



**HAL**  
open science

# Contribution à l'étude du bruit de fond des transistors bipolaires : influence de la défocalisation

Gilles Le Gac

► **To cite this version:**

Gilles Le Gac. Contribution à l'étude du bruit de fond des transistors bipolaires : influence de la défocalisation. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 1977. Français. NNT: . tel-00176774

**HAL Id: tel-00176774**

**<https://theses.hal.science/tel-00176774>**

Submitted on 4 Oct 2007

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# THESE

*présentée*

A L'UNIVERSITE PAUL SABATIER DE TOULOUSE (SCIENCES)

*en vue de l'obtention*

**du titre de DOCTEUR-INGENIEUR**

*par*

Gilbert LE GAC

Ingénieur E.N.S.E.E.I.H.T.

---

**CONTRIBUTION A L'ETUDE DU BRUIT  
DE FOND DES TRANSISTORS BIPOLAIRES :  
INFLUENCE DE LA DEFOCALISATION**

---

Soutenu le 26 septembre 1977, devant la commission d'examen:

J.C.	MARTIN	}	Président			
G.	REY		}			
J.C.	HOFFMANN			}		
J.	BELMAS				}	
G.	BLASQUEZ					}

*A ma femme, Maryvonne,  
A Christophe et à Florence,  
A mes parents.*

## AVANT - PROPOS

---

*Les travaux que nous exposons dans ce mémoire ont été effectués au LABORATOIRE D'AUTOMATIQUE ET D'ANALYSE DES SYSTEMES du Centre National de la Recherche Scientifique.*

*Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Monsieur le Professeur J. LAGASSE, Directeur Scientifique au C.N.R.S., de nous avoir accueilli dans son Laboratoire. Nous remercions également Messieurs H. MARTINOT et G. GRATELOUP de nous avoir permis d'y poursuivre nos recherches.*

*Nous sommes particulièrement reconnaissant à Monsieur le Professeur J.C. MARTIN, Président de l'Université Paul Sabatier, de nous avoir admis parmi ses collaborateurs. Il a toujours su, malgré ses lourdes tâches, suivre la progression de notre travail, et sa présence à la présidence de notre jury de thèse est pour nous un grand honneur.*

*Les travaux de Monsieur G. REY, Professeur à l'Institut Universitaire de Technologie, ont constitué un outil particulièrement précieux pour notre étude. Nous le remercions vivement d'avoir accepté de siéger à notre commission d'examen.*

*L'enseignement que nous avons reçu de Monsieur le Professeur J.C. HOFFMANN dans le cadre de l'E.N.S.E.E.I.H.T., a constitué une base solide pour notre recherche, et c'est pour nous une grande joie de le compter parmi les membres de notre jury.*

*Nous remercions Monsieur J. BELMAS, Responsable de la Section "Composants Electroniques" de la Compagnie Générale d'Electricité à Marcoussis ainsi que ses collaborateurs qui ont contribué à l'avancement de notre travail en réalisant les structures d'étude.*

*Il nous est très agréable d'exprimer notre reconnaissance à Monsieur G. BLASQUEZ, Chargé de Recherche au C.N.R.S.. Sa compétence scientifique et ses conseils nous ont été d'un grand secours, et nous sommes très heureux de sa présence à notre jury d'examen.*

*Nous tenons à remercier et à assurer de notre sympathie Monsieur J. CAMINADE, Maître Assistant à l'Université Paul Sabatier, qui a largement contribué à l'aboutissement de nos recherches par de nombreuses et fructueuses discussions.*

*Enfin, nous voulons remercier également :*

*. Les chercheurs de l'Equipe "Bruit de Fond", Madame NOGATCHEWSKI, Messieurs J. GRAFFEUIL et J.F. SAUTEREAU pour leur amicale collaboration,*

*. Tous les membres de la Division "Composants Electroniques", et en particulier Monsieur C. PROST pour sa participation technique,*

*. Le Service de Documentation pour la réalisation matérielle de ce mémoire.*

*§§§§*

LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES UTILISES

$\alpha$	paramètre caractéristique de la défocalisation
$A_E$	aire de la jonction émetteur-base
$C_{TE}, C_{TC}$	capacités de transition du transistor actif (jonctions E.B. et C.B.)
$C_{TL}$	capacité de transition de la jonction latérale C.B.
$C_{EB}, C_{BC}, C_{CE}$	capacités parasites
$e_N, e_D$	générateurs de bruit en tension associés au transistor actif
$e_A, e_T$	générateurs de bruit en tension ramenés à l'entrée du transistor actif, du transistor total.
$e_{BL}, e_{EE}, e_{CC}$	générateurs de bruit associés aux résistances passives de la base latérale, de l'émetteur, du collecteur
$f$	fréquence
$F$	facteur de bruit
$F_{min}$	facteur de bruit minimum
$h$	largeur d'un émetteur à géométrie rectangulaire
$i_B$	courant dynamique de base
$i_{NB}, i_{NC}, i_{NE}$	générateurs de bruit en courant du transistor actif
$i_{CN}$	courant de bruit à la sortie du transistor actif
$i_A, i_T$	générateurs de bruit en courant ramenés l'entrée du transistor actif, du transistor total
$i_S, i_{SL}$	générateurs de bruit en courant associés à l'admittance de source, à la diode de surface
$I$	courant statique, défini par son indice
$\Im m( \quad )$	partie imaginaire de l'expression entre parenthèses
$j$	$= \sqrt{-1}$
$j_B, j_E$	densités, par unité de surface, des courants de base, d'émetteur
$j_{NB}, j_{NC}$	sources de bruit de grenaille, par unité de longueur du transistor actif
$k$	constante de Boltzmann
$l$	longueur d'émetteur pour une géométrie rectangulaire
$L_B, L_C, L_E$	inductances parasites du boîtier
$m_{SL}$	facteur empirique associé au bruit prenant naissance dans la zone superficielle de base
$n_{SL}$	pende de la caractéristique de la diode de surface
$n_i$	concentration intrinsèque
$N_A, N_D$	densité volumique d'impuretés
$p^e$	coefficient fonction de la défocalisation et relatif au bruit de grenaille

$q$	charge élémentaire
$r$	rayon de l'émetteur dans un transistor circulaire
$r_e$	$= kT/qI_E$
$r_{BB'}$	valeur de $z_{BB'}$ , en basse fréquence
$R_B$	résistance caractéristique de la zone de base active
$R_{BN}$	résistance équivalente au bruit thermique de la base active
$R_N$	paramètre caractéristique du facteur de bruit
$R_{BL}, R_{CC}, R_{EE}$	résistances parasites et de contact de la base latérale, du collecteur, de l'émetteur
$R_S$	résistance de source
$R_{th}$	résistance thermique
$Re( )$	partie réelle de l'expression entre parenthèses
$T$	température
$T_0$	température ambiante
$U_T$	$= kT/q$ , potentiel thermodynamique
$v$	tension dynamique (définie par ses indices)
$V$	tension continue (définie par ses indices)
$w_B, w_C, w_T$	épaisseur de la base, du collecteur, de l'extension de la zone de charge d'espace dans le collecteur
$x$	abscisse de position
$y$	admittance
$y_{ij}$	paramètres admittances
$y_s = g_s + jb_s$	admittance de source
$y_o = g_o + jb_o$	admittance de source correspondant au minimum du facteur de bruit
$z_{IJ}$	impédance entre les noeuds I et J
$\alpha$	gain en courant dans le montage base à la masse
$\beta$	gain en courant dans le montage émetteur commun
$\Delta f$	bande de fréquence
$\epsilon_N$	source de bruit thermique par unité de longueur, du transistor actif
$H_C$	facteur de réaction d'Early
$\mu_n, \mu_p$	mobilités des électrons, des trous
$v$	tension normalisée
$\rho$	résistivité (définie par son indice)
$\tau_B, \tau_C$	temps de transit dans la base, dans la zone de charge d'espace collecteur-base

$\omega$	pulsation
$\omega_i$	pulsation caractéristique de l'impédance de base
$\omega_\alpha, \omega_\beta$	pulsation de coupure à -3dB du module du gain en courant du transistor actif dans les montages base commune, émetteur commun
$\omega_T$	pulsation de transition
$\Omega$	$= \omega / \omega_\beta$

INDICES

A	relatif au transistor actif
B	relatif au contact de base
B'	relatif au contact virtuel de base
C	relatif au contact de collecteur
C'	relatif au collecteur intrinsèque
E	relatif au contact émetteur
E'	relatif à l'émetteur intrinsèque
N	relatif au bruit
n	relatif aux électrons
p	relatif aux trous
SL	relatif aux diodes latérales et de surface
$\sim$	relatif au transistor intrinsèque
$X^*$	conjugué de X
$ X $	module de X
$\overline{XX^*}$	valeur quadratique moyenne de X





## INTRODUCTION



L'analyse des mécanismes physiques qui régissent le comportement du transistor bipolaire en régime continu et en régime dynamique a fait l'objet de nombreuses études. Dans les premiers de ces travaux, le fonctionnement du dispositif est idéalisé, c'est à dire que l'effet transistor est uniquement considéré. La présence de phénomènes parasites, inhérents à toute réalisation est ainsi négligée. En particulier, le composant est souvent assimilé à une structure unidimensionnelle et les effets bi ou tri-dimensionnels sont en première analyse ignorés. Les désaccords constatés entre le comportement observé et ce type de modèle ont amené à placer, en série avec la base, une impédance additionnelle qui permet de prendre en compte, globalement, le fait que les dimensions réelles du composant ne peuvent pas être négligées. En particulier, l'influence de la résistivité de la zone de base sur l'impédance d'entrée est ainsi parfaitement simulée.

En ce qui concerne le bruit de fond, les études ont, de la même manière, été axées sur le bruit de grenaille. Quant au bruit thermique généré dans la zone de base, il est assimilé à celui de la résistance de base, (1)(2). La valeur de cette dernière n'est pas clairement définie. Certains auteurs considèrent la résistance statique, d'autres la résistance en régime dynamique. Les résultats expérimentaux ne permettent pas d'accréditer de manière sûre ces représentations.

Du point de vue des applications, la connaissance approfondie des propriétés en bruit de la base est importante car elles déterminent largement les performances en bruit du transistor fonctionnant avec des résistances de source faibles.

Le comportement de la base est relativement complexe. En effet, la recherche d'un gain en courant élevé et de bonnes caractéristiques fréquentielles conduit les technologues à réaliser des structures dont la base est fine et faiblement dopée. Le passage du courant, qui circule parallèlement aux jonctions, crée le long de celles-ci une chute de tension qui favorise l'injection sur les bords du transistor : il y a défocalisation des lignes de courant (3) à (5).

PATTERSON, (6), le premier à notre connaissance, a étudié les effets sur le bruit de fond, d'une résistance répartie dans la zone de base, sans toutefois tenir compte de la distribution non uniforme du courant émetteur. PALS (7), pour sa part, a analysé ce phénomène en ne considérant que le cas des basses fréquences.

Les travaux qui sont développés dans ce mémoire s'inscrivent dans le prolongement de ces études. Dans un premier chapitre, à partir des théories classiques sur le bruit de fond d'une structure idéale, le comportement du transistor sera analysé en tenant compte de la présence d'une résistance distribuée dans la zone de base, et de son influence sur la répartition du courant émetteur. Le générateur équivalent au bruit thermique de la zone de base pourra alors être correctement défini. Nous aboutirons ainsi à un nouveau schéma équivalent du dispositif qui nous permettra de préciser le domaine de validité des modèles antérieurs. Nous nous intéresserons au cas des basses fréquences, mais également à celui des pulsations élevées.

