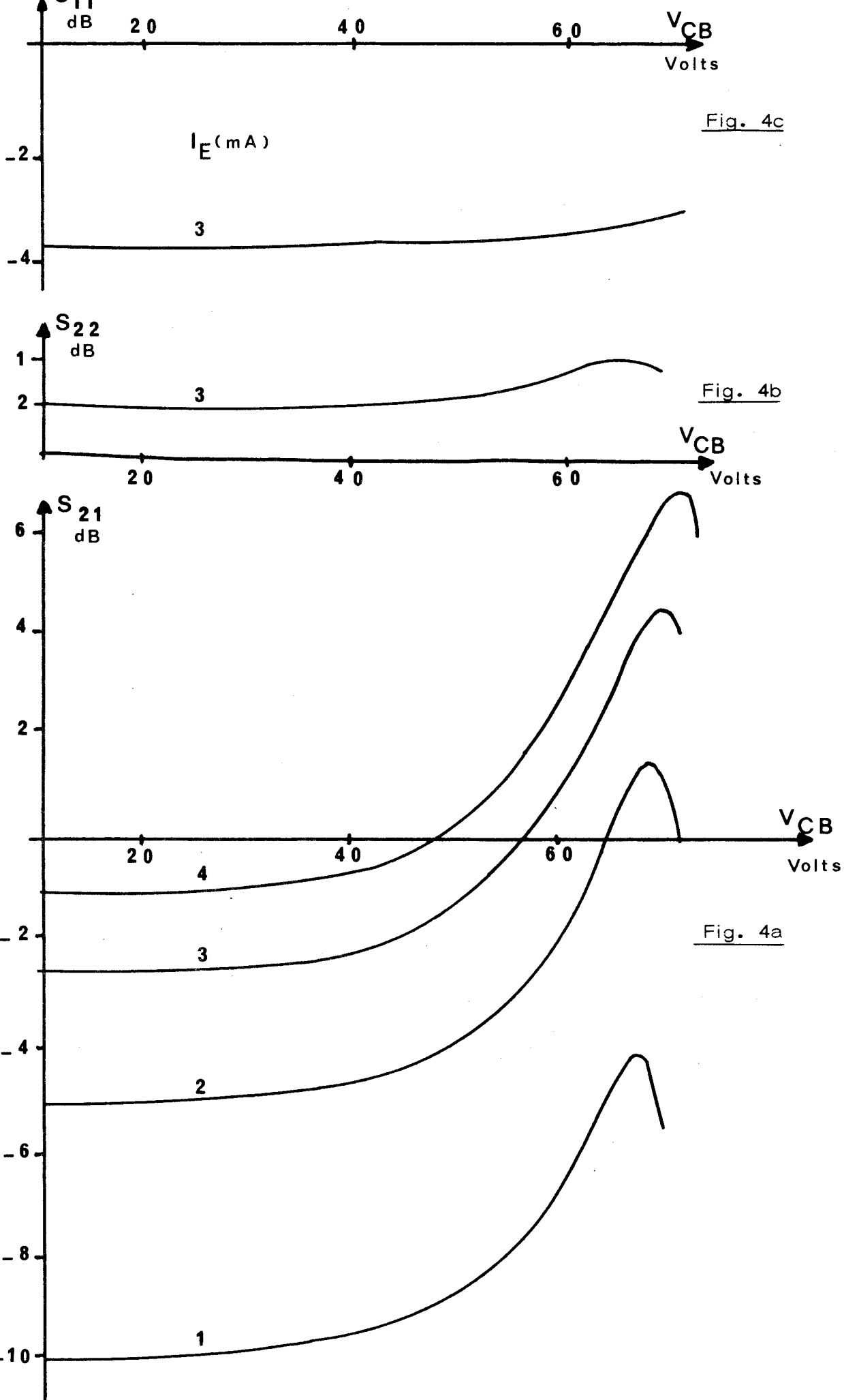


Figure 4 : Evolutions des paramètres S du transistor en fonction de la tension de polarisation Collecteur-Base.

—— Gain
- - - - Facteur de bruit

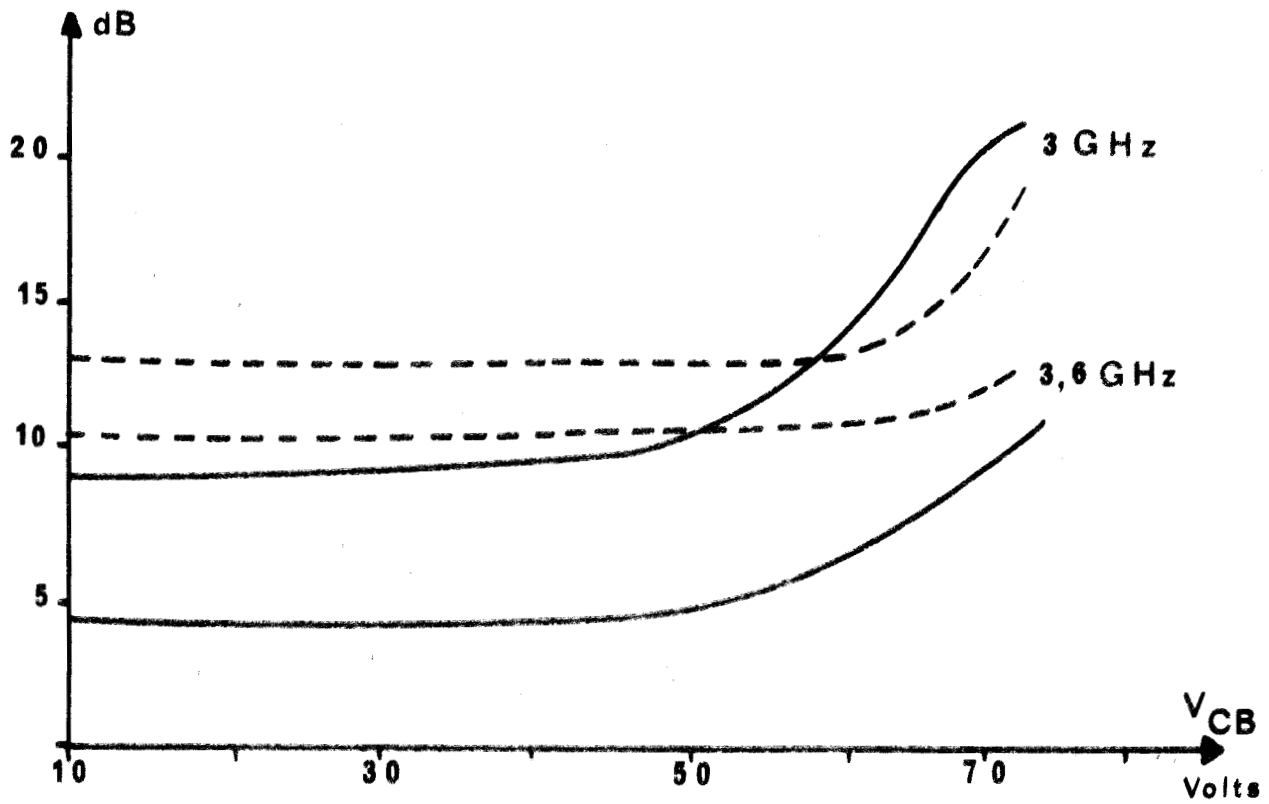


Figure 5 : Gain et facteur de bruit du transistor en fonction de V_{CB} .

C H A P I T R E I I

II PROBLEMES POSES PAR L'AVALANCHE ET LA DESERTION DE LA ZONE DE TRANSIT

II.1 BUT A ATTEINDRE

Les applications du CATT se situent dans le domaine de l'amplification en puissance en régime hyperfréquence.

Pour recueillir un maximum de puissance, les excursions de tension et de courant susceptibles d'être supportées par le composant, particulièrement au niveau de la jonction collecteur-base doivent, de toute évidence, être aussi grandes que possible.

Pour éviter de créer des non-linéarités supplémentaires par rapport au transistor utilisé en amplificateur de puissance, il est nécessaire que le CATT ne présente pas de dissymétries fonctionnelles : en régime de multiplication, l'avalanche sous la zone de base doit être la plus homogène et la plus uniforme possible. De plus, il importe que les facteurs de multiplication dynamique et statique soient grands et varient aussi peu que possible pour une large excursion autour de la tension de polarisation collecteur-base.

Dans le but de faire tendre les pertes vers un minimum, la multiplication par avalanche, dans une région déterminée du collecteur, ne doit se produire que lorsque la zone de transit est complètement désertée.

Compte tenu de ces diverses remarques, la recherche d'un profil de dopage, dont les caractéristiques se rapprochent le plus de ces conditions, est donc nécessaire.

II.2 LE PROFIL RECHERCHE

La caractéristique statique d'une diode polarisée en inverse peut être calculée à partir d'un programme numérique mis au point au laboratoire (10) ; à l'aide de ce programme les taux de multiplication des porteurs (électrons et trous) peuvent être évalués.

Les calculs reposent sur la résolution unidimensionnelle des équations de continuité du courant associées à l'équation de Poisson. Quand le courant de polarisation et le courant d'électrons injectés sont fixés, il est possible de déterminer d'une part, la tension correspondant au phénomène d'avalanche et d'autre part, les taux de multiplication relatifs aux trous et aux électrons.

L'intérêt d'utiliser des jonctions collecteur-base du type NP^+ plutôt que PN^+ semble évident dans la mesure où le taux d'ionisation α_n des électrons est, dans le silicium, supérieur à celui α_p des trous ; ce qui entraîne que le taux de multiplication M_n des électrons est supérieur à celui des trous M_p .

Le profil de concentration des impuretés dopantes possède une influence prépondérante sur l'allure des caractéristiques $I(V)$ des jonctions collecteur-base. L'étude théorique systématique de deux types de diodes a été réalisée :

- La diode PIN ;
 - La diode P^+N à profil différencié type H.L (High Low)
- (L'étude de la diode P^+N classique n'a pas semblé être intéressante car ses caractéristiques sont situées entre celles des diodes PIN et HL).

Pour la diode PIN, les résultats font apparaître une tension d'avalanche plus élevée que pour les diodes HL (possibilité d'une excursion de tension plus importante) ; en contrepartie, les taux de multiplication demeurent faibles durant la majeure partie de la caractéristique $M(V)$, puis augmentent brutalement avec la tension. Il en est tout autrement pour la diode HL, pour laquelle la variation du facteur de multiplication est beaucoup plus lente : la plage réelle qui peut être balayée par la tension s'en trouve considérablement augmentée.

Le fonctionnement en CATT reposant sur la multiplication de porteurs qui sont injectés par une électrode, l'influence de ce courant d'injection sur la valeur du facteur de multiplication doit être prise en considération. Cette étude donne des résultats particulièrement importants :

- Dans le cas de la diode PIN (Figure 6), les courbes du facteur de multiplication en fonction de la tension pour des valeurs différentes du courant injecté I_i sont pratiquement confondues : ceci est la conséquence du fait que la multiplication par avalanche se produit dans la plus grande partie de la zone désertée.

- Au contraire, dans le cas de la diode P^+N type "hi lo" (Figure 7), le facteur de multiplication diminue considérablement avec le courant injecté. Ceci résulte de la conjonction de deux éléments : d'une part, la multiplication par avalanche est localisée dans une faible partie de la zone désertée et d'autre part, la réaction de charge d'espace dans le reste de la zone déplétée entraîne, à tension totale constante, une forte diminution de la tension

aux bornes de la zone de multiplication et donc du facteur de multiplication quand le courant augmente.

De ces résultats théoriques, on peut tirer quelques conclusions :

- Bien que dans le cas de la diode PIN, le facteur de multiplication dépende très peu du courant injecté, sa variation en fonction de la tension reste toujours beaucoup trop brutale pour permettre l'existence de grandes excursions de tension.

- A ce titre, le comportement de la diode P^+N type "hi lo" paraît beaucoup plus favorable surtout pour les courants élevés. Toutefois, cette affirmation mérite d'être nuancée, car, en pratique, le CATT fonctionne à hauts courants pour des tensions faibles et réciproquement. Ceci constituera une des limitations fondamentales du dispositif. Malgré ces restrictions, la structure P^+N type "hi lo" apparaît comme la plus favorable.

Tout comme le courant injecté dans la zone de multiplication, la longueur de la zone désertée du collecteur intervient comme un paramètre fondamental.

Plus on augmente la longueur de la zone de transit dans le collecteur (Figure 8), plus la tension d'avalanche et, en conséquence, l'excursion de la tension collecteur-base seront élevées. Mais, le temps de transit dans le collecteur, lié au choix de la fréquence de fonctionnement du dispositif, est un élément à prendre en compte pour prévoir la valeur optimale de la longueur de la zone de transit du collecteur. Il faudra, à ce titre, trouver un compromis entre ces deux exigences contradictoires.

A la fréquence de fonctionnement de 3 gigahertz, première étape de l'étude, qui nous intéresse, un compromis acceptable correspondra, finalement, à une longueur de zone désertée de 4 à 6 micro.m. Pour examiner tous ces problèmes spécifiques, une étude expérimentale a été entreprise sur des diodes qui possèdent des profils de dopage différents, ainsi que sur les CATT correspondants.

II.3 ETUDE EXPERIMENTALE

Pour cette étude expérimentale, nous avons pu disposer non seulement de composants de type CATT mais aussi de diodes réalisées sur la même plaquette épitaxiale et équivalentes à la zone collecteur-base du CATT. Dans ce texte, nous ne donnerons que les résultats significatifs obtenus sur des séries de composants dont les caractéristiques se sont avérées intéressantes. Nous passerons sous silence les nombreux travaux effectués sur des échantillons soit inutilisables en tant que CATT, soit pour lesquels les effets parasites prennent une place trop importante.

II.3.1 Méthodes de caractérisation des diodes

a) Caractéristiques statiques - Mesure de la tension d'avalanche

Définition de la tension d'avalanche :

On considère comme tension d'avalanche la tension obtenue en extrapolant la partie linéaire de la caractéristique statique courant-tension pour un courant nul.

Les caractéristiques statiques inverses des différents types de diodes sont relevées à l'aide d'un montage classique.

b) Mesure de la résistance de charge d'espace

La valeur de la résistance de charge d'espace est obtenue en mesurant la résistance différentielle de la diode autour d'un point de polarisation que fixe une alimentation continue utilisée en générateur de courant. Cette mesure est effectuée à l'aide d'un pont General Radio fonctionnant à la fréquence de 10 Mhz : fréquence suffisamment élevée et amplitude du signal relativement faible pour ne pas communiquer au composant un échauffement parasite issu de la composante alternative du courant qui la traverse.

Les erreurs d'encapsulation possibles sont éliminées par l'artifice qui consiste à l'étalonnage préalable du pont de mesures sur une équivalence court-circuit du boîtier contenant la diode.

La figure 9 représente le schéma de principe du pont de mesures.

c) Mesure de la caractéristique C(V) de la diode
déduction de la carte de champ et du profil de dopage

La méthode de mesures utilisée réside en la commande automatique par un ordinateur, d'un pont Boonton de mesures de capacités. Le ordinateur pilote également pas à pas la tension de polarisation de la diode. Les résultats fournis par le capacimètre sont collectés et mis en mémoire par le ordinateur, puis traités numériquement afin d'en déduire la carte de champ et le profil de dopage. Une table traçante couplée au ordinateur permet une exploitation rapide des résultats du traitement numérique.

Les erreurs de mesures, relatives à l'encapsulation, sont pratiquement supprimées en défalquant la capacité parasite d'une équivalence géométrique circuit-ouvert du boîtier contenant la diode.

Le principe de la méthode de déduction des cartes de champ et du profil de dopage est tout à fait classique (11). La seule approximation réside dans le fait que le dopage de la zone P⁺ est pris très supérieur à celui de la zone N.

La précision de cette méthode de déterminations des cartes de champ et des profils de dopage est assez bonne, les erreurs de mesures envisageables étant de l'ordre de 10⁻⁴ picofarad.

II.3.2. Caractérisation de l'avalanche dans le CATT. Méthode de mesures.

- Mesure quasi-statique du CATT à température constante

Les mesures décrites ci-dessus permettent de dégager le profil de la diode collecteur-base qui s'apparente le mieux avec le profil idéal pour un fonctionnement en CATT ; dans cette partie, une première étude du composant à trois électrodes est envisagée.

Afin de vérifier s'il y a réellement multiplication du courant d'émetteur et de localiser la zone d'avalanche du CATT hors de tout effet thermique, les relevés de caractéristiques du composant sont effectués à température constante.

Le tracé de ces caractéristiques s'effectue avec des impulsions suffisamment brèves et un taux de répétition peu élevé afin d'éviter tout échauffement parasite par les courants de mesure. Le composant est monté dans une enceinte isotherme placée dans un four dont la température est réglée.

Le principe de la mesure est d'insérer un créneau de courant I_E dont l'amplitude est maintenue constante, dans une impulsion de tension collecteur-base V_{CB} un peu plus large (Figure 10).

Les éventualités de fausses manoeuvres, ou de rebondissements parasites des impulsions, risquant de dégrader le composant, sont pratiquement supprimées grâce à une prépolarisation continue de la jonction collecteur-base, de l'ordre de quelques volts (dans tous les cas, bien en deçà de la tension d'avalanche).

Le schéma synoptique du banc de mesures est celui de la figure 11.

Le signal issu du générateur I, qui procure la tension de polarisation à la jonction collecteur-base est pris comme référence de temps. L'impulsion issue de son circuit de synchronisation déclenche à la fois le balayage de l'oscilloscope à mémoire et le générateur de courant I_E (II) dont l'impulsion est légèrement retardée. Grâce au Té de polarisation de type I, on ajoute, au train d'impulsions fournies par le générateur I, la prépolarisation continue du collecteur.

Les Tés de polarisation de type II ont des caractéristiques technologiques qui permettent l'application d'une impulsion de tension sur les électrodes considérées et, en outre, ils ferment, du point de vue hyperfréquences, le CATT (tant émetteur que collecteur) sur des charges adaptées ; ceci permet d'éviter le démarrage d'oscillations hautes fréquences dans le composant.

Le relevé de mesures, dans des conditions de température bien définies, nécessite la construction d'une cellule qui possède un gradient de température faible. L'enceinte de chauffage ne présentant

qu'une ouverture de dimensions relativement petites, le problème le plus difficile est de réaliser le passage de deux lignes d'impédance caractéristique 50 ohms, qui connectent les électrodes du transistor (monté dans une configuration base commune) avec leurs alimentations respectives. La solution qui finalement a été retenue est celle de la figure 12.

II.3.3 Résultats expérimentaux - Interprétation

Les échantillons réalisés

Les échantillons de diodes de transistors ont été réalisés sur les mêmes plaquettes d'épitaixie. Plusieurs plaques de composants ont été traitées selon deux procédés différents.

Un premier procédé consiste à enterrer une couche dopée N^+ au sein d'un cristal (implantation d'une dose N^+ dans une épitaixie, puis nouvelle épitaixie) ; le second procédé est l'implantation d'une couche N^+ , uniquement à la surface du cristal. Le premier procédé permettra d'obtenir des profils de dopage du type "Lo hi lo" et le second du type "hi lo".

Pour les échantillons relatifs au premier procédé, quatre plaques d'épitaixie ont été réalisées : elles possèdent les mêmes caractéristiques ; les échantillons sont géométriquement identiques mais ils diffèrent cependant par la dose implantée N^+ (Arsenic).

Les différentes doses implantées et leurs profils, donnés par la RTC, correspondant aux numéros de série sont représentées respectivement dans le tableau A et sur les figures 13 a et b (a série 14, b série 18).

Référence plaque	!	Dose implantée at/cm ²
-----!		
12	!	1,6 10 ¹²
14	!	3 10 ¹²
16	!	3 10 ¹²
18	!	6 10 ¹²
	!	

Tableau A

Les plaques 14 et 16 ont certes été implantées avec une même dose mais le temps de recuit relatif aux échantillons 16 est plus important que celui des types 14 : ceci a été réalisé dans le but d'obtenir une diffusion plus conséquente de la couche enterrée dans le cas des échantillons 16.

Une fois ces opérations réalisées, l'implantation d'une couche P⁺ (anode) et son recuit sont effectuées dans des conditions similaires pour les quatre plaques ; on obtient finalement la diode schématisée figure 14a, l'allure du profil de dopage associé étant représentée figure 14b.

Les échantillons, nés du second procédé, ont des caractéristiques géométriques et de dopage semblables à celles des composants précités. Le seul trait qui les différencie des précédents est le fait que la zone implantée se trouve directement en contact avec la zone P⁺ ; l'allure de leur profil de dopage est celui de la figure 14c.

Les diodes, montées en boîtier type S₄, sont ensuite caractérisées électriquement afin de dégager le profil de dopage qui correspond le plus étroitement à un fonctionnement en régime de multiplication par avalanche.

Les échantillons diodes qui seront utilisés par la suite sont ceux résultant du premier procédé d'élaboration ; en effet, nous ne disposons pas encore, à ce jour, des diodes issues du second procédé.

Diodes

a) Caractéristiques statiques

Les caractéristiques statiques représentées figures 15a, b, c et d sont respectivement celles qui concernent les séries 12, 14, 16 et 18.

Les valeurs moyennes des tensions d'avalanche (moyenne effectuée sur 5 échantillons de chaque série) sont données dans le tableau ci-dessous.

Série	!	V avalanche (Volts)
-----	!	-----
12	!	138
14	!	72
16	!	104
18	!	52

Un parallélisme certain existe bien entre les valeurs des tensions d'avalanche déterminées expérimentalement et les quantités d'impuretés d'arsenic dopantes implantées par le constructeur ; la série 12, qui est celle qui possède le dopage le plus faible, possède bien le potentiel d'avalanche le plus élevé ; la plus dopée (diodes 18) a la tension d'avalanche la plus basse. Les échantillons de la série 16,

qui possèdent la même quantité d'impuretés implantées que les diodes de type 14, ont cependant une tension d'avalanche plus élevée ; cet effet se trouve justifié dans la mesure où un temps de recuit plus important a favorisé une plus grande diffusion des impuretés dopantes de la couche enterrée dans le réseau cristallin. Il faut remarquer la sensibilité extrême des caractéristiques électriques à des modifications minimales de l'élaboration technologique.

Les échantillons qui permettent les plus grandes excursions de tension, donc présentent un intérêt certain pour le fonctionnement de la jonction collecteur-base du CATT, sont ceux relatifs aux composants élaborés sur les plaquettes d'épitaxie 12 et 16, à la limite on pourrait utiliser ceux de la série 14 pour lesquels la possibilité de variation de tension est assez large.

Pour nous permettre de juger de l'uniformité de l'avalanche dans le cristal, la mesure de la résistance de charge d'espace est aussi un critère assez intéressant.

b) Mesures de la résistance de charge d'espace

Les mesures de la variation de charge d'espace en fonction du courant de polarisation sont représentées sur les figures 16a, b, c et d correspondant aux séries d'échantillons 12, 14, 16 et 18.

Dans le tableau suivant, à chaque série, sont associés sa résistance de charge d'espace minimale (R_{Co}) et le courant de polarisation correspondant à cette résistance (I_{RCm}).

Série	R_{Co} (ohms)	I_{RCm} (mA)
12	44	35
14	124	25
16	92	20
18	40	25

A partir du modèle déterminé théoriquement, le constructeur a réalisé des diodes dont les cartes de champs électriques les rapprochent du modèle idéalisé de Read. En première approximation, la résistance de charge d'espace d'une telle diode (12) peut être mise sous la forme :

$$R_c = R_{c1} + R_{c2}$$

où R_{c1} est la résistance de charge d'espace correspondant à la zone d'avalanche et R_{c2} celle relative à la zone de transit. R_{c1} et R_{c2} sont reliées aux paramètres électriques et géométriques des différents composants par les expressions :

$$R_{c1} = \frac{\lambda I^3}{180 \epsilon^2 v^2 S^2} \quad \text{et} \quad R_{c2} = \frac{w - \delta}{2 \epsilon v S} \left(w - \frac{2\delta}{3} \right)$$

où I est le courant qui traverse la diode.

δ : la longueur de la zone d'avalanche.

w : la longueur totale de la diode.

ϵ : la permittivité diélectrique du silicium.

v : la vitesse limite des porteurs.

S : la surface de la diode.

λ : coefficient lié aux dérivées première et seconde des taux d'ionisation.

Ces expressions montrent que la valeur de la résistance de charge d'espace est minimale, et ceci quel que soient les valeurs de δ et w quand la surface totale de la diode entre en avalanche. Cet effet est bien reproduit sur toutes les courbes $R_c(I)$ (figures 16 a, b, c et d) ; dans un premier temps, la valeur de la résistance de charge d'espace décroît rapidement traduisant le fait que l'avalanche s'étend, de proche en proche, à toute la surface, puis, pour certains composants, après passage par un palier, la valeur de R_c augmente à cause des effets thermiques inhérents au phénomène d'avalanche (10).

D'après le tableau précédent, à un courant I_{Rcm} de 35 mA, on peut supposer que tous les échantillons en présence ont leur surface maximale (surface constructeur = $26000(\text{micro.m})^2$) en avalanche ; calculons R_{co} pour $\delta = 0,5 \text{ micro.m}$ et $w = 5 \text{ micro.m}$ (longueurs désirées par construction). L'application numérique donne une valeur de résistance de charge d'espace de l'ordre de 110 ohms.

Si on se reporte au tableau précédent, on constate que les séries 14 et 16 possèdent des valeurs de résistances de charge d'espace minimales qui les rapprochent assez de la configuration désirée. Les ordres de grandeur obtenus semblent montrer que l'avalanche est quasi-uniforme dans l'ensemble de la diode pour des courants supérieurs à quelques dizaines de milliampères.

La première conclusion demande confirmation ; celle-ci sera effectuée par le relevé des variations de la capacité des diodes en fonction de la tension de polarisation, lequel permet d'accéder aux cartes de champs électriques et aux profils de dopage.

c) C(V) - carte de champ et profil de dopage

- Courbe C(V)

Le tracé de la courbe C(V) justifie à lui seul la réalisation des diodes ; en effet, ces diodes sont encapsulées dans des boîtiers dont les éléments parasites sont parfaitement connus et surtout, les zones de métallisation destinées aux prises de contact ne sont pas, comme c'est le cas pour le transistor, en regard direct de la région de collecteur.

Lorsque la tension inverse augmente, on sait que la zone déplétée s'étend d'autant plus que la région concernée est faiblement dopée. D'après la figure 14 b, il est donc possible de prévoir (Figure 17) l'allure de la variation de la capacité avec la tension de polarisation.

Le palier P' traduit la désertion de la couche enterrée plus dopée. La capacité C_0 est obtenue lorsque la zone désertée atteint le substrat ; elle n'évolue alors pratiquement plus.

Les courbes de l'évolution de la capacité avec la tension de polarisation sont représentées sur les figures 18 a, b, c et d respectivement pour les séries 12, 14, 16 et 18. La chute brutale de la capacité quand la tension devient élevée correspond à la mise en avalanche de l'échantillon.

La présence du palier, schématisé sur la figure 17, est observée sur les figures 18 a et 18 c, correspondantes aux diodes 12 et 16. Ce palier n'est pas retrouvé sur les diodes 14 et 18, ce qui laisse supposer que ces composants ne possèdent qu'une désertion partielle de leur zone de cathode lorsqu'ils entrent en avalanche.

Un autre raisonnement vient étayer cette conclusion : en effet, si on calcule la capacité C_o des échantillons lorsqu'ils sont totalement désertés, on aboutit à une valeur d'environ 0,6 picofarad. Si on la compare aux valeurs de C_o relevées pour chaque type d'échantillon (tableau suivant), il apparait clairement qu'au moment où le régime d'avalanche s'établit, les échantillons 14 et 18, qui possèdent les capacités C_o les plus élevées, ne sont pas totalement désertés. Ils présentent donc des pertes importantes : leur zone désertée étant composée d'une épitaxie à haute résistivité. En conséquence, ils ne correspondent pas à une structure optimale pour un fonctionnement correct en composant tri-électrodes à avalanche et temps de transit.

Série	!	C_o (pF)
-----	!	-----
12	!	0,7
14	!	1,5
16	!	0,6
18	!	1,85

- Carte de champ et profil de dopage

Ils sont représentés sur les figures 19 et 20 a, b, c et d, relatives aux séries 12, 14, 16 et 18. Les graphes de ces figures confirment, pour les échantillons des types 14 et 18 les conclusions tirées précédemment (la zone "lo" vers le substrat n'est pas totalement déplétée).

Le dopage de la couche enterrée N^+ de la série 12 (figure 20 a) passe par un maximum d'amplitude moins importante que celui relatif aux composants de type 16 (figure 20 c) ; ces résultats sont en parfait accord avec les données qui ont été fournies par le constructeur (Spreading résistance figures 13 a et b). Par contre,

la carte de champ montre que la zone d'avalanche, pour les diodes 12 (figure 19a) est bien moins localisée que celle correspondant aux échantillons de la série 16 (figure 19c) -ceci semble en bon accord avec les valeurs différentes des résistances de charge d'espace-. Le régime de fonctionnement de ces diodes tend vers celui de la diode PIN dans laquelle toute la zone déplétée de charge d'espace entre en avalanche : le pic de dopage dans la série 12 n'est donc pas assez conséquent.

CONCLUSION

Seules les diodes de la série 16 correspondent au profil souhaité pour un fonctionnement adéquat de la jonction collecteur-base des transistors à avalanche contrôlée et temps de transit. Les caractéristiques statiques et les mesures de résistances de charge d'espace ont montré que le régime d'avalanche au sein des échantillons de type 16 était homogène et uniforme ; les caractéristiques $C(V)$ et carte de champs de ces mêmes composants ont fait apparaître que la zone de multiplication de ces composants était parfaitement localisée et que toute la zone "lo" d'épitaxie à haute résistivité était entièrement désertée.

Les composants transistors, type "lo hi lo", que nous retiendrons donc pour la suite de cette étude expérimentale seront ceux qui correspondent aux échantillons diodes de la série 16.

Les premières mesures que nous effectuerons sur ces échantillons seront des mesures en régime quasi-statique (caractérisation par des impulsions).

CATT

a) Mesures quasi statiques

Les mesures en impulsions sont réalisées sur deux types de transistor CATT : les "lo hi lo" relatifs à la série 16 et ceux de type "hi lo" pour lesquels l'absence de diodes est un handicap pour la détermination du profil optimal.

Les premières caractérisations quasi - statiques sont effectuées sur les CATT "lo hi lo" (série 16), les mesures correspondantes sont représentées figure 21. Tout comme pour le transistor hyperfréquences commercial utilisé dans l'étude préliminaire, les caractéristiques peuvent être décomposées en plusieurs zones :

- Zone 1

On retrouve dans cette zone un type de fonctionnement assimilable à celui d'un transistor classique pour lequel la loi habituelle $I_C = \alpha I_E$ (où α est le facteur de transport émetteur-collecteur) est respectée.

- Zone 2

La présence de la multiplication du courant d'émetteur correspondant à un fonctionnement de type CATT y est effectivement observée. Les facteurs de multiplication, notablement améliorés par rapport à ceux obtenus avec les échantillons de transistors commerciaux, atteignent sur certains composants des valeurs de l'ordre de 2,5 à 3.

- Zone 3 -

Une rupture brutale de la pente des caractéristiques apparaît pour un point de polarisation bien précis du réseau : ceci provient d'un phénomène de focalisation du courant d'émetteur. Nous reviendrons plus en détail sur ce phénomène dans le troisième chapitre.

- Zone 4 -

Sur ces caractéristiques, le courant de collecteur après sa diminution brutale passe par un palier, où le facteur de multiplication statique peut être considéré pratiquement comme constant, mais de valeur moindre qu'avant la rupture.

- Zone 5 -

On atteint dans cette partie de la caractéristique, comme pour les transistors commerciaux, la zone d'avalanche non contrôlée relative à la jonction collecteur-base.

Les mêmes mesures, effectuées pour une température de fonctionnement supérieure (100°C), donnent la même allure générale des caractéristiques (figure 22), mais les phénomènes présents se produisent pour des tensions supérieures. Ceci est tout à fait normal et montre bien qu'il s'agit d'une multiplication par avalanche : en effet, à un accroissement de température correspond une diminution des taux d'ionisation des électrons et des trous ; il s'ensuit que le champ électrique nécessaire à l'obtention de la condition d'avalanche doit être augmenté.

Le phénomène de recul de tension se produit également sur la zone 5, ce qui tend à confirmer qu'il s'agit bien d'un processus d'avalanche non contrôlée parasite et non d'un perçage de base, auquel correspondrait une tension qui ne serait pratiquement pas perturbée quand varie la température.

Cet effet d'avalanche non contrôlée a constitué un obstacle sérieux au fonctionnement correct des premiers échantillons dans la mesure où il se produisait pour des tensions relativement faibles (de l'ordre de 35 volts). Ceci nous a amenés à en rechercher la cause et en conséquence modifier quelque peu la topologie des CATT.

b) Technologie des CATT

L'élaboration d'une structure qui possède un comportement CATT : c'est-à-dire dans laquelle existe le phénomène de multiplication du courant d'émetteur, a nécessité de nombreuses réalisations technologiques de composants. Avant chaque nouvelle mise en fabrication, une concertation entre les services technologiques de la RTC Caen et du CHS de Lille, permettait de faire intervenir les enseignements tirés des caractéristiques électriques des lots précédents. Une étude détaillée de toutes les séries réalisées serait fastidieuse. Dans ce qui suit, sont décrites les modifications de géométrie de la structure ayant apporté les résultats les plus positifs ; cependant, en annexe, un tableau résume succinctement les caractéristiques et les résultats principaux de toutes les séries.

La topologie des composants type CATT se différencie très peu de celle des transistors classiques hyperfréquences dont la géométrie émetteur-base est interdigitée ; en effet, les CATT n'offrent comme originalité qu'un collecteur hautement résistif dans lequel est implanté une couche N^+ très dopée.

Les premiers échantillons, qui ont été élaborés à partir de masques utilisés pour les transistors hautes fréquences, présentaient une coupe transversale semblable à celle schématisée sur la figure 23a.

Dans ces échantillons, le phénomène d'avalanche contrôlée était pratiquement négligeable, voire totalement absent ; seul existait un effet d'avalanche non contrôlée très marquée pour une tension de polarisation collecteur-base avoisinant une trentaine de volts. Des mesures de résistance de charge d'espace ont révélé que ce phénomène d'avalanche, qui se produisait hors zone active de base, trouvait son origine à la périphérie du caisson de base, à cause des faibles rayons de courbure de ce dernier. Pour diminuer la courbure, des anneaux de garde P^+ ont été placés à la périphérie du caisson et la géométrie de la structure est devenue celle de la figure 23b.

Cette nouvelle génération d'échantillons possédait bien un effet d'avalanche contrôlée ; mais, toutefois, il était encore partiellement masqué par une tension d'avalanche non contrôlée de l'ordre de soixante volts. La mesure de la résistance de charge d'espace dans la zone d'avalanche non contrôlée a donné des valeurs de l'ordre de 540 ohms ; ceci nous a conduit à penser que cette avalanche se produisait probablement sous les anneaux de garde P^+ . La dernière modification apportée (figure 23c) consiste à limiter la zone implantée uniquement sous la base active du composant, avec des dimensions légèrement inférieures à celles de cette dernière.

Cette dernière modification s'est révélée particulièrement positive dans la mesure où elle nous a permis de reculer la tension d'avalanche non contrôlée et de la porter à environ 110-120 volts, laissant paraître dans sa totalité le processus de multiplication par avalanche du courant d'émetteur.

D'autres essais, relatifs à la mise en place d'un second anneau de garde P^+ parallèle au premier (figure 23d), n'ont pas apporté de modifications significatives du phénomène d'avalanche non contrôlée.

Il s'est avéré que l'implantation d'une couche enterrée était technologiquement très délicate : épitaxie sur dose implantée, recuits supplémentaires, d'où possibilité de rediffusion des impuretés dopantes. Afin d'éviter ces problèmes, la réalisation d'une structure "hi lo" a été entreprise. Les échantillons issus de cette série ont exactement la même coupe transversale que celle représentée figure 23c, mais leur zone surdopée se trouve directement au contact avec la base active. A titre d'exemple, on donne figure 24, une caractéristique quasi-statique obtenue pour un tel composant. Elle se différencie de celle des "lo hi lo" par deux zones :

- la zone 1 de régime de fonctionnement classique pratiquement inexistante.

- la zone 2 est très réduite et ne présente plus à son extrémité droite une chute aussi spectaculaire que celle relative aux composants type "lo hi lo". L'arrivée rapide du phénomène de multiplication par avalanche à des tensions continues V_{CB} relativement basses peut s'expliquer d'une part, en considérant que la zone "hi" est trop fortement dopée et d'autre part, parce qu'il n'existe plus de zone "Low", à faible dopage, en tête de collecteur. Pour les structures à profil de dopage type "hi lo", des facteurs de multiplication aussi importants que ceux rencontrés pour les "lo hi lo" peuvent être obtenus, mais pour des tensions plus faibles.

Par ailleurs, le palier de la zone 4 est d'une amplitude plus large et conserve un taux de multiplication statique

voisin du maximum de la zone 2. On retrouve aussi dans ce cas, lorsque la tension V_{CB} devient plus élevée, le phénomène d'avalanche non contrôlée.

CONCLUSION

Le tracé du réseau des caractéristiques quasi statiques nous a permis de dégager plusieurs effets qui interagissent sur le mode de fonctionnement du composant ; il nous a en outre apporté une conclusion positive quant à la réalisation technologique du CATT : localisation de la zone implantée sous la base, cette dernière étant munie d'un anneau de garde P^+ .