Cette première partie est cependant limitée à la zone du transistor située directement sous l'émetteur. D'autres éléments, liés au processus technologique de fabrication du composant, ou encore à son conditionnement, seront pris en compte dans le deuxième chapitre. Leur influence sur le bruit total sera examinée et discutée. Un schéma complet, équivalent au transistor bipolaire, sera ainsi élaboré pas à pas.

Dans un troisième chapitre, les techniques de détermination des paramètres du modèle et les dispositifs expérimentaux utilisés seront décrits. En particulier, les bancs de mesure du bruit de fond et une méthode d'évaluation de la température interne seront présentés. La connaissance de ce paramètre nous permettra de simuler le transistor dans ses conditions habituelles de fonctionnement. Enfin, la validité du modèle sera établie par la comparaison des performances de bruit calculées et mesurées.

Nous donnerons au quatrième et dernier chapitre, les résultats expérimentaux obtenus sur trois types très différents de composants. Deux d'entr'eux correspondent à des transistors commerciaux, les uns de géométrie circulaire, les autres rectangulaires. Le troisième type de structure a été spécialement conçu pour notre étude. Il permettra de préciser le domaine de validité de la théorie.

Ce travail a été mené avec le souci constant de déboucher sur des résultats pratiques. Il devrait permettre de contribuer à l'optimisation des performances en bruit des transistors bipolaires. A cet effet, nous nous sommes efforcés de maintenir le lien entre les données technologiques, contrôlables au stade de la fabrication, et les éléments du modèle . Nous avons également essayé de préciser l'importance de chacun d'eux sur le facteur de bruit du composant.



# CHAPITRE I

## LES GÉNÉRATEURS ÉQUIVALENTS

AU BRUIT DE LA ZONE ACTIVE DU TRANSISTOR.





Dans cette partie seront présentés les résultats de l'étude théorique de l'influence de la défocalisation des lignes de courant émetteur sur le bruit de fond du transistor. Après avoir décrit le comportement de la structure idéale, nous assimilerons la zone active du dispositif réel à un modèle distribué constitué de transistors lamellaires bruyants, unis par la résistance répartie dans la zone de base. Nous en déduirons un schéma compact équivalent. L'élément de comparaison entre ces deux modèles sera leur facteur de bruit, ou, ce qui revient au même, leur courant de sortie en l'absence de signal appliqué. Nous pourrions alors préciser dans quelle mesure le bruit thermique du transistor peut être confondu avec celui de sa résistance de base. L'étude sera menée dans le cas d'une structure NPN, de géométrie circulaire. Nous comparerons ensuite nos résultats avec ceux qu'a obtenus J. CAMINADE (8) pour un composant rectangulaire.

#### I. 1. LE TRANSISTOR IDEAL.

L'analyse classique des phénomènes de conduction et de bruit de fond du transistor bipolaire porte sur une structure idéale, de faibles dimensions transversales. Cette étude est généralement conduite en supposant que ce transistor "lamellaire" réunit les conditions suivantes :

- les jonctions sont planes et parallèles,
- les effets de bord sont négligeables,
- le courant d'émetteur est assez faible pour que la concentration des porteurs majoritaires dans la base puisse être considérée comme indépendante du niveau (hypothèse de faible injection),
- l'équilibre thermodynamique est maintenu hors des zones de transition,
- le potentiel interne des jonctions est indépendant des tensions extérieures appliquées,
- la recombinaison des porteurs dans les zones de transition est négligeable,
- la température est uniforme dans toute la structure,

Le comportement du dispositif, pour des signaux électriques inférieurs au potentiel thermodynamique, peut alors être simulé par le schéma admittance que nous avons représenté sur la figure I.1. Les  $y_{ijB}$  sont

les paramètres admittance du transistor idéal en base commune, lorsque les capacités de transition des deux jonctions ne sont pas prises en compte (9).

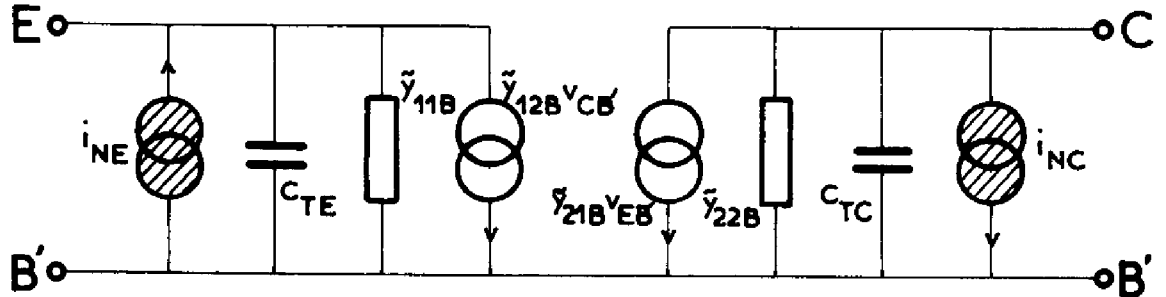


Figure I.1 Schéma "admittance" du transistor idéal dans le montage base commune.

Le bruit dû à la diffusion des porteurs est représenté par deux générateurs en courant,  $i_{NE}$  et  $i_{NC}$ , placés en parallèle respectivement sur les jonctions émetteur-base et collecteur-base. Plusieurs auteurs (10)(11) (12) ont donné des expressions approchées de ces générateurs de bruit. POLDER et BAELDE (13) et van VLIET (14), par une démonstration rigoureuse, ont établi leurs valeurs quadratiques moyennes et leur corrélation :

$$(I.1) \quad \begin{cases} \overline{i_{NE} i_{NE}^*} = [4kT \operatorname{Re}(\tilde{y}_{11B}) - 2qI_E] \Delta f \\ \overline{i_{NC} i_{NC}^*} = [4kT \operatorname{Re}(\tilde{y}_{22B}) - 2q(-\alpha_A I_E)] \Delta f \\ \overline{i_{NE} i_{NC}^*} = -2kT [\tilde{y}_{12B} + \tilde{y}_{21B}^*] \Delta f \end{cases}$$

où  $k$  est la constante de Boltzman,  $T$  la température absolue,  $q$  la charge élémentaire,  $I_E$  le courant d'émetteur,  $\alpha_A$  le gain en courant dans le montage base commune,  $\Delta f$  est une bande élémentaire de fréquence.

Dans ce qui suit, nous utiliserons plus fréquemment les paramètres ( $\tilde{y}$ ) du transistor monté en émetteur commun ainsi que les générateurs de bruit associés à ce montage. Le schéma correspondant est donné sur la figure I.2.

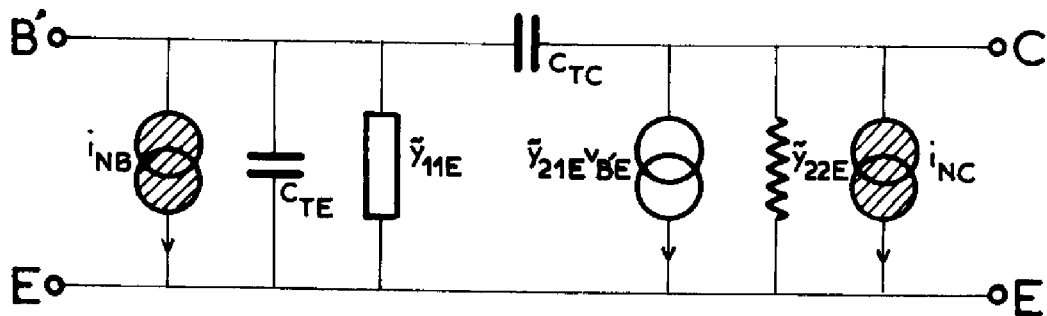


Figure I.2 Schéma "admittance" du transistor idéal dans le montage émetteur commun.

Dans cette configuration, les paramètres admittances sont donnés par (9) (15) :

$$(I.2) \left\{ \begin{array}{l} \tilde{y}_{11E} = \frac{\alpha_A}{\tau_e} \left( \frac{1 - \alpha_A}{\alpha_A} + j\omega(\tau_B + \tau_C) \right) \\ \tilde{y}_{21E} = \frac{\alpha_A}{\tau_e} \frac{e^{-j\omega(\frac{m}{\omega_{gm}} + \tau_C)}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{gm}}} \\ \tilde{y}_{12E} \approx 0 \\ \tilde{y}_{22E} = \mu_C \frac{\alpha_A}{\tau_e} \end{array} \right.$$

où  $\tau_e = kT/qI_E$ ,  $\tau_B$  est le temps de transit des porteurs dans la base et  $\tau_C$  leur temps de transit dans la zone de charge d'espace base-collecteur.  $\omega_{gm}$  est la pulsation de coupure à -3dB du module de la transadmittance, et  $m$  est un facteur fonction du profil de dopage dans la base : sur la plupart des transistors,  $m$  est compris entre 0,6 et 1,3, tandis que  $\omega_{gm}$  est toujours supérieur à  $2,5/\tau_B$ . Enfin,  $\mu_C$  est le facteur de réaction d'EARLY.

Lorsqu'on prend en compte les capacités de transition  $C_{TE}$  et  $C_{TC}$ , les paramètres admittances du transistor deviennent :

$$(I.3) \left\{ \begin{array}{l} y_{11E} = \frac{\alpha_A}{z_e} \left[ \frac{1-\alpha_A}{\alpha_A} + j\omega(\tau_B + \tau_C) \right] + j\omega(C_{TE} + C_{TC}) \\ y_{21E} = \frac{\alpha_A}{z_e} \frac{e^{-j\omega(\frac{m}{\omega_{gm}} + \tau_C)}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{gm}}} - j\omega C_{TC} \\ y_{12E} = -j\omega C_{TC} \\ y_{22E} = \mu_C \frac{\alpha_A}{z_e} + j\omega C_{TC} \end{array} \right.$$

Quant aux sources de bruit, compte tenu de la relation (I.1) et puisque  $\mu_C$  est toujours très petit devant l'unité (de l'ordre de  $10^{-4}$ ), elles peuvent s'écrire :

$$(I.4) \left\{ \begin{array}{l} \overline{i_{NB} i_{NB}^*} = 2q(1-\alpha_A) I_E \Delta f \\ \overline{i_{NC} i_{NC}^*} = 2q\alpha_A I_E \Delta f \\ \overline{i_{NB} i_{NC}^*} = [2kT(y_{21E}^* + y_{12E}) - 2q\alpha_A I_E] \Delta f \end{array} \right.$$

## I.2. REPRESENTATION DU TRANSISTOR PAR UN MODELE DISTRIBUE.

La figure I.3 représente la coupe d'un transistor à jonctions. L'émetteur est assimilé à un disque de rayon  $r$ . Dans ce premier chapitre, nous nous intéresserons seulement à la partie de base active située sous l'émetteur et nous admettrons que le courant de base n'a qu'une composante radiale. De plus, nous supposerons que les régions d'émetteur et de collecteur sont équipotentielles.

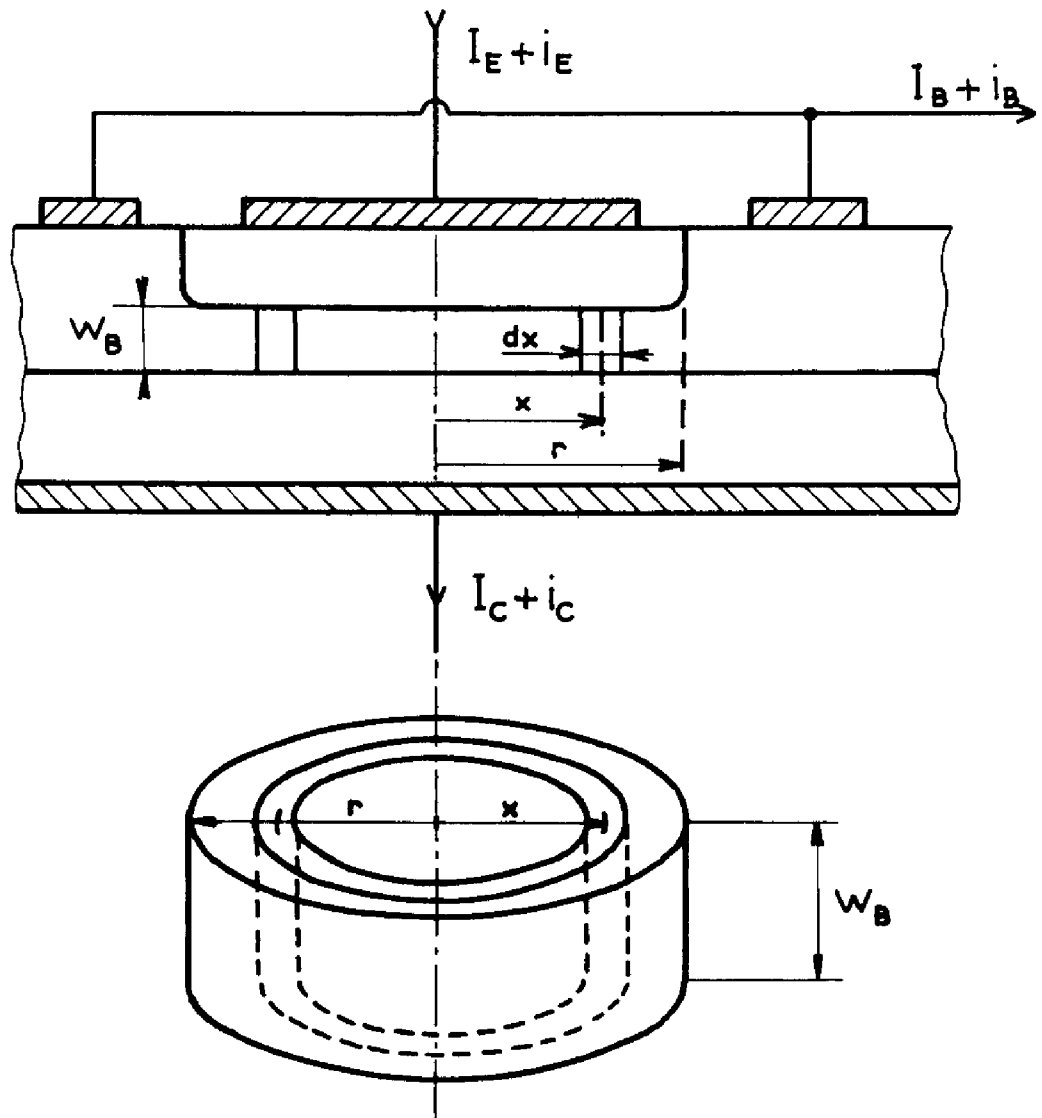


Figure I.3 Coupe et zone de base active du transistor étudié.

Dans ces conditions, le comportement du transistor peut être simulé par une distribution plane de transistors élémentaires unis par des contacts communs d'émetteur et de collecteur et par la résistance répartie de base. Chaque élément, en forme d'anneau d'épaisseur  $dx$  et de rayon  $x$  peut être assimilé au transistor lamellaire défini en I.1.

Dans une première étape, nous rappellerons les équations qui régissent les variations des tensions et des courants en régime continu et en régime dynamique lorsqu'un signal alternatif est appliqué à l'entrée du dispositif. Nous étudierons ensuite le cas où les seules sources du modèle sont les générateurs de bruit associés à chaque élément.

I.2.1. Régime continu et régime dynamique

Nous considérerons que les sources de bruit peuvent être négligées devant l'amplitude du signal alternatif injecté à l'entrée, et nous raisonnerons dans le montage émetteur commun. Le collecteur est relié à l'émetteur par un court-circuit pour le régime dynamique. Le modèle distribué est représenté sur la figure I.4.

Dans ce qui suit, nous séparerons tensions et courants en une composante continue de polarisation et un signal dynamique, de faible amplitude. Ainsi :

$$(I.5) \quad \begin{cases} V_{BE}(x, \omega) = V_{BE}(x) + v_{BE}(x, \omega) \\ I_B(x, \omega) = I_B(x) + i_B(x, \omega) \end{cases}$$

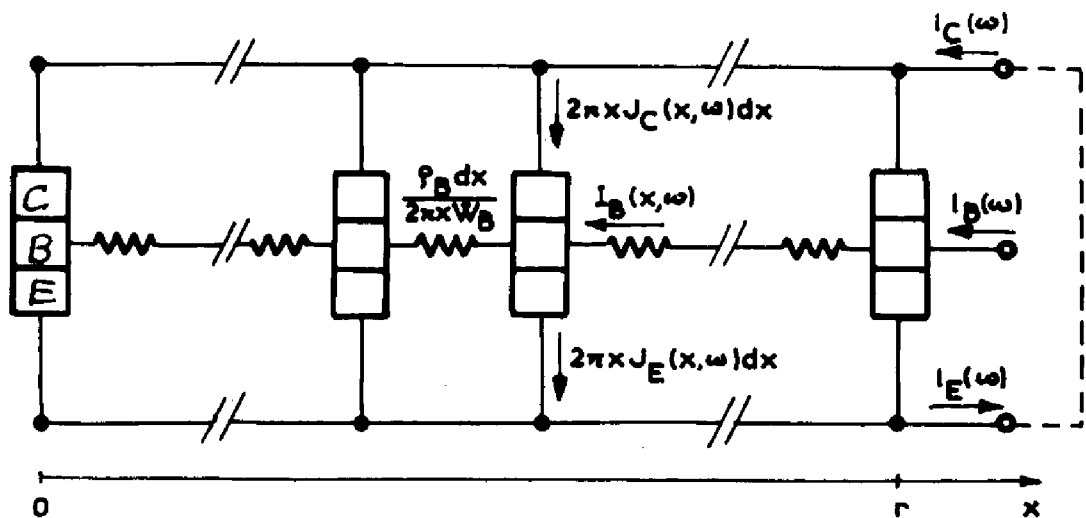


Figure I.4 Modèle distribué représentant la zone active du transistor bipolaire.

Le courant émetteur s'exprime par la loi de Shockley :

$$(I.6) \quad J_E(x) = J_{E0} \exp(V_{BE}(x)/U_T)$$

et la densité, par unité de surface, du courant de base injecté au point d'abscisse  $x$  s'écrit :

$$(I.7) \quad J_B(x) = (1 - \alpha_A) J_{E0} \exp(V_{BE}(x)/U_T) + y_{11E}(x) v_{BE}(x, \omega)$$

Dans cette expression,  $y_{11E}(x, \omega)$  représente l'admittance d'entrée du transistor, par unité de surface. Elle peut se mettre sous la forme (I.3) :

$$y_{11E}(x, \omega) = \frac{1 - \alpha_A}{U_T} J_E(x) + j\omega \frac{(\tau_B + \tau_C)}{U_T} \alpha_A J_E(x) + j\omega (C_{TE} + C_{TC})$$

ou encore :

$$(I.8) \quad y_{11E}(x, \omega) = \frac{1 - \alpha_A}{U_T} J_E(x) \left[ 1 + j\omega \left( \frac{\alpha_A (\tau_B + \tau_C)}{1 - \alpha_A} + \frac{U_T (C_{TE} + C_{TC})}{(1 - \alpha_A) J_E(x)} \right) \right]$$

où  $C_{TE}$  et  $C_{TC}$  sont respectivement les capacités de transition, par unité de surface, des jonctions émetteur-base et collecteur-base. Nous admettrons qu'elles sont constantes, quel que soit  $x$ .

Examinons le terme entre crochets dans l'expression

(I.8). A faible niveau de polarisation, l'influence des capacités de transition est prépondérante, mais  $J_E(x)$  est constant puisque la défocalisation reste faible. A fort niveau, les temps de transit  $\tau_B$  et  $\tau_C$  prédominent. Ces remarques montrent que la fréquence de cassure de  $y_{11E}(x)$  peut être considérée comme indépendante de  $x$  quel que soit le courant émetteur. (I.8) peut s'écrire :

$$(I.9) \quad y_{11E}(x, \omega) = \frac{1 - \alpha_A}{U_T} J_E(x) (1 + j\Omega)$$

où  $\Omega$  est la pulsation normalisée par rapport à  $\omega_p$ , pulsation de coupure à -3dB du module de l'admittance d'entrée.

La variation du courant de base au point d'abscisse  $x$  est directement reliée à  $J_B(x, \omega)$ .

$$(I.10) \quad \frac{\partial I_B(x, \omega)}{\partial x} = 2\pi x J_B(x, \omega)$$

C'est à dire :

$$(I.11) \quad \frac{\partial I_B(x, \omega)}{\partial x} = 2\pi x (1 - \alpha_A) J_{E0} \exp\left(\frac{V_{BE}(x)}{U_T}\right) \left[ 1 + (1 + j\Omega) \frac{v_{BE}(x, \omega)}{U_T} \right]$$

Par ailleurs,  $I_B(x, \omega)$  provoque une chute ohmique de tension dans la résistance de base :

$$(I.12) \quad \frac{\partial V_{BE}(x, \omega)}{\partial x} = \frac{\rho_B}{2\pi x W_B} I_B(x, \omega)$$



où  $\rho_B$  est la résistivité moyenne de la zone de base, et  $W_B$  sa profondeur. Dans ce qui suit, nous poserons :

$$(I.13) \quad R_B = \rho_B / 2 \pi x W_B$$

En séparant dans (I.11) et (I.12) les composantes continues des composantes alternatives, on obtient deux systèmes d'équations distincts.

En régime continu

$$(I.14) \quad \begin{cases} \frac{dI_B(x)}{dx} = 2 \pi x J_{E0} \exp\left(\frac{V_{BE}(x)}{U_T}\right) \\ \frac{dV_{BE}(x)}{dx} = \frac{R_B}{x} I_B(x) \end{cases}$$

avec pour conditions aux limites :

$$(I.15) \quad I_B(r) = I_B \quad I_B(0) = 0$$

La première de ces conditions explicite le courant de base total, tandis que la seconde est imposée par la symétrie de révolution du transistor. Le système constitué de (I.14) et (I.15) a été résolu par G.REY(5) :

$$(I.16) \quad V_{BE}(x) = U_T \log \left[ \frac{r^2 U_T}{\pi (1 - \alpha_A) R_B J_{E0}} \frac{4a(a+4)}{[(a+4)r^2 - ax^2]^2} \right]$$

où l'on a posé :

$$(I.17) \quad a = R_B I_B / U_T$$

Cette relation exprime le fait bien connu que la densité du courant émetteur est plus importante sur la périphérie qu'au centre du transistor.