Si les effets de l'avalanche peuvent être modifiés par de simples corrections apportées à la longueur et au dopage du collecteur, il en est tout autrement pour le phénomène de focalisation qui intervient tant sur le fonctionnement statique que sur le régime dynamique et pour lequel une étude plus détaillée de son influence s'impose.

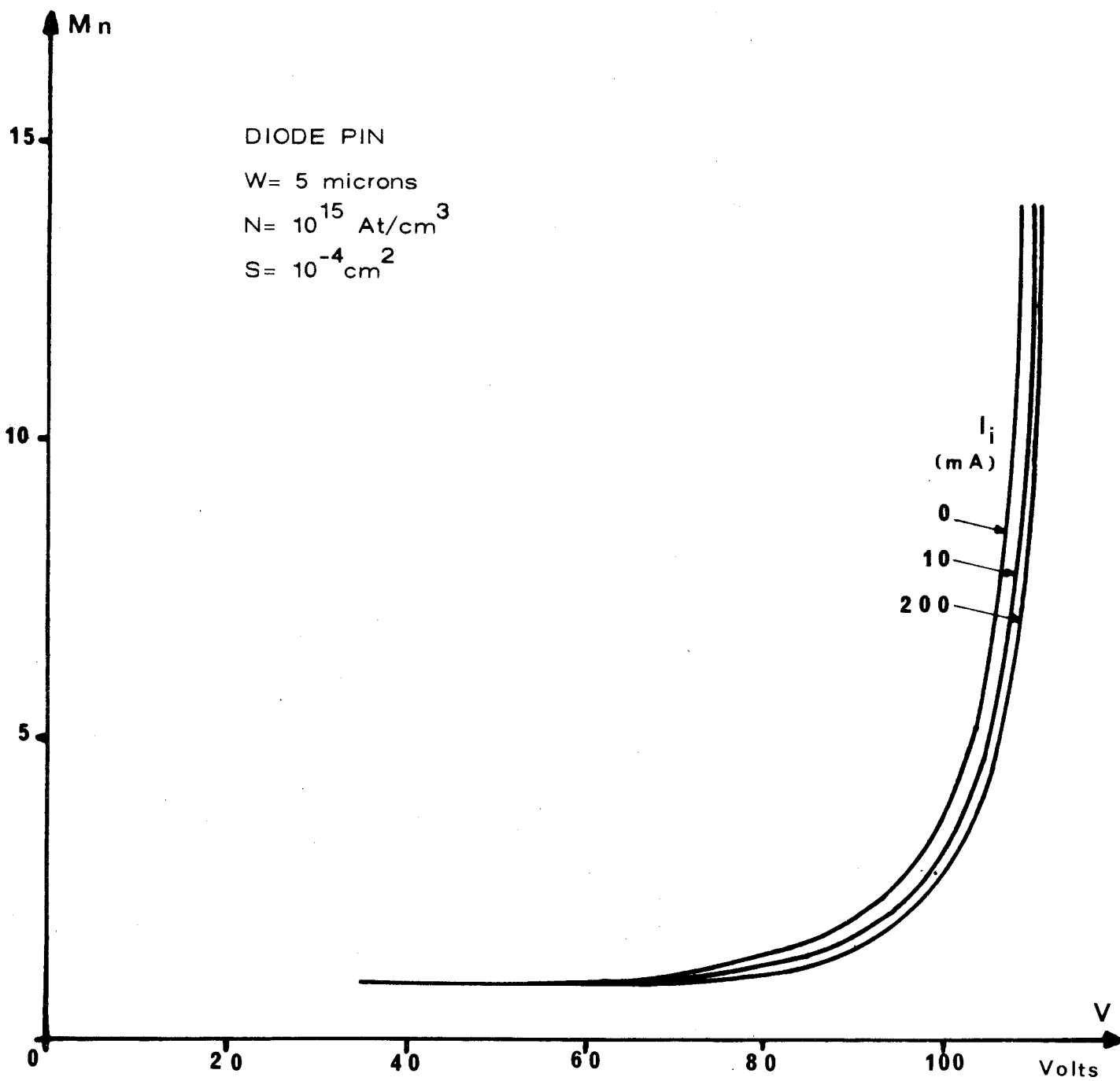


Figure 6 : facteur de multiplication en fonction de la tension de polarisation.

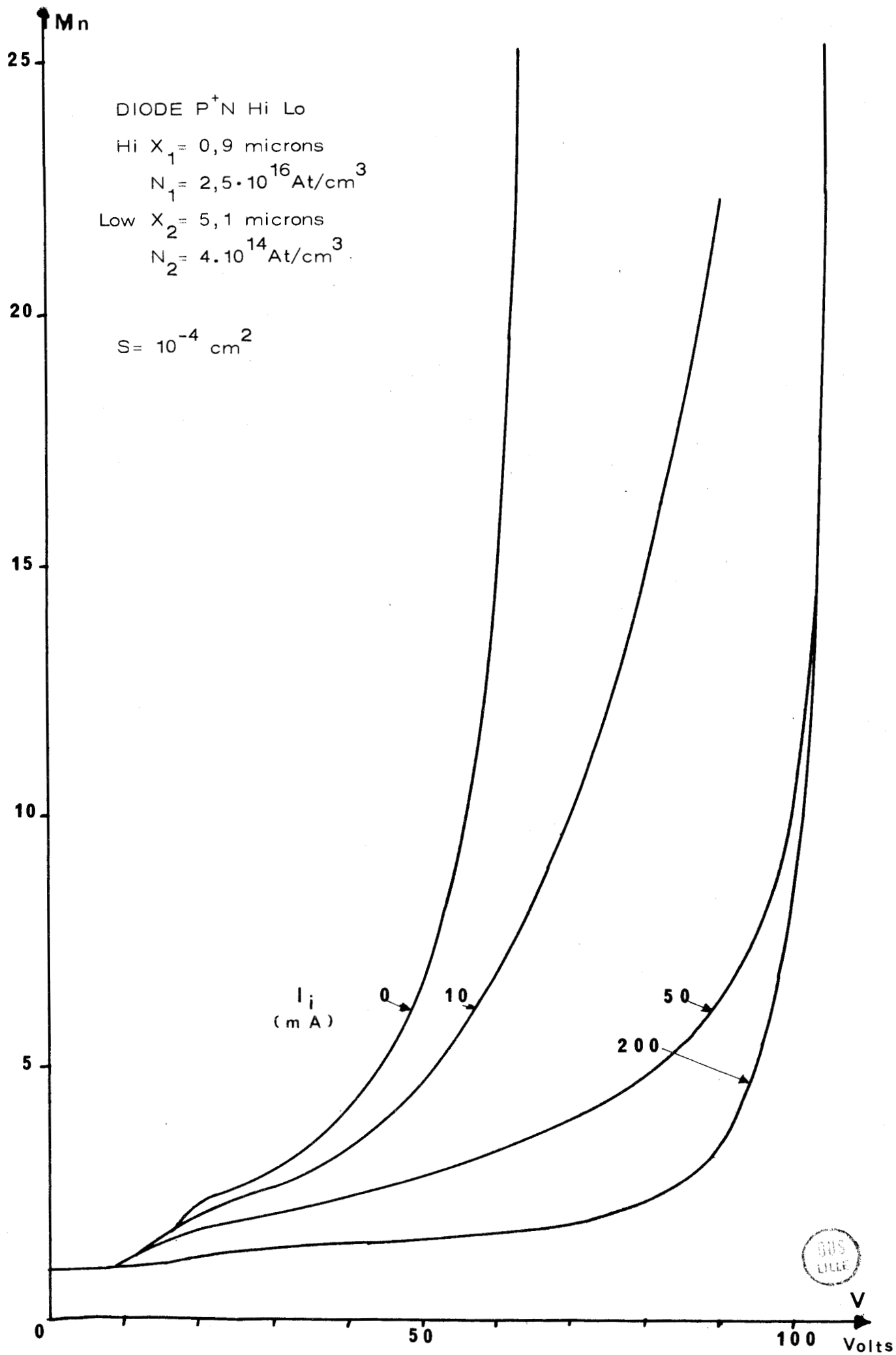


Figure 7 : Facteur de multiplication en fonction de la tension de polarisation.

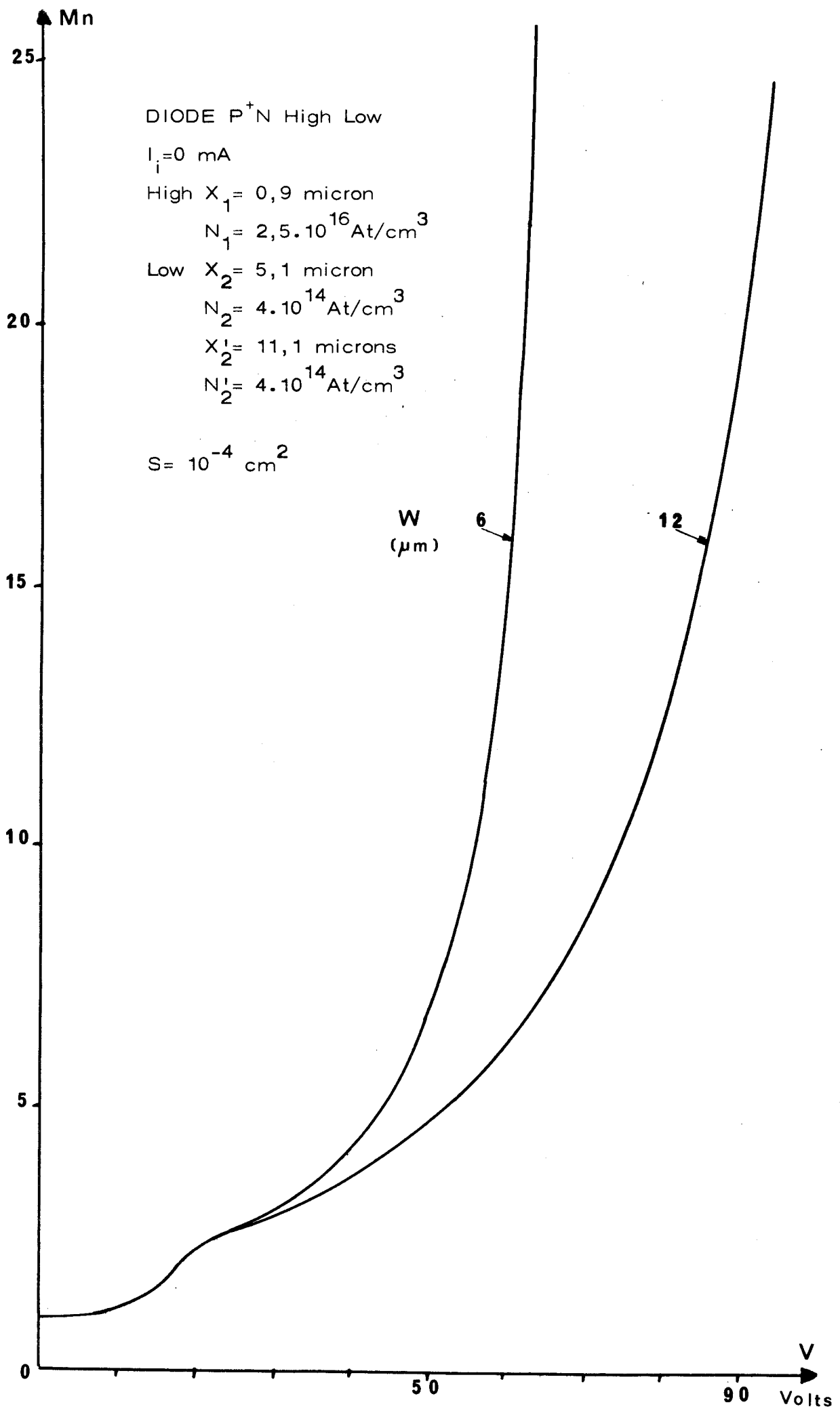


Figure 8 : Facteur de multiplication en fonction de la tension de polarisation.

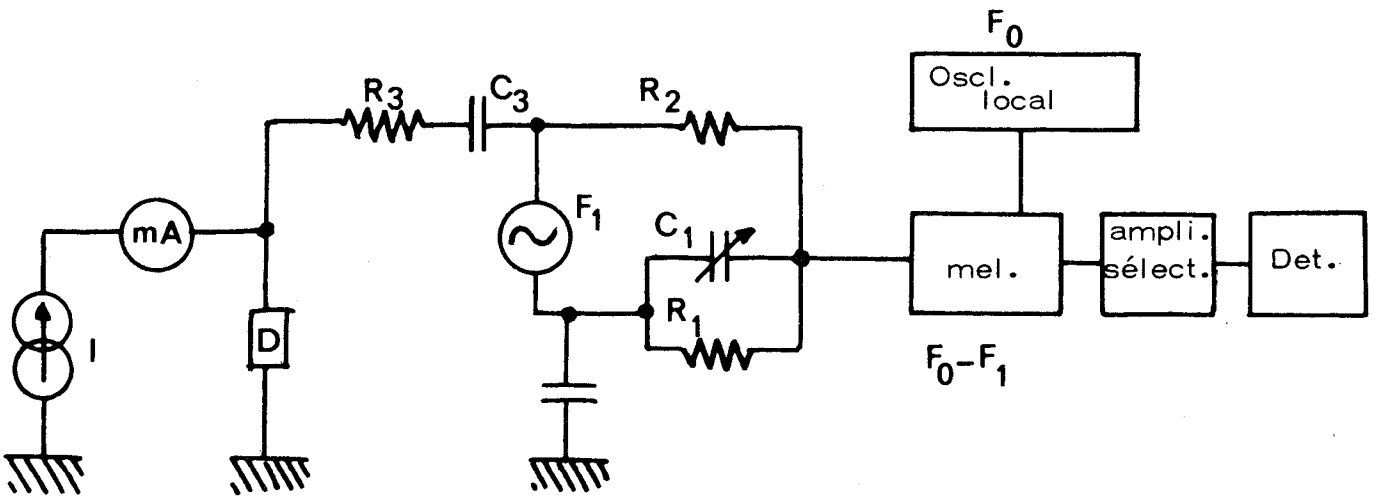


Figure 9 : schéma du pont de mesures de résistance de charge d'espace.

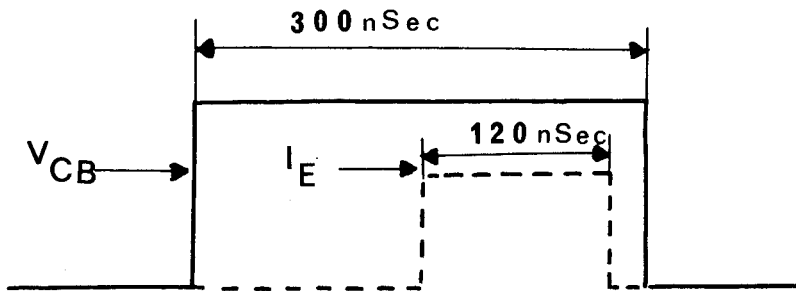


Figure 10 : Créneaux de V_{CB} et I_E pour mesures quasi-statiques.

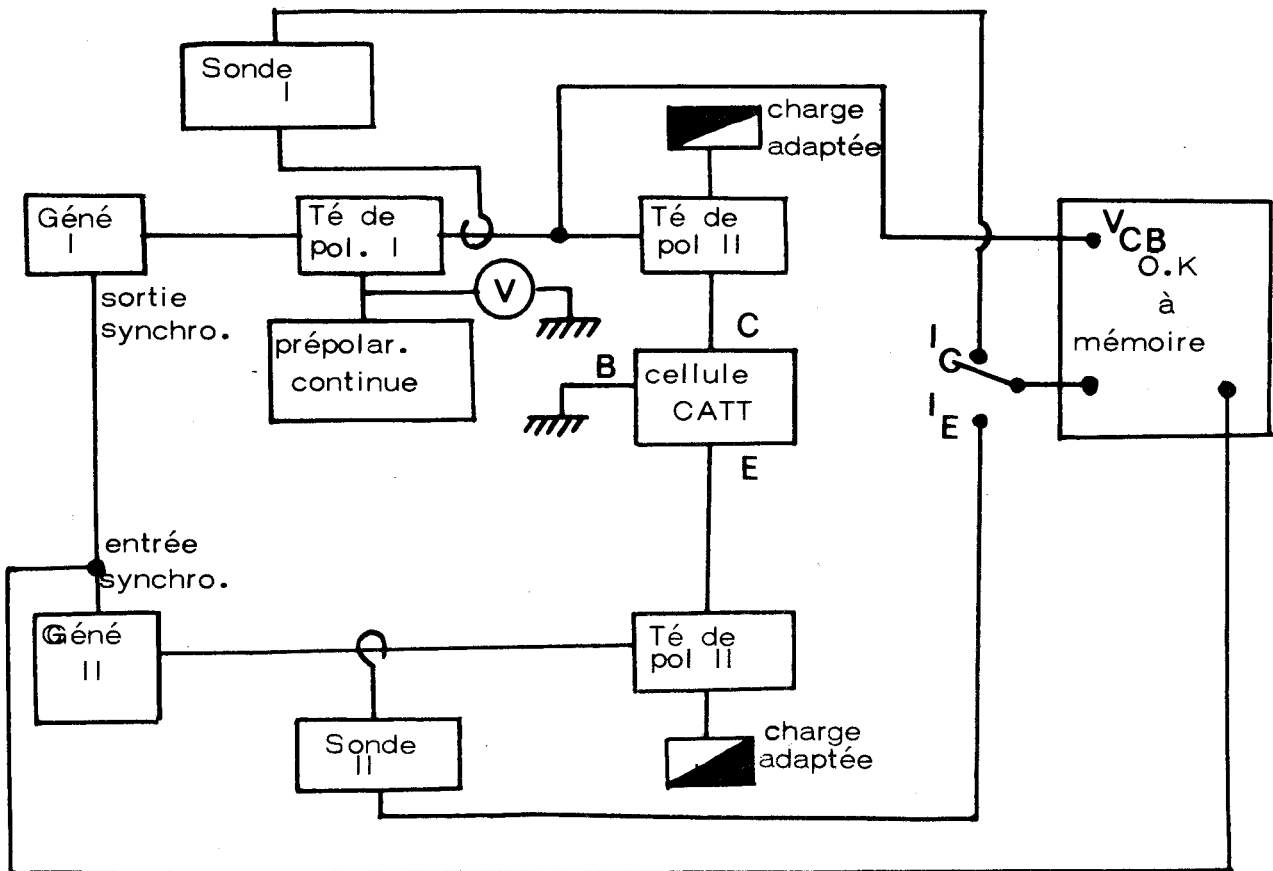


Figure 11 : synoptique du banc de mesures en impulsions.

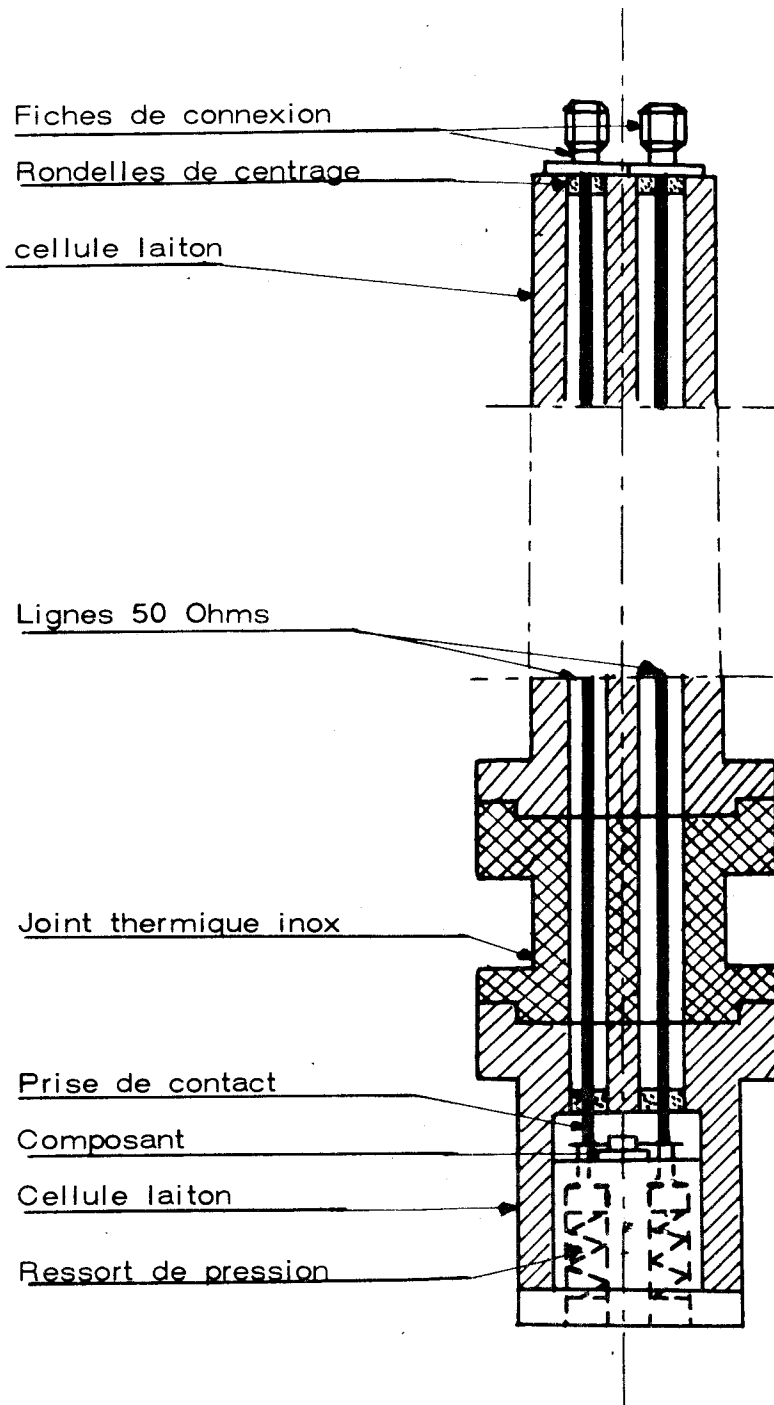
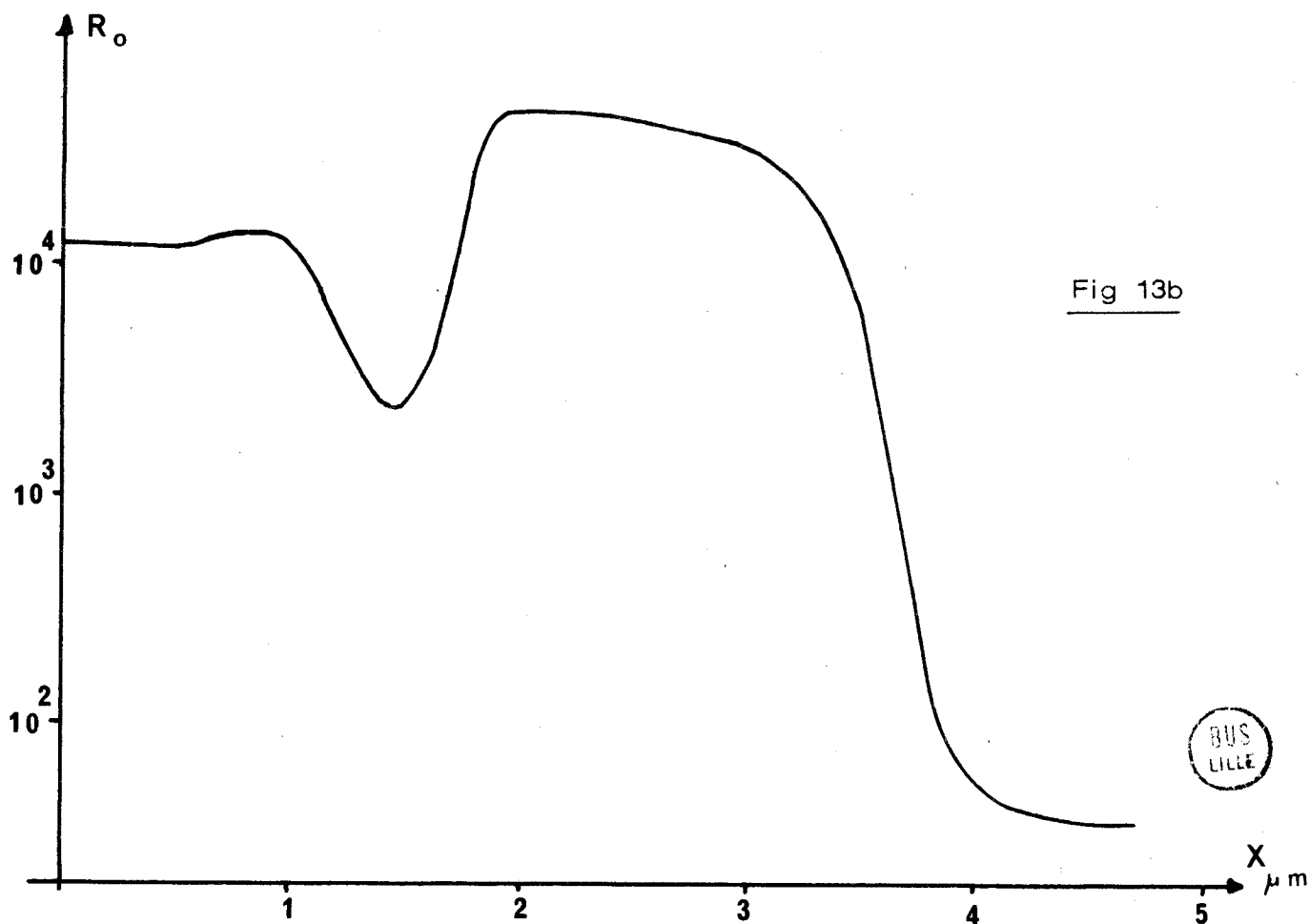
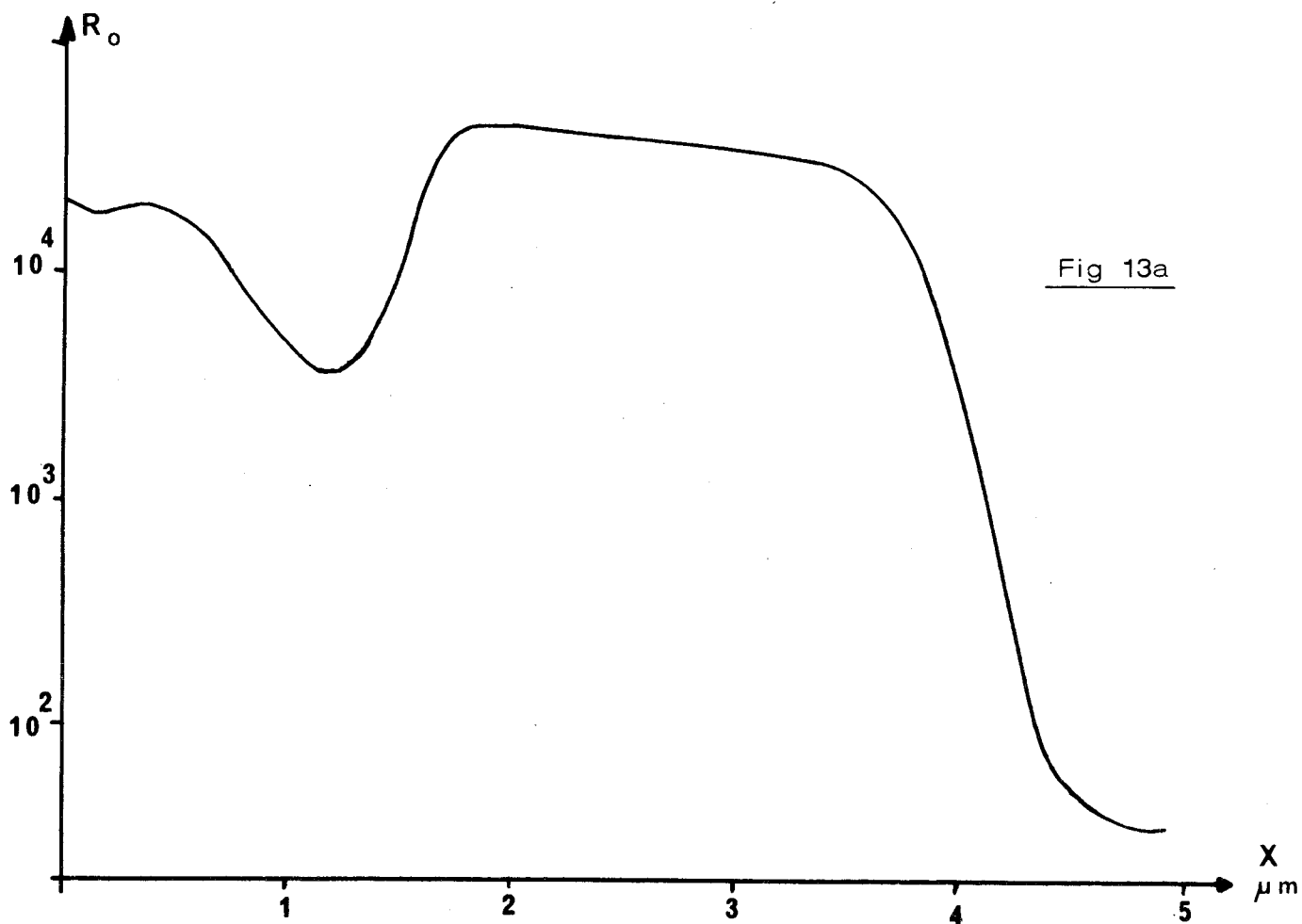


Figure 12 : Coupe de la cellule de mesures isothermes.



Figure 13 : Spreadind resistance constructeur.