Pour ce qui est de la composante alternative petit signal, si l'on porte (I.16) dans (I.11), elle est régie par le système d'équations :

$$(I.18) \quad \frac{\partial i_B(x, \omega)}{\partial x} = \frac{8a(a+4)xr^2(1+j\Omega)}{R_B[(a+4)r^2 - ax^2]^2} v_{BE}(x, \omega)$$

$$(I.19) \quad \frac{\partial v_{BE}(x, \omega)}{\partial x} = \frac{R_B}{x} i_B(x, \omega)$$

En dérivant (I.19), on aboutit à l'équation différentielle du second ordre :

$$(I.20) \quad x \frac{\partial^2 v_{BE}(x, \omega)}{\partial x^2} + \frac{\partial v_{BE}(x, \omega)}{\partial x} - F(x) v_{BE}(x, \omega) = 0$$

avec

$$(I.21) \quad F(x) = \frac{8a(a+4)x\tau^2(1+j\Omega)}{[(a+4)\tau^2 - ax^2]^2}$$

Les conditions aux limites sont dans ce cas :

$$(I.22) \quad v_{BE}(\tau, \omega) = v_{BE}(\omega)$$

où  $v_{BE}(\omega)$  est la tension alternative appliquée entre les contacts de base et d'émetteur. De plus, pour des raisons de symétrie :

$$(I.23) \quad \left. \frac{\partial v_{BE}(x, \omega)}{\partial x} \right|_{x=0} = 0$$

### I.2.2. Courant de bruit à la sortie du modèle distribué

Pour étudier le bruit de fond dans le modèle distribué, il nous faut adjoindre à chacun des transistors élémentaires ses générateurs de bruit (fig. I.5). Ce sont d'abord les sources de bruit de grenaille  $j_{NB}^{dx}$  et  $j_{NC}^{dx}$  définies de la même façon que  $i_{NB}$  et  $i_{NC}$  en (I.4) :

$$(I.24) \quad \left\{ \begin{array}{l} \overline{j_{NB}(x) j_{NB}^*(x')} = 2q(1-\alpha_A) \cdot 2\pi x J_E(x) \delta(x-x') \Delta f \\ \overline{j_{NC}(x) j_{NC}^*(x')} = 2q\alpha_A \cdot 2\pi x J_E(x) \delta(x-x') \Delta f \\ \overline{j_{NB}(x) j_{NC}^*(x')} = 2\pi x \left[ 2kT (y_{21E}^*(x) + y_{12E}(x)) - \right. \\ \left. - 2q\alpha_A J_E(x) \right] \delta(x-x') \Delta f \end{array} \right.$$

De plus, à chacun des éléments de la résistance de base, est associé un générateur de bruit thermique  $\mathcal{E}_N(x)dx$  :

$$(I.25) \quad \overline{\mathcal{E}_N(x) \mathcal{E}_N^*(x')} = 4kT \frac{R_B}{x} \delta(x-x') \Delta f$$

N'ayant pas la même origine physique,  $\mathcal{E}_N(x)$  n'est corrélié ni avec  $j_{NB}(x)$  ni avec  $j_{NC}(x)$  :

$$(I.26) \quad \overline{\mathcal{E}_N(x) j_{NB}^*(x')} = \overline{\mathcal{E}_N(x) j_{NC}^*(x')} = 0$$

Dans les expressions précédentes,  $\delta(x-x')$  représente la fonction de Dirac.

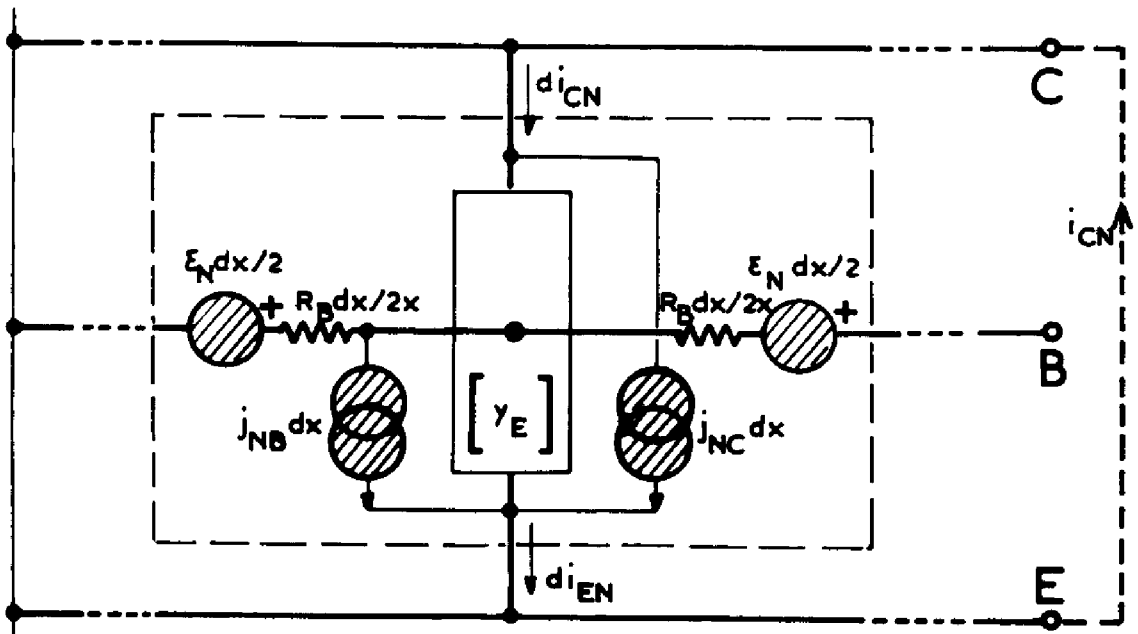


Figure I.5 Cellule élémentaire du modèle distribué.

Réécrivons, en tenant compte des termes de bruit, les variations locales du courant de base  $i_{BN}$  et de la tension base émetteur  $v_{BEN}$ . Partant de (I.18) et (I.19), il vient :

$$(I.27) \quad \frac{\partial i_{BN}(x, \omega)}{\partial x} = \frac{F(x)}{R_B} v_{BEN}(x, \omega) + j_{NB}(x, \omega)$$

$$(I.28) \quad \frac{\partial v_{BEN}(x, \omega)}{\partial x} = \frac{R_B}{x} i_{BN}(x, \omega) + E_N(x, \omega)$$

Quant à la variation du courant collecteur, elle s'écrit :

$$(I.29) \quad \frac{\partial i_{CN}(x, \omega)}{\partial x} = 2\pi x y_{21E}(x) v_{BEN}(x, \omega) + j_{NC}(x, \omega)$$

où  $y_{21E}(x)$  désigne la transadmittance par unité de surface :

$$y_{21E}(x) = \frac{\alpha_A J_E(x)}{U_T} \frac{e^{-j\omega\left(\frac{m}{\omega_{gm}} + \tau_c\right)}}{1 + j\omega/\omega_{gm}} - j\omega C_{TC}$$

Nous pouvons simplifier cette écriture en remarquant, comme dans le cas de  $y_{11E}(x)$ , qu'à faible niveau de courant  $J_E(x)$  est constant, et qu'à fort niveau le deuxième terme est négligeable devant le premier dans toute la gamme de fréquences où le transistor est utilisable. Nous admettrons donc que le terme fréquentiel de  $y_{21E}(x)$  est le même sur toute la surface du transistor :

$$y_{21E}(x) = \alpha_A J_E(x) \varphi(\omega) / U_T$$

En explicitant  $J_E(x)$  au moyen de (I.6), (I.16) et (I.21), on obtient :

$$(I.30) \quad y_{21E}(x) = \frac{\beta_A F(x) \varphi(\omega)}{2\pi x R_B (1 + j\Omega)}$$

Deux cas importants sont maintenant à considérer suivant que l'entrée est en circuit ouvert ou en court-circuit. Examinons l'expression de  $i_{CN}$  dans le premier de ces deux cas. En éliminant  $v_{BEN}(x, \omega)$  entre (I.27) et (I.29), le courant collecteur s'écrit :

$$i_{CN} = \frac{\beta_A \varphi(\omega)}{1 + j\Omega} \left[ \int_0^{\tau} \frac{\partial i_{BN}(x, \omega)}{\partial x} dx - \int_0^{\tau} j_{NB}(x, \omega) dx \right] + \int_0^{\tau} j_{NC}(x, \omega) dx$$

L'entrée étant en circuit ouvert, le premier terme entre les crochets est nul. Ainsi :

$$(I.31) \quad i_{CN} = - \frac{\beta_A \varphi(\omega)}{1 + j\Omega} \int_0^{\tau} j_{NB}(x, \omega) dx + \int_0^{\tau} j_{NC}(x, \omega) dx$$

Nous pouvons déjà noter que l'on reconnaît là les deux termes classiques de bruit de grenaille du transistor idéal dans cette configuration.

Calculons maintenant le courant de bruit au collecteur lorsque l'entrée est en court circuit. Partant de (I.29) et (I.30), il vient :

$$(I.32) \quad i_{CN} = \int_0^{\tau} \frac{\beta_A F(x) \varphi(\omega)}{R_B (1 + j\Omega)} v_{BEN}(x, \omega) dx + \int_0^{\tau} j_{NC}(x, \omega) dx$$

La tension de bruit  $v_{BEN}(x, \omega)$  qui apparaît dans cette expression s'obtient en éliminant  $i_{BN}(x, \omega)$  entre les équations (I.27) et (I.28) ; c'est à dire en résolvant l'équation différentielle du second ordre :

$$(I.33) \quad \mathcal{L} v_{BEN}(x, \omega) = R_B j_{NB}(x, \omega) + \frac{\partial}{\partial x} (x E_N(x, \omega))$$

avec les conditions au limites

$$(I.34) \quad \begin{cases} v_{BEN}(\tau, \omega) = 0 \\ \frac{\partial}{\partial x} v_{BEN}(x, \omega) \Big|_{x=0} = 0 \end{cases}$$

$\mathcal{L}$  est défini par l'identité :

$$(I.35) \quad \mathcal{L} \cdot = \frac{\partial}{\partial x} \left( x \frac{\partial \cdot}{\partial x} \right) - F(x).$$

Appelons  $G(x, x', \omega)$  la fonction de Green, solution de l'équation :

$$(I.36) \quad \mathcal{L} G(x, x', \omega) = \delta(x - x')$$

$\mathcal{L}$  est l'opérateur de l'équation de Sturm Lionville qui est hermitien, et le problème est auto adjoint étant données les conditions aux limites sur  $v_{BEN}(x, \omega)$  (16). Cette propriété, associée à la condition de réciprocity, impose que :

$$(I.37) \quad G(x, x', \omega) = G(x', x, \omega)$$

En appliquant le théorème de Green, la tension de bruit entre base et émetteur peut s'écrire :

$$(I.38) \quad v_{BEN}(x', \omega) = \int_0^z G(x, x', \omega) \left[ R_B j_{NB}(x, \omega) + \frac{\partial}{\partial x} (x E_N(x, \omega)) \right] dx$$

et le courant collecteur se met sous la forme :

$$(I.39) \quad i_{CN} = \int_0^z \frac{\beta_A F(x') \varphi(\omega)}{R_B (1 + j\Omega)} \left\{ \int_0^z G(x, x', \omega) \left[ R_B j_{NB}(x, \omega) + \frac{\partial}{\partial x} (x E_N(x, \omega)) \right] dx \right\} dx' + \int_0^z j_{NC}(x', \omega) dx'$$

En réarrangeant les termes dans (I.39), et en utilisant (I.37), il vient :

$$(I.40) \quad i_{CN} = \frac{\beta_A \varphi(\omega)}{1 + j\Omega} \int_0^z \left\{ j_{NB}(x, \omega) + \frac{1}{R_B} \frac{\partial}{\partial x} (x E_N(x, \omega)) \right\} * \left[ \int_0^z F(x') G(x', x, \omega) dx' \right] dx + \int_0^z j_{NC}(x, \omega) dx$$

Le terme entre crochets dans (I.40) n'est autre que la solution  $v(x, \omega)$  de l'équation :

$$(I.41) \quad \mathcal{L} v(x, \omega) = F(x)$$

avec des conditions aux limites sur  $v(x, \omega)$  identiques à celles sur  $v_{BEN}(x, \omega)$  en (I.34). Si nous comparons cette équation au système constitué de (I.20) à (I.23), nous pouvons écrire :

$$v(x, \omega) = \frac{v_{BE}(x, \omega)}{v_{BE}(\omega)} - 1$$

et  $i_{CN}$  devient, après une intégration par parties :

$$(I.42) \quad i_{CN} = - \frac{\beta_A \varphi(\omega)}{1 + j\Omega} \left\{ \int_0^x \frac{v_{BE}(\omega) - v_{BE}(x, \omega)}{v_{BE}(\omega)} j_{NB}(x, \omega) dx + \right. \\ \left. + \frac{1}{R_B} \int_0^x x E_N(x, \omega) \frac{\partial}{\partial x} \left[ \frac{v_{BE}(x, \omega)}{v_{BE}(\omega)} \right] dx \right\} + \int_0^x j_{NC}(x, \omega) dx$$

Nous retrouvons, dans cette expression, un terme de bruit de grenaille dû à  $j_{NC}$ , identique à celui de (I.31) et un terme de bruit thermique en  $E_N$ . Dans (I.42) figure également un terme en  $j_{NB}$  que nous étudierons plus en détail dans le prochain paragraphe.

### I.3. LE SCHEMA COMPACT EQUIVALENT.

L'utilisation d'un modèle distribué pour calculer le bruit d'un transistor est sans intérêt pratique si on ne lui associe pas un schéma compact équivalent apte à simuler toutes ses propriétés. Plusieurs auteurs ont montré qu'en régime dynamique, le modèle distribué est équivalent au transistor idéal auquel on adjoint, en série avec la connection de base, une impédance non linéaire, notée  $z_{BB}$ , pour prendre en compte les effets de la résistance répartie dans la zone de base (4)(5).

Dans ce qui suit, nous adopterons cette représentation comme support pour les études de bruit. Conformément à ce qui précède, le schéma peut être complété par quatre générateurs de bruit (fig.I.6) : une source de bruit thermique  $e_N$ , deux sources de bruit de grenaille  $i_{NB}$  et  $i_{NC}$  et un générateur  $e_D'$  correspondant au terme supplémentaire de (I.42).

I.3.1. Identification des paramètres du schéma compact

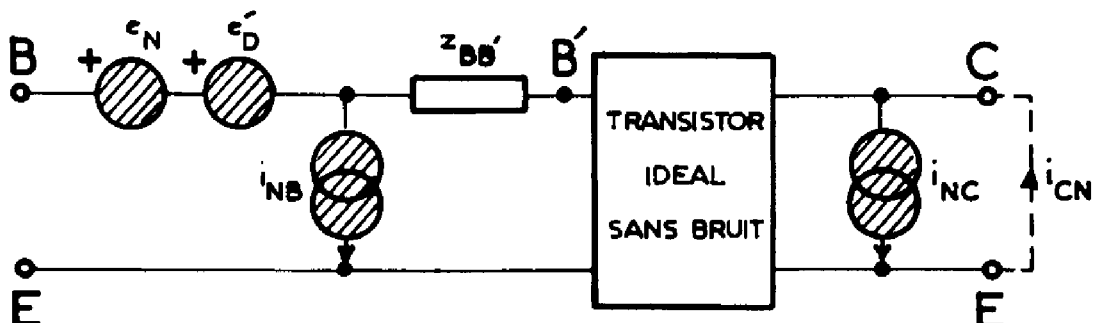


Figure I.6 Schéma compact équivalent au bruit du transistor.

L'identification des paramètres du schéma compact nécessite tout d'abord le calcul de l'impédance de base  $z_{BB'}$ . L'examen de la figure I.6 montre qu'elle est égale à la différence des impédances vues entre les noeuds B et E d'une part, B' et E d'autre part. Le transistor est encore monté en émetteur commun. Sa sortie est en court-circuit. En reprenant les notations de (I.9),  $z_{B,E}$  s'écrit :

$$(I.43) \quad z_{BE} = \frac{1}{y_{11E}} = \frac{U_T}{I_B(1+j\Omega)}$$

et  $z_{BE}$  est égale au rapport de la tension et du courant au contact de la base, c'est à dire, en tenant compte de (I.19) :

$$(I.44) \quad z_{BE} = \frac{v_{BE}(x, \omega)}{x \frac{\partial}{\partial x} v_{BE}(x, \omega)} \Big|_{x=z}$$

En portant (I.17) dans (I.43), on obtient l'expression de  $z_{BB'}$  :

$$(I.45) \quad z_{BB'} = R_B \left[ \frac{1}{x \frac{d}{dx} (\text{Log } v_{BE}(x, \omega))} \Big|_{x=z} - \frac{1}{a(1+j\Omega)} \right]$$

Quant aux générateurs  $i_{NB}$ ,  $i_{NC}$ ,  $e_N$  et  $e_D$ , la comparaison des courants de bruit de sortie dans le modèle distribué et dans le schéma compact permet leur identification. Nous reprendrons donc les deux configurations adoptées en I.2.2. : entrée en circuit ouvert et entrée en court-circuit.

Dans le premier cas, le courant collecteur dépend uniquement de  $i_{NB}$  et  $i_{NC}$  :

$$i_{CN} = - \frac{y_{21E}}{y_{11E}} i_{NB} + i_{NC}$$

en explicitant  $y_{21E}$  et  $y_{11E}$ , on obtient :

$$(I.46) \quad i_{CN} = - \frac{\beta_A \varphi(\omega)}{1 + j\Omega} i_{NB} + i_{NC}$$

La comparaison de cette relation avec son homologue (I.31) donne immédiatement  $i_{NB}$  et  $i_{NC}$  :

$$(I.47) \quad i_{NB} = \int_0^{\tau} j_{NB} dx$$

$$(I.48) \quad i_{NC} = \int_0^{\tau} j_{NC} dx$$

Examinons le deuxième cas de figure. L'entrée est en court-circuit. Le courant de sortie devient :

$$i_{CN} = - \frac{y_{21E}}{y_{11E} \cdot Z_{BE}} (e'_D + e_N) + i_{NC}$$

ou encore :

$$(I.49) \quad i_{CN} = - \frac{\beta_A \varphi(\omega)}{Z_{BE} (1 + j\Omega)} (e'_D + e_N) + i_{NC}$$

L'examen de (I.42) permet d'en déduire les valeurs de  $e'_D$  et  $e_N$  :

$$(I.50) \quad e'_D = Z_{BE} \int_0^{\tau} \left[ 1 - \frac{v_{BE}(x, \omega)}{v_{BE}(\omega)} \right] j_{NB}(x, \omega) dx$$

$$(I.51) \quad e_N = \frac{Z_{BE}}{R_B} \int_0^{\tau} x \mathcal{E}_N(x) \frac{\partial}{\partial x} \left[ \frac{v_{BE}(x, \omega)}{v_{BE}(\omega)} \right] dx$$

Les expressions donnant les valeurs instantannées des différents générateurs de bruit permettent de calculer leurs valeurs quadratiques moyennes et leurs corrélations. Ainsi, en utilisant (I.24), (I.47) et (I.48), on obtient :

$$(I.52) \quad \begin{cases} \overline{i_{NB} i_{NB}^*} = 2q(1 - \alpha_A) I_E \Delta f \\ \overline{i_{NC} i_{NC}^*} = 2q \alpha_A I_E \Delta f \\ \overline{i_{NB} i_{NC}^*} = \left[ 2kT \frac{\alpha_A I_E}{U_T} \varphi(\omega) - 2q \alpha_A I_E \right] \Delta f \end{cases}$$



Ces formules montrent clairement, lorsqu'on les compare à (I.4) que notre représentation du transistor actif à l'aide du transistor idéal est parfaitement justifiée : les sources que nous venons de calculer sont bien celles que nous lui avons associé. La corrélation peut être réécrite sous sa forme habituelle :

$$(I.53) \quad \overline{i_{NB} i_{NC}^*} = [2kT(y_{11E}^* + y_{12E}) - 2q\alpha_A I_E] \Delta f$$

Pour les générateurs en tension, en utilisant (I.24) à (I.26), (I.50) et (I.51), il vient :

$$(I.54) \quad \overline{e_D' e_D'^*} = 2q(1-\alpha_A) |z_{BE}|^2 \Delta f \int_0^{\tau} 2\pi x J_E(x) \left| 1 - \frac{v_{BE}(x, \omega)}{v_{BE}(\omega)} \right|^2 dx$$

$$(I.55) \quad \overline{e_N e_N^*} = 4kT \frac{|z_{BE}|^2}{R_B} \Delta f \int_0^{\tau} x \left| \frac{\partial}{\partial x} \frac{v_{BE}(x, \omega)}{v_{BE}(\omega)} \right|^2 dx$$

Quant à la corrélation entre  $e_D'$  et  $i_{NB}$ , elle s'écrit :

$$\overline{e_D' i_{NB}^*} = 2q(1-\alpha_A) z_{BE} \Delta f \int_0^{\tau} \left[ 1 - \frac{v_{BE}(x, \omega)}{v_{BE}(\omega)} \right] 2\pi x J_E(x) dx$$

Cette dernière expression se calcule aisément à l'aide de la relation (I.9). On obtient :

$$\overline{e_D' i_{NB}^*} = 2q(1-\alpha_A) I_E \Delta f \left[ z_{BE} - \frac{U_T z_{BE}}{(1-\alpha_A) I_E (1+j\Omega)} \frac{1}{v_{BE}(\omega)} \int_0^{\tau} 2\pi x y_{11E}(x) v_{BE}(x, \omega) dx \right]$$

Le terme à intégrer n'est autre que  $di_B(x, \omega)/dx$  et l'on trouve immédiatement, compte tenu de (I.43) :

$$(I.56) \quad \overline{e_D' i_{NB}^*} = 2q(1-\alpha_A) I_E z_{BB'} \Delta f$$

Une démarche identique permet d'obtenir  $\overline{e_D' i_{NC}^*}$  :

$$(I.57) \quad \overline{e_D' i_{NC}^*} = z_{BB'} \overline{i_{NB} i_{NC}^*}$$

Les corrélations entre  $e_D'$  et  $i_{NB}$  d'une part,  $e_D'$  et  $i_{NC}$  d'autre part, sont donc uniquement fonctions de l'impédance de base  $z_{BB'}$ , et des deux sources de courant. Dans ces conditions, il est particulièrement intéressant de déplacer la source  $i_{NB}$  du noeud B au noeud B'. Cela permet, ainsi que nous allons le montrer d'éliminer ces deux corrélations.

I.3.2. Schéma équivalent comportant des générateurs de bruit indépendants à l'entrée

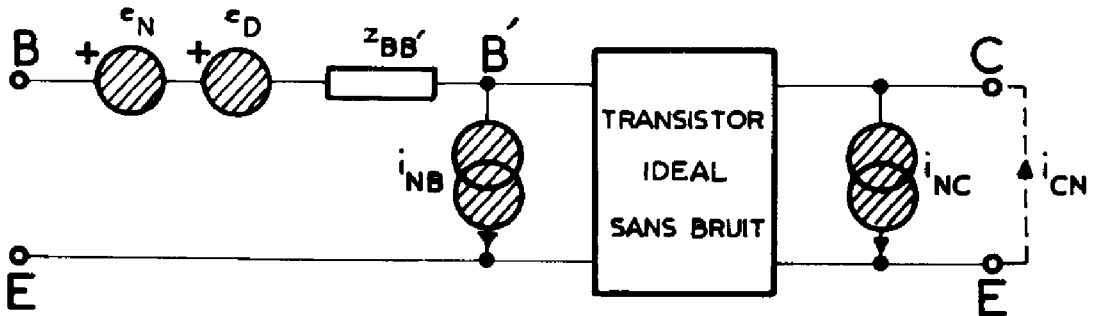


Figure I.7 Représentation équivalente à celle de la Figure I.6.