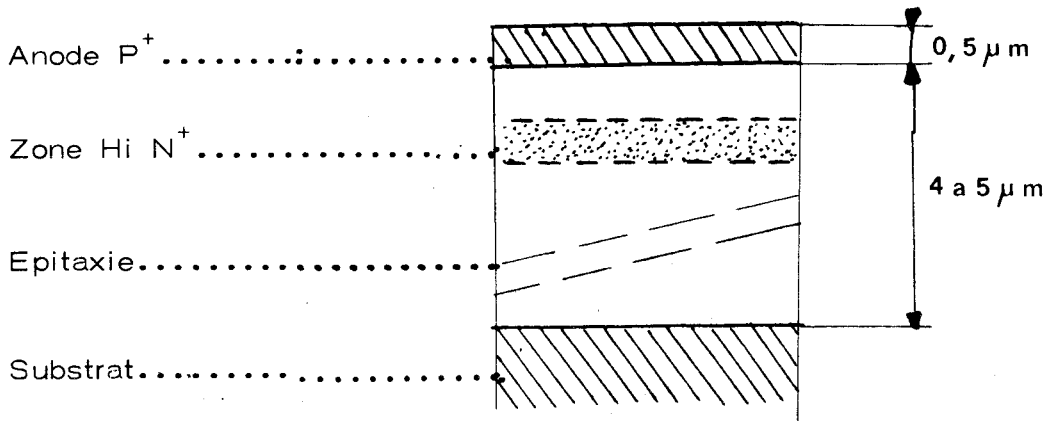


Figure 14a : Coupe diode Lo Hi Lo

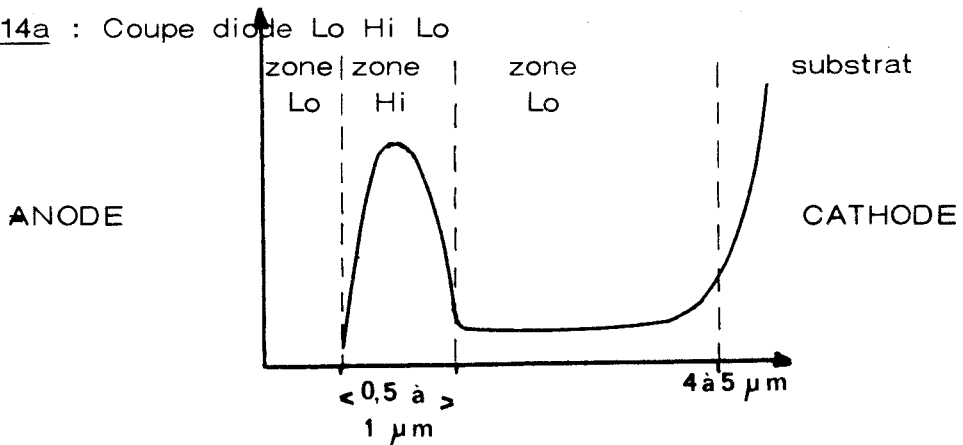


Figure 14b : Schéma du profil Lo Hi Lo

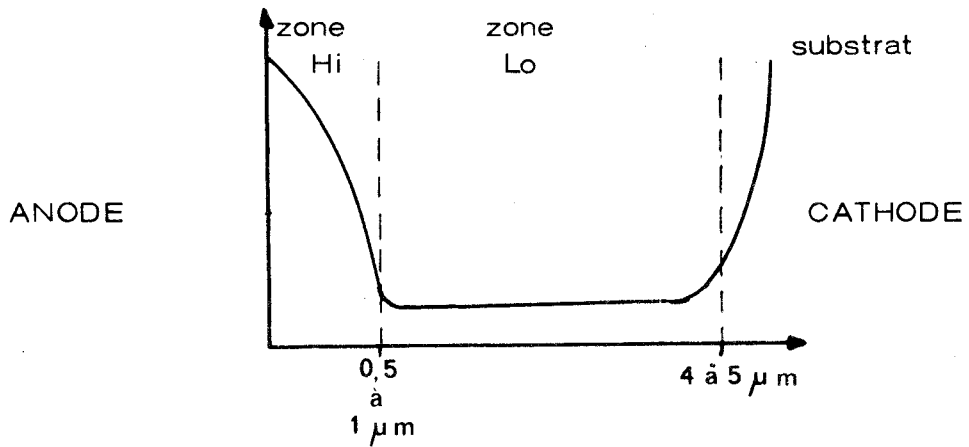


Figure 14c : Schéma du profil Hi Lo

Figure 15 : Caractéristiques statiques des échantillons 12, 14, 16 et 18

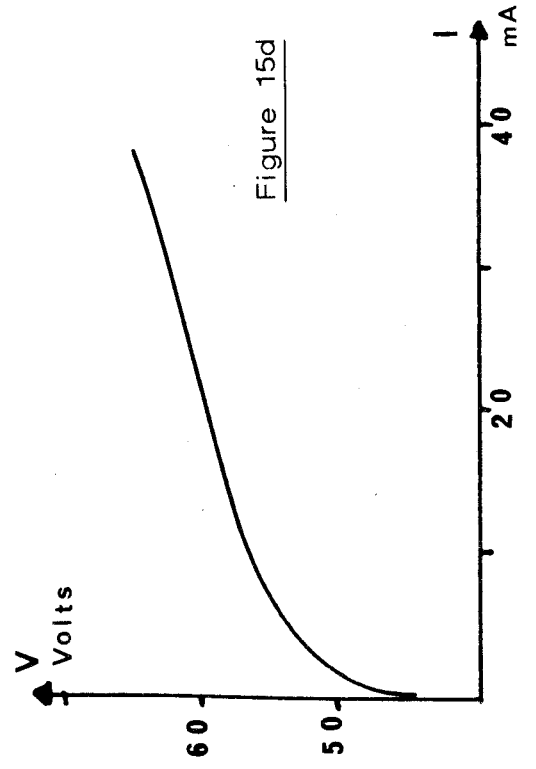
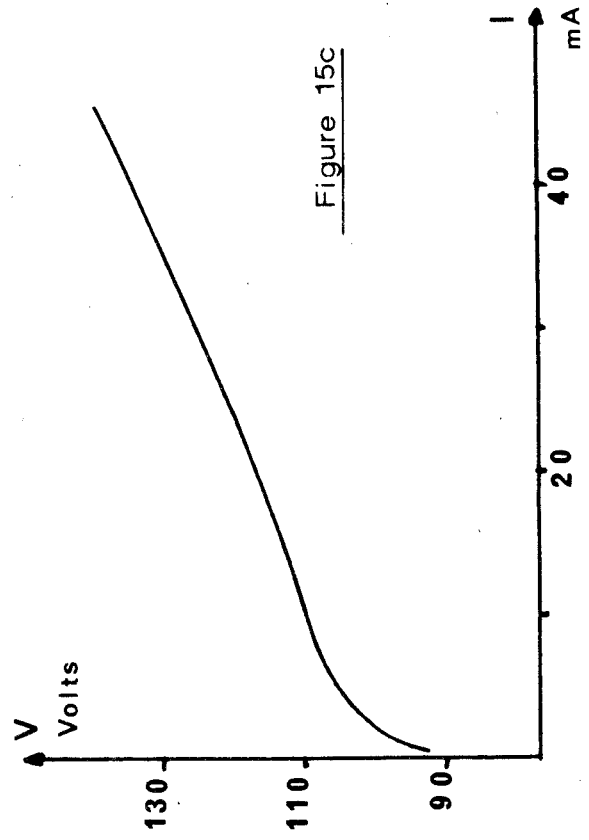
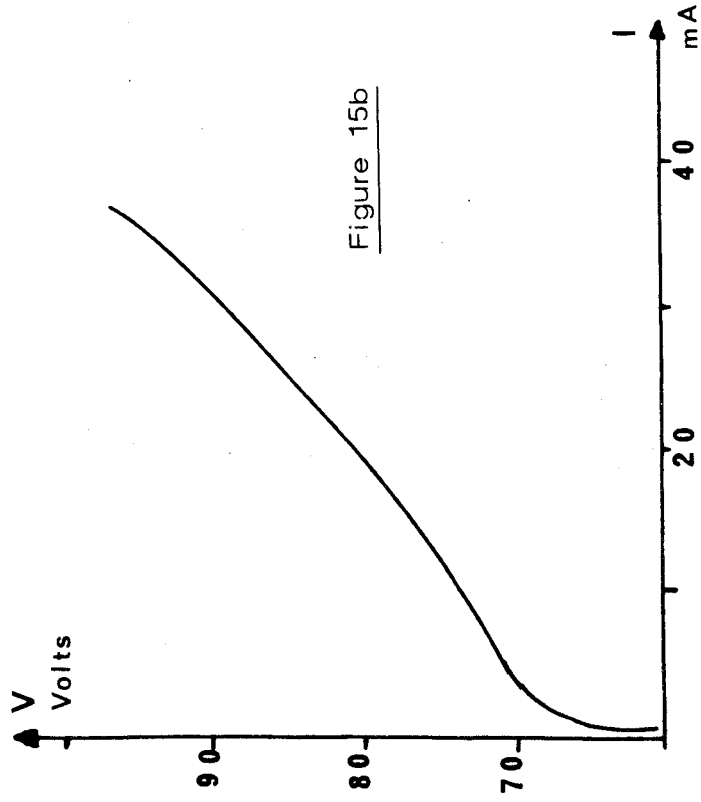
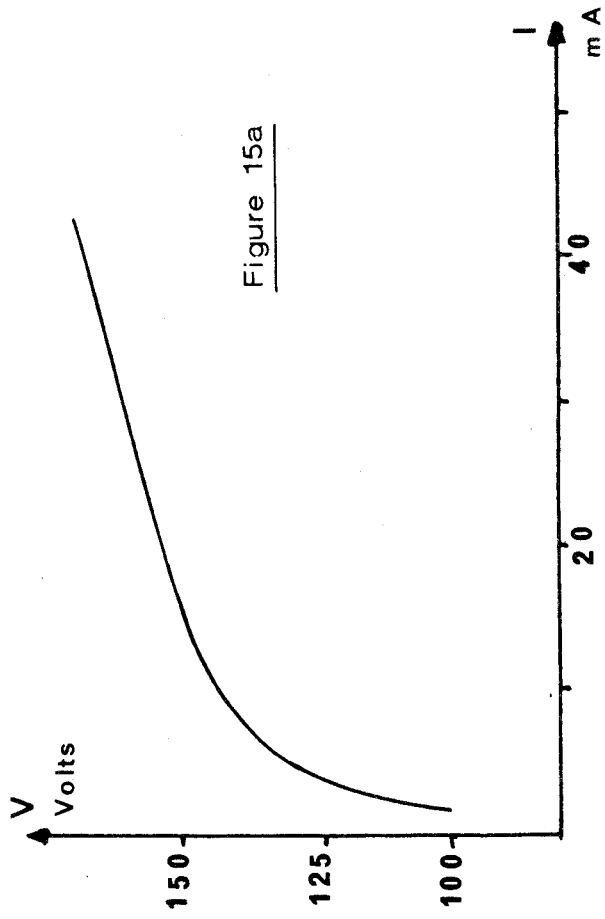
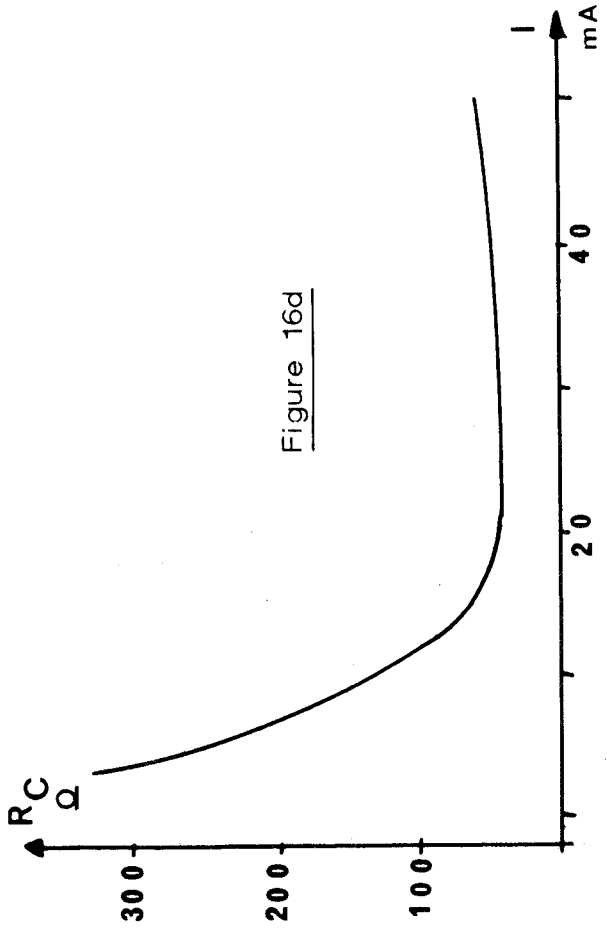
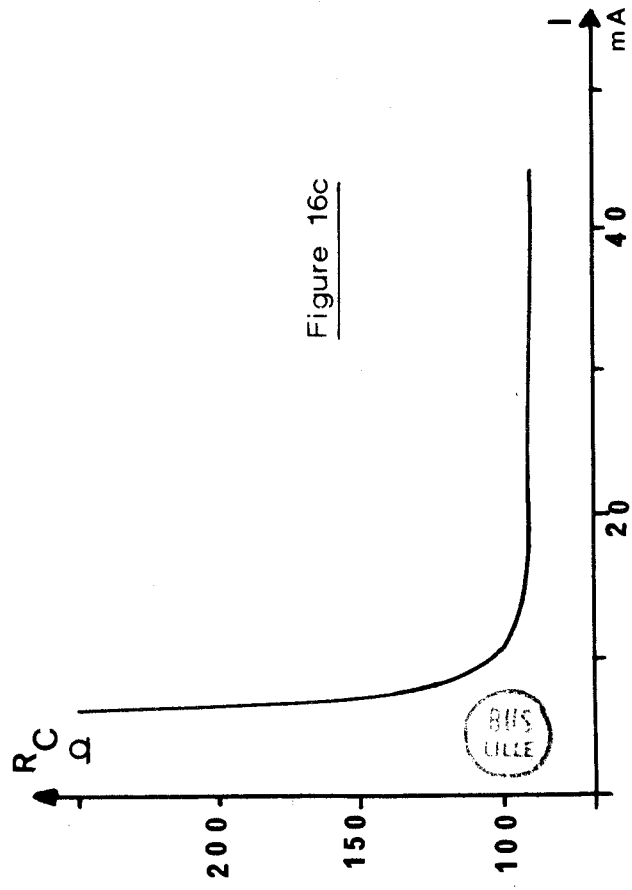
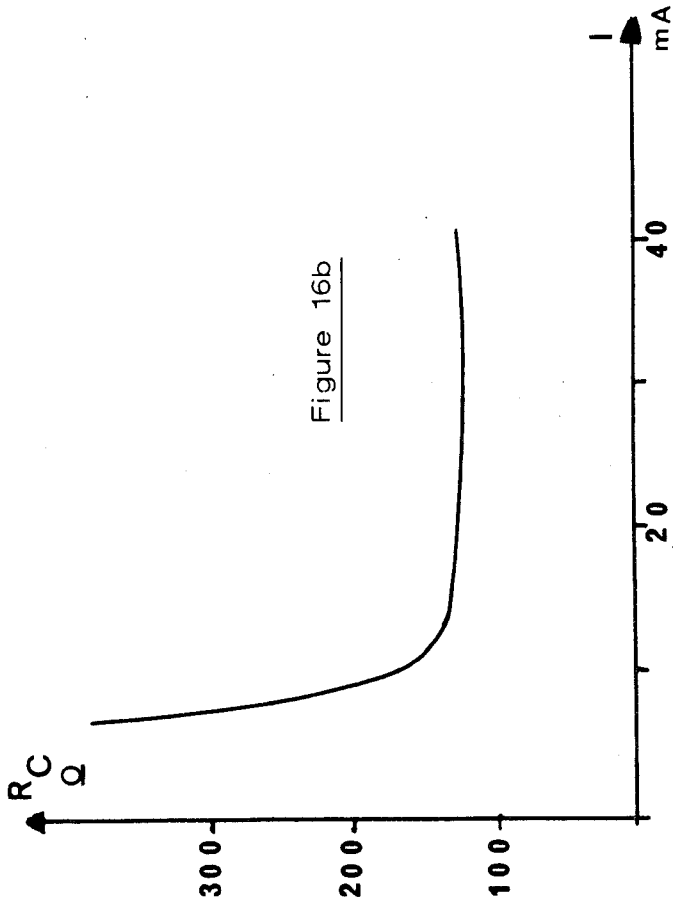
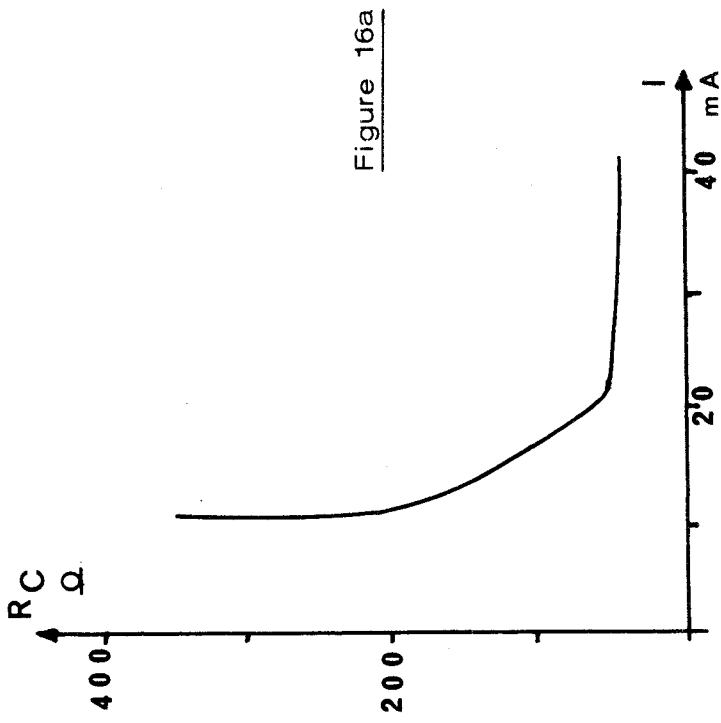


Figure 16 : Mesures des résistances de charge d'espace des séries 12, 14, 16 et 18



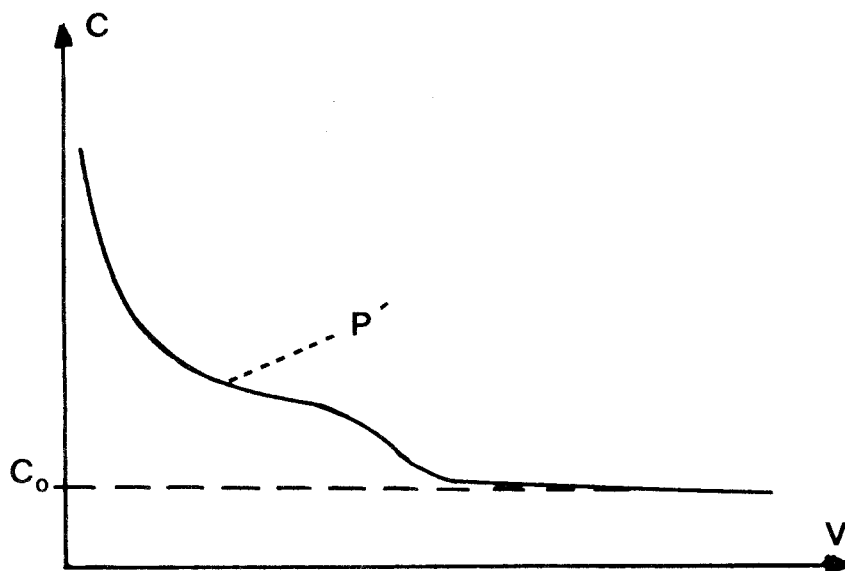


Figure 17 : Allure de l'évolution de la capacité des diodes avec la tension de polarisation.

Figure 18 : Evolution de la capacité des diodes des séries 12, 14, 16 et 18 avec la tension

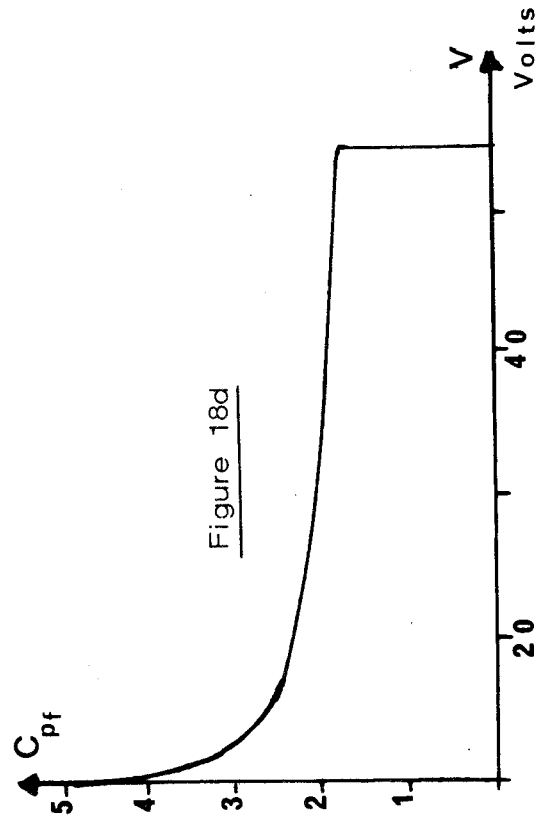
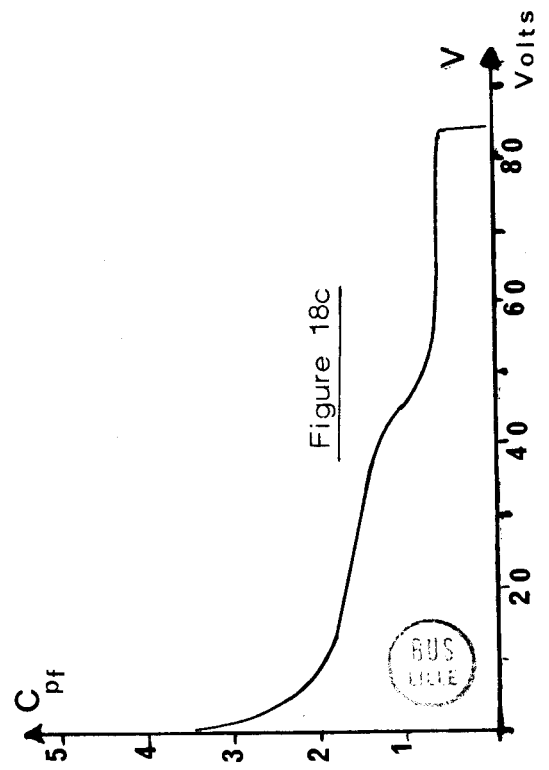
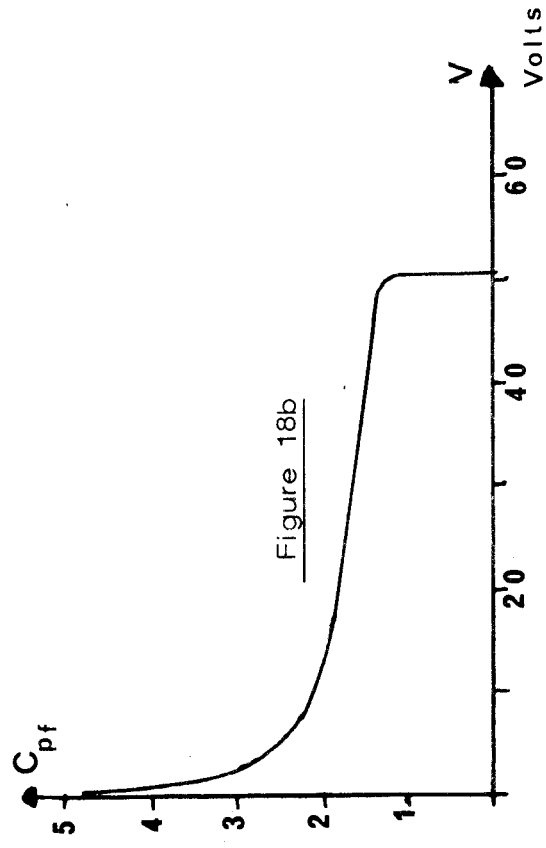
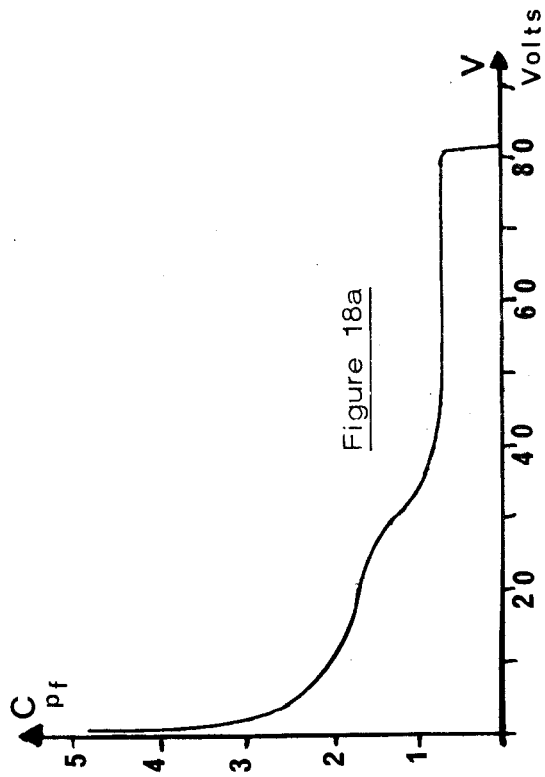


Figure 19 : Cartes des champs des échantillons des séries 12, 14, 16, 18.

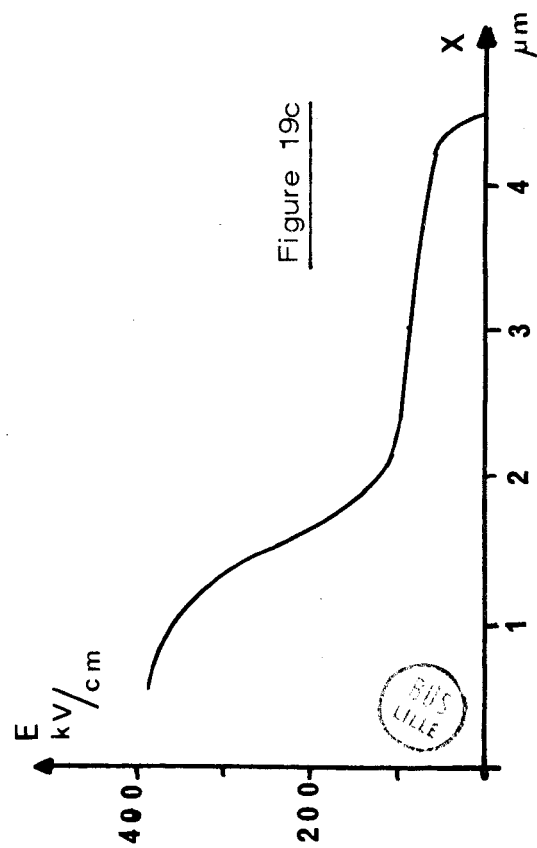
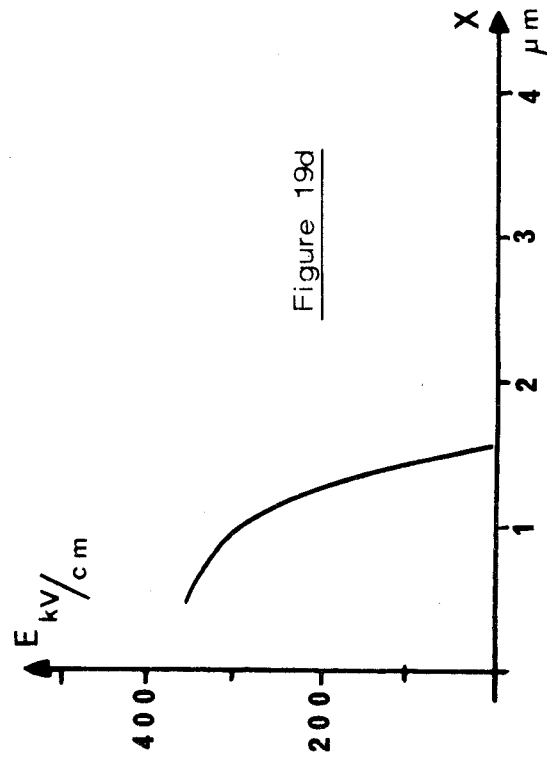
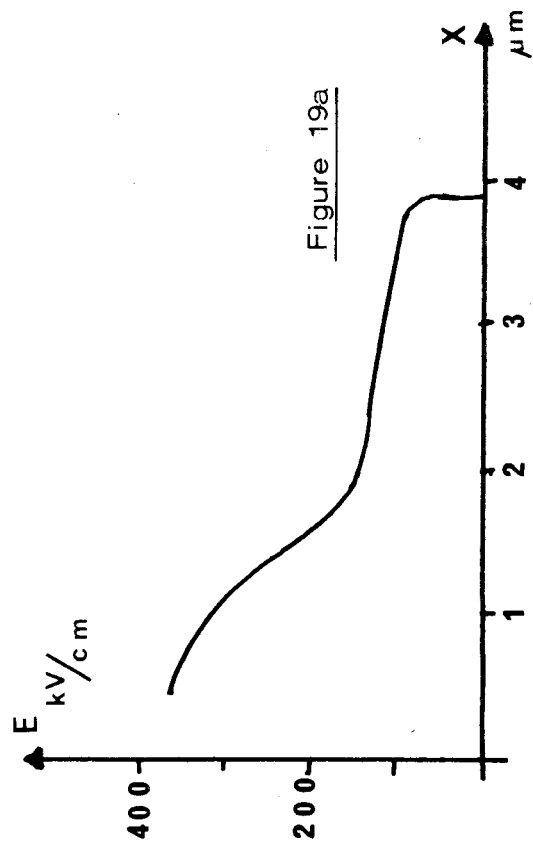
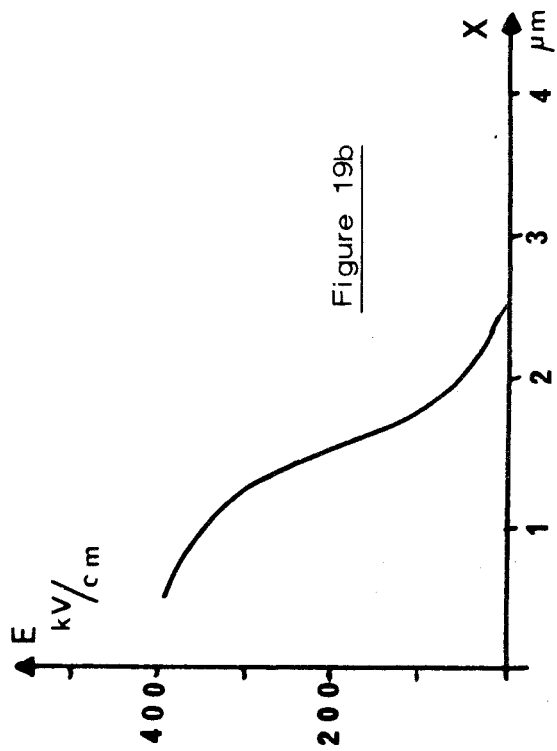


Figure 20 : Profil de dopage des échantillons des séries 12, 14, 16 et 18

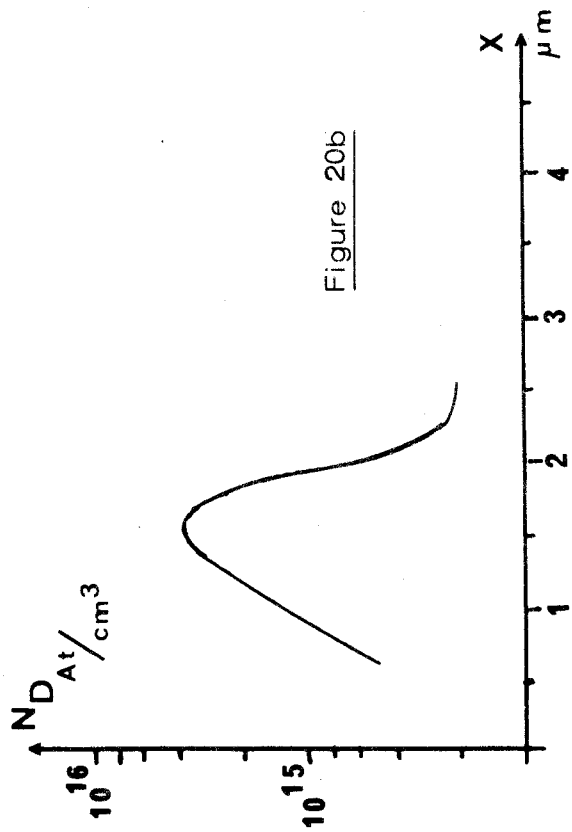


Figure 20a

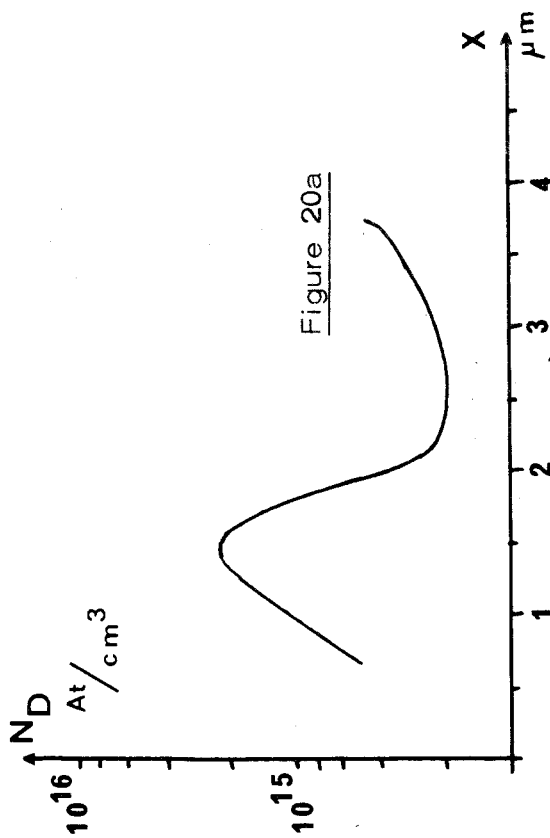


Figure 20b

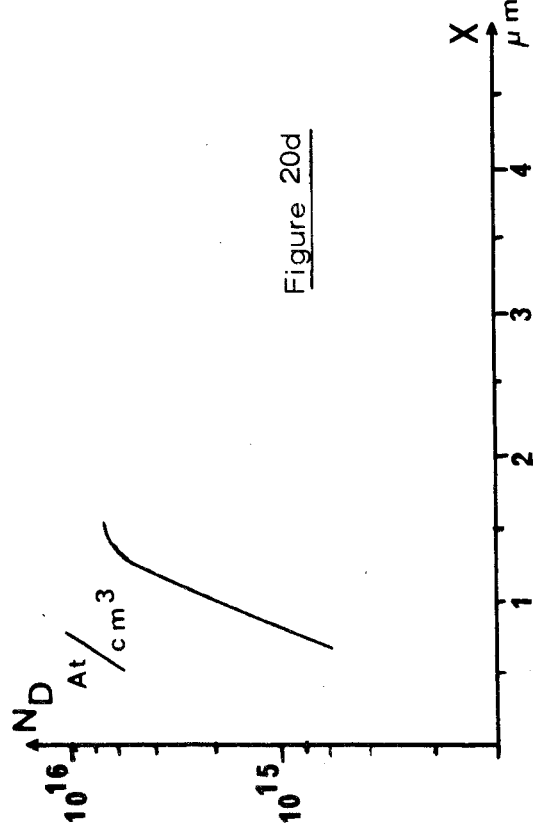


Figure 20c

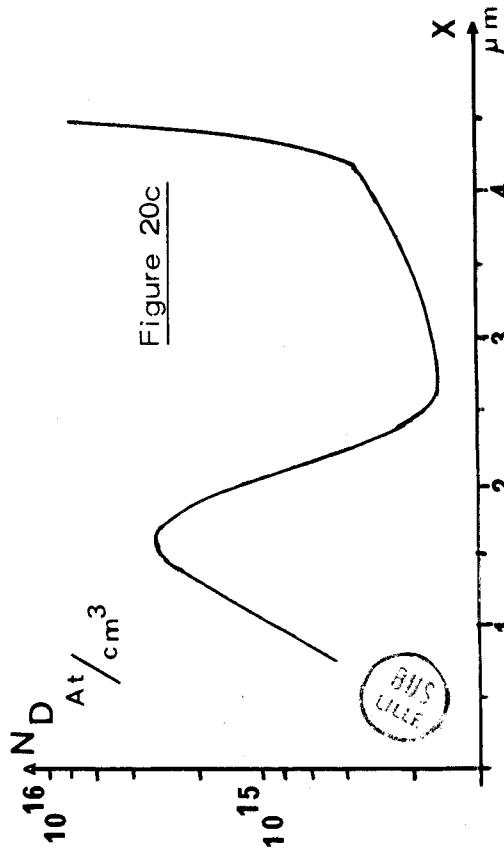


Figure 20d

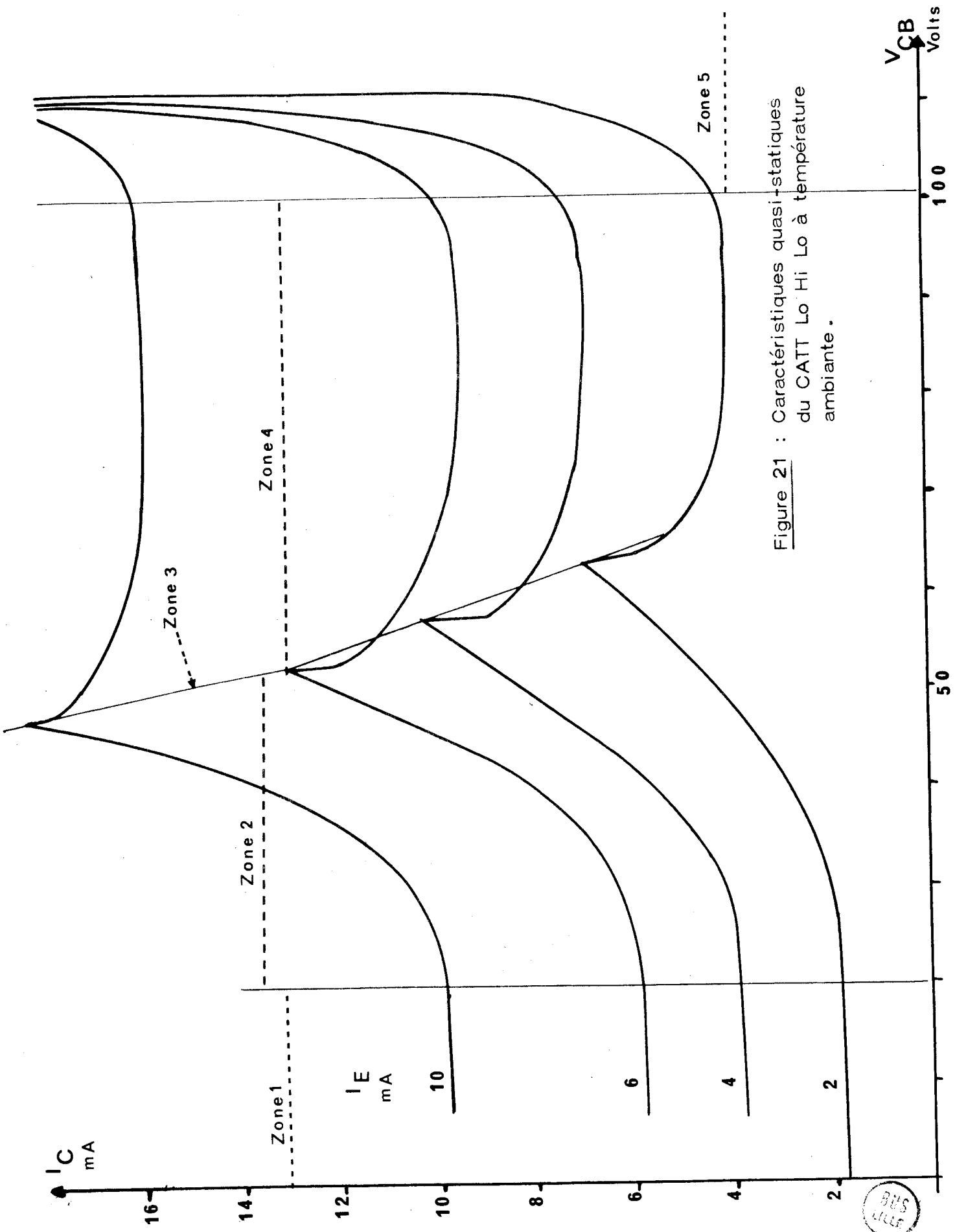


Figure 21 : Caractéristiques quasi-statiques du CATT Lo Hi Lo à température ambiante .



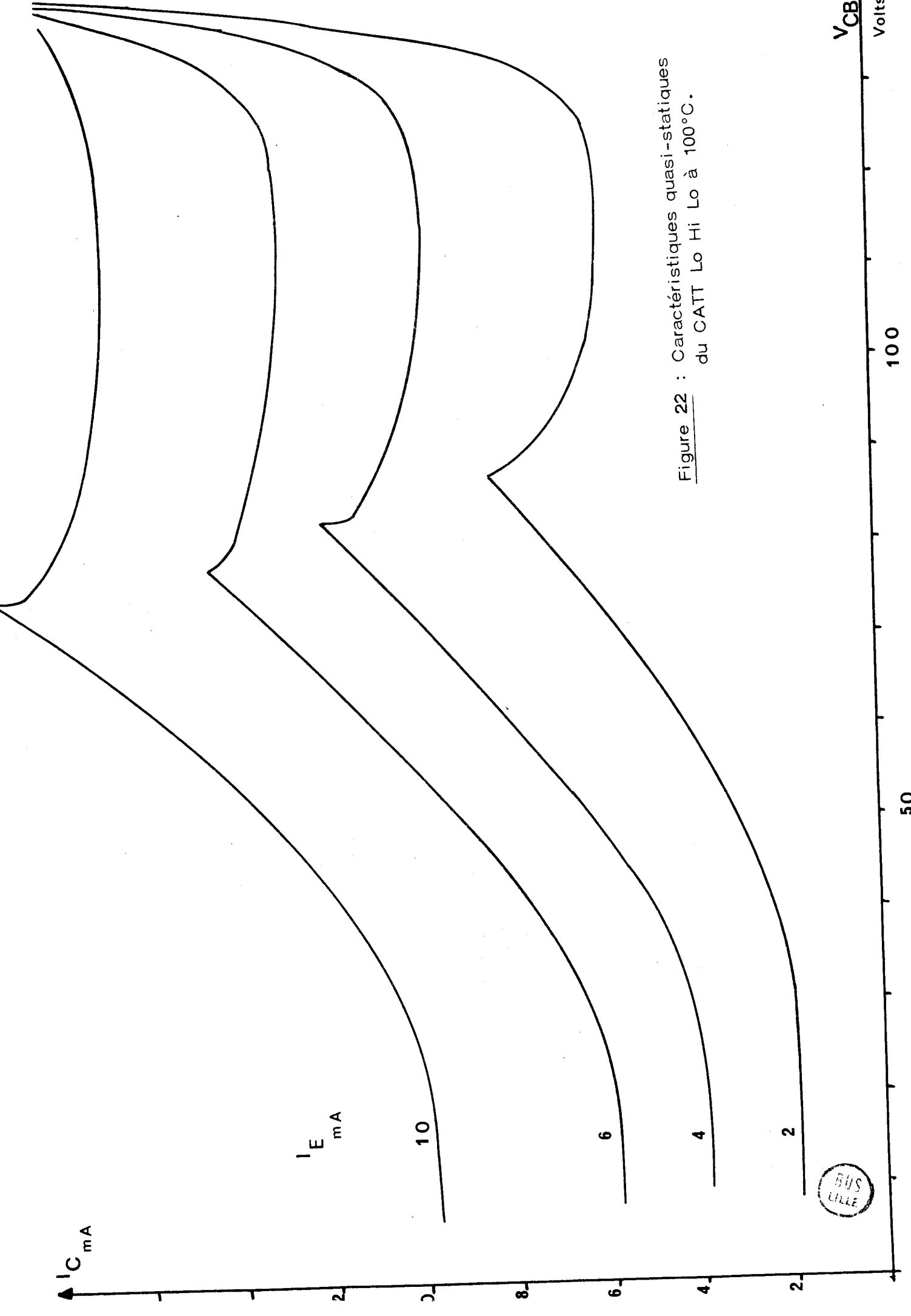


Figure 22 : Caractéristiques quasi-statiques du CATT Lo Hi Lo à 100°C.



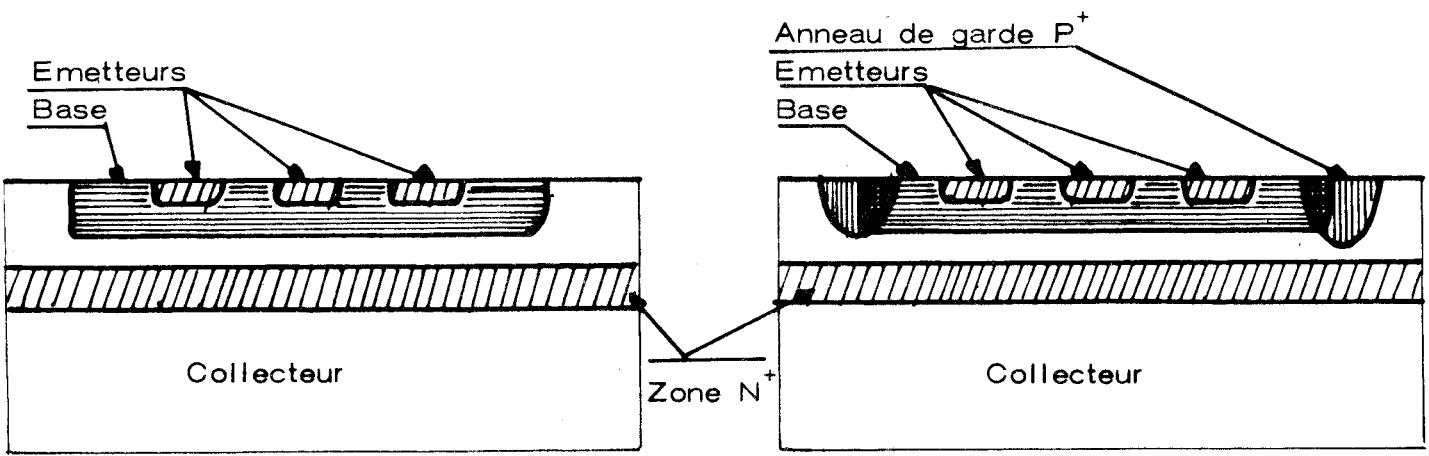


Figure 23 a

Figure 23b

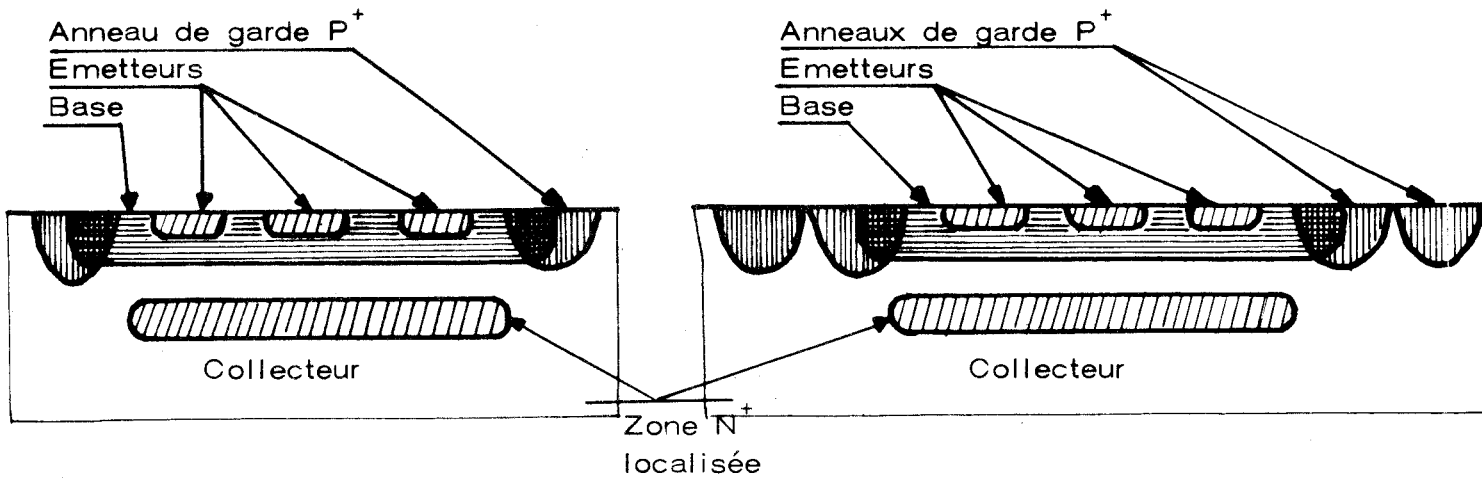


Figure 23c

Figure 23d

Figure 23 : schémas de l'évolution de la topologie des CATT.



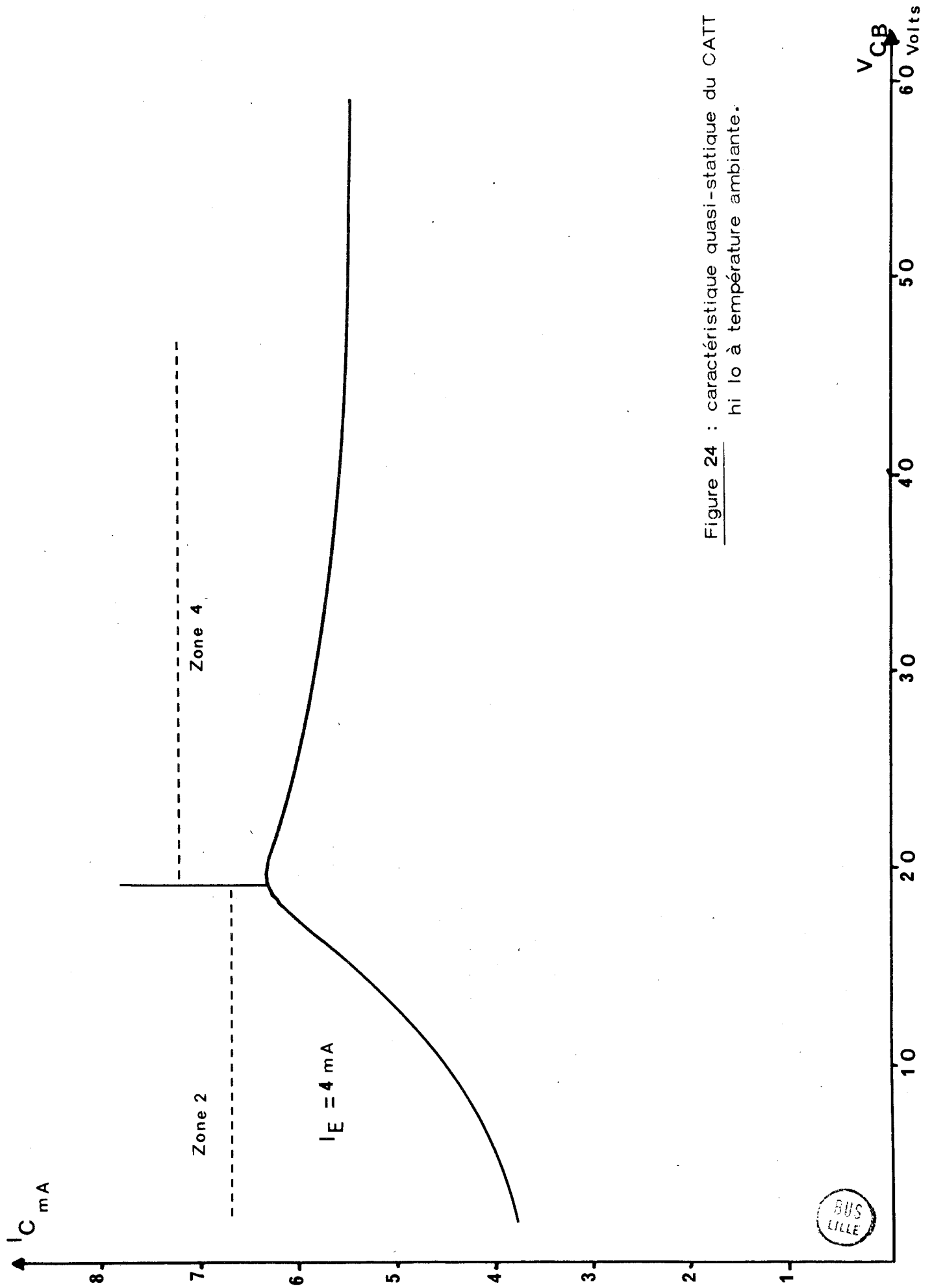


Figure 24 : caractéristique quasi-statique du CATT
 hi lo à température ambiante.



C H A P I T R E I I I

III PROBLEME DE LA FOCALISATION

=====

La multiplication par avalanche (génération de paires électrons-trous) dans la partie à champ électrique élevé de la jonction collecteur-base s'accompagne d'une génération de trous. L'évacuation de ces porteurs positifs, influencés par le champ électrique très important de la jonction polarisée en inverse, s'effectue par la base du CATT. Ces trous génèrent donc un courant de base assez important dont l'expression peut être mise sous la forme :

$$I_B = (M\alpha - 1) I_E$$

où M est le facteur de multiplication statique et α le facteur de transport émetteur-collecteur.

Il faut remarquer que ce courant, composé de porteurs majoritaires pour la base, circule dans le sens inverse de celui rencontré dans la théorie classique des transistors bipolaires : d'où son nom de rétro-courant.

La résistivité de la base n'étant pas négligeable (existence d'une résistance de base interne $R_{bb'}$), la circulation de ce rétro-courant de trous occasionne une répartition distribuée de la tension de polarisation de la jonction émetteur-base. Compte tenu du sens de déplacement de ce rétro-courant de porteurs positifs, la jonction concernée devient plus passante au centre des doigts de la structure d'émetteur que sur leurs bords : la densité de courant, pour un courant d'injection thermique d'émetteur donné, est plus importante au centre des doigts ; ceci revient à dire qu'il y a focalisation du courant d'émetteur. Au contraire, si ce courant était la conséquence d'un écoulement d'électrons, la jonction base-émetteur deviendrait

plus conductrice à sa périphérie et pour ce type de fonctionnement le terme de défocalisation du courant d'émetteur serait utilisé (13).

L'influence des effets de focalisation et défocalisation sur les caractéristiques des transistors, comme nous le verrons plus loin, n'est pas du tout négligeable. Un rappel théorique des phénomènes s'en avère justifié dans la mesure où il nous permet de mieux en comprendre les évolutions en fonction des différents paramètres liés à la géométrie de la base et ceci avant d'aborder l'étude expérimentale.

III.1 RAPPEL THEORIQUE DE LA FOCALISATION (14)

La formulation de la résistance interne de base $R_{bb'}$ a été introduite dans le but de modéliser le transistor réel. L'idée de départ de cette modélisation est d'associer, en série avec la base d'un transistor idéal une résistance fonction du courant qui la traverse et de la géométrie de la base, afin de retrouver les équations de fonctionnement du transistor réel.

Le calcul de la résistance $R_{bb'}$ d'une structure de transistor circulaire sera tout d'abord rappelé : d'une part, la symétrie de révolution rend la formulation plus aisée et d'autre part, dans la mesure où le régime de fonctionnement du transistor à structure interdigitée tend, comme il sera décrit par la suite, vers celui du transistor circulaire quand les densités de courant augmentent.

III.1.1 Cas du transistor à structure circulaire

Cette théorie est bien connue (13) ; nous en rappelons seulement les grandes lignes.

Les zones de collecteur et d'émetteur sont supposées être équipotentielles. La coupe transversale (Figure 25) peut être considérée comme une succession de transistors élémentaires unidimensionnels mis en parallèle et réunis entre eux par les électrodes communes d'émetteur et de collecteur.

La valeur de la résistance présentée au passage du courant par la couronne comprise entre y et $y + dy$ peut être mise sous la forme :

$$dR = \frac{\rho \, dy}{2\pi \, e \, y}$$

ρ est la résistivité (supposée uniforme dans toute l'épaisseur de la base), e l'épaisseur de la base. L'épaisseur de la couronne est ici considérée comme infiniment petite.

La variation de potentiel qui correspond au passage du courant de base $I_B(y)$ à travers cette couronne est donnée par :

$$dV_{CB}(y) = dV_{EB}(y) = I_B(y) \, dR(y)$$

en tenant compte de la première relation, il s'ensuit :

$$\frac{dV_{EB}(y)}{dy} = \frac{dV_{CB}(y)}{dy} = \frac{\rho}{2\pi \, e} \frac{1}{y} I_B(y)$$

par ailleurs,
$$\frac{d I_B(y)}{dy} = 2\pi \, y \, J_B(y)$$

$J_B(y)$ est la densité de courant de base injectée à une distance y du centre de la structure ; cette densité peut être exprimée en fonction

des densités de courant d'émetteur et de collecteur.

$$J_B(y) = J_E(y) + J_C(y)$$

Compte tenu de l'analyse unidimensionnelle du transistor idéal et des équations d'Ebers et Moll relatives aux densités locales des courants d'émetteur et de collecteur, on trouve, tous calculs faits, la relation ci-dessous pour exprimer la résistance statique de base en fonction du courant qui la traverse :

$$R_{bb'} = \frac{V_{BB'}}{I_B} = \frac{kT}{q I_B} \text{Ln} \left(1 + q \frac{R \cdot I_B}{4 kT} \right)$$

avec :

$$R = \frac{\rho}{2\pi e}$$

k : constante de Boltzmann ;

T : température absolue ;

q : charge électronique ;

I_B : courant de base (valeur algébrique) ;

ρ : résistivité de la base ;

e : épaisseur de la base.

III.1.2 Cas de la structure interdigitée

Le calcul de la résistance interne de base pour une structure interdigitée à contacts symétriques est, en tous points, semblable, en son principe, à celui effectué pour la structure circulaire.

La coupe transversale de la structure interdigitée est

représentée figure 26. L'élément résistif qui sert à l'intégration des équations peut être mis sous la forme :

$$dR = \frac{\rho dy}{e l}$$

La suite du calcul est la même que celle rencontrée pour la géométrie circulaire, seules diffèrent les conditions de symétrie.

L'évolution de la résistance interne de la base en fonction du courant de base est donnée par la relation :

$$R_{bb'} = R \frac{\frac{\rho}{2} \frac{\ln \frac{p}{\sin p}}{p \cdot \text{tg} \frac{p}{2}}}{1} = \frac{V_{BB'}}{I_B}$$

p est donné par l'expression $p \cdot \text{tg} \frac{p}{2} = \frac{R I_B q}{kT}$

avec $R = \frac{\rho d}{2 e l}$.

Dans cette structure interdigitée, lorsque le rétro-courant I_B composé essentiellement de trous devient important, les lieux d'égale densité de courant injecté s'éloignent de la périphérie des doigts et se resserrent vers les points chauds de la structure (points autour desquels la densité du courant d'émetteur est plus importante, ceci à cause des discontinuités cristallines et des incertitudes relatives à l'élaboration technologique des échantillons), de ce fait, lorsque le courant de base atteint une valeur assez importante, le comportement du transistor à géométrie rectangulaire semble se rapprocher du fonctionnement de plusieurs transistors à topologie circulaire montés en parallèle ; pour les calculs, on sera donc amené à utiliser la relation relative au transistor à géométrie

circulaire en prenant comme diamètre la largeur d'un doigt en première approximation. Pour tenir compte des différents transistors en parallèle, il conviendra de diviser le résultat obtenu par le nombre de doigts, mais cela laisse supposer que sous chaque doigt, il n'existe qu'un seul transistor élémentaire.

Les résultats relatifs à une structure circulaire sont représentés figure 27. La valeur normalisée de R_{bb} , par rapport à R est placée en ordonnée ; en abscisse est portée $q \frac{R I_B}{kT}$; la quantité

$\frac{qR}{kT}$ étant constante. Ces résultats montrent que lorsque le courant

est positif, c'est-à-dire circule dans le sens habituellement rencontré pour les transistors bipolaires classiques, la résistance interne de base R_{bb} , diminue lorsque le courant de base I_B croît. Lorsque le rétro-courant de trous apparaît, I_B devient négatif et la valeur de R_{bb} , augmente avec I_B . Cette croissance est d'autant plus

affirmée que $q \frac{R I_B}{kT}$ se rapproche de la valeur critique 4 ; théoriquement R_{bb} , peut même tendre vers l'infini, asymptotiquement à la verticale d'abscisse -4.

Ces calculs, relatifs tant à la structure interdigitée qu'à la structure circulaire, ne font cependant pas entrer en ligne de compte la nature distribuée de la concentration en impuretés de la base : l'élaboration technologique introduit en effet une diffusion en profondeur de la dose de dopant implantée ; au sein de la base il s'établit donc une distribution non linéaire de la densité de courant. Une approche possible de ce problème consisterait à calculer la distribution du courant qui circule dans la base à travers un réseau maillé purement résistif ; chaque échantillon de résistance

du réseau étant affecté d'une valeur qui tiendrait compte de l'évolution de la résistivité en fonction de la profondeur de la base (la résistivité de la base est 100 fois plus élevée côté collecteur par rapport au côté émetteur).

Le phénomène d'avalanche qui se produit au niveau de la jonction collecteur-base, peut créer, en plus des habituelles paires électrons-trous, une importante élévation thermique ; une évaluation de la variation de la résistance de base interne avec la température a donc été effectuée.

III.1.3. Evolution de $R_{bb'}$ avec la température

Ce calcul est l'application des relations qui lient la valeur de $R_{bb'}$ au courant qui la traverse dans le cas du transistor à géométrie émetteur-base circulaire, en faisant intervenir les variations de la résistivité du silicium dopé (pour une valeur moyenne du dopage type P de la base) en fonction de la température. Pour ce faire, une courbe expérimentale de variation de la conductivité du silicium en fonction de la température est approximée par une expression mathématique.

Le réseau des courbes de variations de $R_{BB'}$ avec la température est représenté figure 28. Chaque courbe est le résultat d'un calcul effectué pour un courant de base constant ; les différentes valeurs du paramètre I_B sont portées sur le réseau. Pour une température fixée, la succession des points d'intersection du réseau avec une verticale donne une évolution similaire à celle évoquée précédemment. A courant de base constant, une augmentation de la température fait croître $R_{bb'}$, cette augmentation de $R_{bb'}$ est d'autant plus rapide que le rétro-courant de polarisation de base possède une valeur élevée.

En conclusion, le phénomène de multiplication par avalanche fait apparaître d'une part, un rétro-courant de trous dans la base, lequel entraîne un processus de focalisation du courant d'émetteur, et d'autre part, un accroissement sensible de la température du cristal qui vient renforcer cet effet de focalisation.

Les phénomènes de focalisation et de défocalisation que les calculs précédents nous ont permis de mieux définir, vont influencer les diverses caractéristiques, tant dynamiques que statiques, relatives au transistor à avalanche et temps de transit. Ce sont ces effets et leurs influences que l'étude expérimentale qui suit va tenter de dégager et d'analyser.

III.2 ETUDE EXPERIMENTALE

III.2.1 Les méthodes de mesures

a) Relevé des caractéristiques statiques

Les échantillons de CATT étant encapsulés dans une embase de même nature et de même type que celle des transistors commerciaux, ainsi que dans la même configuration base commune, on utilise pour ces mesures un schéma de montage identique à celui du chapitre I figure 1 : pour le régime hyperfréquence, les mêmes précautions que celles décrites au paragraphe I.2.1.a seront prises.

b) Mesures des paramètres h_{21b} et h_{11b} petits signaux BF

Bien qu'apparemment classique, et par là très simple, cette mesure nous a posé quelques problèmes pratiques liés aux

valeurs particulières de h_{11} et h_{21} pour ce type de fonctionnement.

Les paramètres hybrides que l'on se propose de mesurer sont :

$$h_{11} = \left(\frac{v_1}{i_1} \right)_{v_2 = 0} \quad \text{et} \quad h_{21} = \left(\frac{i_2}{i_1} \right)_{v_2 = 0}$$

v_1 et v_2 sont respectivement les composantes alternatives des tensions d'entrée et de sortie, i_1 et i_2 celles des courants d'entrée et de sortie.

La méthode de mesures, envisagée ici, est une méthode directe qui superpose aux tensions et courants de polarisation, un signal alternatif dont l'amplitude est négligeable vis à vis de celles des composantes continues.

Si la condition relative à la nullité de la tension de sortie est bien remplie, la valeur des paramètres hybrides sera déduite de mesures directes de v_1 , i_1 et i_2 ; le schéma du montage utilisé est celui représenté figure 29.

Dans ce montage R_{pE} et R_{pC} sont les résistances respectives de protection de l'émetteur et du collecteur.

- C_1 : capacité qui assure le découplage alternatif du générateur continu nécessaire à la polarisation de l'émetteur.

- R_1 : résistance de précision destinée à la mesure du courant alternatif circulant dans l'émetteur.

- C_2 : capacité de découplage du générateur continu qui polarise le collecteur ; cette capacité est destinée à assurer la mise à la masse à travers R_2 du collecteur pour l'alternatif.

R_2 : résistance de précision pour la mesure de la composante alternative du courant de collecteur. Il faut noter que cette résistance doit présenter une faible chute de tension afin d'éviter de s'écarter par trop de la condition $v_2 = 0$.

L'échantillon de CATT encapsulé est monté dans une cellule placée entre deux tés de polarisation fermés, pour les hyperfréquences, sur des charges adaptées afin que des oscillations parasites hautes-fréquences n'entraînent la destruction du composant. Moyennant ces précautions, les valeurs de h_{11} et h_{21} sont fournies par les relations :

$$h_{11} = \frac{v_1}{v'_1 / R_1} \qquad h_{21} = \frac{v'_2 / R_2}{v'_1 / R_1}$$

Pour simplifier les calculs de dépouillement des mesures les résistances R_1 et R_2 sont appairées ($R_1 = R_2 = R$) d'où

$$h_{11} = \frac{Rv_1}{v'_1} \qquad \text{et} \qquad h_{21} = \frac{v'_2}{v'_1}$$

Les mesures des paramètres hybrides h_{21} et h_{11} sont effectuées en fonction de V_{CB} à la fréquence de 10 khz en maintenant constant le courant de polarisation d'émetteur.

c) Mesures en impulsions à forts courants

Le montage utilisé est le même que celui employé lors du tracé du réseau des caractéristiques quasi statiques (figure 11).

Les précautions à respecter sont les mêmes que celles décrites au paragraphe correspondant à cette figure.

d) Mesures de $r_{bb'}$

Les phénomènes de focalisation et défocalisation du courant d'émetteur se traduisent par une variation de la résistance interne de la base $r_{bb'}$. C'est cette variation de la résistance dynamique $r_{bb'}$ que nous nous proposons de mesurer en fonction de la tension de polarisation inverse V_{CB} (en régime d'avalanche). En fait, cette résistance d'accès résulte de la mise en série de plusieurs résistances schématisées figure 30.

Pour un demi-doigt d'émetteur :

$$r_{bb'} = r_{bb'i} + R_B + R'_C$$

où $r_{bb'i}$ est la résistance de base interne qui nous intéresse, R_B : la résistance de la base inerte (qui ne participe pas à l'effet transistor) et R'_C la résistance de prise de contact (ceci en négligeant les résistances d'accès présentées par les fils de connexion). Si le transistor possède une structure interdigitée à n doigts d'émetteur, la résistance $r_{bb'}$ mesurée sera :

$$r_{bb'} = \frac{r_{bb'i} + R_B + R'_C}{2n}$$

La quantité $\frac{R_B + R'_C}{2n}$ qui est relative à la base

inerte et aux métallisations peut pratiquement être considérée comme une constante.

La mesure de $r_{bb'}$ est basée sur le principe suivant (14) : considérons un quadripôle passif uniquement composé de résistances ; le schéma en té de ce quadripôle est représenté figure 31.

Pour un tel quadripôle, les relations liées à la matrice Z nous donnent l'expression :

$$v_1 = R_1 i_1 + R_3 (i_1 + i_2)$$

Si le courant d'entrée est nul, la valeur de R_3 est facile à évaluer :

$$R_3 = \left(\frac{v_1}{i_2} \right) \quad i_1 = 0$$

Un transistor, en basse fréquence, peut également être représenté sous la forme d'un schéma en T, donc, par simple mesure des tensions d'entrée (v_1) et de courant de sortie (i_2), à courant (i_1) d'entrée nul, la détermination de $r_{bb'}$ devient possible.

Le schéma du montage retenu pour ces mesures est celui représenté figure 32.

Le transistor est alimenté en alternatif par son collecteur, la fréquence de mesure est de l'ordre de 20 khz. R_{pE} et R_{pC} sont les résistances de protection d'émetteur et de collecteur. La résistance R_{pE} a une valeur assez grande afin que le courant d'entrée reste très faible devant celui qui parcourt la résistance $r_{bb'}$. R_2 est la résistance de mesures : la tension à ses bornes est directement proportionnelle au courant qui circule dans le collecteur. T est le transformateur d'alimentation en alternatif du circuit. Les deux selfs L_{c1} et L_{c2} sont des selfs de choc qui assurent une isolation de l'alimentation continue de polarisation de collecteur pour la composante alternative ; la nécessité d'utiliser deux selfs de chocs résulte de la non disponibilité d'une alimentation non symétrique à tension de sortie élevée et complètement découplée du secteur.

Le voltmètre qui assure la mesure des tensions v_1 et v'_2 doit présenter une très grande impédance d'entrée (particulièrement pour la mesure de v_1).

Pour le régime haute fréquence, le transistor voit ses terminaisons fermées sur des charges adaptées pour éviter d'éventuelles oscillations parasites susceptibles de détruire le composant.

Le courant d'émetteur est maintenu constant, et, pour différentes valeurs de la tension de polarisation collecteur base on relève les variations alternatives v_1 et v'_2 qui nous permettent de déduire la valeur de la résistance $r_{bb'}$.

III.2.2. Résultats expérimentaux - Interprétation:

a) Les caractéristiques statiques

Pour le type d'échantillons de la série 16, définie dans le chapitre qui concerne les problèmes posés par l'avalanche et la désertion de la zone de transit, un réseau des caractéristiques statiques typiques est représenté figure 33.

Si nous nous plaçons sur la courbe relative à un courant d'émetteur de 6 mA, cette caractéristique peut être décomposée en plusieurs zones, comme nous l'avons vu précédemment lors du tracé du réseau des caractéristiques quasi-statiques. Analysons maintenant ces courbes à la lumière des considérations précédentes sur la focalisation et la défocalisation en dessous des doigts d'émetteur.

La région 1 correspond à une tension collecteur-base croissante de 10 à 18 volts ; dans cette zone le fonctionnement statique du CATT s'apparente en tous points à celui du transistor bipolaire classique pour lequel $I_C = \alpha I_E$ avec $I_C < I_E$; le sens du courant I_B est ici rentrant. Dans cette région, on observe toutefois une légère augmentation de I_C avec V_{CB} à laquelle peut être associée une diminution de I_B jusqu'à l'annulation totale pour une tension de polarisation collecteur-base voisine de 18 volts. Comme nous l'avons vu précédemment (au début de ce chapitre), I_B est essentiellement composé d'électrons lorsque le CATT fonctionne en régime transistor ; la valeur de I_B étant décroissante, dans cette zone se produit le phénomène de défocalisation.

Dans la région 2 (la tension de polarisation varie de 18 à 52 volts), il y a apparition d'un fonctionnement type CATT : le courant d'injection thermoïonique issu de l'électrode d'émetteur transite à travers la base et se trouve multiplié au niveau de la jonction collecteur-base. A ce mode de fonctionnement est associée une relation du type $I_C = M\alpha I_E$ avec $I_C > I_E$: M est le facteur de multiplication qui évolue ici de 1 à 1,8 et α le facteur de transport émetteur-collecteur. Cette relation repose sur l'hypothèse que le courant d'émetteur est essentiellement composé de porteurs négatifs ; c'est-à-dire que les trous, issus de la zone d'avalanche sont supposés perdre toute leur énergie dans une faible profondeur de la base et être drainés par cette dernière et, qu'en aucun cas, ces porteurs positifs ne parviennent à être absorbés par l'électrode d'émetteur (6).

Le courant I_B , qui accompagne l'augmentation de I_C , croit et présente un sens inverse à celui qui circule lors d'une utilisation conventionnelle des transistors bipolaires. Le sens et l'augmentation de I_B donnent naissance au phénomène de focalisation :

la résistance interne de la base s'accroît donc et on assiste dans cette zone à une concentration progressive du courant d'émetteur vers le centre des doigts de la structure ; la diffusion latérale de ces porteurs négatifs, qui composent le courant d'émetteur, à travers la base n'est pas très importante compte tenu de l'épaisseur de la base ; il s'ensuit donc que le courant de collecteur se trouve être également focalisé.

A cet effet de focalisation vient s'ajouter l'effet de la réaction de charge d'espace. Cet effet contribue à diminuer le champ électrique dans la zone de multiplication et donc à limiter ou à réduire le facteur de multiplication (cf. chapitre II) : il est d'autant plus important que la densité de courant est élevée donc que la focalisation est plus forte. On peut donc le représenter en disant qu'il existe en série avec la zone de multiplication une résistance de charge d'espace qui limite la valeur du courant de collecteur par une diminution de la tension au niveau de la zone d'avalanche. Les phénomènes de focalisation et d'apparition de réaction de charge d'espace limitent donc le facteur de multiplication et concourent à l'obtention d'une caractéristique statique de pente plus faible.

Dans la région 3 on assiste au passage par un palier et une diminution du courant I_C . Dans cette zone, on peut supposer que I_B atteint sa valeur critique et que $R_{bb'}$ augmente alors brutalement ; cet effet, combiné conjointement avec la réaction de charge d'espace et avec celui de l'élévation de la température peut conduire à un équilibre qui est atteint dans la région 4.

La diminution du courant I_C , comme nous le verrons par la suite, se produit précisément dès que $r_{bb'}$ augmente brutalement ; pour ce même point du réseau des caractéristiques statiques, nous avons également toujours observé une diminution simultanée du facteur de multiplication.

Dans la zone 5 apparait un courant qui est la conséquence d'un effet d'avalanche non contrôlée : phénomène déjà rencontré lors de l'étude préliminaire relatant le régime d'avalanche dans les transistors bipolaires classiques. Ce courant, qui est produit dans les zones inactives du transistor vient s'ajouter au courant I_C ; il serait la cause de la destruction du transistor si la tension de polarisation collecteur-base n'était pas limitée.

$$b) \text{ Paramètre } h_{21}(b) = f(V_{CB})$$

La mesure d'un tel paramètre, habituellement destinée à la caractérisation des transistors en basse fréquence, peut paraître surprenante pour un transistor hyperfréquence mais, cette mesure présente plusieurs avantages : elle est simple à mettre en oeuvre et elle ne nécessite pas d'appareillage particulier, en outre, étant donné que la fréquence de mesure est assez faible (de l'ordre de 10 khz), les effets causés par les capacités parasites sont négligés et un accès direct à la détermination du coefficient de multiplication est possible (rapport direct entre le courant de sortie et le courant d'entrée).

Le réseau de courbes, représenté sur la figure 34 donne la variation du facteur de multiplication dynamique en fonction de la tension de polarisation collecteur-base ; le courant continu de polarisation d'émetteur est maintenu constant pour le relevé de chaque courbe.

Dans la première partie du réseau, la croissance des courbes est régulière, ce qui laisse entrevoir une amélioration des possibilités amplificatrices du CATT par rapport à celles du transistor bipolaire en régime de fonctionnement classe A. Ces courbes s'infléchissent ensuite pour passer par un maximum dont

l'amplitude est d'autant plus faible que le courant d'injection thermoïonique d'émetteur est important.

La tension de polarisation de la jonction collecteur-base, pour laquelle le facteur de multiplication dynamique est maximum, est identique à celle qui donne un maximum du courant I_C dans le réseau des caractéristiques statiques. Tout comme pour ces dernières on peut dire que les phénomènes de focalisation associés à ceux de réaction de charge d'espace et d'influences thermiques contribuent, pour ce mode de fonctionnement, à une dégradation très importante des performances en classe A du CATT : en effet, la zone d'utilisation est limitée et un régime grand signal n'est visiblement pas possible. Toutefois, pour de faibles signaux, le dispositif peut rester intéressant à condition de polariser le CATT de telle sorte que le rétro-courant de trous qui circule dans la base ne soit pas trop important. Le phénomène de focalisation peut, à priori, sembler favorable dans ce cas, puisqu'il tend à contrebalancer la défocalisation naturellement présente dans les transistors utilisés dans les conditions usuelles.

Le phénomène de focalisation du courant d'émetteur a-t-il des conséquences néfastes pour des courants plus élevés ? C'est ce que le tracé des caractéristiques quasi-statiques va nous montrer.

c) Caractéristiques $I_C = f(V_{CB})$ en impulsions à forts courants

Les effets thermiques, de par la largeur et le taux de répétition des impulsions n'affectent pas ici le fonctionnement du composant. Tout comme pour les caractéristiques statiques, les mesures sont effectuées dans les mêmes conditions : les différentes courbes du réseau sont tracées à courant de polarisation d'émetteur constant (figure 35).

Quelque soit le courant d'émetteur, jusqu'à une tension de polarisation collecteur-base avoisinant vingt volts, il n'existe pratiquement pas de multiplication du courant injecté. Au delà, un léger effet multiplicatif du courant d'émetteur commence à apparaître. Toutefois, le facteur de multiplication quasi-statique n'excède pas 1,3 pour des courants d'émetteur relativement importants (100 mA).

Les effets de focalisation et de résistance de charge d'espace ont des influences moins brutales sur le comportement de l'échantillon CATT quand il fonctionne à courant d'émetteur élevé : l'arrêt de la croissance de I_C avec V_{CB} est présent certes, mais la redescente qui suit le passage par un maximum du courant collecteur est très douce, contrairement à celle qui existe sur les caractéristiques quasi-statiques relevées à petits courants d'émetteur (figure 21).

Des mesures, effectuées pour des courants injectés encore plus importants (jusque 250 mA), ont présenté une allure tout à fait semblable à celle de la figure 35 cependant le facteur de multiplication quasi-statique s'est stabilisé autour d'une valeur avoisinant 1,2 tandis que la redescente du courant I_C est devenue totalement imperceptible.

L'effet d'avalanche non contrôlée n'a pu ici être mis en évidence car à ces niveaux de courant le composant était détruit lorsque la tension V_{CB} atteignait la zone d'avalanche non contrôlée.

La différence de comportement entre les deux cas précédents (petits et forts courants) peut s'expliquer en considérant la très grande non uniformité naturelle des courants et des taux de multiplication aux faibles valeurs de courants. Nous avons vu que

pour des diodes de $26 \cdot 10^{-5} \text{ cm}^2$ il fallait atteindre des densités de courant de l'ordre de 100 A/cm^2 pour que l'avalanche soit uniforme. En pratique, aux faibles courants, ceux-ci sont entièrement non uniformes et les effets de réaction de charge d'espace et de focalisation peuvent être relativement beaucoup plus violents qu'à hauts courants.

L'effet de focalisation qui intervient sur la quasi totalité du CATT peut d'ailleurs être mieux précisé par la mesure de la résistance de base interne $r_{bb'}$, ceci en régime dynamique.

d) Mesure de $r_{bb'}$

Des résultats typiques des mesures de $r_{bb'}$ en fonction de la tension de polarisation inverse de la jonction collecteur-base sont représentés sur la figure 36. Ces mesures ont été effectuées à courant d'émetteur constant et pour une fréquence de mesures de 20 khz.

Lorsque V_{CB} augmente, comme nous l'avons vu précédemment lors de l'interprétation des caractéristiques statiques, un accroissement du courant de collecteur entraîne, dans la base, l'apparition d'un rétro-courant de trous dont la valeur est croissante.

D'après la formule de la résistance d'accès,

$$r_{bb'} = \frac{dV_{BB'}}{dI_B} = \frac{R}{4 + \frac{qRI_B}{kT}}$$

on doit s'attendre à retrouver une augmentation régulière de la résistance dynamique interne de la base en fonction de V_{CB} .



Les différents relevés expérimentaux de $r_{bb'}$, en fonction de la tension de polarisation collecteur-base montrent globalement une augmentation de cette résistance quand le transistor entre en avalanche, mais cette augmentation n'a pas du tout la régularité prévue par la théorie : aux faibles tensions de polarisation, $r_{bb'}$ commence par décroître régulièrement ; aux fortes tensions, $r_{bb'}$ subit une augmentation brutale à partir d'une certaine valeur de V_{CB} , puis ensuite, à V_{CB} croissant, varie de manière aléatoire (d'un transistor à l'autre) autour d'une valeur assez élevée.

Pour un courant d'émetteur donné, l'augmentation brutale de $r_{bb'}$ se produit toujours pour une tension quasi égale à celle qui amène une brusque diminution du facteur de multiplication statique : ceci confirme bien la validité de l'interprétation précédente relative à l'existence conjuguée des effets de focalisation et de réaction de charge d'espace.

L'explication complète des anomalies de ce comportement ne peut, à notre avis, être obtenue qu'à partir d'une théorie de $r_{bb'}$ prenant en compte de manière très fine la structure de la base et la variation de sa longueur électrique sous l'effet de la tension de polarisation collecteur-base. Une telle théorie conduirait à une simulation numérique de grande ampleur dépassant le cadre de ce travail. Nous donnons donc, ci-après, uniquement quelques interprétations très qualitatives :

- le régime de fonctionnement du transistor, de par le principe de la mesure, n'est pas tout à fait celui qui existe naturellement lors d'un emploi conventionnel d'un composant actif monté dans une configuration base commune.

- La zone de base n'est pas uniformément dopée, ceci à cause du phénomène de diffusion des impuretés dopantes qui a lieu lors du recuit thermique qui suit l'implantation ionique de la base. Le dopage de la base au voisinage de la zone de collecteur est environ 100 fois plus faible que celui qui existe près de l'émetteur. Les porteurs qui sont injectés par le collecteur, dans le cas de la mesure de $r_{bb'}$, en régime dynamique, rencontrent successivement une zone dont la résistivité est assez importante puis une zone à résistivité plus faible lorsque la tension de polarisation de la jonction collecteur-base n'est pas très élevée. Pour les faibles tensions V_{CB} la base est peu déplétée et une zone à résistivité élevée intervient de manière prépondérante sur la valeur de $r_{bb'}$. V_{CB} continuant à augmenter la base devient plus déplétée et consécutivement la valeur de $r_{bb'}$ tend à diminuer. Lorsqu'on atteint les fortes valeurs de V_{CB} , l'épaisseur électrique de la base tend à se stabiliser et on retrouve alors le phénomène de focalisation qui se traduit sur la courbe de variation de $r_{bb'}$ par une augmentation de plus en plus rapide.