Le déplacement de la source  $i_{NB}$  de B en B' (fig.I.7.) a pour seul effet de modifier l'expression du générateur en tension  $e_D$ . Dans cette configuration, il devient :

$$(I.58) \quad e_D = e'_D - z_{BB'} i_{NB}$$

Les corrélations  $\overline{e_D i_{NB}^*}$  et  $\overline{e_D i_{NC}^*}$  sont alors nulles, si l'on se réfère aux expressions (I.56) et (I.57). Par ailleurs, (I.58) suggère d'écrire  $\overline{e_D e_D^*}$  sous la forme :

$$(I.59) \quad \overline{e_D e_D^*} = p^2 |z_{BB'}|^2 \overline{i_{NB} i_{NB}^*} = 2q(1-\alpha_A) I_E p^2 |z_{BB'}|^2 \Delta f$$

où  $p^2$  peut être défini à partir de (I.54) et (I.58). Un calcul similaire à celui que nous avons mené pour l'obtention de (I.56) permet de montrer que :

$$(I.60) \quad p^2 = \frac{1}{|z_{BB'}|^2} \left[ \frac{|z_{BE}|^2}{I_E} \int_0^z 2\pi x J_E(x) \left| \frac{v_{BE}(x, \omega)}{v_{BE}(\omega)} \right|^2 dx - |z_{B'E}|^2 \right]$$

Quant au générateur de bruit thermique  $e_N$ , associé à la zone de base, nous l'écrivons, par analogie avec les résultats des études antérieures sur le bruit de fond du transistor (1)(2) :

$$(I.61) \quad \overline{e_N e_N^*} = 4kT R_{BN} \Delta f$$

avec

$$(I.62) \quad R_{BN} = \frac{|z_{BE}|^2}{R_B} \int_0^z x \left| \frac{\partial v_{BE}(x, \omega)}{\partial x} \right|^2 dx$$

La comparaison de cette relation et de (I.45) montre que la résistance  $R_{BN}$  équivalente au bruit thermique de la zone active est différente de la résistance de base. Dans ce qui suit, nous reviendrons d'une manière plus détaillée sur cette propriété.

Les éléments du schéma équivalent de la figure (I.7) sont ainsi tous déterminés si l'on connaît la tension base émetteur  $v_{BE}(x, \omega)$  en chaque point de la jonction. Ses variations sont régies par l'équation différentielle (I.20), avec les conditions aux limites (I.22) et (I.23). Si l'on effectue le changement de variable :

$$(I.63) \quad y = \frac{(a+4)r^2 + ax^2}{(a+4)r^2 - ax^2}$$

l'équation (I.20) devient :

$$(I.64) \quad \frac{\partial}{\partial y} \left[ (y^2 - 1) \frac{\partial v_{BE}(y, \omega)}{\partial y} \right] - \mathcal{L}(1 + j\Omega) v_{BE}(y, \omega) = 0$$

qui est l'équation différentielle de Legendre. La solution est une combinaison linéaire de  $P_\lambda(y)$  et  $Q_\lambda(y)$ , fonctions de Legendre de première et deuxième espèce (16). Nous avons posé  $\lambda$  tel que :

$$(I.65) \quad \lambda(\lambda + 1) = \mathcal{L}(1 + j\Omega)$$

La condition (I.23), étant incompatible avec la singularité logarithmique que présente  $Q_\lambda(y)$  en  $y=1(x=0)$ , impose que  $v_{BE}$  ne dépende que de  $P_\lambda(y)$  :

$$(I.66) \quad v_{BE}(y, \omega) = A P_\lambda(y) = A y^\lambda F\left(-\frac{\lambda}{2}, \frac{1-\lambda}{2} \middle| 1 \middle| 1 - \frac{1}{y^2}\right)$$

et si l'on tient compte de (I.22) :

$$(I.67) \quad v_{BE}(y, \omega) = v_{BE}(\omega) \frac{y^\lambda F\left(-\frac{\lambda}{2}, \frac{1-\lambda}{2} \middle| 1 \middle| 1 - \frac{1}{y^2}\right)}{\left(\frac{a+4}{2}\right)^\lambda F\left(-\frac{\lambda}{2}, \frac{1-\lambda}{2} \middle| 1 \middle| \frac{a(a+4)}{(a+4)^2}\right)}$$

Expressions dans lesquelles  $F(a, b | c | z)$  est la fonction hypergéométrique définie dans (16) :

$$(I.68) \quad F(a, b | c | z) = 1 + \sum_{m=1}^{\infty} T_m(z)$$

avec :

$$T_m(z) = \prod_{n=1}^m \frac{(a+n-1)(b+n-1)}{(c+n-1)n} z^n$$

$F(a,b|c|z)$  converge à condition que  $|z|$  soit inférieur à l'unité, ce qui est le cas.

Il nous faut préciser également la valeur du paramètre  $\lambda$ . L'équation (I.65) a deux racines distinctes. L'une et l'autre conduisant au même résultat pour  $v_{BE}(y,\omega)$  dans l'expression (I.66), (16), nous utiliserons par la suite la solution à partie réelle positive :

$$(I.69) \quad \lambda = \sqrt{\sqrt{\Omega^2 + \frac{81}{64}} + \frac{9}{8}} - \frac{1}{\ell} + j\sqrt{\sqrt{\Omega^2 + \frac{81}{64}} - \frac{9}{8}}$$

#### I.4. EVALUATION DES PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT.

Le rôle du nouveau schéma équivalent que nous avons établi au paragraphe précédent est de permettre la simulation en bruit de fond du transistor. Ses éléments doivent donc s'exprimer en fonction de paramètres simples, statiques si possible, qui caractérisent le composant. S'il en est ainsi pour les générateurs  $i_{NB}$  et  $i_{NC}$ , il n'en est pas de même pour les paramètres  $p^2$  et  $R_{BN}$ . La complexité des relations (I.45), (I.60) et (I.62) nous ont amené à calculer numériquement la valeur de ces éléments en fonction du courant de polarisation et de la fréquence.

##### I.4.1. Simulation numérique des éléments du schéma équivalent

Bien que la formule (I.67), donnant l'expression de la tension émetteur base soit générale, elle n'est pas utilisable sous cette forme pour les calculs analytiques. Elle nous a cependant permis de calculer numériquement  $z_{BB}'$ ,  $R_{BN}$  et  $p^2$ . En effet, il est possible de montrer que dans le cas le plus défavorable, c'est à dire lorsque l'argument  $z$  est égal à 1 (et il lui est toujours inférieur), la série hypergéométrique (I.66) est absolument convergente à partir du terme  $n_0$  tel que :

$$n_0 > \frac{5}{4} + \frac{\sqrt{\Omega}}{\ell}$$

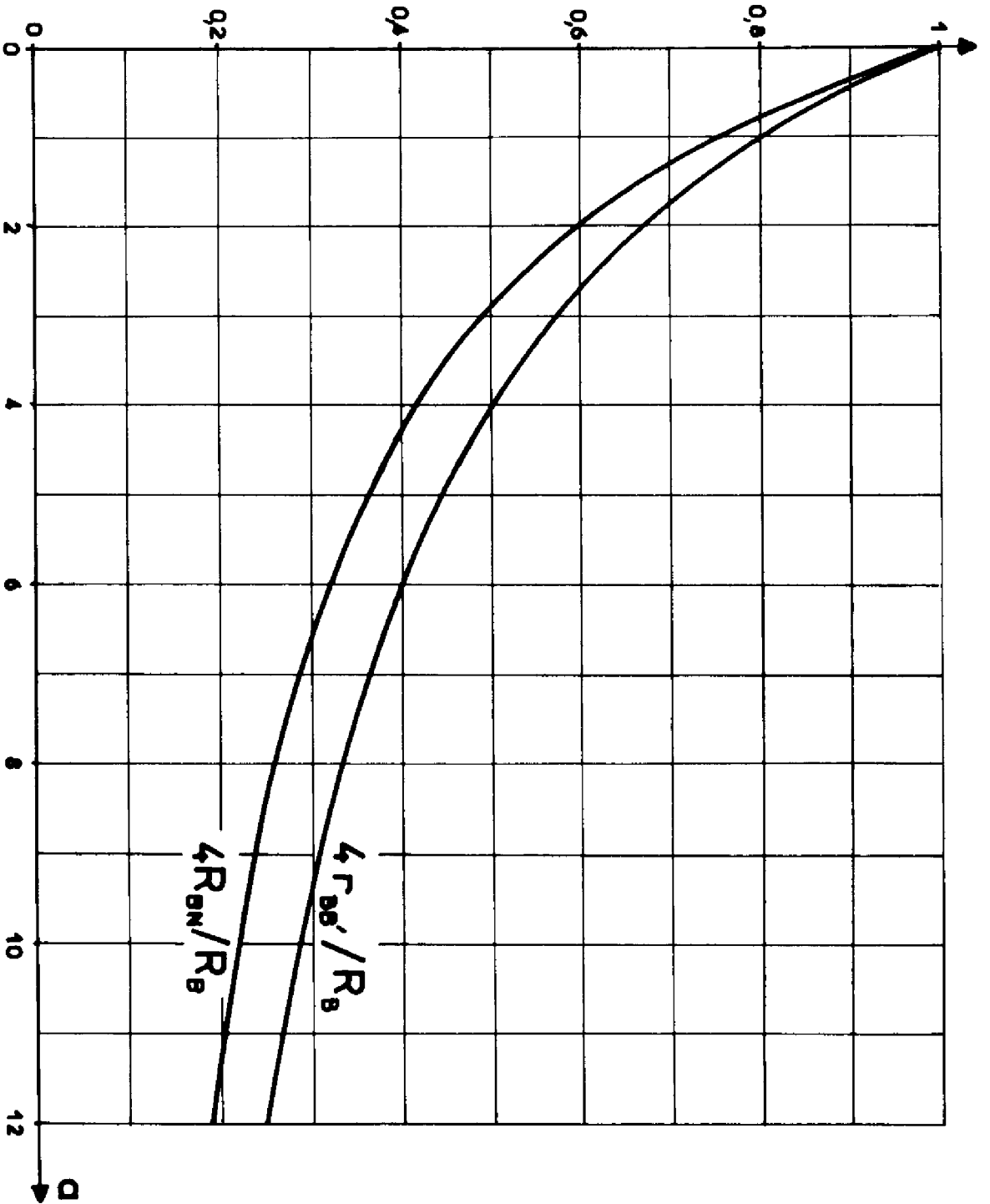


Figure I.8 Comparaison des variations basse fréquence de la résistance de bruit  $R_{BN}$  et de la résistance de base  $r_{bb'}$ , en fonction du niveau d'injection.

Le critère que nous avons retenu pour limiter la série est le rapport des modules du terme  $T_n$  d'ordre  $n$  et de la somme des  $(n-1)$  premiers termes. Dans le programme de calcul que nous donnons en annexe A1, nous avons utilisé un rapport de 1/100 qui conduit à une précision suffisante ainsi que l'ont montré plusieurs essais. Les intégrales des expressions (I.60) et (I.62) sont calculées par la méthode des trapèzes. Nous avons ainsi obtenu les valeurs des paramètres du schéma équivalent pour plusieurs niveaux de polarisation ( $a=R_B I_B / U_T$ ) et pour différentes fréquences (normalisées par rapport à  $f\beta$ ). Les variations de ces éléments ont été reportées sur les figures I.8 à I.11. L'examen de ces courbes montre que :

- En basse fréquence, l'impédance de base se comporte comme une résistance (notée  $r_{BB}$ ,) dont la valeur décroît lorsque le niveau de polarisation augmente, (fig.I.8). La résistance de bruit  $R_{BN}$  reste inférieure à  $r_{BB}$ , et l'écart croît avec le courant. Le coefficient  $p^2$  est constant et égal à 1/3, quel que soit le niveau.
- En haute fréquence, le module de  $z_{BB}$ , décroît lorsque la pulsation augmente, tandis que sa phase tend asymptotiquement vers  $-45^\circ$ , fig.I.9a et b.  $R_{BN}$  tend vers la partie réelle de  $z_{BB}$ , et  $p$  tend vers zéro (fig.I.10 et I.11).