Une autre manière de mettre en évidence le phénomène de focalisation, cette fois-ci dans des conditions de fonctionnement plus proches de la réalité, est de relever l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la tension de polarisation.

$$e) \text{ Mesure de } h_{11b} = f(V_{CB})$$

L'évolution de l'impédance d'entrée du transistor en fonction de la tension collecteur-base est représentée figure 37. Les relevés de ces mesures sont effectués à courant d'émetteur constant et à une fréquence de 10 khz.

Quelques soient les valeurs des courants de polarisation d'émetteur, les courbes présentent une même allure générale. La première partie des tracés, qui correspond aux tensions collecteur-base les moins élevées, présente une descente en pente douce puis, pour des tensions V_{CB} plus grandes apparaît une diminution plus brutale, d'autant plus tôt que le courant d'émetteur est élevé.

La focalisation, qui entraîne une augmentation de la résistance interne de base $r_{bb'}$, est visible ; elle se traduit par la diminution de l'impédance d'entrée dynamique car la résistance $r_{bb'}$, parcourue par un courant i_b en sens inverse, introduit une contribution négative sur la valeur de h_{11} .

CONCLUSION

Dans cette partie plusieurs phénomènes ont été mis en évidence. Une avalanche non contrôlée est apparue tant sur les caractéristiques statiques que sur les caractéristiques quasi-statiques. L'existence d'un phénomène de focalisation a été démontrée, non seulement à partir de ces caractéristiques mais aussi à travers l'examen des mesures de résistance interne de base $r_{bb'}$ en régime dynamique et de l'impédance d'entrée du composant en régime petit signal en basse fréquence.

Les caractéristiques statiques et quasi statiques ainsi que les mesures du paramètre h_{21b} (qui traduit le gain d'un quadripole, donc ici la multiplication) nous ont montré que le phénomène de focalisation constituerait une limitation fondamentale des possibilités amplificatrices des transistors à avalanche en classe A et en basse fréquence.

Les effets mis en évidence traduisent-ils bien le comportement du composant ? C'est ce qu'une modélisation sommaire quasi statique va nous montrer.

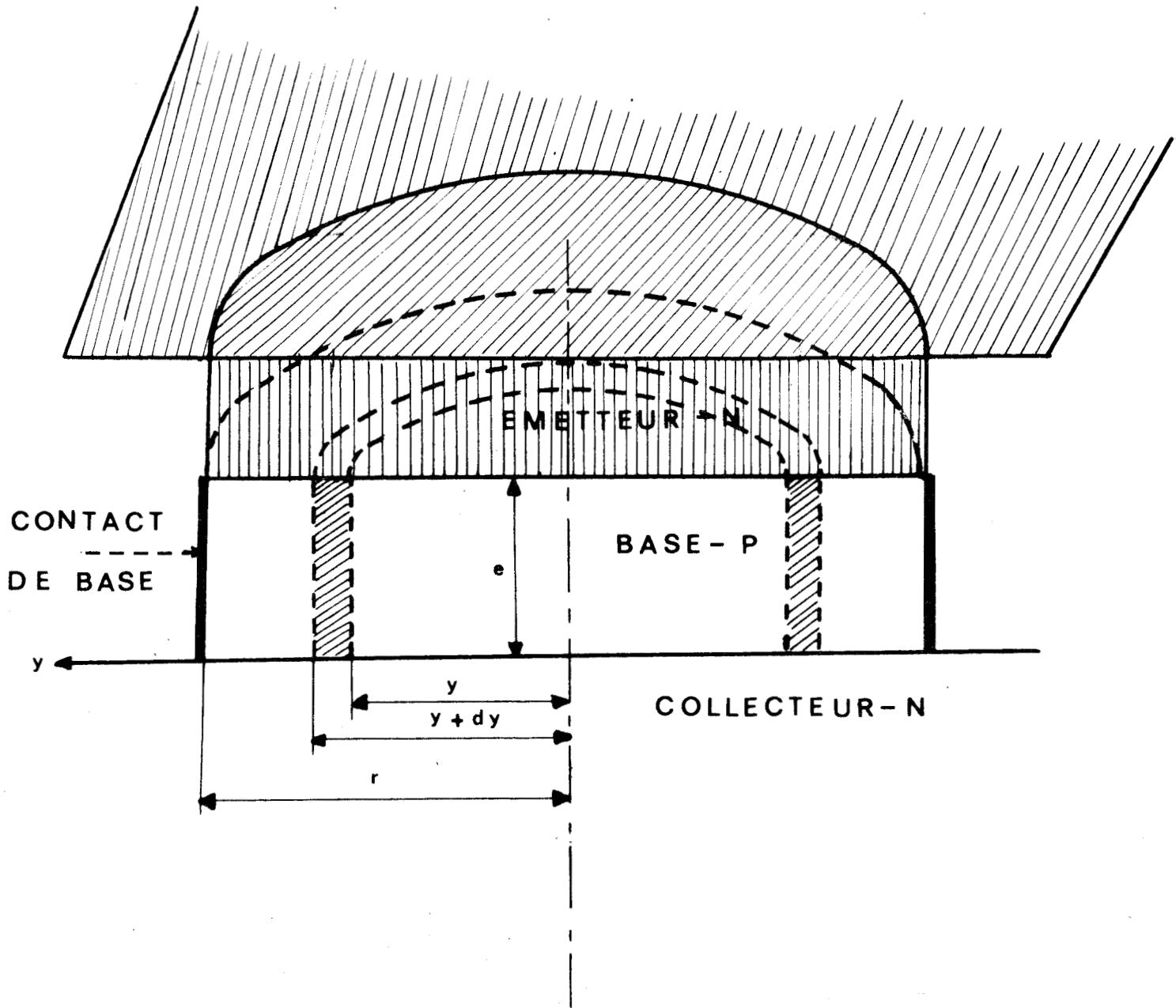


Figure 25 : coupe transversale du transistor à géométrie circulaire.

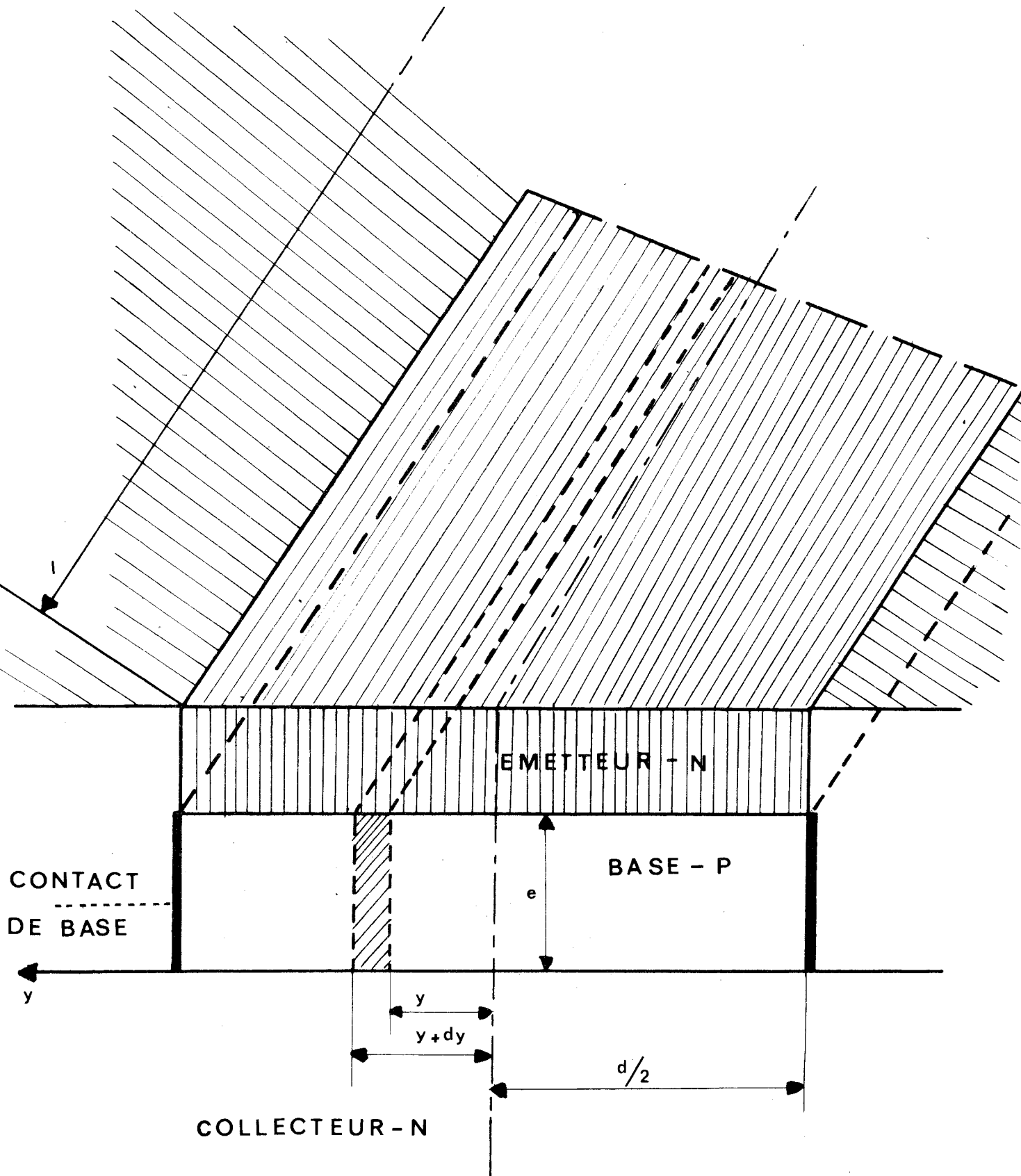


Figure 26 : coupe transversale de la structure interdigitée.



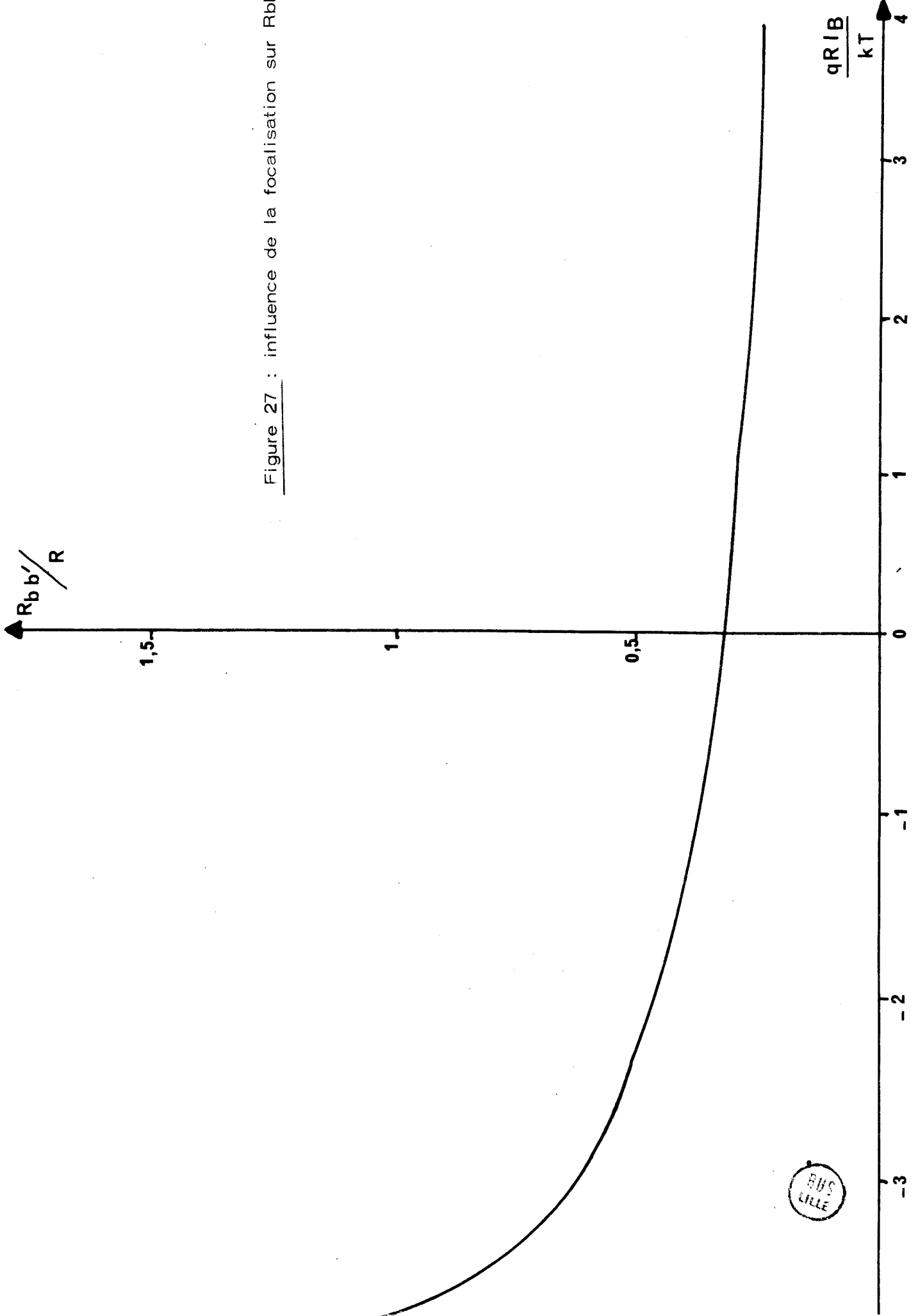
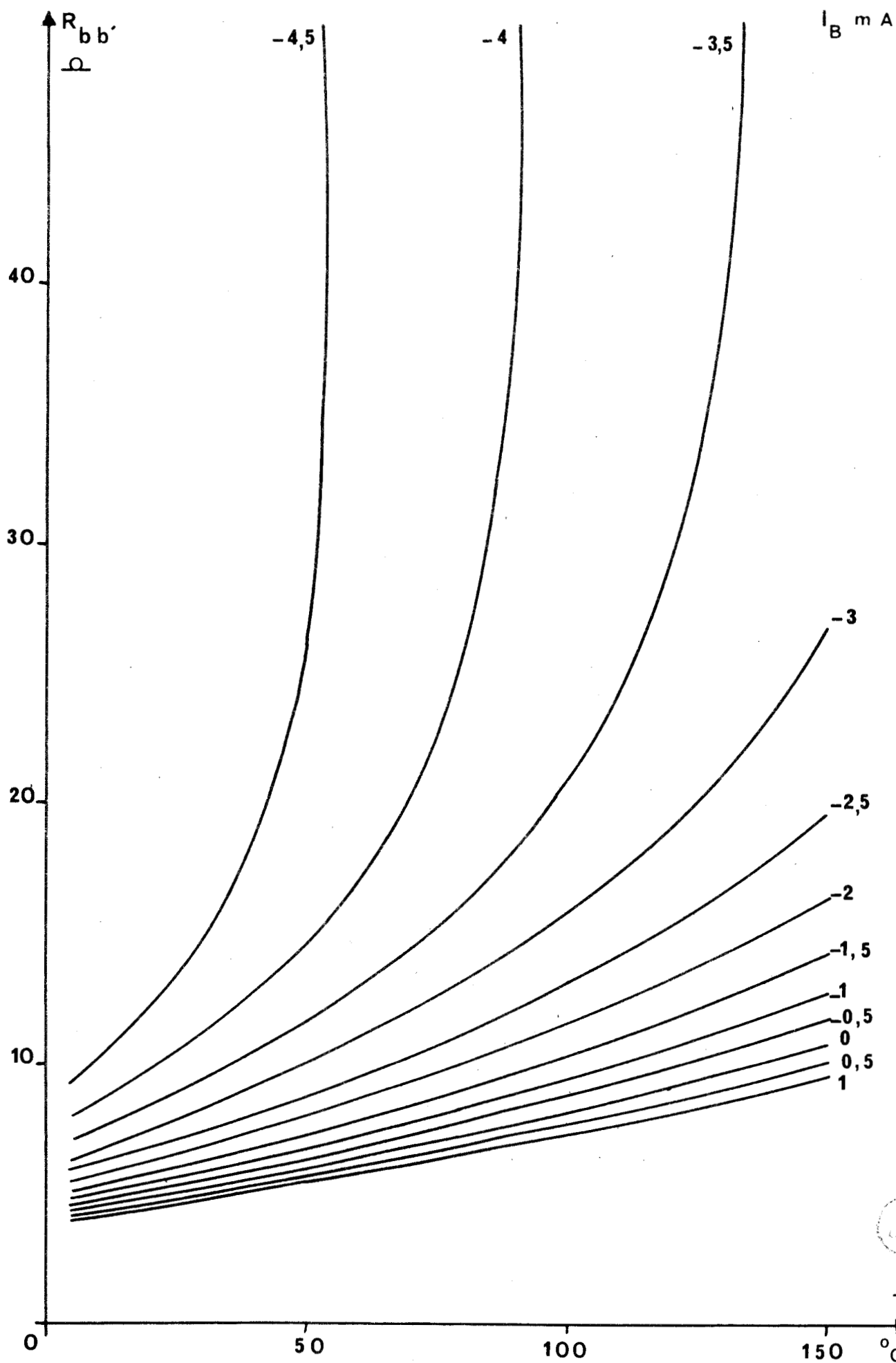


Figure 27 : influence de la focalisation sur $R_{bb'}$.



Figure 28 : évolution de $R_{bb'}$ avec la température.



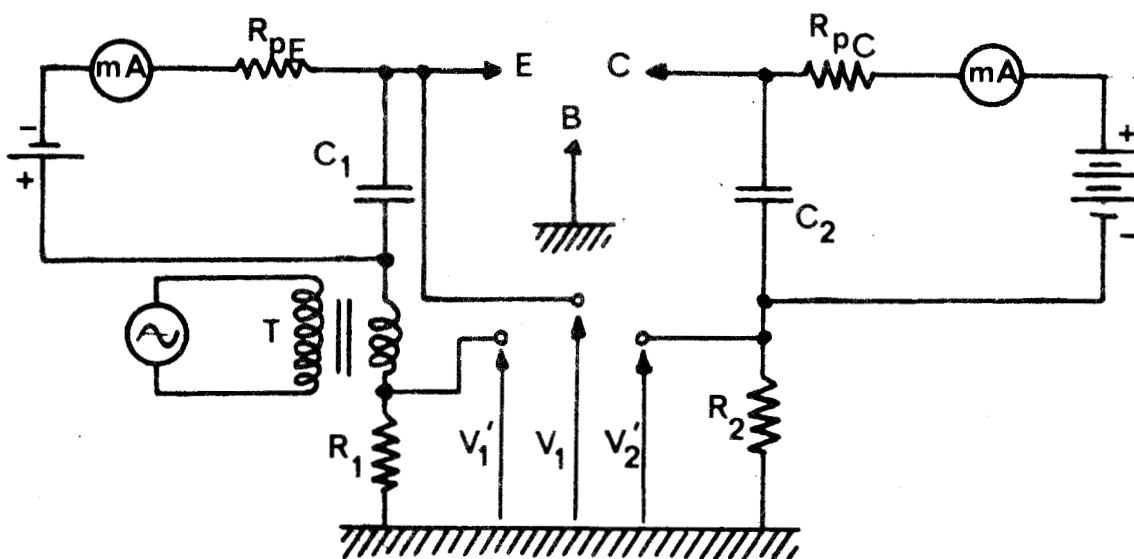


Figure 29 : schéma du montage de mesures des paramètres h_{21b} et h_{11b} .

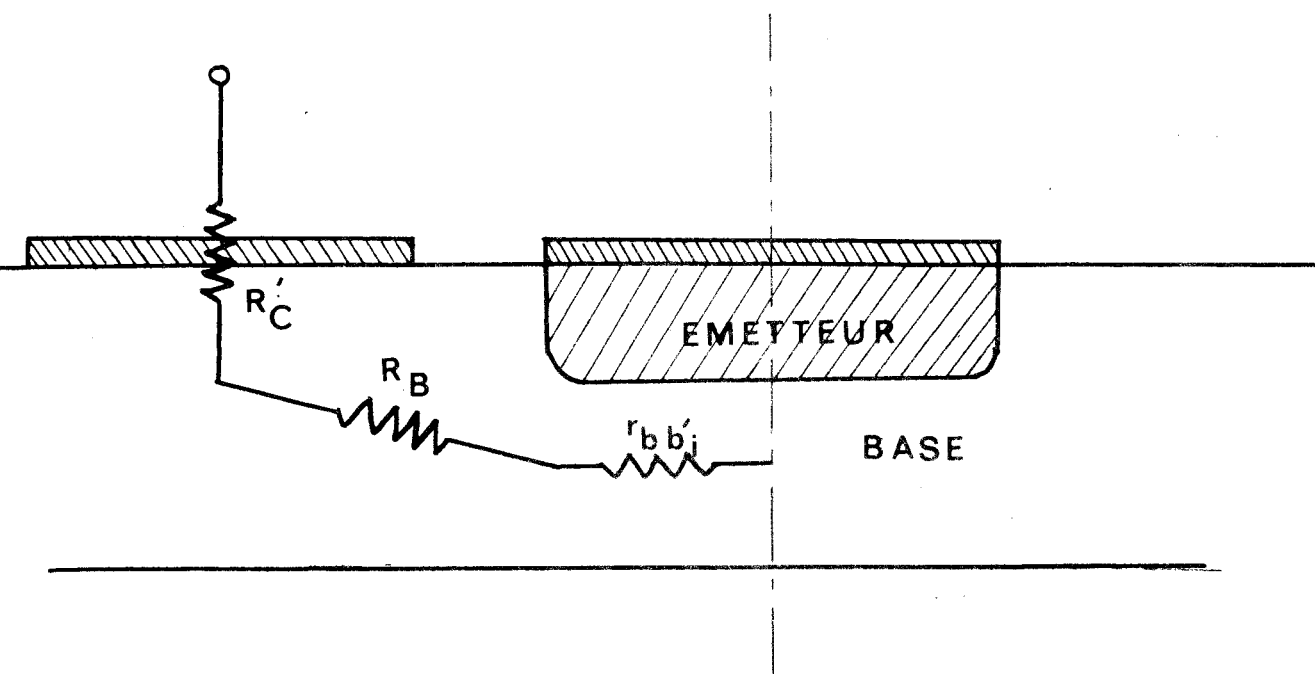


Figure 30 : schématisation des résistances sous un doigt d'émetteur.

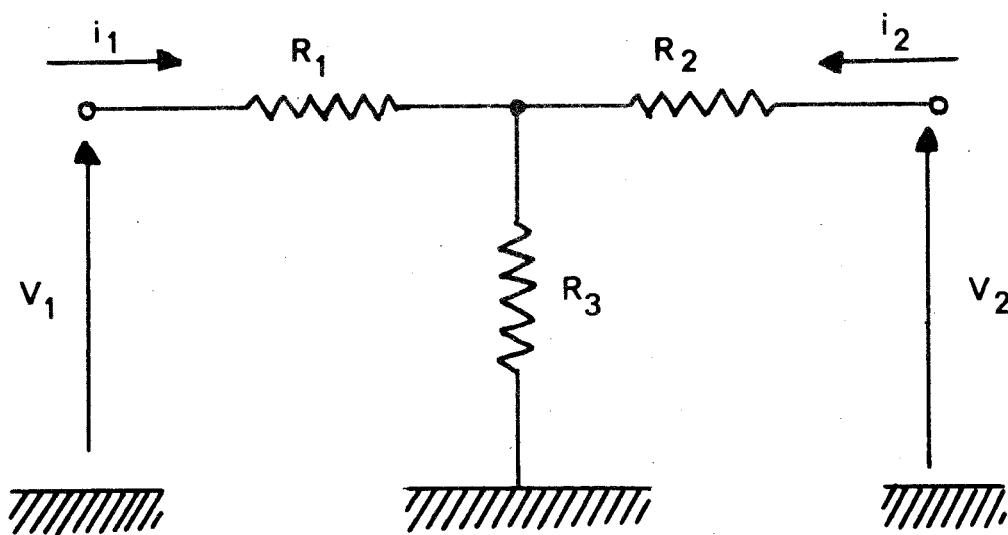


Figure 31.



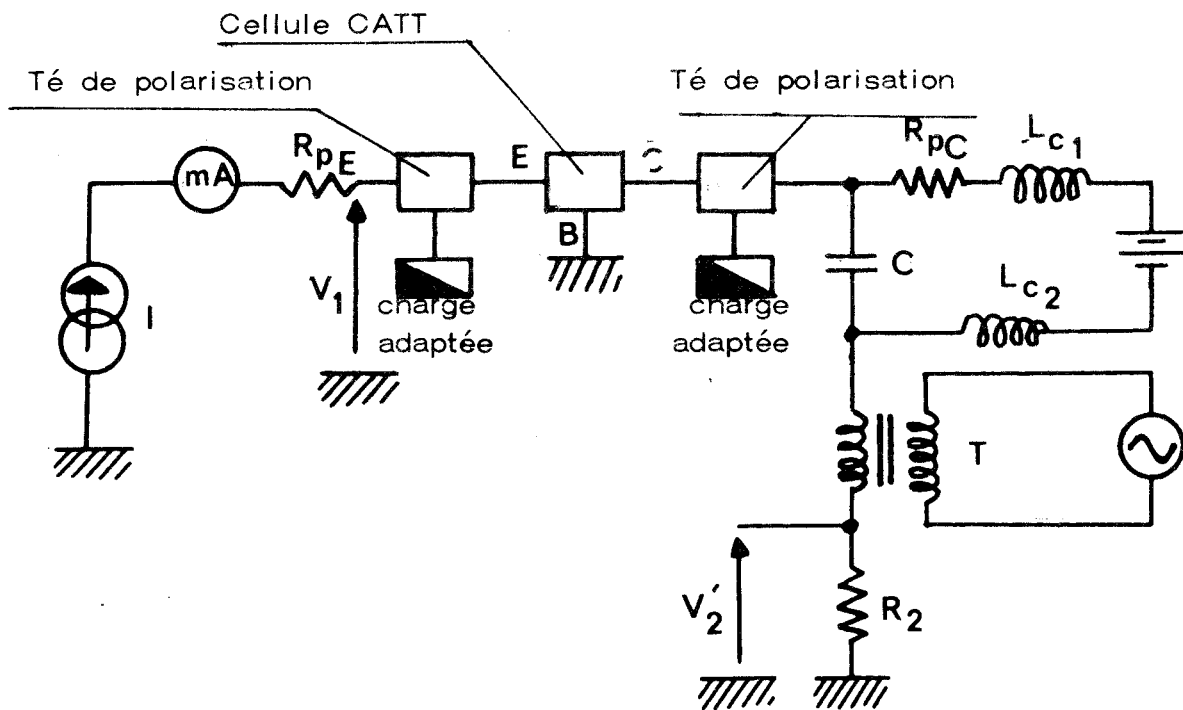
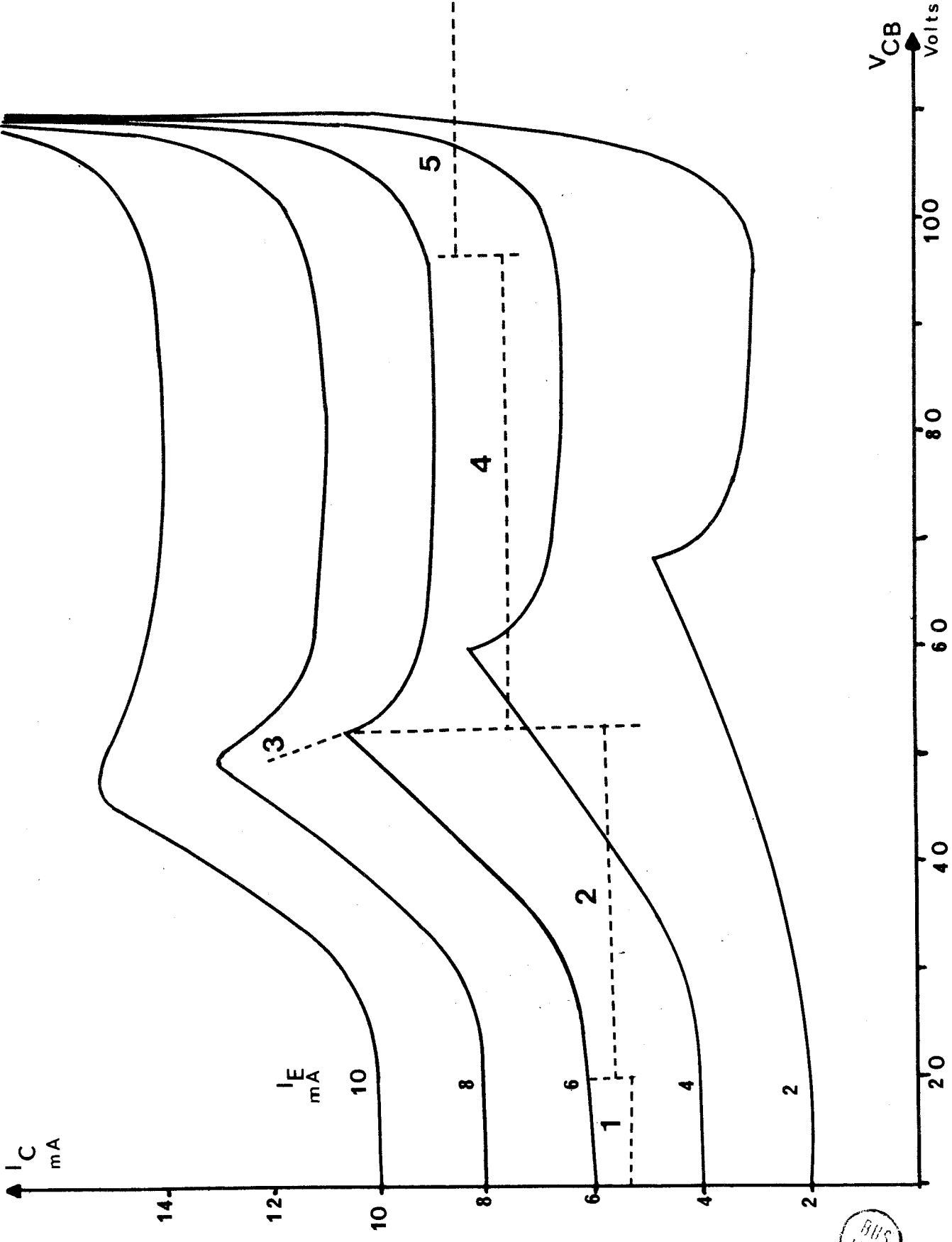


Figure 32 : montage de mesures de $R_{bb'}$.

Figure 33 : réseau des caractéristiques statiques du CATT de type 16.



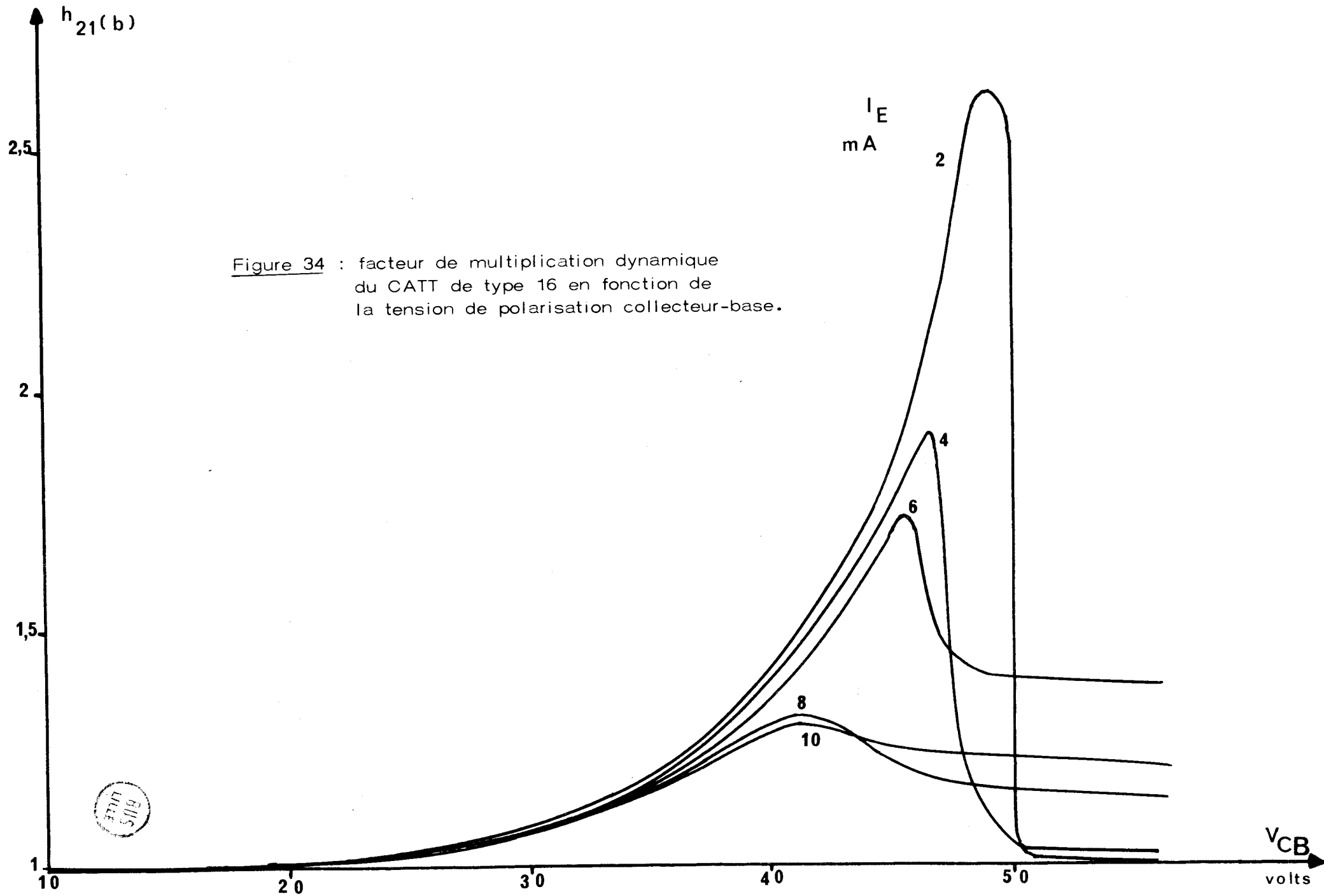


Figure 34 : facteur de multiplication dynamique du CATT de type 16 en fonction de la tension de polarisation collecteur-base.



Figure 35 : réseau des caractéristiques quasi-statiques à forts niveaux de courant en fonction de V_{CB} .