Pour préciser ces variations, nous avons calculé analytiquement la valeur de ces paramètres pour différentes conditions de fréquence et de polarisation.

#### I.4.2. Calcul analytique des éléments du schéma équivalent

La série hypergéométrique qui apparaît dans l'expression de  $v_{BE}(x,\omega)$  peut être approchée par des fonctions relativement simples pour des conditions particulières de fonctionnement. Nous considérons ici trois cas :

- en basse fréquence, quel que soit le niveau de polarisation,
- en moyenne fréquence, à faible niveau de courant,
- en haute fréquence, pour toutes les polarisations.

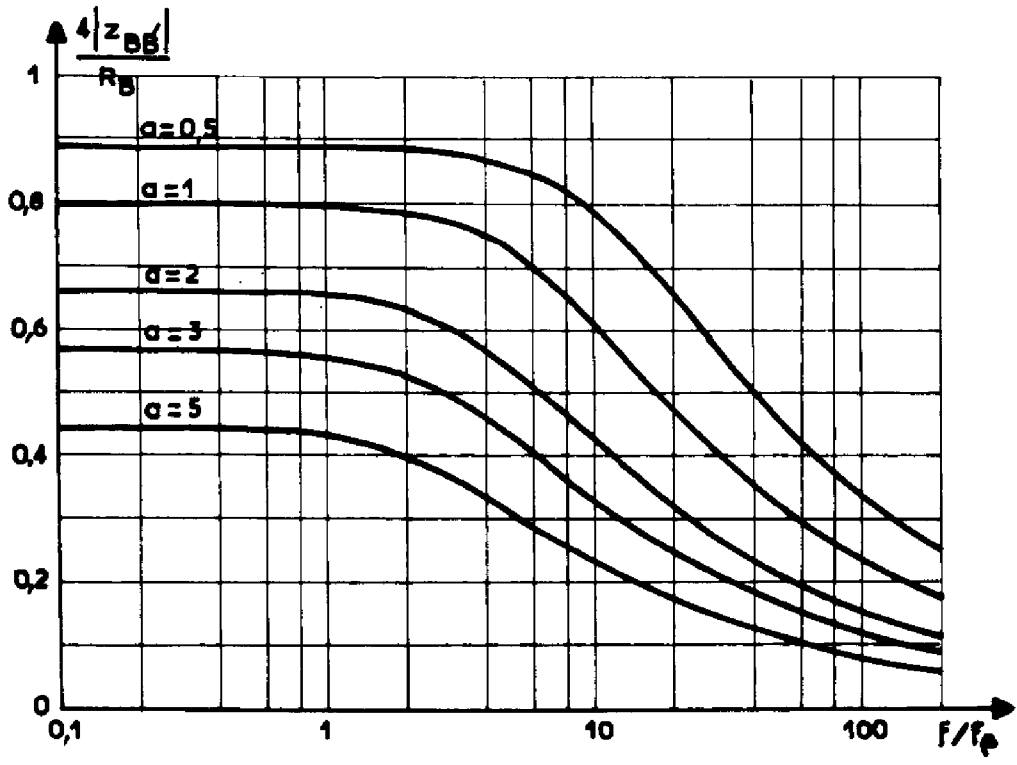


Figure I.9.a

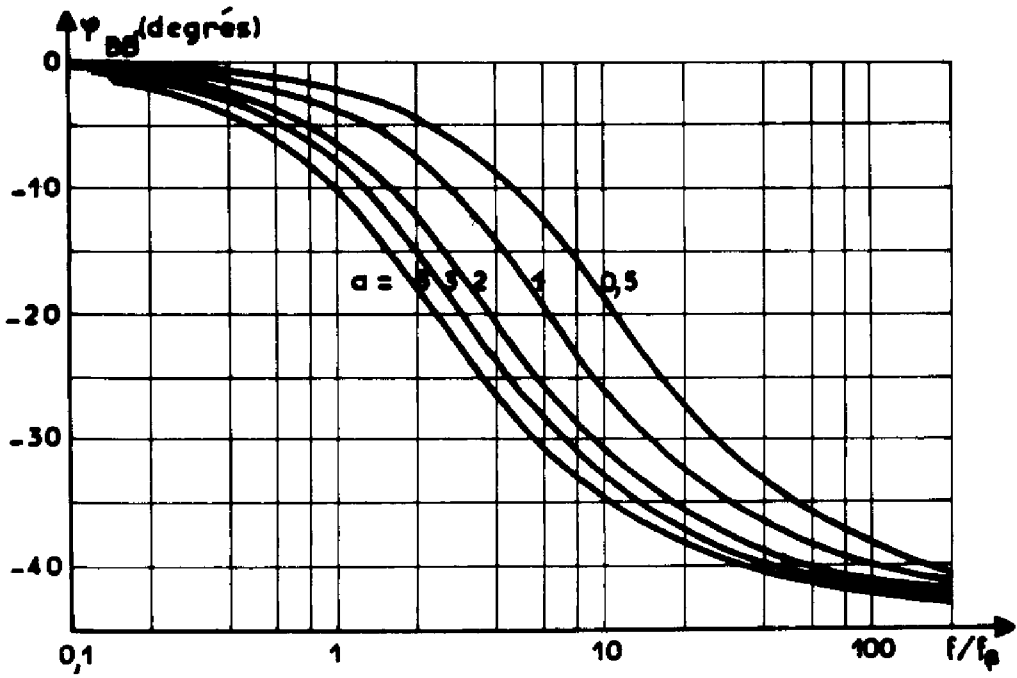


Figure I.9.b

Variations du module (a), et de la phase (b) de l'impédance de base en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs du niveau d'injection.

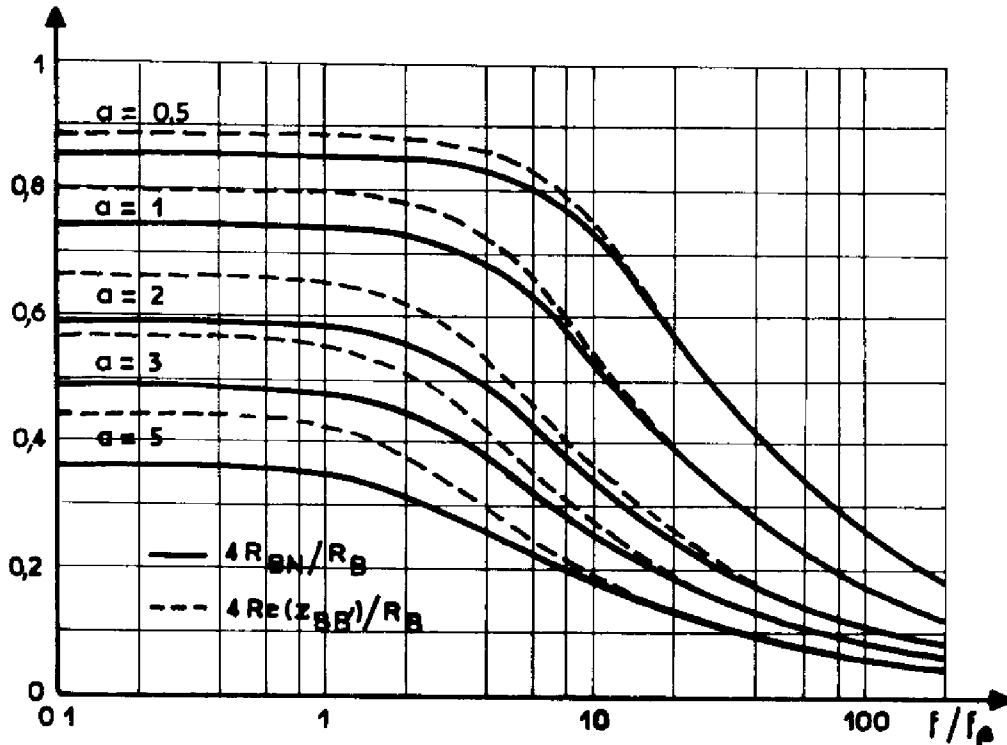


Figure I.10 Comparaison des variations de la résistance de bruit  $R_{BN}$  et de la partie réelle de  $z_{BB}$ , en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du niveau de polarisation.

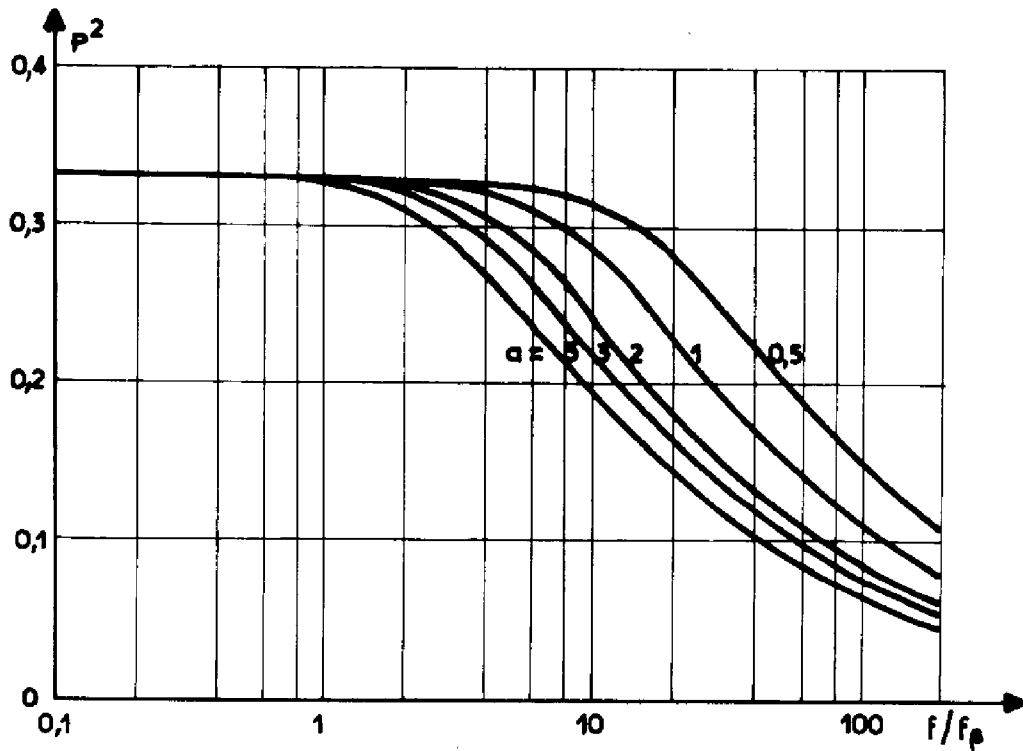


Figure I.11 Variations du coefficient  $p^2$  en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du niveau d'injection.



I.4.2.1. Régime basse fréquence.