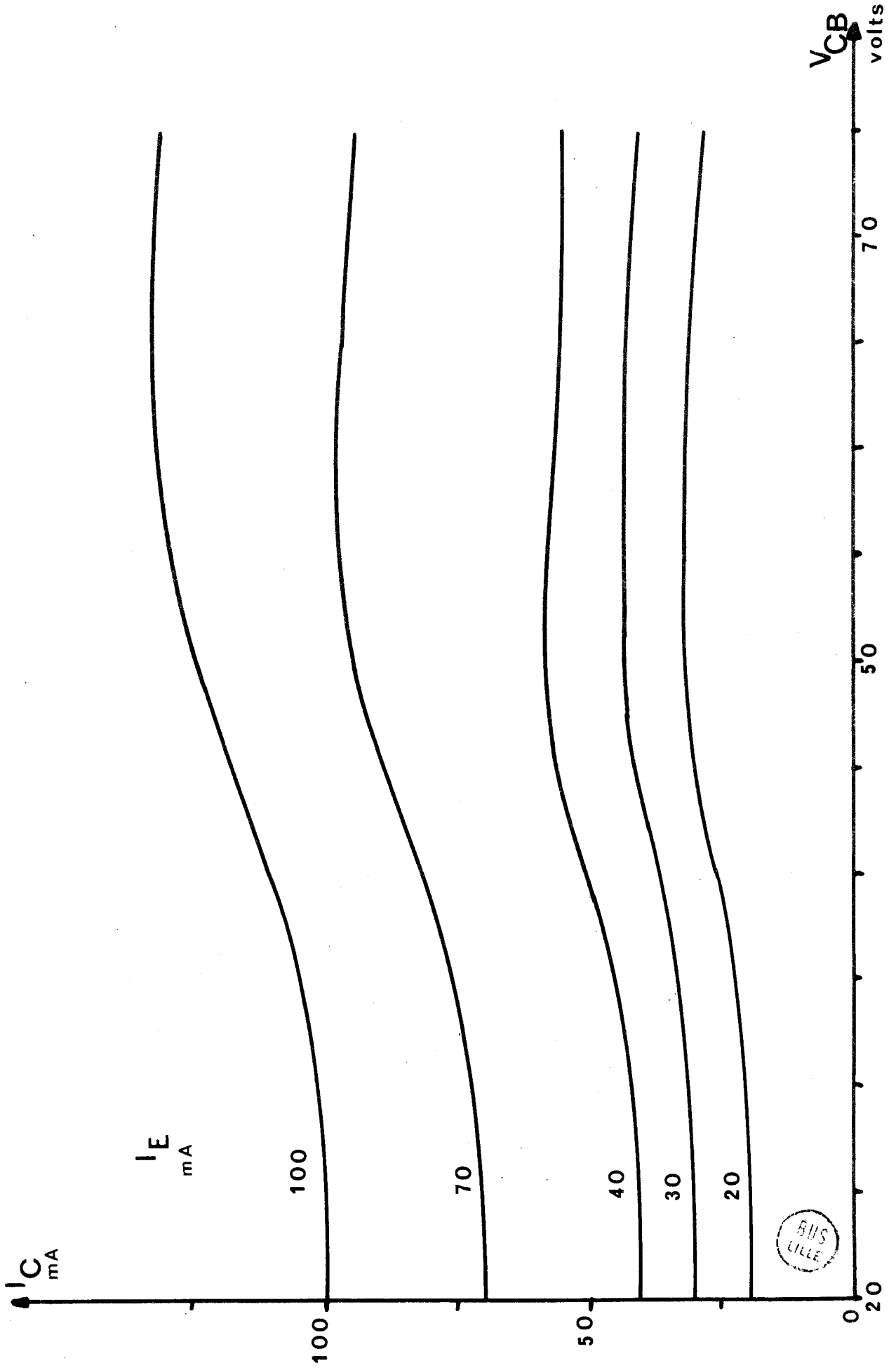
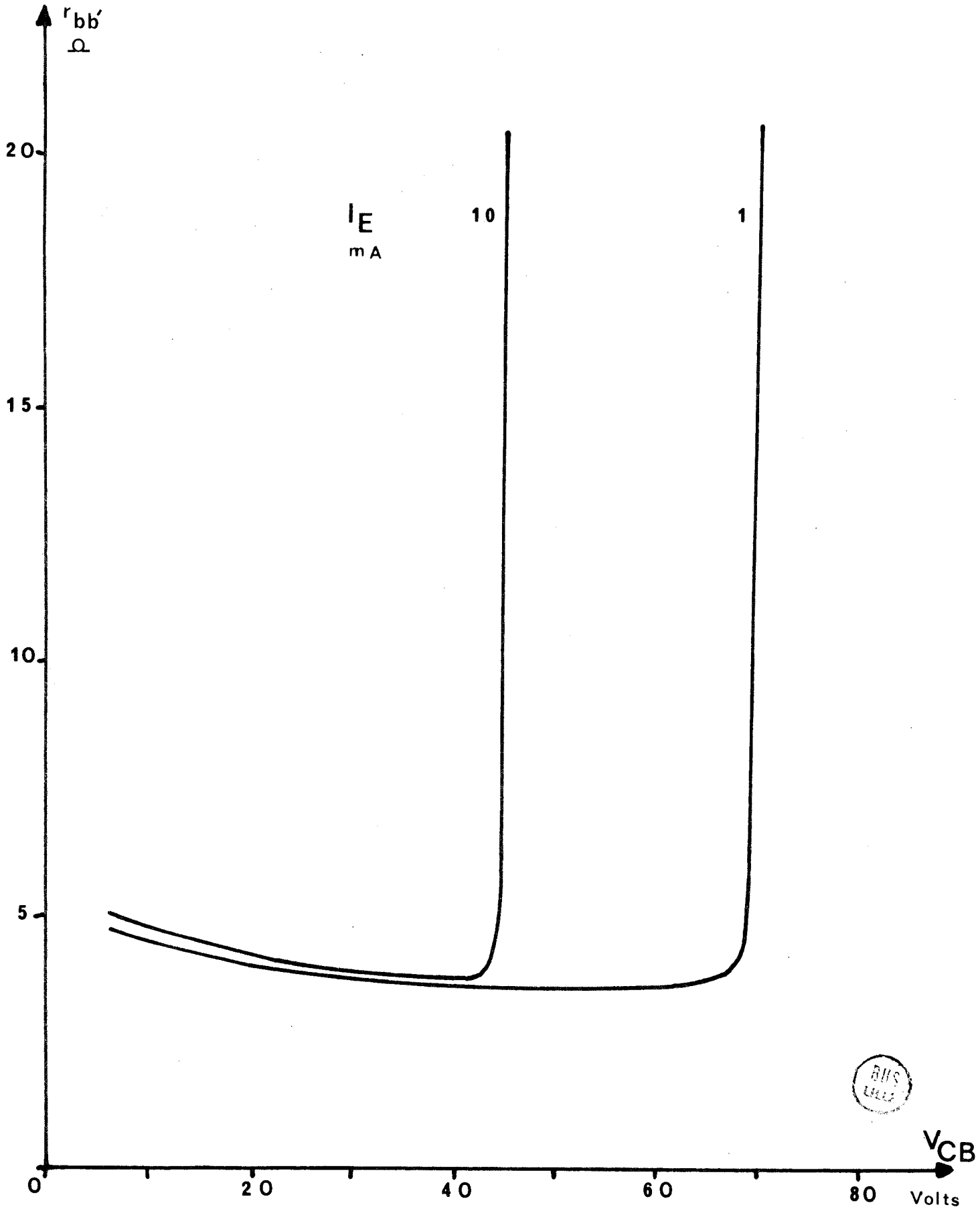


Figure 36 : évolution de la résistance dynamique de la base en fonction de la tension de polarisation collecteur-base.



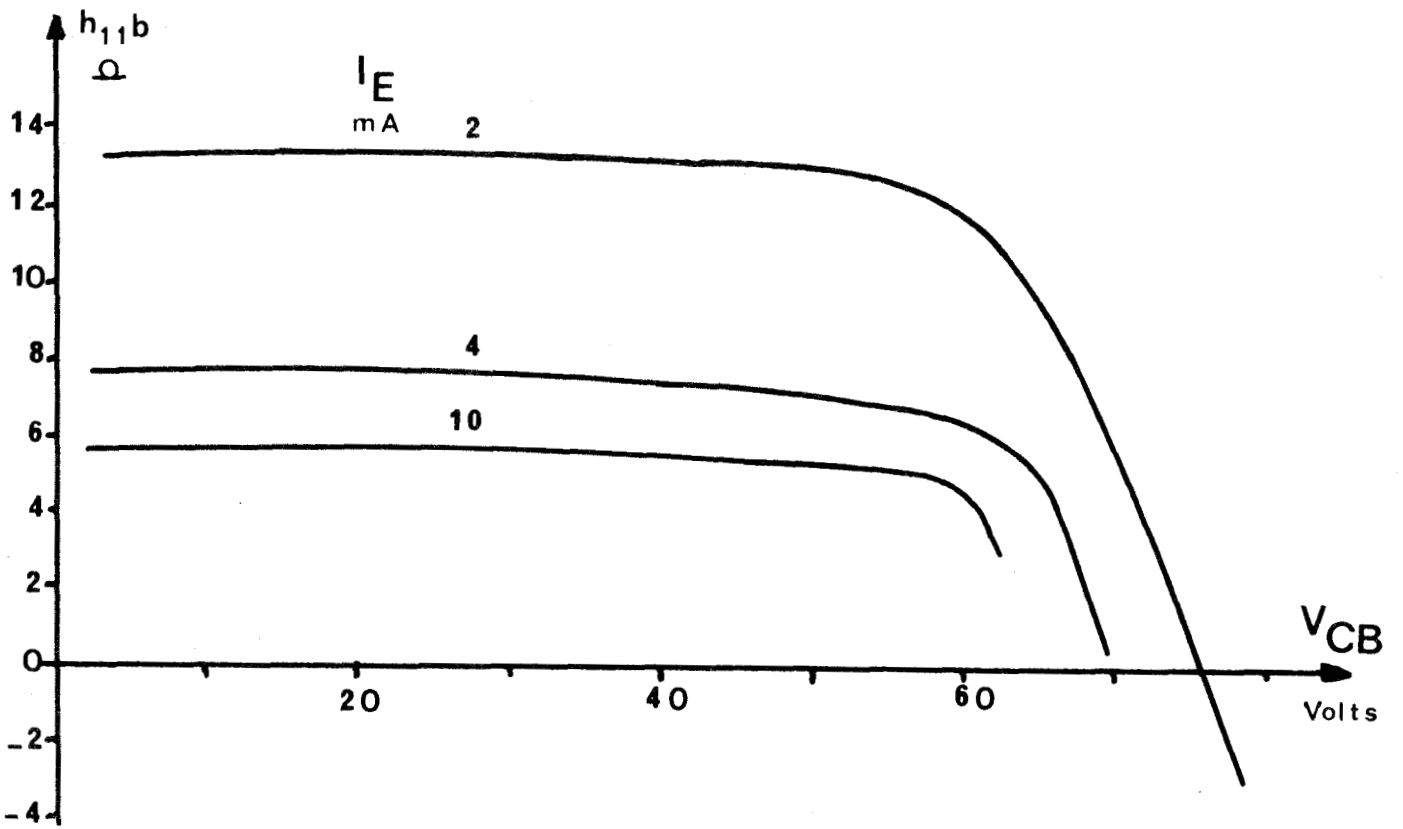


Figure 37 : évolution de l'impédance dynamique d'entrée avec la tension de polarisation collecteur-base.



C H A P I T R E I V

IV ANALYSE THEORIQUE DU COMPORTEMENT DU CATT

Cette analyse de comportement est destinée à établir, à partir des résultats expérimentaux, un modèle sommaire du composant en régime quasi-statique : en particulier nous espérons obtenir un tracé du réseau $I_C = f(V_{CB})$ pour un courant d'émetteur constant.

IV.1 MODELE CHOISI

Les différents effets, mis en évidence dans de nombreuses expériences réalisées sont : l'avalanche contrôlée, l'avalanche non contrôlée, la focalisation et la réaction de charge d'espace ; nous faisons intervenir ces effets sur les équations d'un modèle simple de transistor utilisé classiquement en régime de fonctionnement basse fréquence (figure 38).

Dans cette étude, on omet volontairement ce qui se passe du côté émetteur : on suppose que l'électrode d'émetteur est alimentée par un générateur de courant parfait et en conséquence on néglige l'influence de R_E . Le collecteur étant supposé sans pertes si on ne tient pas compte de l'effet Early, la conductance en parallèle sur le générateur de courant $\propto I_E$ disparaît. En basses fréquences les différentes capacités parasites émetteur base, collecteur base et collecteur émetteur ont un rôle négligeable.

Faisons maintenant entrer en ligne de compte les différents effets mis en évidence lors de l'étude expérimentale.

a) L'avalanche contrôlée

L'idée de départ, pour traduire par une expression

mathématique approchée le phénomène d'avalanche contrôlée est de remplacer le coefficient de transport émetteur-collecteur par un coefficient M qui tiendrait compte de l'effet transistor quand la tension de polarisation collecteur-base est relativement basse et de l'effet de multiplication de I_E quand la tension V_{CB} augmente.

On suppose à titre d'hypothèse simplificatrice que, quelque soit le courant d'émetteur, le coefficient M possède une valeur identique pour un niveau de tension collecteur-base donné, et que le coefficient de transport émetteur collecteur conserve une valeur unitaire.

Moyennant ces hypothèses, l'expression mathématique qui se rapproche le plus des différentes caractéristiques relevées est de la forme :

$$I_C = I_E (1 + C e^{-D/V_{CB}})$$

où C et D sont des constantes numériques. Ces constantes sont déterminées à partir du tracé du réseau des caractéristiques quasi-statiques à courant d'émetteur faible, pour des facteurs de multiplication peu élevés tels qu'on puisse admettre que l'effet de focalisation reste peu important et que la chute de tension aux bornes de $R_{bb'}$ puisse être négligée devant V_{CB} . Dans ces conditions, les constantes numériques C et D avoisinent respectivement 26 et 165 pour les échantillons de type 16 considérés.

b) Avalanche non contrôlée

Comme nous l'avons vu lors des explications relatives aux caractéristiques statiques et quasi-statiques, pour les faibles

valeurs du courant I_E , le phénomène d'avalanche non contrôlée se traduit par l'apparition d'un courant qui vient s'ajouter à celui qui résulte de la multiplication d'un courant d'émetteur au niveau de la jonction base-collecteur. Ce courant d'avalanche non contrôlée est généré par le courant de saturation qui circule dans les jonctions parasites entre base et collecteur (anneaux de garde P^+) lorsque la tension V_{CB} s'approche de leur tension d'avalanche.

Pour tenir compte de cet effet dans le modèle précédemment défini, il convient d'ajouter en parallèle entre les électrodes de base et de collecteur une diode polarisée en inverse ; le schéma de la figure 38 se transforme donc et devient celui de la figure 39.

On suppose que le courant d'avalanche non contrôlée ne traverse pas la résistance interne de base $R_{bb'}$, ce qui est d'ailleurs conforme à la topographie du CATT. L'expression mathématique approchée de ce courant d'avalanche non contrôlée I'_C peut être écrite sous la forme :

$$I'_C = A e^{-B/V_{CB}}$$

où A et B sont des constantes numériques que l'on peut tirer du réseau des caractéristiques quasi statiques quand le courant d'émetteur est nul ; leurs valeurs respectives sont $1,8 \cdot 10^{32}$ et $7 \cdot 10^3$ pour le transistor considéré.

c) Focalisation

Pour les fortes densités de courant, le transistor à structure interdigitée tend à se comporter du point de vue focalisation

comme un transistor à géométrie circulaire ; aussi, afin d'alléger les calculs, on se bornera à n'utiliser que l'expression de $R_{bb'}$ relative à la géométrie circulaire.

On détermine la valeur de la tension $V_{BB'}$ qui existe aux bornes de $R_{bb'}$ quand cette dernière est parcourue par le courant statique de base I_B ;

$$V_{BB'} = R_{bb'} I_B \quad \text{avec} \quad I_B = I_C - I_E$$

Compte tenu des différentes valeurs numériques, $V_{BB'}$ peut s'écrire :

$$V_{BB'} = - 25 \text{ Ln} (1 - 0,01 R (I_C - I_E))$$

R est une constante qui fixe la résistance statique interne de la base quand I_B est nul. Les valeurs de I_C et I_E sont exprimées en milliampères.

Il faut remarquer toutefois que le phénomène de la désertion partielle de la base et les effets thermiques sont négligés.

d) Réaction de charge d'espace

Le but à atteindre étant de simuler surtout le comportement du CATT en régime de multiplication par avalanche contrôlée, nous avons tenu compte principalement des effets de réaction de charge d'espace sur la multiplication proprement dite. Pour ce faire, on admet qu'il existe une chute de tension supplémentaire aux bornes de la résistance de charge d'espace R_C

placée en série dans le circuit collecteur. Malgré les approximations faites, ce modèle devrait permettre une simulation assez exacte du dispositif.

IV.2 METHODE DE SIMULATION

a) Le schéma du calcul effectué

Le but de ce calcul est d'obtenir un réseau de caractéristiques quasi-statiques paramétrées par le courant d'émetteur et en se fixant pas à pas une tension de polarisation collecteur-base V'_{CB} ; ceci, avec et sans effet de réaction de charge d'espace.

Pour un courant d'émetteur et pour une tension V'_{CB} donnés, on admet, au point de départ de ce calcul, que le courant réel I_C est la demi-somme du courant réel d'émetteur et du courant hypothétique I_{C_0} de collecteur qui existerait s'il n'y avait pas d'effet de focalisation ; cette demi-somme permet de retrouver d'une part, une tension $V_{CB'}$, et d'autre part, la tension $V_{BB'}$. Si la somme de ces deux tensions ne correspond pas à la valeur de V'_{CB} fixée dès le départ, une variation positive ou négative selon le cas est donnée au courant I_{C_0} et le calcul est recommencé jusqu'à l'obtention de l'égalité entre V'_{CB} et $(V_{CB'} + V_{BB'})$. La valeur de I_{C_0} est alors prise comme I_C , auquel est ajouté le courant d'avalanche non contrôlée correspondant à la tension V'_{CB} ; on obtient ainsi le courant total I_{CT} de collecteur. Pour tenir compte du phénomène de réaction de charge d'espace on ajoute à V'_{CB} la quantité $R_C I_{CT}$; le résultat de cette opération est la tension V_{CB} extérieure. Pas à pas on détermine ainsi le réseau des caractéristiques.

b) Résultats obtenus

Les calculs définis précédemment ont été réalisés pour deux valeurs différentes de la résistance de charge d'espace : 0 et 100 ohms.

- 1er cas : les courbes ont été tracées pour trois valeurs de la résistance de base à courant base nul : 2,5, 5 et 10 ohms sans réaction de charge d'espace ; ces courbes sont respectivement les figures 40 a, b et c. Dans ce cas, le courant d'injection de l'émetteur croît de 4 à 10 mA par pas de 1 mA.

- 2e cas : pour 100 mA de courant d'émetteur et une valeur de résistance de base à courant base nul égale à 5 ohms, les courbes de la figure 41 traduisent l'effet de la réaction de charge d'espace sur la caractéristique $I_C = f(V_{CB})$.

Dans ces deux cas, les allures générales des courbes ressemblent à celles qui ont été obtenues par la détermination expérimentale. On retrouve bien sur les graphes les zones observées expérimentalement : une première zone de fonctionnement en transistor, une région où il y a multiplication du courant d'émetteur, une chute brutale, un passage par un palier en pente douce avant l'apparition du processus d'avalanche non contrôlée.

Le simple examen des courbes (figures 40 a, b et c) fait apparaître que quelque soit la valeur de $R_{bb'}$ à courant base nul, appelée $R_{bb'o}$, la croissance initiale (zone 2 précédente) du courant de collecteur en fonction de la tension V_{CB} n'est pratiquement pas modifiée ; en revanche, quand $R_{bb'}$ augmente, la plage de potentiel collecteur-base dans laquelle existe le phénomène multiplicatif diminue fortement : à 4 mA elle passe de 50 volts pour une $R_{bb'o}$ de 2,5 ohms, à environ 25 volts pour une résistance $R_{bb'o}$ de 10 ohms.

Une grande valeur de résistance de base $R_{bb'0}$ présente également le désavantage d'éliminer la zone où le facteur de multiplication est le plus important. La diminution de $R_{bb'0}$ contribue à l'augmentation de la pente du palier qui suit la descente brutale, mais son influence sur le phénomène d'avalanche non contrôlée n'est pas perceptible.

Pour le deuxième cas, l'allure des courbes est identique à celles relevées précédemment mais, la réaction de charge d'espace fait diminuer la pente de l'effet multiplicatif sur le courant d'émetteur ; le décrochement observé sur le tracé de I_C se fait pour une tension supérieure. La réaction de charge d'espace, si pour une même tension V_{CB} diminue le taux de multiplication en courant, en revanche, elle augmente la plage de tension base collecteur dans laquelle se produit l'effet multiplicatif : dans ce cas une augmentation de 10 volts de la plage est observée. Pour des courants d'émetteur plus faibles, l'effet de la réaction de charge d'espace n'est pratiquement pas décelable.

CONCLUSION

Cette modélisation sommaire a permis de tracer des caractéristiques quasi-statiques assez semblables à celles obtenues lors de l'étude expérimentale ; les effets dégagés de l'étude expérimentale sont donc les principaux phénomènes qui régissent le fonctionnement du CATT.

Le principal résultat à dégager de cette étude est que : en basse fréquence plus la résistance interne de base est petite et plus est grande la plage de tension collecteur base dans laquelle se produit l'effet multiplicatif.

Les différences qui existent entre cette modélisation et les résultats expérimentaux viennent sans doute du fait que la désertion variable de la base avec V_{CB} n'a pas été prise en compte ainsi que les variations de la résistance de charge d'espace avec le processus de focalisation.

L'ensemble des études, qui ont été réalisées jusqu'à présent, nous a permis de dégager la meilleure structure de collecteur parmi les échantillons dont on disposait puis de mettre en évidence les principaux phénomènes qui existent dans un transistor à avalanche et temps de transit en régime statique et basse fréquence. Voyons maintenant le comportement de ces échantillons en fonctionnement hyperfréquences.

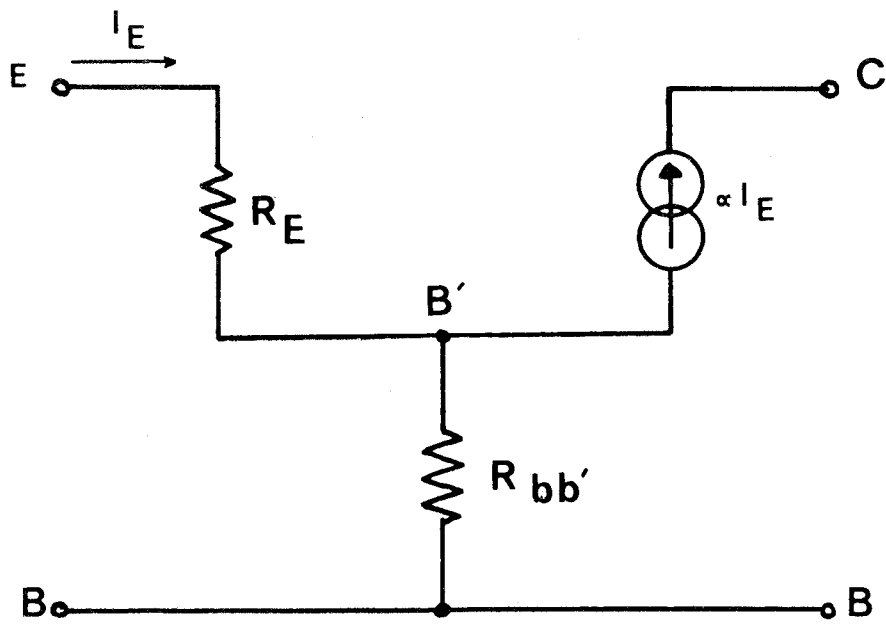


Figure 38 : schéma équivalent du transistor en régime statique.

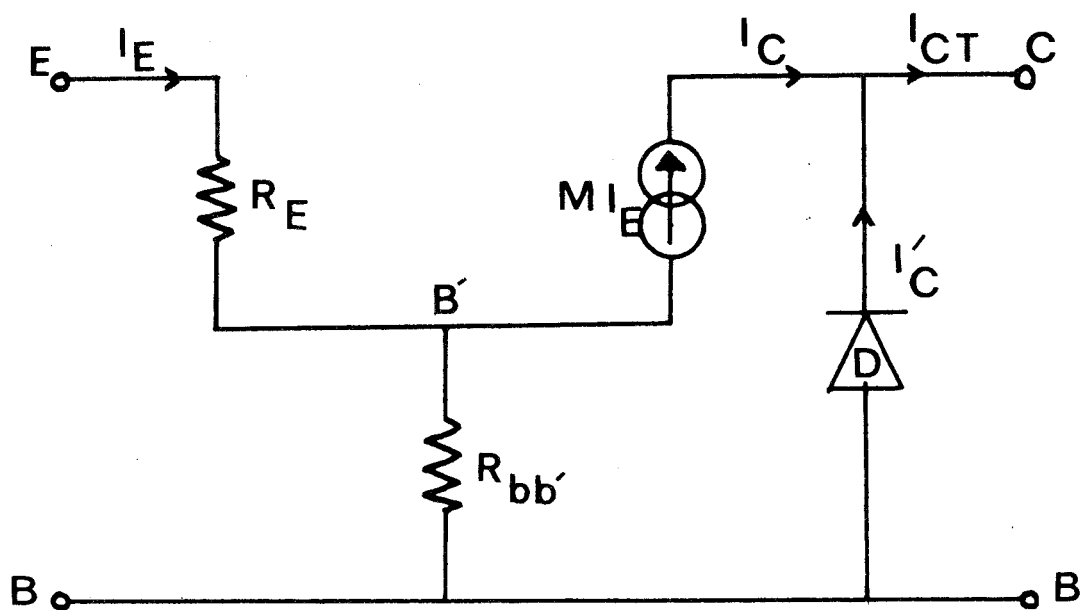


Figure 39 : schéma équivalent du transistor à avalanche en régime statique.

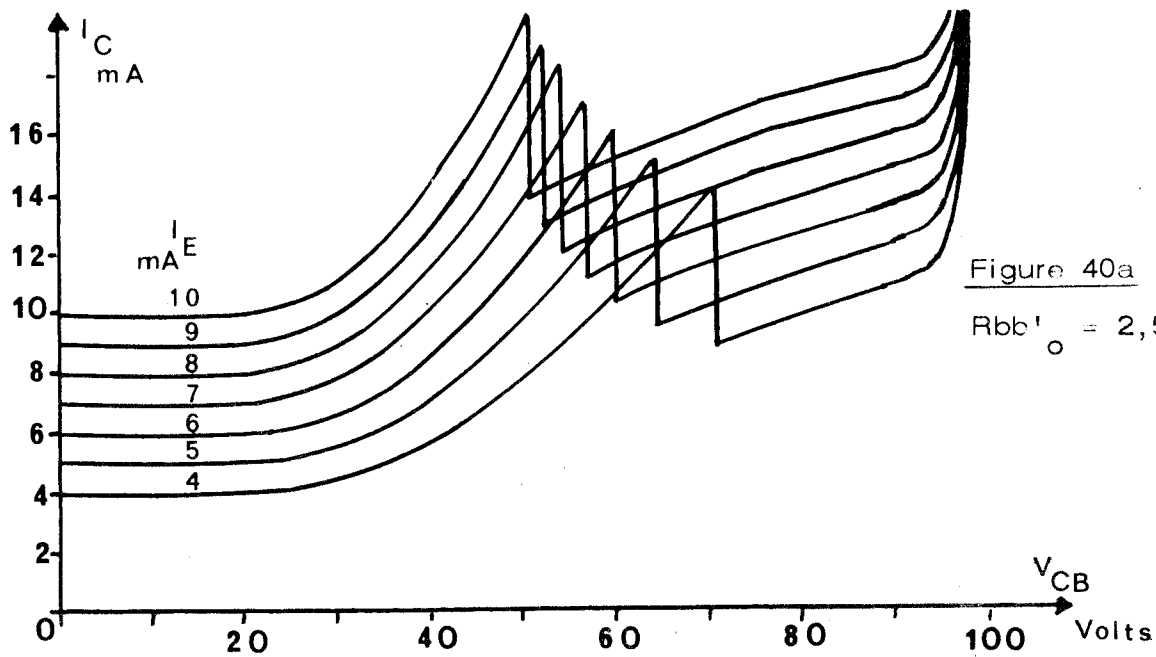


Figure 40a :
 $R_{bb'_o} = 2,5 \text{ Ohms.}$

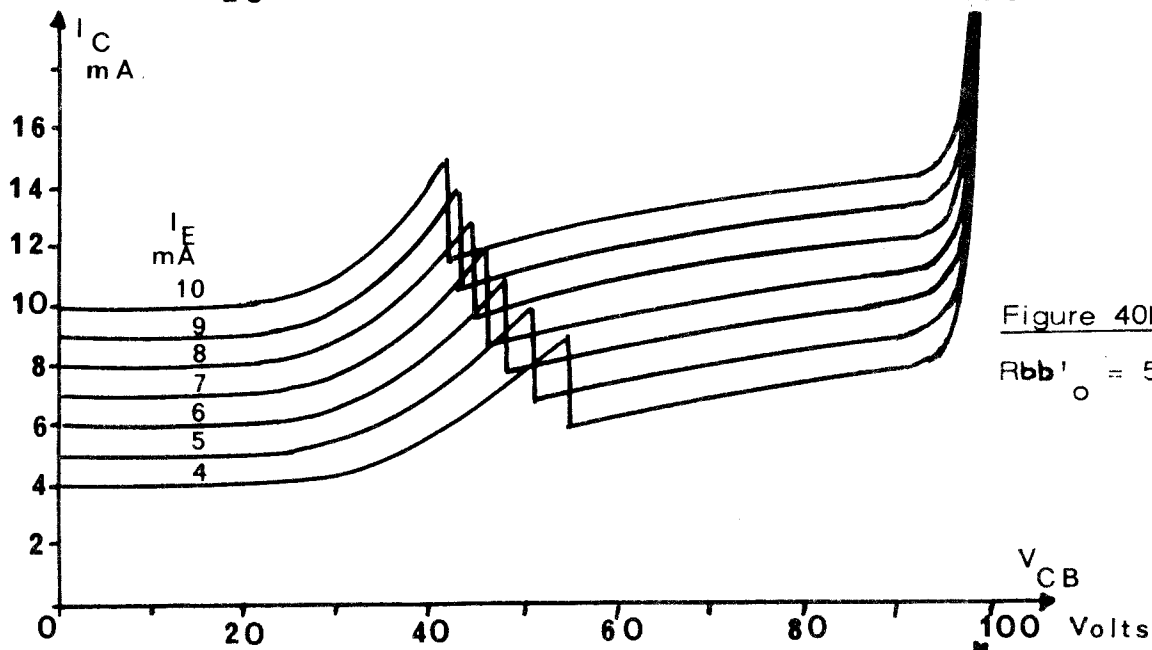


Figure 40b :
 $R_{bb'_o} = 5 \text{ Ohms.}$

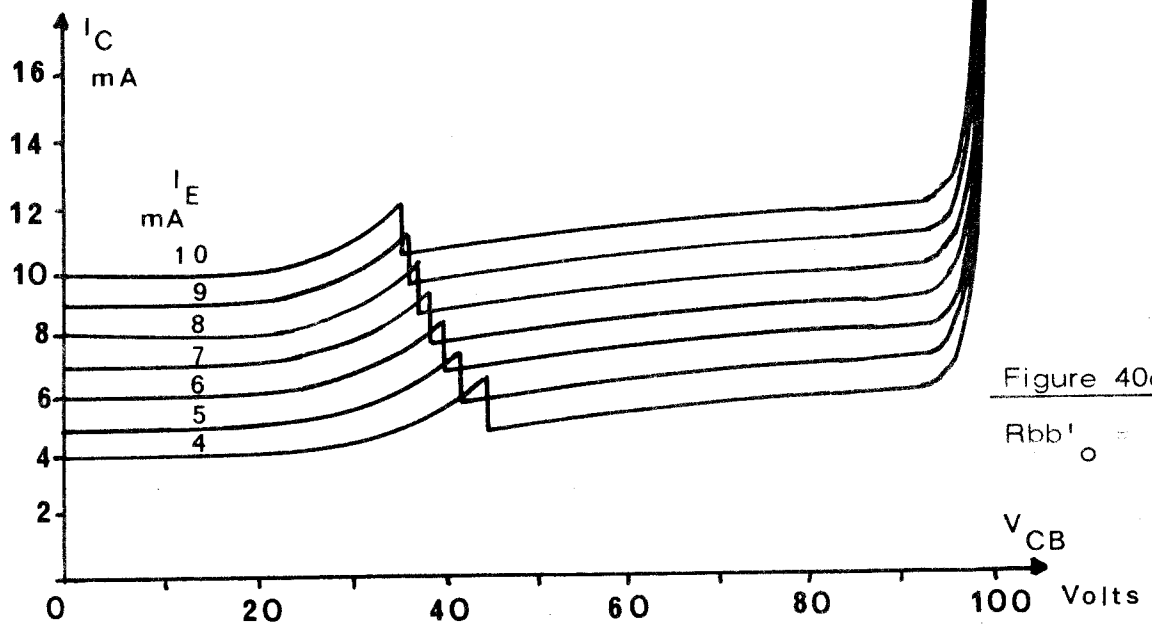


Figure 40c :
 $R_{bb'_o} = 10 \text{ Ohms.}$

Figure 40 : résultats des simulations.



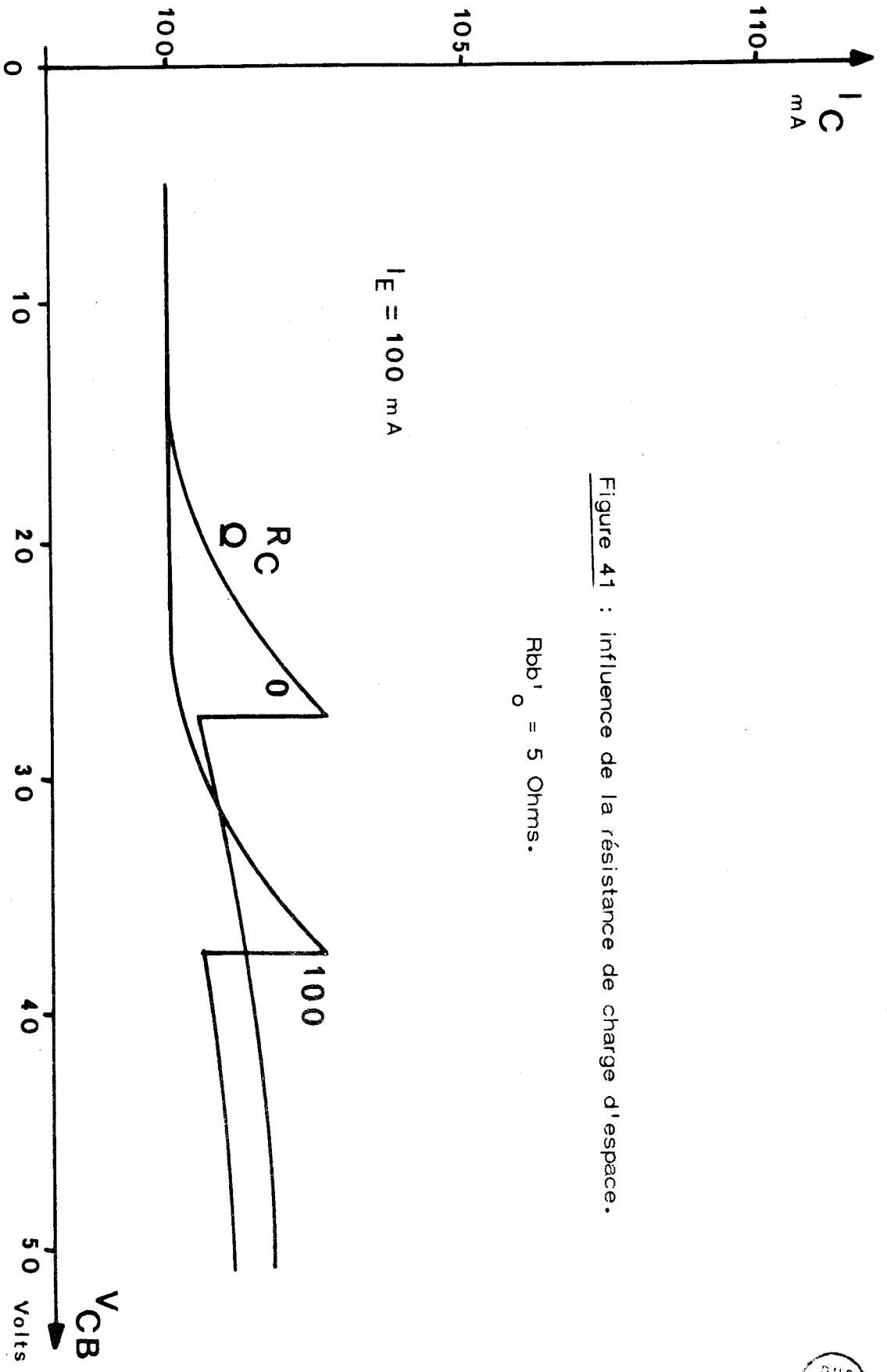


Figure 41 : influence de la résistance de charge d'espace.

$R_{bb'_0} = 5 \text{ Ohms.}$

C H A P I T R E V

V PERFORMANCES EN PUISSANCE EN REGIME HYPERFREQUENCE

Ce chapitre est consacré à l'étude expérimentale des possibilités amplificatrices du CATT en régime hyperfréquence.

Nous avons vu que en continu et dans le domaine des basses fréquences, une limitation fondamentale est imposée à la multiplication par la réaction de charge d'espace dans la zone collecteur et le phénomène de focalisation du courant émetteur. Il en résulte qu'en hyperfréquence l'amplification classe A, avec une valeur notable du facteur de multiplication, n'est possible que pour de faibles valeurs des courants de polarisation. Par contre, en classes B et C, à cause des constantes de temps naturellement présentes dans la structure, il est possible que d'autres régimes de fonctionnement puissent être obtenus. Ces régimes sont-ils effectivement intéressants ? Des éléments de réponse à cette question ont été apportés sur le plan théorique par un traitement numérique très complet de Lefèbvre (7) et sur le plan expérimental par nous-même. Dans ce qui suit, nous donnons d'abord une description qualitative et très simplifiée du fonctionnement du CATT en classe B ou C en hyperfréquence afin de montrer l'intérêt potentiel de ces régimes. Nous donnons ensuite les principaux résultats de notre étude expérimentale sur les différents échantillons réalisés par la RTC Caen.

V.1 DESCRIPTION SOMMAIRE DU FONCTIONNEMENT DU CATT EN HYPERFREQUENCE, CLASSE B OU C

Au cours d'une période de la HF, les phénomènes se présentent schématiquement comme l'indique la figure 42 (on ne tient compte que des courants particuliers).

Tout d'abord, pendant le temps où l'alternance positive de la tension V_{BE} dépasse le seuil de conduction de la jonction émetteur base, le phénomène d'injection thermoionique introduit dans la base l'impulsion de courant I_E .

Cette impulsion n'est que très légèrement déformée et retardée à la traversée de la base, celle-ci étant de faible épaisseur (0,15 micro.m environ).

Le pic des porteurs, ayant transité dans la base, atteint ensuite la zone d'avalanche située dans la partie la plus dopée "hi" au voisinage de la jonction collecteur base, où il est multiplié par avalanche. Le pic de courant correspondant est lui aussi multiplié et à cet effet de multiplication s'ajoute aussi un léger effet de transit : on obtient le pic $M I_E$.

Les porteurs, après multiplication, traversent ensuite la zone désertée faiblement dopée du collecteur. Le passage de ce paquet d'électrons dans la zone de transit induit, dans le circuit extérieur à la région collecteur-base interne, un courant I_C ayant approximativement la forme d'un créneau. La durée de ce créneau correspond au temps de parcours dans la zone de transit.

Lorsque les niveaux de multiplication sont importants, un rétro-courant de trous, égal à la différence des courants I_C et I_E , de forme à peu près similaire, s'écoule à travers la base. La chute de tension, produite par ce courant I_B , entraîne une réaction positive sur la tension émetteur-base sous la portion centrale des doigts d'émetteur ($V_{b'e}$ sur la figure 42). Il en résulte un phénomène de traînage de l'alternance positive de cette tension ; la conséquence immédiate de ce traînage est d'augmenter la durée de l'état passant sous la partie centrale des doigts d'émetteur, donc d'accroître le

nombre total des porteurs injectés. Cette analyse sommaire semble indiquer qu'en hyperfréquence les régimes classe B ou C peuvent être favorables ; en effet, deux avantages potentiels apparaissent : la multiplication du courant injecté et l'augmentation de l'angle de conduction de la jonction émetteur-base.

En fait, l'étude numérique de Lefèbvre a montré que si ces effets favorables existent effectivement, ils sont fortement amoindris et pour deux raisons essentielles :

- Tout d'abord, la réaction de charge d'espace dans le collecteur est toujours présente et constitue toujours une limitation fondamentale de la multiplication.

- Ensuite, le phénomène de "traînage" est fortement modifié par l'intervention du courant de déplacement de la jonction émetteur-base (non pris en compte dans la description qualitative précédente) et son effet favorable est beaucoup moins important que prévu.

L'étude théorique de Lefèbvre a montré qu'un difficile compromis devait être obtenu entre la constante de temps de la jonction émetteur-base, la résistivité de la base et la longueur de la zone de transit de collecteur pour que les performances en puissance du CATT soient supérieures à celles des transistors bipolaires usuels ayant une topologie similaire.

Les simulations numériques ayant montré la limitation des performances du CATT en classe A, une vérification expérimentale rapide du comportement de ce composant, pour ce type de fonctionnement a été réalisée uniquement en petits signaux.

V.2 CLASSE A PETITS SIGNAUX

Mesure du paramètre d'amplification hyperfréquence
 S_{21} en fonction de V_{CB} à courant d'émetteur constant

a) Méthode de mesures

La méthode de mesures utilisée ici est la même que celle décrite au paragraphe 1.2.2.a pour les transistors hyperfréquences usuels.

b) Interprétation

En régime de fonctionnement classe A petits signaux, les courbes de variation de S_{21} avec la tension de polarisation collecteur-base sont représentées sur la figure 43.

L'allure générale des courbes s'apparente à celle obtenue lors de l'étude préliminaire effectuée sur des transistors hyperfréquences commerciaux : le phénomène de multiplication par avalanche qui apparaît lorsque V_{CB} augmente amène une amélioration non négligeable du paramètre S_{21} (10 dB environ pour un courant de polarisation d'émetteur de 6 mA), mais cette amélioration de S_{21} est toutefois limitée par le processus de focalisation du courant d'émetteur : à partir d'une certaine valeur de la tension collecteur base à courant d'émetteur donné, S_{21} décroît.

La figure 43 nous permet également de constater que l'amélioration de S_{21} a tendance à diminuer lorsque le courant de polarisation d'émetteur augmente : 10 dB d'amélioration pour un courant d'émetteur de 6 mA et seulement 7,5 dB pour 10 mA. En classe A, le gain de l'amplificateur serait donc lié à l'amplitude

des signaux et si l'on désirait conserver une bonne linéarité de l'amplificateur, seule une utilisation en petit signal serait envisageable.

Voyons maintenant les méthodes de mesures et les résultats obtenus en classe B ou C.

V.3 ETUDE EXPERIMENTALE DES POSSIBILITES AMPLIFICATRICES DU CATT EN CLASSE C

V.3.1 Principe de la mesure

Le CATT, utilisé dans une configuration base à la masse, est attaqué côté émetteur par une onde alternative hyperfréquence, la composante continue de la tension émetteur-base étant maintenue égale à zéro. Le composant ne commence à conduire que lorsque l'alternance positive de la tension V_{be} dépasse le seuil de conduction de la jonction émetteur-base ; le courant ne circulant que pendant une fraction de l'alternance positive de V_{be} , on peut dire que l'amplificateur ainsi constitué fonctionne en classe C.

Le CATT est en outre inséré entre deux doubles slugs qui permettent de réaliser l'adaptation ; le composant est adapté entrée-sortie lorsque d'une part, la puissance délivrée par le collecteur sur une charge de 50 ohms est maximale et que d'autre part, la puissance réfléchie par l'entrée est minimale.

Le montage utilisé ainsi que les différents problèmes rencontrés sont décrits dans le paragraphe suivant.

V.3.2 Méthode de mesure - Problèmes rencontrés

La méthode classique de caractérisation d'un amplificateur hyperfréquence fonctionnant en classe C est le relevé de

son gain et de la puissance disponible à la sortie en fonction de la tension de polarisation inverse de la jonction collecteur-base.

Pour le tracé d'une courbe, la puissance appliquée à l'entrée, côté émetteur, est maintenue constante.

L'observation de l'effet de multiplication nécessite les mesures des courants moyens d'émetteur et de collecteur.

La réalisation du banc de mesures de puissance s'est heurtée à de nombreux problèmes, particulièrement ceux relatifs aux tés de polarisation et aux effets thermiques.

Problèmes posés par la polarisation

Comme nous l'avons signalé dans le paragraphe précédent, la méthode qui a été choisie pour nous permettre d'étudier le fonctionnement du CATT en classe C consiste à concevoir un dispositif tel que la tension émetteur base continue reste nulle. L'emploi des tés de polarisation commerciaux, dont nous disposons, présentait un inconvénient majeur, celui d'insérer dans les circuits continus une résistance statique de valeur non négligeable (3 ohms) ; compte tenu de la valeur élevée du courant moyen qui circule lors de l'application d'un signal haute fréquence (250 mA environ), l'émetteur se trouve alors porté à un potentiel positif (0,75 volts) par rapport à la base ; le seuil de conduction de la jonction émetteur-base étant de l'ordre de 0,6 volts, la tension inverse crête appliquée sur cette jonction est donc du minimum de 1,35 volts. Lorsque la puissance injectée à l'entrée augmente, l'amplitude de la tension inverse croît également, mais par construction la jonction émetteur base ne peut guère supporter une tension inverse supérieure à 1,5 volts ; dans ces conditions la réalisation d'un té de polarisation spécifique s'avérait indispensable. La solution qui finalement a été retenue est la

réalisation empirique d'une self qui présente une impédance alternative voisine du circuit ouvert à la fréquence de mesures ; cette self, placée entre l'émetteur et la base, rend possible l'évacuation du courant continu ; sa résistance est très faible et la chute de tension continue à ses bornes est négligeable.

La visualisation et la mesure des courants moyens d'émetteur et de collecteur imposent l'utilisation de sondes de courant.

L'utilisation d'une contre-batterie entre l'émetteur et la base a été envisagée, mais la valeur de la tension délivrée étant très fortement influencée par les réglages des slugs d'entrée et de sortie, nous avons abandonné cette solution trop longue et trop difficile à mettre en oeuvre.

Problèmes thermiques

Les premières mesures en classe C que nous avons réalisées étaient effectuées en régime continu : le signal alternatif hyperfréquence ainsi que la tension de polarisation collecteur base étaient appliqués en permanence.

Cette manière de procéder n'a pas donné de résultats satisfaisants : en effet, la résistance thermique des échantillons CATT étant assez élevée ($25^{\circ}\text{C}/\text{W}$) lorsque les niveaux de tension V_{CB} et de puissance d'entrée deviennent importants, l'échauffement du composant est rapide et conduit à sa destruction, même si l'on prend beaucoup de précautions : radiateur de dimensions suffisantes, emploi de pâte destinée à favoriser un meilleur échange thermique entre le boîtier du CATT et son radiateur et, refroidissement du dissipateur thermique par circulation d'air forcée.

Pour éviter ces problèmes et pour connaître les possibilités limites de ces composants à la température ambiante, nous avons réalisé un dispositif de test fonctionnant en impulsions. La tension de polarisation inverse collecteur-base et la puissance hyperfréquence à l'entrée de l'amplificateur ne sont appliquées que pendant un centième du temps environ.

Le synoptique du banc de mesures définitif utilisé en classe C est celui représenté sur la figure 44.

Côté collecteur, le transistor est polarisé à travers le té de polarisation 2 par le générateur d'impulsions auquel est superposé par l'intermédiaire du té 1 une légère composante continue ; ainsi l'espace collecteur base présente-t-il une impédance quasi constante durant la durée de l'impulsion. La tension V_{CB} est prélevée par une prise sur le té de polarisation 1 et visualisée sur un oscilloscope (sortie OK 1) pour mesure, il en est de même pour la sonde de courant 2 (mesure de I_C sortie OK 3).

La puissance disponible à la sortie du montage est mesurée par le milliwattmètre 3 après être passée à travers un coupleur ; celui-ci permet, joint à un analyseur de spectre, d'effectuer une surveillance du niveau des harmoniques du signal de sortie.

Un dispositif destiné à la mise en forme du signal de synchronisation du générateur d'impulsions et son traitement permet de commander un modulateur à diodes PIN. Ce modulateur laisse passer un créneau de signal hyperfréquence, de durée et de retard bien calibrés, qui s'intercale exactement dans le créneau de tension V_{CB} fourni par le générateur d'impulsions. Le signal hyperfréquence ainsi modulé passe dans un amplificateur de puissance (à tube à onde progressive) puis dans une ligne unidirectionnelle qui

isole l'amplificateur par rapport au reste du montage ; un coupleur bidirectionnel sur lequel sont connectés deux milliwattmètres (1 et 2) permet la vérification de l'adaptation côté émetteur ainsi que la mesure de la puissance d'entrée.

La sonde de courant 1 est destinée à relever l'amplitude de l'impulsion de I_E qui s'écoule à travers la self.

Les deux doubles slugs permettent d'adapter l'entrée et la sortie des échantillons de CATT utilisés en classe C.

Lorsque le gain de l'amplificateur de puissance est réglé, l'atténuateur variable en série avec le générateur HF permet un réglage fin de la puissance appliquée au composant.

Pour éviter tout effet thermique et simplifier au maximum la lecture des appareils de mesures, la largeur des impulsions de tension V_{CB} et de puissance hyperfréquence est de 10 microsecondes et leur taux de répétition de 1% .

Pour ces mesures, l'échantillon de CATT est monté dans une cellule représentée figure 45.

Côté électrode d'émetteur, où la capacité de la jonction base émetteur est importante, on rend l'adaptation plus facile en réalisant sur le circuit microstrip un transformateur d'impédance.

Ce montage nous a permis d'effectuer des mesures de puissance en fonctionnement classe C sur les différents échantillons réalisés par RTC Caen.

V.3.3 Résultats obtenus

Nous présentons ici les performances obtenues avec des échantillons de CATT à structures de collecteur "lo hi lo" et "hi lo".

Tous ces échantillons ont une topologie émetteur-base correspondant à une fréquence d'utilisation de l'ordre de 500 Mhz, mais un profil de collecteur optimisé pour 3 à 4 Ghtz ; nous avons donc réalisé un compromis en effectuant ces mesures à 1 Ghz.

a) CATT "lo hi lo"

Les composants "lo hi lo" qui ont été utilisés pour ces mesures en classe C sont ceux de la série 16 ; l'observation, à travers les sondes de courant, de I_C et I_E montre que lorsque la tension V_{CB} augmente, le courant de collecteur devient supérieur à celui de l'émetteur : il y a donc un phénomène de multiplication.

Les figures 46 a, b, c et d représentent, en fonction de la tension de polarisation collecteur base, respectivement les évolutions de la puissance de sortie, du rendement, du gain et du facteur de multiplication.

b) CATT "hi lo"

Une méthode de tri, en tous points semblable à celle réalisée sur les diodes équivalentes aux collecteurs des différentes séries de CATT "lo hi lo", a été effectuée directement sur les structures de transistors "hi lo" ; cette méthode a permis de dégager la série d'échantillons qui correspond le mieux à un fonctionnement CATT.

L'étude expérimentale en classe C, sur le même montage que celui décrit précédemment, nous a permis de relever les évolutions de la puissance de sortie, du rendement, du gain et du facteur de multiplication en fonction de la tension de polarisation de la jonction base-collecteur ; les tracés respectifs de ces différentes mesures sont représentés par les courbes des figures 47 a, b, c et d.

V.3.4 Interprétation

Les puissances de sortie obtenues pour les CATT "hi lo" ou "lo hi lo" (figures 46 a et 47 a) sont tout à fait comparables et ne possèdent pas de différences significatives : suivant l'échantillon, les maximums de puissance délivrée se situent typiquement entre 4 et 5 Watts.

Les gains obtenus avec ces structures se situent généralement entre 14 et 16 décibels (Figures 46 c et 47 c) ; contrairement à ce qui se passe pour le paramètre S_{21} classe A, on n'observe pas ici de redescente nette du gain quand la valeur de la tension de polarisation collecteur base augmente ; ceci vient confirmer que, en classe C, le phénomène de focalisation ne constitue pas une limitation fondamentale.

Les figures 46 d et 47 d, qui représentent les évolutions du facteur de multiplication moyen ($M = I_C \text{ moyen} / I_E \text{ moyen}$) en fonction de V_{CB} , montrent que d'une part M reste faible et d'autre part que le facteur de multiplication a tendance à être d'autant plus petit que la puissance de sortie est élevée. Les trois causes essentielles qui peuvent expliquer les valeurs et les évolutions de M sont les suivantes :

- la focalisation du courant d'émetteur ;

- l'obtention d'une puissance de sortie importante nécessite une large excursion de la tension collecteur base et donc le point de fonctionnement instantané balaye largement le réseau

$$I_C = f(V_{CB}) :$$

+ Lorsqu'il se trouve dans les zones où V_{CB} est élevé, la multiplication devrait être forte mais est très rapidement limitée par l'effet de réaction de charge d'espace dans le collecteur.

+ Lorsqu'il se trouve dans les zones où V_{CB} est faible, la multiplication ne prend pas naissance faute d'un champ électrique de valeur suffisante.

Les simulations numériques, réalisées par Lefèbre (7) en régime dynamique, donnent des résultats très ressemblants à ces observations expérimentales.

Les courbes de rendement (figures 46 b et 47 b) révèlent que les valeurs de ce dernier restent très moyennes.

Il faut noter que des mesures semblables ont été effectuées sur des transistors de géométrie identique ; elles ont donné des résultats assez comparables.

CONCLUSION

A l'issue de cette étude expérimentale en régime classe C à 1 Gigahertz, il n'apparaît pas d'avantages décisifs de la structure CATT, "hi lo" ou "lo hi lo", par rapport à celle des transistors hyperfréquences classiques.

En outre, il n'a pas été possible d'utiliser des échantillons en amplificateur à des fréquences supérieures à 1,2 Gigahertz ; en effet, si le profil du collecteur a été établi pour une fréquence de fonctionnement optimale voisin de 3 gigahertz, par contre, les dimensions géométriques (surface $\neq 26 \cdot 10^{-5}$ cm²) des échantillons réalisés pour ces essais, sont celles de composants 500 Mhertz ; ce choix de géométrie avait été fait pour permettre des variations de la largeur des doigts d'émetteur, laquelle était un élément d'incertitude.

On peut donc conclure que les résultats apportés par ces composants ne sont pas entièrement probants ; il serait nécessaire, pour conclure définitivement, de pouvoir expérimenter des échantillons qui, tout en ayant un profil de collecteur inchangé, posséderaient une géométrie de doigts et de métallisations beaucoup plus condensée qui leur permettrait de véritables essais autour de 3 Gigahertz.

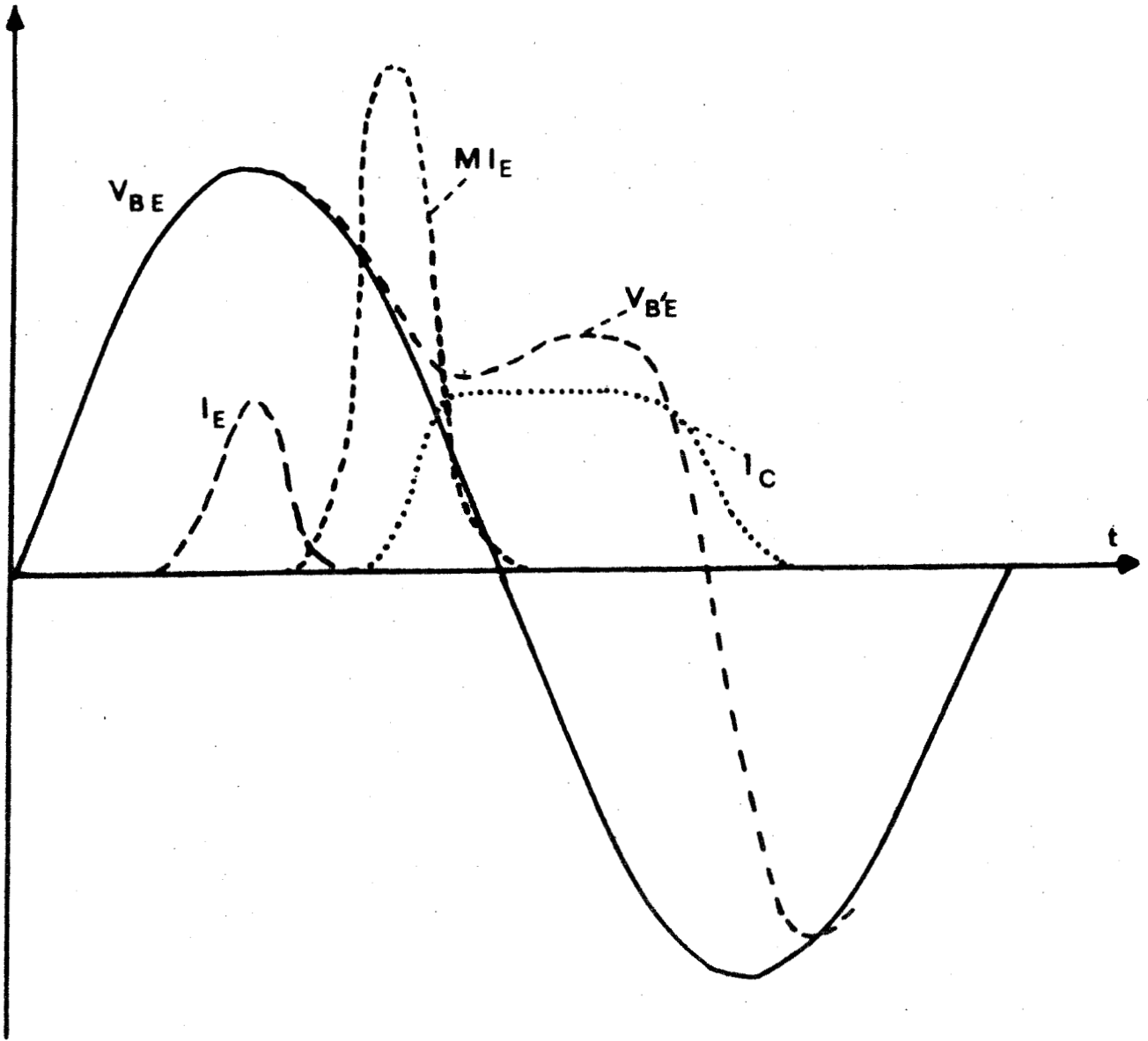
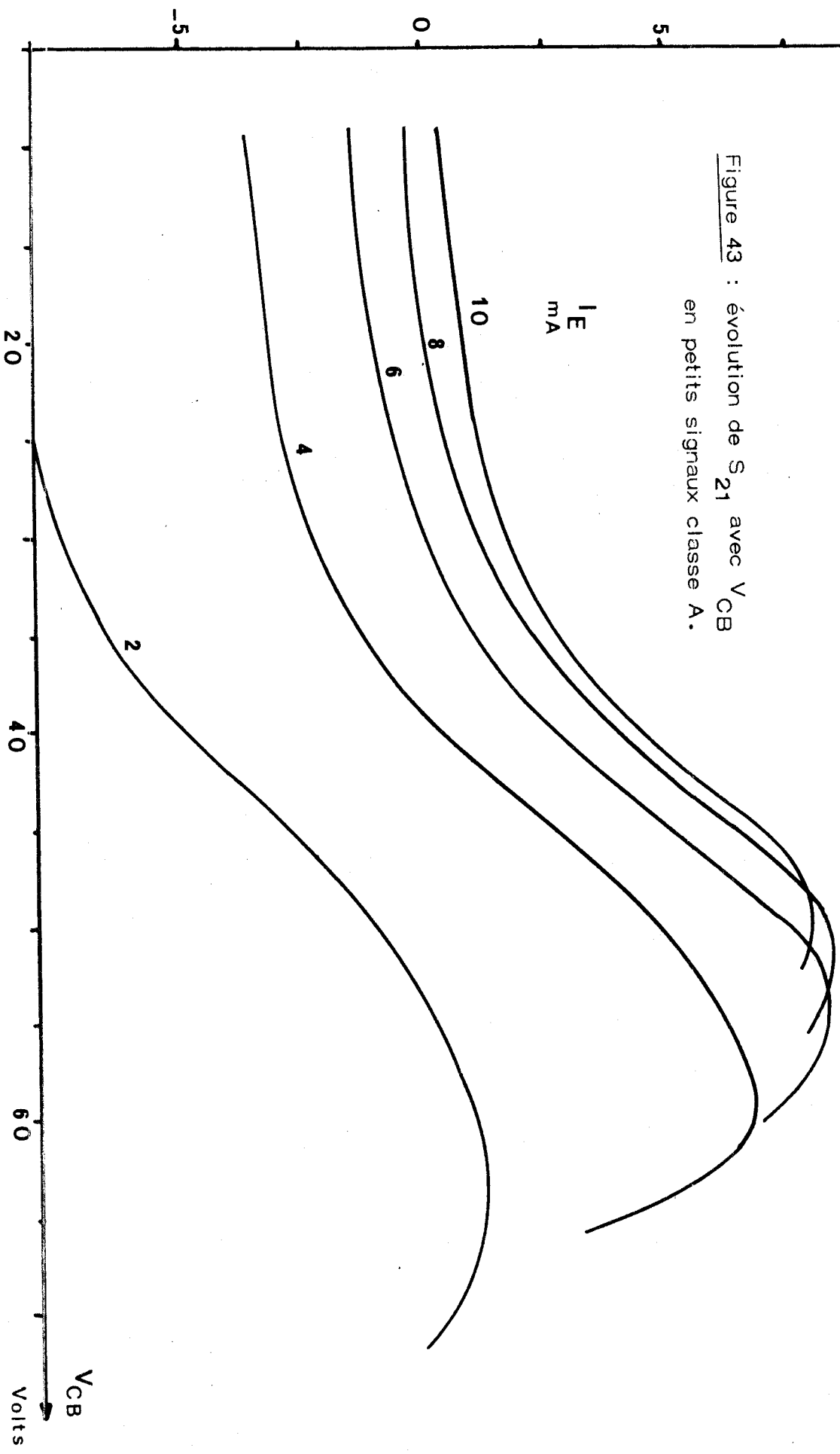


Figure 42 : tensions et courants dans le CATT en régime hyperfréquence.

S_{21}
dB

Figure 43 : évolution de S_{21} avec V_{CB}
en petits signaux classe A.



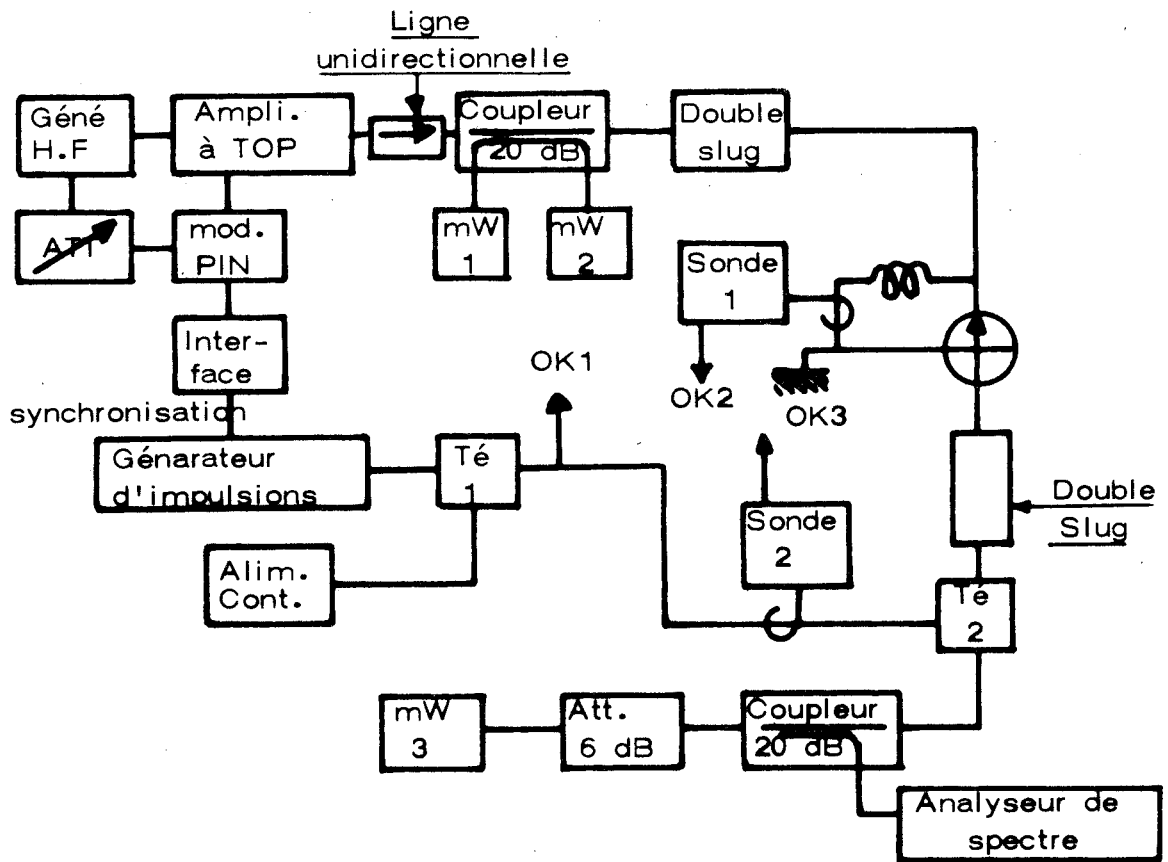


Figure 44 : banc de mesures classe C.

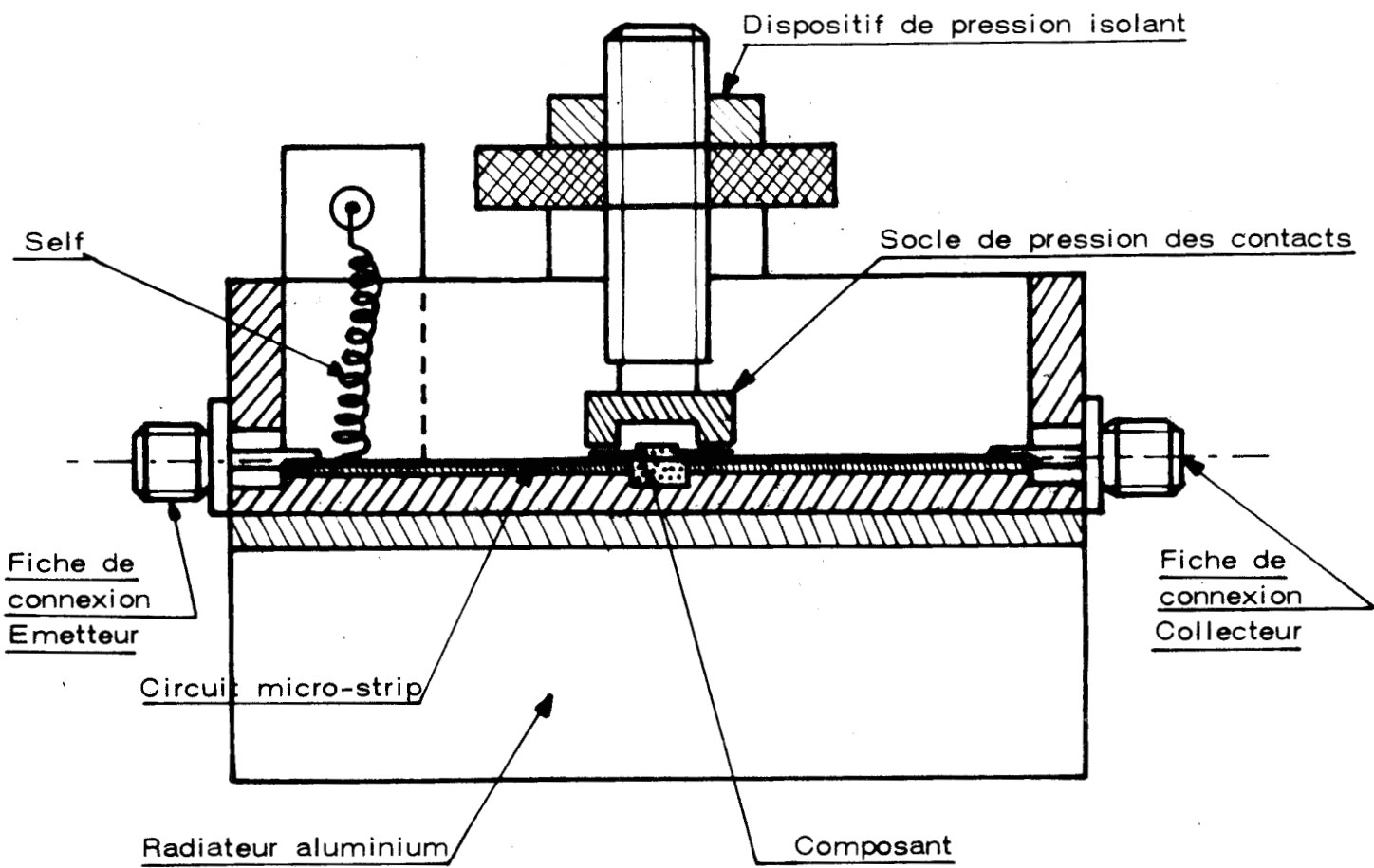
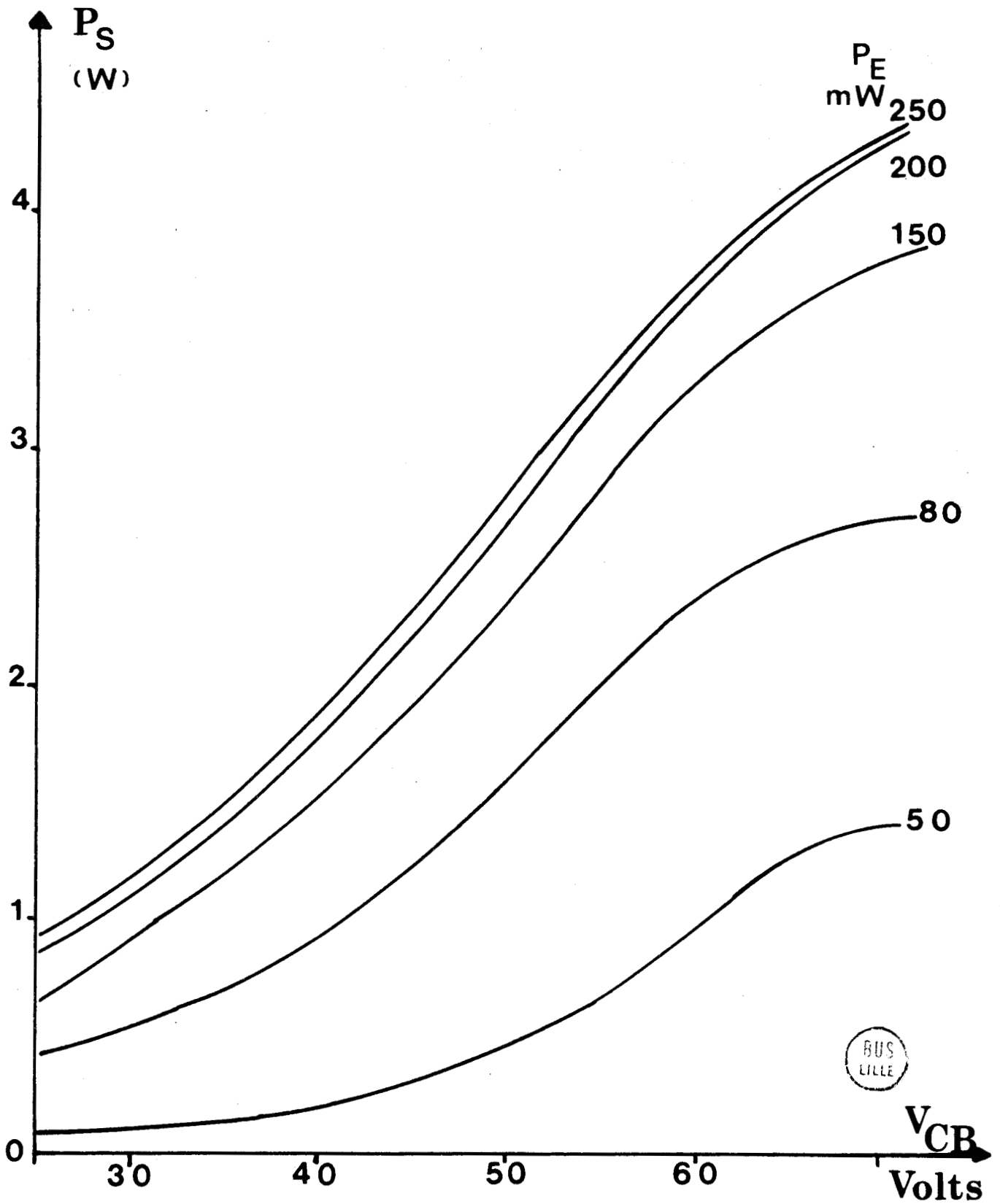


Figure 45 : cellule de mesures classe C.

Figure 46a: évolution de la puissance de sortie en fonction de V_{CB}
CATT "Lo Hi Lo".



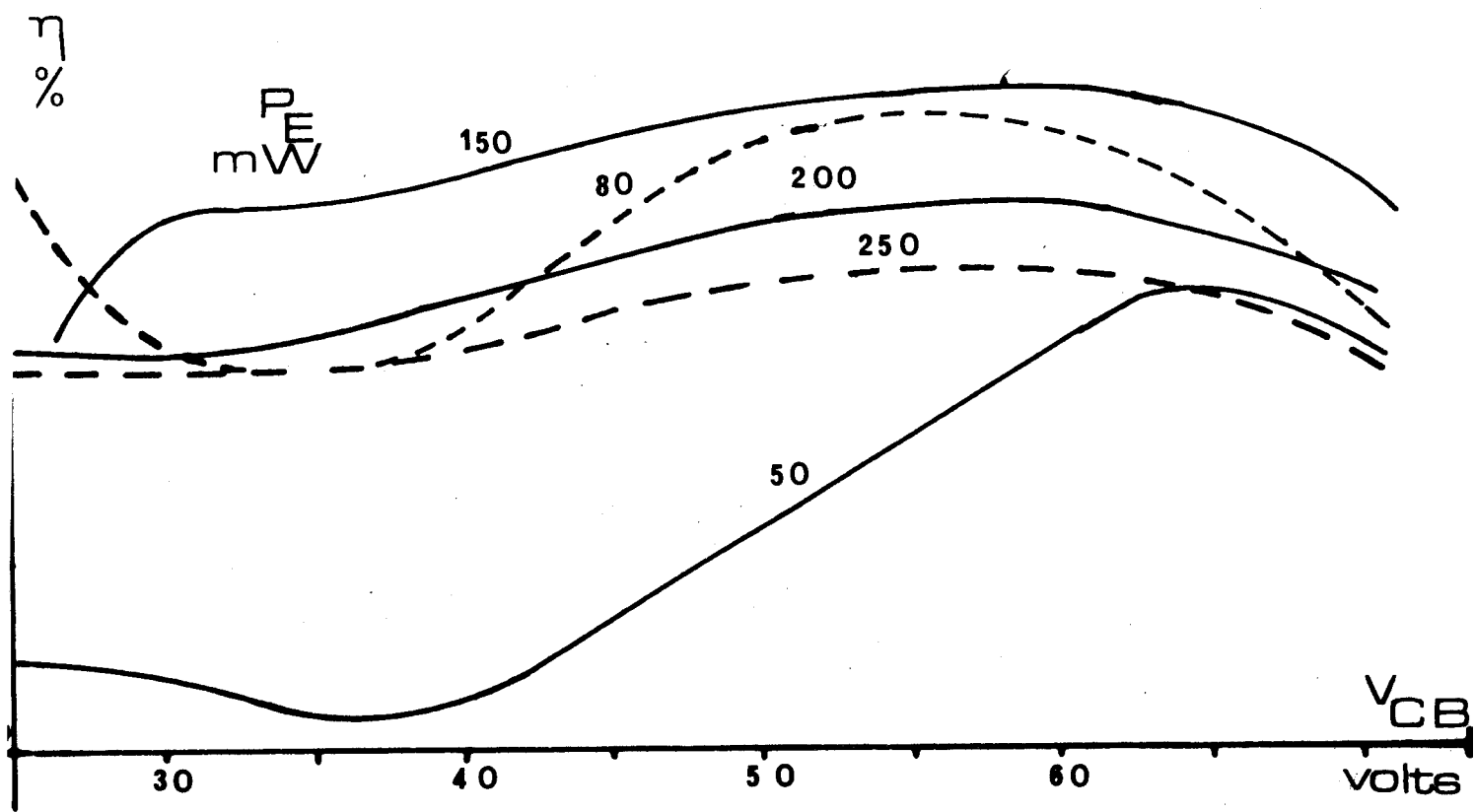


Figure 46b : évolution du rendement en fonction de V_{CB} - CATT "Lo Hi Lo".

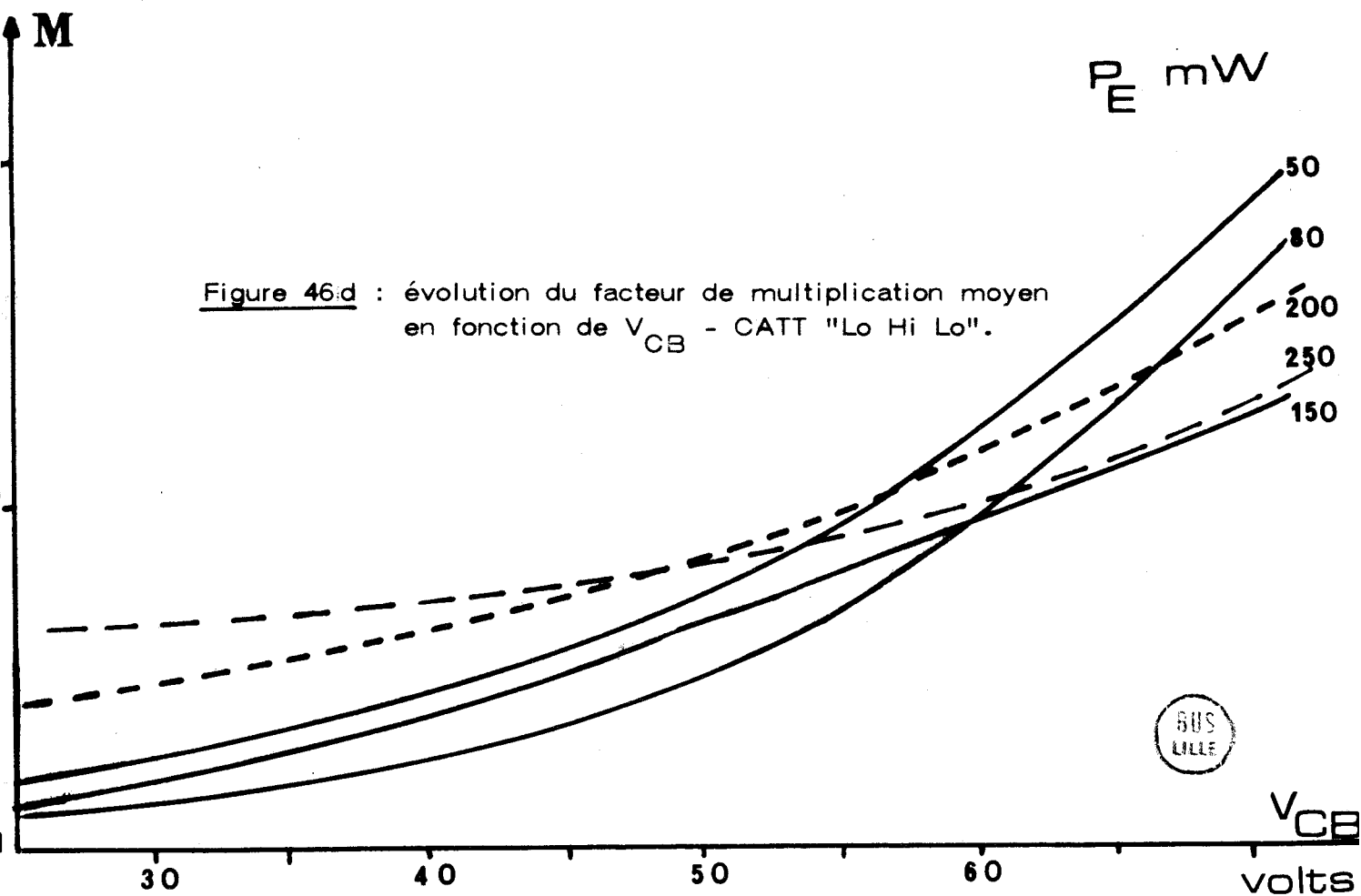


Figure 46d : évolution du facteur de multiplication moyen en fonction de V_{CB} - CATT "Lo Hi Lo".



Figure 46c : évolution du gain en fonction de V_{CB} - CATT "Lo Hi Lo".

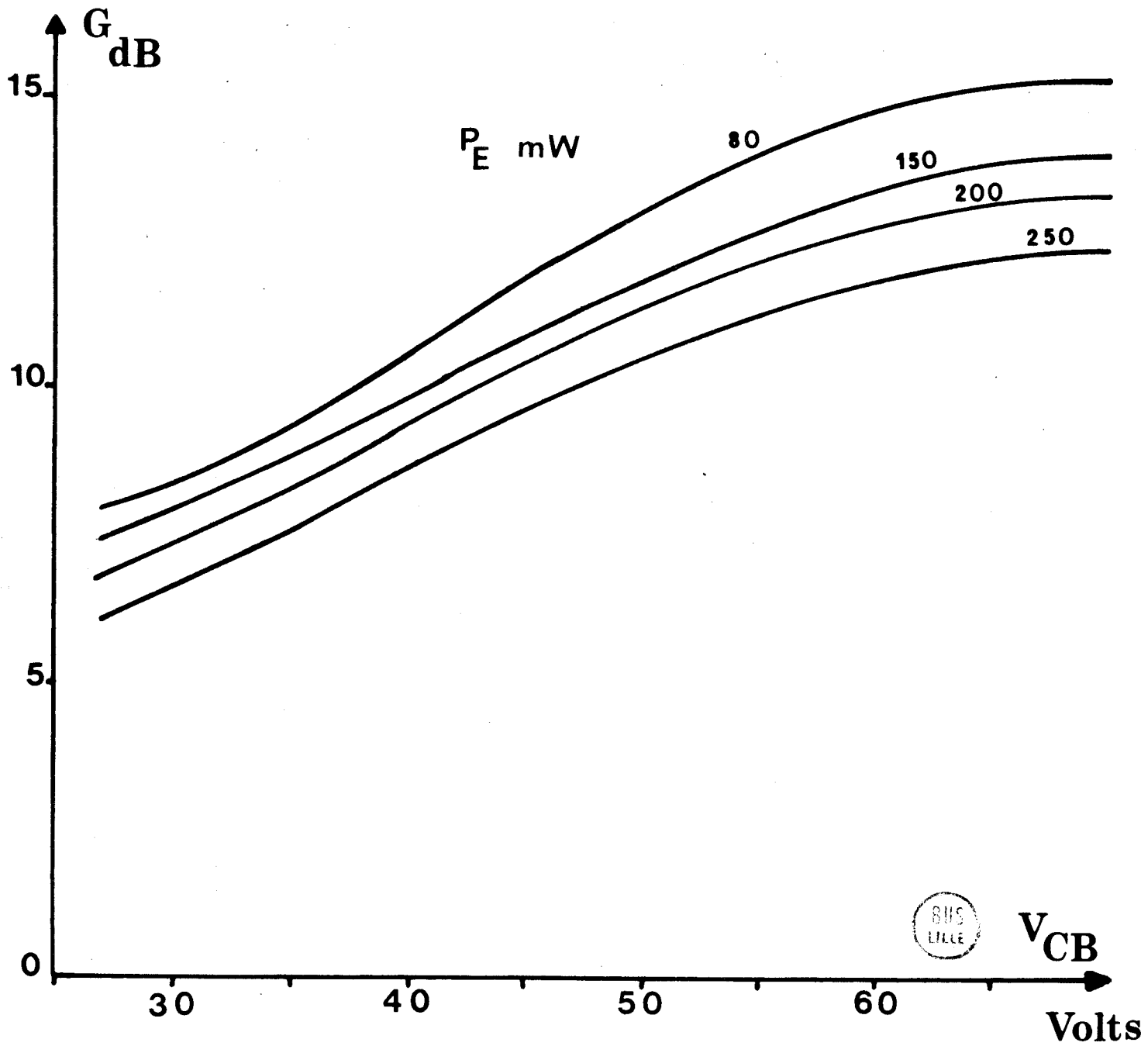
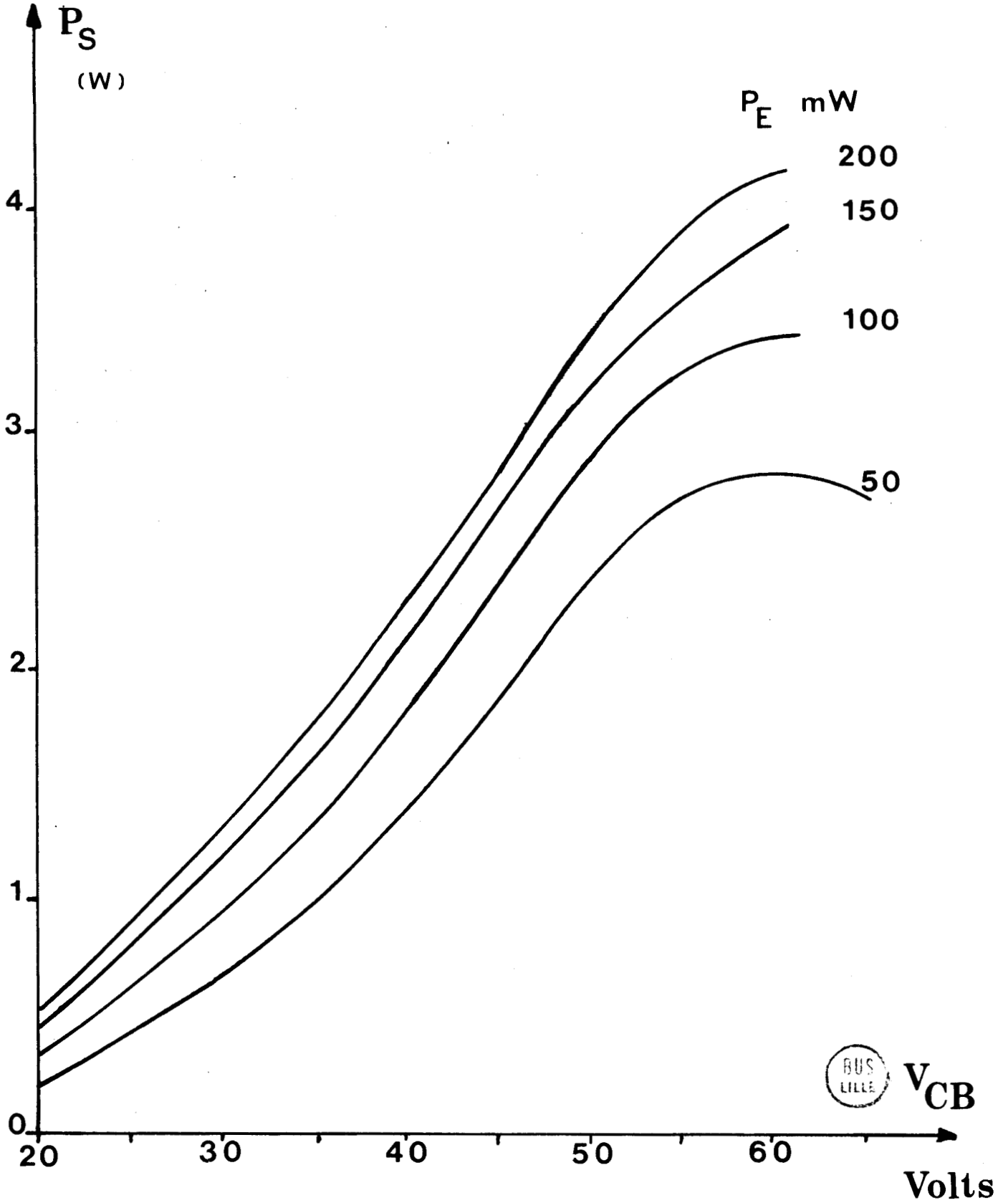


Figure 47a : évolution de la puissance de sortie en fonction de V_{CB} - CATT "Hi Lo".



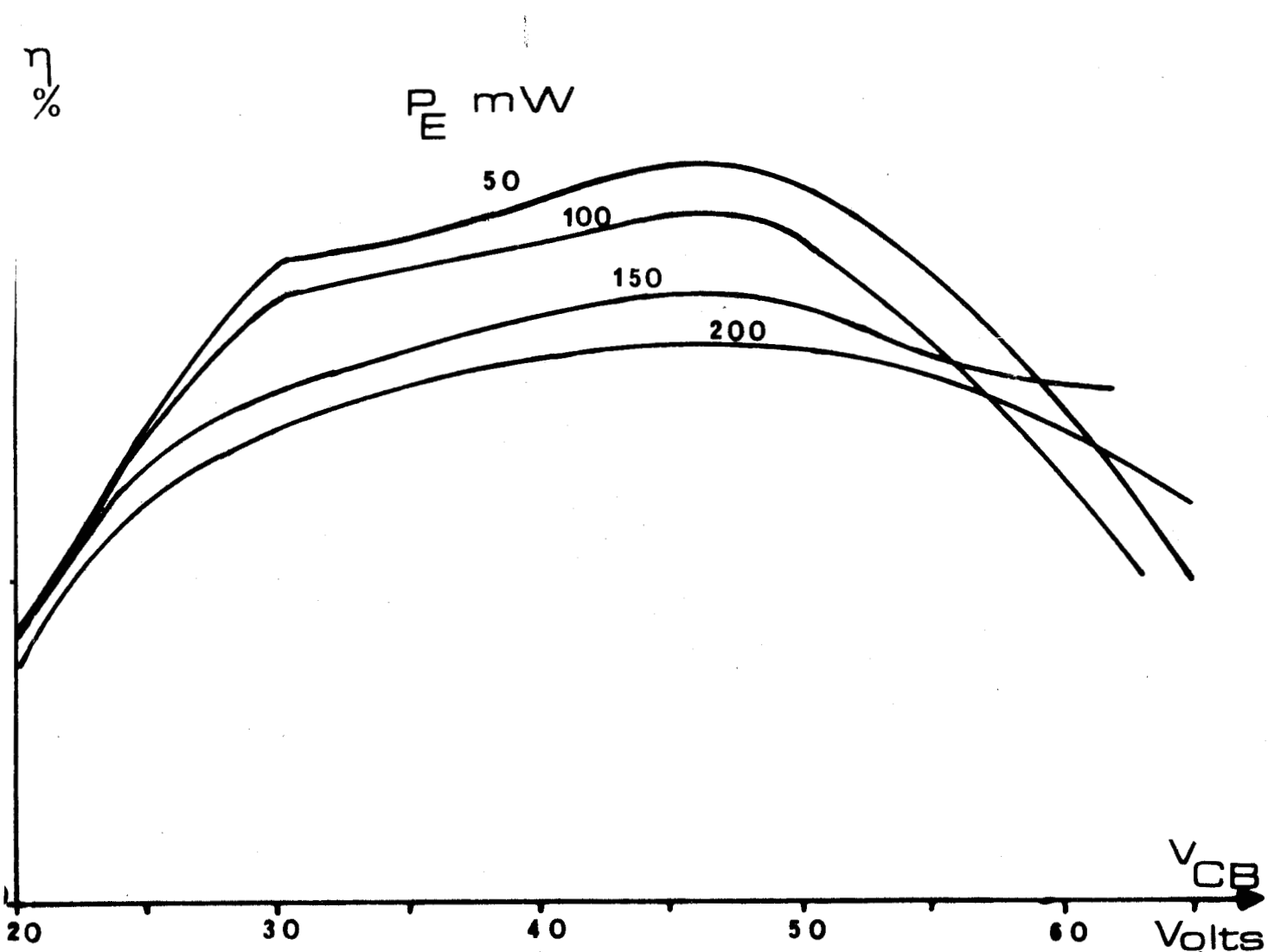


Figure 47b : évolution du rendement en fonction de V_{CB} - CATT "Hi Lo".

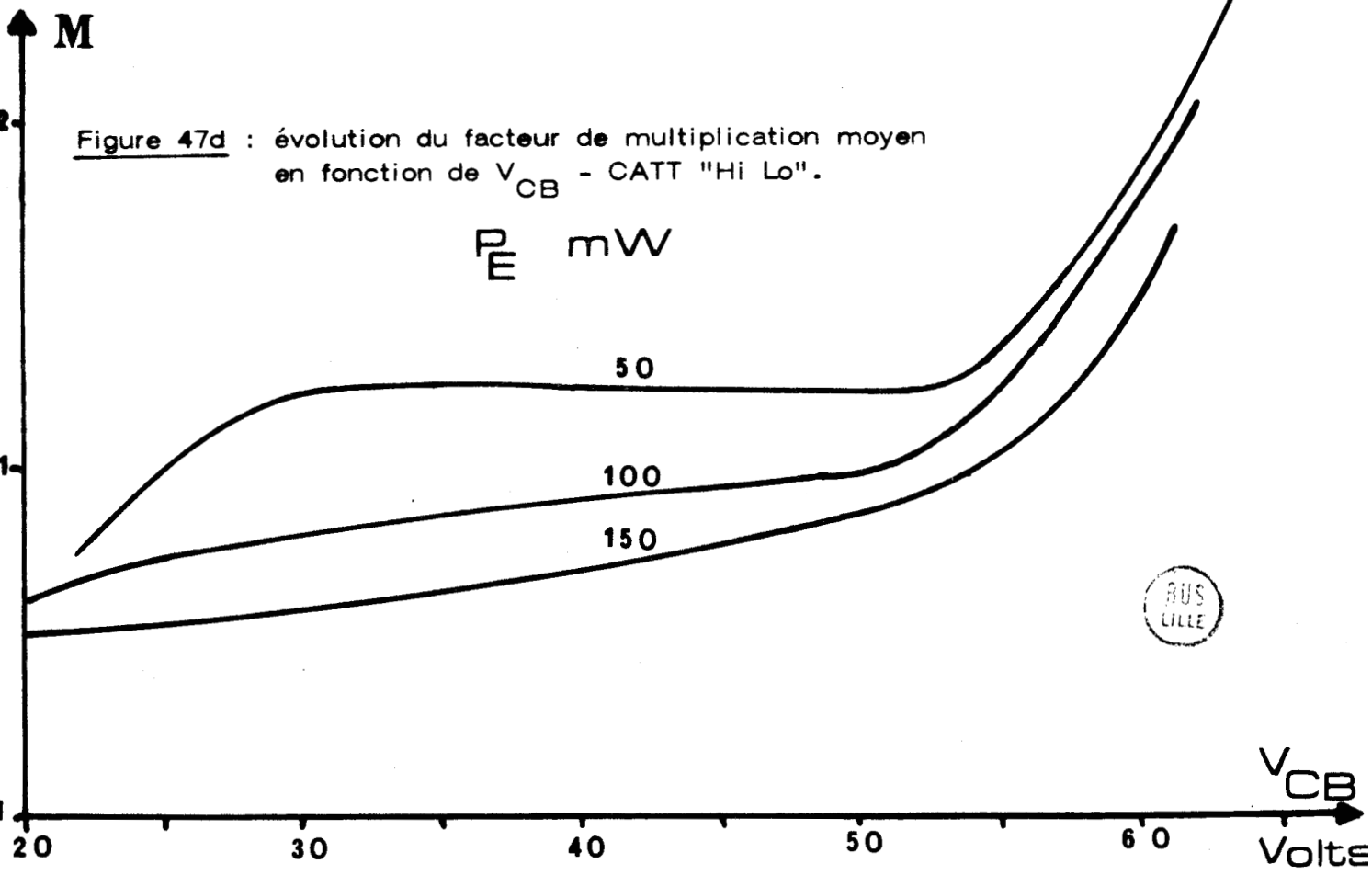
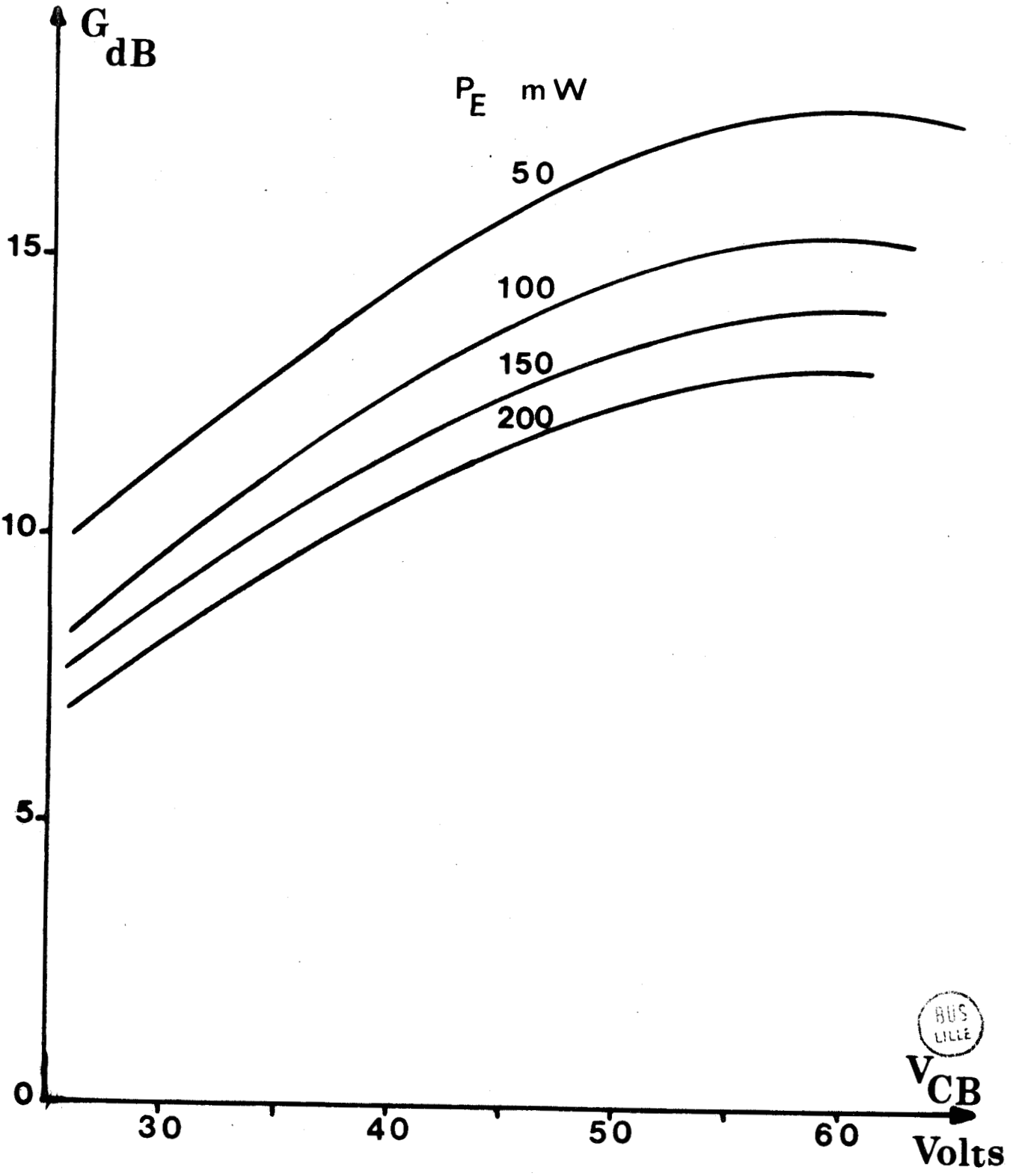


Figure 47d : évolution du facteur de multiplication moyen en fonction de V_{CB} - CATT "Hi Lo".



Figure 47c : évolution du gain en fonction de V_{CB} - CATT "Hi Lo".



C O N C L U S I O N

Ce travail avait pour but d'étudier la faisabilité et les performances potentielles d'une nouvelle génération de composants issue du transistor. Il nous a permis par divers procédés de caractérisation expérimentaux en liaison étroite avec des simulations numériques d'une part de dégager et de comprendre les principaux mécanismes qui régissent le fonctionnement du dispositif et d'autre part d'analyser leurs influences réciproques.

Les caractérisations effectuées sur les diodes ont contribué à dégager le profil de la jonction collecteur-base qui procure simultanément un phénomène d'avalanche homogène situé dans la région la plus dopée et une désertion totale de la zone de transit afin d'éviter les pertes. Parallèlement, les toutes premières mesures réalisées sur les échantillons de CATT ont mis en évidence l'existence du phénomène parasite d'avalanche non contrôlée et permis de le localiser ; la collaboration des services technologiques de la RTC Caen a permis de repousser cet effet vers des tensions supérieures en limitant l'implantation ionique de la couche surdopée à une surface légèrement inférieure à celle de la zone active de la base, cette dernière étant par ailleurs munie d'anneaux de garde.

Une étude expérimentale plus poussée des échantillons CATT a mis en évidence et vérifié l'influence du phénomène de focalisation qui est engendré par la multiplication du courant d'émetteur ; ce phénomène, associé à la réaction de charge d'espace et à divers effets thermiques, vient limiter les possibilités amplificatrices des transistors à avalanche contrôlée et temps de transit non seulement en basses

fréquences mais aussi en hyperfréquences lorsque le composant est polarisé pour un fonctionnement classe A.

La réalisation d'un amplificateur classe C hyperfréquences nous a montré que dans ce type de régime de fonctionnement, les limitations précédentes interviennent certainement de manière plus progressive et atténuée ; nous avons trouvé des performances intéressantes mais ne dépassant guère celles des transistors bipolaires classiques, et, par ailleurs, les facteurs de multiplication moyens relevés se sont avérés relativement faibles. Toutefois des incompatibilités dimensionnelles ayant empêché d'utiliser les CATT à la fréquence optimale définie par le profil du collecteur, cette conclusion ne doit pas être considérée comme tout à fait définitive. Une réponse plus valable nécessiterait la réalisation d'un composant judicieusement optimisé à la fois en dimensions extérieures, en profil de collecteur et résistivité de base.

Une théorie beaucoup plus détaillée de ce type de structure effectuée par Lefèbre (7) traite des divers phénomènes rencontrés : limitation du facteur de multiplication par une injection de courant importante, incompatibilité entre grande puissance de sortie et valeur élevée du facteur de multiplication... ; ainsi que du choix des paramètres précités. Les conclusions de cette étude théorique rejoignent d'ailleurs pour l'essentiel celles de notre étude expérimentale : bien que quelques incertitudes demeurent, il ne semble pas que le CATT puisse présenter des performances très supérieures à celles du transistor bipolaire.

Bien que cette conclusion puisse apparaître quelque peu négative, cette étude s'est avérée fructueuse quant à la compréhension des phénomènes qui interviennent dans la base non seulement des

CATT, mais aussi des transistors en classe C. Il pourrait en résulter, dans un proche avenir, des retombées intéressantes quant à une meilleure optimisation de ces composants.

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

- (1) M. LEFEBVRE, Y. CROSNIER, G. SALMER
"Amplification with 3 terminal avalanche devices"
Electronic Letters, 12, April 1976.
- (2) M. LEFEBVRE, G. SALMER, Y. CROSNIER, E. CONSTANT
"Non linear analysis of three terminal avalanche devices"
Proceeding of 1976, E.M.C., Rome.
- (3) Y. CROSNIER, M. LEFEBVRE, H. GERARD, G. SALMER
"Small-signal properties of controlled avalanche
microwave silicon transistors"
Proceeding of 1977, E.M.C., Copenhagen.
- (4) Y. CROSNIER, H. GERARD, M. LEFEBVRE, G. SALMER,
M. BONIS
"Understanding and modeling of the controlled avalanche
transit time transistor (C.A.T.T.) - Behaviour"
9th European Solid State Device Research Conference,
Munich, Sept. 1979.
- (5) M. BONIS, G. GIMINE, P. PARIS, Y. CROSNIER,
H. GERARD, M. LEFEBVRE, G. SALMER
"Etude d'un transistor hyperfréquence de puissance en
silicium à avalanche et temps de transist contrôlée : C.A.T.T.
Compte-rendu : marché d'étude D.R.E.T. n° 77.34.104.00.480.
75.01.
- (6) SP. YU, W. TANTRAPORN, JR ESHBACH
"Theory of a new three-terminal microwave power amplifier"
I.E.E.E. trans. elect. dev. Vol 23-n° 3, March 1976.

JR. ESHBACH, SP. YU, WR. CADY, NT. LAVOO
"Advances in C.A.T.T. development - Performance at C-band"
Cornell conference - August 1977.

SP. YU, W. TANTRAPORN
" Dynamic two-dimensionnal computer simulation of
three-terminal semiconductor devices"
Proceeding of 1977, E.M.C., Copenhagen.

- (7) M. LEFEBVRE
Thèse d'Etat à paraître.
- (8) H. GERARD
"Etude des possibilités amplificatrices des transistors
à temps de transit et avalanche contrôlée"
D.E.A., Lille, Juillet 1977.
- (9) S - Parameter Design
Hewlett Packard - Note d'application 154
Transistor parameter measurements
Hewlett Packard - Note d'application 77-1.
- (10) J. PRIBETICH
"Détermination théorique et expérimentale des paramètres
caractéristiques des structures semiconductrices en régime
d'avalanche - Application à l'étude de semiconducteurs
en champ électrique élevé"
Thèse 3e cycle, Lille, Novembre 1971.
- (11) E. PLAYEZ
Mémoire C.N.A.M., Octobre 1975.
- (12) B. BOITTIAUX, E. CONSTANT, B. KRAMER,
M. LEFEBVRE, G. VAESKEN, A. SEMICHON
"Propriétés générales des diodes semiconductrices en
régime d'avalanche"
Acta Electronica, Avril 1969 - N° 2.
- (13) G. REY, P. LETURCQ
"Théorie approfondie du transistor bipolaire"
Masson et Cie, Paris, 1972.
- (14) P. LETURCQ
"Comportement électrique et thermique des transistors
bipolaires aux forts niveaux de tension ou de courant :
application au phénomène de second claquage"
Thèse d'Etat, Toulouse, Octobre 1969.

A N N E X E

Récapitulatif des différentes séries d'échantillons réalisés et caractérisés électriquement.

Référence	Type de Profil	Résumé des principales caractéristiques
3000 M	plat	Transistor commercial disposant d'un léger effet d'avalanche contrôlée - tension d'avalanche ^{non} contrôlée : 55 V amélioration du S_{21} de l'ordre de 7 dB. $R_{bb'o}$ (résistance interne de base à courant base nul) = 4,5 Ohms.

Réalisation d'un masque test pour l'élaboration des CATT :

- Largeur des doigts d'émetteur : 2 microns ;
- Surface composant voisine de 34000 (microns)²
- Zone hi présente sur toute la surface.

Diode 1.19 CATT 1.17	Lo Hi Lo Arsenic	- tension d'avalanche 32 volts. - léger effet d'avalanche contrôlée. - $R_{bb'o}$ environ 6 Ohms. - tension d'avalanche non contrôlée : 32 volts. - facteur de multiplication statique maximum : 1,5. - amélioration typique du S_{21} : 6 dB.
Diode 1.11 CATT 1.09	Lo Hi Lo Antimoine	- tension d'avalanche 40 Volts. - pas d'avalanche contrôlée. - avalanche non contrôlée vers 40 V.

! CATT 3.18	: Lo Hi Lo	: - pas d'avalanche contrôlée	!
!	: Arsenic	: - avalanche non contrôlée à partir de	!
!	:	: 45 Volts.	!
!	:	: - des effets thermiques provoquent	!
!	:	: une évolution irréversible des	!
!	:	: caractéristiques de l'avalanche non	!
!	:	: contrôlée.	!
! CATT 3.17	: Lo Hi Lo	: - un léger phénomène d'avalanche	!
!	: Arsenic	: contrôlée ; initialement présent dans	!
!	:	: le composant, disparaît totalement	!
!	:	: lorsque le composant subit des	!
!	:	: influences thermiques soit par un	!
!	:	: échauffement externe du composant,	!
!	:	: soit par l'application de la polari-	!
!	:	: sation.	!
!	:	: - tension d'avalanche non contrôlée	!
!	:	: vers 48 Volts.	!
!	:	:	!
!	:	:	!

Modification du masque test :

- zone hi localisée sous la base active :
- variation de la largeur des doigts d'émetteur :
 - CATT T₁ : émetteurs de largeur 2 microns ;
 - CATT T₂ : émetteurs de largeur 6 microns.
- mise en place d'un ou de deux anneaux de garde P⁺ autour du caisson de base.

! Diode 12	:	: Caractéristiques décrites dans le	!
!	:	: chapitre II .	!
! CATT 12/T1	: Lo Hi Lo	: - R _{bb'o} = 3 Ohms.	!
!	: Arsenic	: - présence d'avalanche contrôlée qui	!
!	:	: augmente lentement avec V _{CB}	!
!	:	: - facteur de multiplication statique	!
!	:	: maximum : 1,5.	!
!	:	: - tension d'avalanche non contrôlée :	!
!	:	: 120-130 Volts.	!
!	:	: - amélioration typique du S ₂₁ : 7 dB	!
!	:	:	!
!	:	:	!

<p>! CATT 12/T2</p>		<ul style="list-style-type: none"> - $R_{bb'o} = 3,6$ Ohms. - les autres caractéristiques sont très voisines de celles de la série T1
<p>! Diodes 14 ! CATT 14/T1</p>	<p>Lo Hi Lo Arsenic</p>	<ul style="list-style-type: none"> - caractéristiques décrites dans le chapitre II. - $R_{bb'o} = 3$ Ohms. - présence d'avalanche contrôlée qui augmente rapidement vers V_{CB}. - facteur de multiplication statique maximum : 2,6. - tension d'avalanche non contrôlée voisine de 125 Volts. - amélioration moyenne de S_{21} : 11dB
<p>! CATT 14/T2</p>		<ul style="list-style-type: none"> - $R_{bb'o} = 4$ Ohms. - les autres caractéristiques sont du même ordre de grandeur que celles relatives à la série T1.
<p>! Diode 16 ! CATT 16/T1</p>	<p>Lo Hi Lo Arsenic</p>	<ul style="list-style-type: none"> - caractéristiques décrites dans le chapitre II - $R_{bb'o} = 2,8$ Ohms - présence d'avalanche contrôlée, laquelle augmente régulièrement avec V_{CB} - facteur de multiplication statique maximum : 3 - tension d'avalanche non contrôlée entre 120 et 130 Volts - amélioration typique du S_{21} : 11 dB.
<p>! CATT 16/T2</p>		<ul style="list-style-type: none"> - $R_{bb'o} = 3,5$ Ohms les autres caractéristiques sont semblables aux précédentes .
<p>! Diode 18</p>	<p>Lo Hi Lo Arsenic</p>	<ul style="list-style-type: none"> - caractéristiques décrites dans le chapitre II

CATT 18/T1		<ul style="list-style-type: none"> - phénomène d'avalanche contrôlée sur une très faible plage de V_{CB} - tension d'avalanche non contrôlée vers 100 Volts .
CATT 18/T2		<ul style="list-style-type: none"> - mêmes caractéristiques.
LVS 1N3/T1	plat	<ul style="list-style-type: none"> - témoin sans couche enterrée . - pas d'avalanche contrôlée. - avalanche non contrôlée pour V_{CB} de l'ordre de 100 Volts.
LVS 21/T1	Hi Lo Phosphore	<ul style="list-style-type: none"> - $R_{bb'o} = 1,6$ Ohms - phénomène d'avalanche contrôlée en pente très douce : dopage de la zone Hi insuffisant. - facteur de multiplication statique maximum : 1,3. - tension d'avalanche non contrôlée : 110 Volts.
LVS 21/T2		<ul style="list-style-type: none"> - amélioration du S_{21} : 3 dB - $R_{bb'o} = 2$ Ohms - mêmes caractéristiques que précédemment .
LVS 22/T1	Hi Lo Phosphore	<ul style="list-style-type: none"> - $R_{bb'o} = 5$ Ohms. - montée très rapide de l'avalanche contrôlée avec V_{CB} puis passage par un palier très long ; - facteur de multiplication statique maximum : 1,5. - tension d'avalanche non contrôlée 110 Volts .
LVS 22/T2		<ul style="list-style-type: none"> - amélioration du S_{21} : 5dB . - $R_{bb'o} = 6,5$ Ohms. - les autres caractéristiques sont voisines de celles du T1.
LVS 23/T1	Hi Lo Phosphore	<ul style="list-style-type: none"> - $R_{bb'o} = 6$ Ohms . - pratiquement pas d'avalanche contrôlée - tension d'avalanche non contrôlée vers 120 Volts .
LVS 23/T2		<ul style="list-style-type: none"> - $R_{bb'o} = 7,5$ Ohms. - mêmes remarques que précédemment.

Conception d'une géométrie plus dense pour une utilisation des échantillons à des fréquences supérieures .

! QJ 6-14	: HI Lo	: - pas d'avalanche contrôlée .	!
!	: Phosphore	: - tension d'avalanche non contrôlée	!
!	:	: vers 95 Volts .	!
!-----!			
!	:	:	!
! QJ 6-12	: HI LO	: - pas d'avalanche contrôlée .	!
!	: Phosphore	: - tension d'avalanche non contrôlée	!
!	:	: environs 100 Volts .	!
!-----!			
!	:	:	!
! QJ 6-11	: HI Lo	: - pas d'avalanche contrôlée.	!
!	: Phosphore	: - tension d'avalanche non contrôlée:	!
!	:	: 95 Volts.	!
!-----!			
!	:	:	!
! QJ 6-21	: Plat	: - épitaxie de collecteur à haute	!
!	:	: résistivité: identique à celle du	!
!	:	: CATT , mais sans zone Hi implantée!	!
!-----!			
!	:	:	!
! QJ 6-20	: HI Lo	: - pas d'avalanche contrôlée.	!
!	: Phosphore	: - tension d'avalanche non contrôlée	!
!	:	: 100 Volts.	!
!-----!			
!	:	:	!
! QJ 6-17	: Plat	: - épitaxie de collecteur de résistivité	!
!	:	: type transistor hyperfréquence	!
!	:	: commercial:échantillon destiné à	!
!	:	: une comparaison avec le CATT	!
!	:	: - tension d'avalanche non contrôlée	!
!	:	: environ 60 Volts.	!
!	:	:	!

Une étude plus détaillée de ces premières structures QJ réalisées est nécessaire pour modifier les quantités de dopant de la zone Hi et éventuellement quelque légère imperfection des masques; ceci afin de faire apparaître le phénomène d'avalanche contrôlée et de caractériser les CATT ainsi réalisés à leur fréquence optimale de fonctionnement.(3 Gigahertz).