Nous limiterons le domaine des basses fréquences aux pulsations très inférieures à  $\omega_p$ . Dans ces conditions, le paramètre  $\lambda$ , défini en (I.69), est très voisin de l'unité et l'expression de  $v_{BE}(y, \omega)$  (I.67) se réduit à :

$$v_{BE}(y, \omega) = v_{BE}(\omega) \frac{2y}{a+l}$$

ou encore :

$$(I.70) \quad v_{BE}(x, \omega) = v_{BE}(\omega) \frac{2}{a+l} \frac{(a+4)z^2 + ax^2}{(a+4)z^2 - ax^2}$$

Nous pouvons en déduire aisément les expressions de  $z_{BE}$ ,  $z_{BB'}$ ,  $R_{BN}$  et  $p^2$ . L'impédance d'entrée et l'impédance de base s'écrivent respectivement :

$$(I.71) \quad z_{BE} = \frac{2R_B(a+l)}{a(a+4)}$$

$$(I.72) \quad z_{BB'} = \frac{R_B}{a+4}$$

Ce résultat confirme et précise la remarque de la section I.4.1. En basse fréquence, l'impédance de base est une résistance qui décroît hyperboliquement avec le niveau de courant. Quant aux paramètres de bruit, leur calcul n'offre pas de difficulté particulière. En reportant (I.70) dans (I.60) et (I.62), on obtient :

$$(I.73) \quad p^2 = 1/3$$

$$(I.74) \quad R_{BN} = \frac{2}{3} \frac{a+6}{a+4} \frac{R_B}{a+4}$$

Examinons tout d'abord la deuxième de ces relations. Elle indique clairement que dans le cas général, la résistance de bruit du modèle diffère de la résistance de base. Elles ne sont égales qu'à très faible niveau de polarisation. Cela signifie que pour des courants plus élevés, les modèles antérieurs ne sont plus valables ; à très fort niveau,  $R_{BN}$  n'est plus que les deux tiers de la résistance de base. Notons que ce résultat est en accord avec le calcul numérique effectué par Pals (7) sur un transistor à géométrie rectangulaire.

Par ailleurs, la relation (I.73) montre qu'au générateur de bruit thermique  $e_N$ , associé à la zone de base, il faut ajouter une source de tension  $e_D$  qui a pour origine le bruit de grenaille. L'existence de ce générateur a déjà été mise en évidence par Patterson (6) dans le cas particulier où la défocalisation statique des lignes de courant n'intervient pas, c'est à dire à faible niveau de polarisation. Pour chiffrer l'importance de cette source, précisons qu'aux forts courants, la valeur quadratique moyenne de  $e_D$  est égale au quart de celle de  $e_N$ .

I.4.2.2. Cas de faibles niveaux de courant.

Lorsque le niveau de polarisation reste faible, la tension émetteur base et sa dérivée en tout point peuvent se mettre sous la forme :  
(16)

$$(I.75) \left\{ \begin{aligned} v_{BE}(x, \omega) &= v_{BE}(\omega) \frac{F(-\lambda, \lambda+1 | 1 | \frac{ax^2}{ax^2 - (a+4)r^2})}{F(-\lambda, \lambda+1 | 1 | -a/4)} \\ \frac{dv_{BE}(x, \omega)}{dx} &= v_{BE}(\omega) \frac{4a(a+4)xr^2(1+j\Omega)}{[ax^2 - (a+4)r^2]^2} \times \\ &\times \frac{F(-\lambda+1, \lambda+2 | 2 | \frac{ax^2}{ax^2 - (a+4)r^2})}{F(-\lambda, \lambda+1 | 1 | -a/4)} \end{aligned} \right.$$

Nous ne nous intéressons ici qu'aux niveaux de courant et au domaine de fréquence définis par :

$$(I.76) \left\{ \begin{aligned} a &\ll 4 \\ \Omega &\ll 8/a \end{aligned} \right.$$

Dans ces conditions, les séries qui apparaissent dans les expressions (I.75) convergent très rapidement et sont déterminées uniquement par leurs deux premiers termes :

$$(I.77) \quad \left\{ \begin{array}{l} v_{BE}(x, \omega) \approx v_{BE}(\omega) \frac{1 + (1 + j\Omega) \frac{ax^2}{2\tau^2}}{1 + (1 + j\Omega) \frac{a}{\ell}} \\ \frac{dv_{BE}(x, \omega)}{dx} \approx v_{BE}(\omega) a \frac{x}{\tau^2} (1 + j\Omega) \frac{1 + j\Omega \frac{ax^2}{2\tau^2}}{1 + (1 + j\Omega) \frac{a}{\ell}} \end{array} \right.$$

Le report de (I.77) dans (I.45) permet de calculer l'impédance de base :

$$(I.78) \quad Z_{BB'} \approx R_B / 4$$

Notons que cette expression est identique à (I.72) puisque nous étudions le cas où  $a$  reste très faible devant 4. Il en est de même pour les paramètres de bruit. Dans le domaine de fréquence étudié, ils se réduisent à :

$$(I.79) \quad \left\{ \begin{array}{l} R_{BN} \approx R_B / 4 \\ \rho^2 \approx 1/3 \end{array} \right.$$

Ainsi, le cas que nous venons de considérer peut être assimilé à celui des basses fréquences. Il est alors commode de définir leur domaine de validité en utilisant la pulsation  $\omega_1$  introduite par G.REY(5). Les paramètres du schéma équivalent sont indépendants de la fréquence à condition que :

$$(I.80) \quad \omega \ll \omega_i = \frac{2(a+4)\omega_p}{a}$$

#### I.4.2.3. Cas des hautes fréquences.

En haute fréquence, il est encore possible d'aboutir à une forme analytique de  $v_{BE}(x, \omega)$  en étudiant le comportement de  $P_\lambda(y)$  dans (I.66) lorsque  $\lambda$  devient grand (17). Une solution approchée peut également être obtenue

en résolvant (I.20) par la méthode de Wentzel, Kramers, Brillouin et Jeffreys, (W.K.B.J.), déjà utilisée pour le même problème par G.REY et Ph.LETURCQ (9). Les deux démarches conduisent au même résultat :

$$(I.81) \left\{ \begin{array}{l} v_{BE}(x, \omega) \approx v_{BE}(\omega) \sqrt{\frac{r^2 - Ax^2}{4rx}} \left\{ \frac{1-A}{1+A} \frac{r+Ax}{r-Ax} \right\}^{(1+j)\sqrt{\Omega}} \\ \frac{dv_{BE}(x, \omega)}{dx} \approx \frac{\ell j r \sqrt{A\Omega}}{r^2 - A^2 x^2} v_{BE}(x, \omega) \end{array} \right.$$

où l'on a posé :

$$A = \sqrt{\frac{a}{a+4}}$$

Ce résultat n'est toutefois valable qu'à condition que :

$$(I.82) \left( \frac{(a+4)r^2 + ax^2}{2xr\sqrt{a(a+4)}} \right)^2 - 1 \ll 8|1+j\Omega|$$

Il est évident que cette inégalité ne sera jamais vérifiée au centre du transistor, et que donc l'approximation sur  $v_{BE}(x, \omega)$  et sa dérivée y sera très mauvaise. Toutefois,

- le calcul de  $Z_{BB}$ , ne fait intervenir que  $v_{BE}(r, \omega)$ ,
- dans l'expression de  $R_{BN}$ ,  $|dv_{BE}(x, \omega)/dx|^2$  est pondéré par  $x$ ,
- pour le calcul de  $P^2$ ,  $|v_{BE}(x, \omega)|^2$  est multiplié par  $I_E(x)$ , nul au centre.

Pour ces raisons, nous admettrons que si la condition (I.82) est vérifiée sur la plus grande partie de la surface du transistor ( $0,1 r < x < r$ ), les relations (I.81) constituent des approximations suffisantes de  $v_{BE}(x, \omega)$ , ce que justifient, a posteriori, les résultats numériques. (I.82) devient alors :

$$(I.83) \quad \omega \gg \omega_i = \frac{\ell(a+4)}{a} \omega_\beta$$

Le calcul de l'impédance de base conduit à :

$$Z_{BB'} \approx Z_{BE} \approx \frac{R_B(1-j)}{\sqrt{a(a+4)\Omega}}$$

ou encore, en revenant à l'écriture de G.REY :

$$(I.84) \quad Z_{BB'} \approx Z_{BE} \approx \frac{R_B}{a+4} \sqrt{j \frac{\omega}{\omega_i}}$$

En ce qui concerne les paramètres de bruit, on obtient après intégration de (I.62) et (I.60) :

$$(I.85) \quad R_{BN} \approx \frac{R_B}{(a+4)\sqrt{2\omega/\omega_i}}$$

$$(I.86) \quad p^2 \approx \sqrt{\omega_i/\delta\omega}$$

Ces résultats, en accord avec les conclusions du paragraphe I.4.1., précisent les variations des éléments du schéma équivalent pour le domaine des hautes fréquences :

- le module de  $Z_{BB'}$ , qui se confond avec  $Z_{BE}$  décroît comme l'inverse de la racine carrée de la pulsation tandis que la phase de l'impédance de base est approximativement égale à  $-45^\circ$ ,
- $R_{BN}$  tend vers la partie réelle de  $Z_{BB'}$ . Il est donc possible, en haute fréquence, de confondre le bruit thermique de la zone de base avec celui de  $Z_{BB'}$ ,
- $p^2$  tend vers zéro avec  $1/\sqrt{\omega}$ . Ainsi, le générateur  $e_D$  que nous avons défini disparaît lorsque  $\omega$  est très supérieur à  $\omega_i$ .

#### I.5. INFLUENCE DE LA GEOMETRIE DU TRANSISTOR.

Les éléments du schéma équivalent au transistor à géométrie rectangulaire ont été calculés par J.CAMINADE (8). Ils s'expriment sous une forme comparable à ceux de la structure circulaire. Nous avons reporté sur le tableau I.12, les résultats obtenus pour ces deux géométries dans trois cas de conditions d'utilisation. Précisons toutefois que lorsque les relations étaient trop complexes, nous nous sommes limités à en donner des expressions approchées.

		CIRCULAIRE	RECTANGULAIRE
B.F.	$r_{BB'}$	$\frac{R_B}{a+4}$	$\frac{R_B}{a+3}$
	$R_{BN}$	$\frac{2}{3} \frac{a+6}{a+4} \frac{R_B}{a+4}$	$\frac{2}{3} \frac{a+6}{a+4} \frac{R_B}{a+3}$
	$p^2$	$\frac{1}{3}$	$\frac{a+4}{3a+20}$
H.F. faible niveau de courant	$z_{BB'}$	$\frac{R_B / (a+4)}{\sqrt{j\omega / \omega_i}}$	$\frac{R_B / (a+3)}{\sqrt{j\omega / \omega_i}}$
	$R_{BN}$	$\frac{R_B}{(a+4) \sqrt{2\omega / \omega_i}}$	$\frac{R_B}{(a+3) \sqrt{2\omega / \omega_i}}$
	$p^2$	$\sqrt{\frac{\omega_i}{8\omega}}$	$\sqrt{\frac{\omega_i}{16\omega}}$
	$\omega_i$	$\frac{2(a+4)}{a} \omega_p$	$\frac{9\omega_p}{a}$
H.F. fort niveau de courant	$z_{BB'}$	$\frac{R_B / (a+4)}{\sqrt{j\omega / \omega_i}}$	$\frac{R_B / (a+3)}{\sqrt{j\omega / \omega_i}}$
	$R_{BN}$	$\frac{R_B}{(a+4) \sqrt{2\omega / \omega_i}}$	$\frac{R_B}{(a+3) \sqrt{2\omega / \omega_i}}$
	$p^2$	$\sqrt{\frac{\omega_i}{8\omega}}$	$\sqrt{\frac{\omega_i}{8\omega}}$
	$\omega_i$	$\frac{2(a+4)}{a} \omega_p$	$\frac{2(a+4,5)}{a} \omega_p$

Tableau I.12 Comparaison des paramètres du schéma équivalent de bruit pour des transistors à géométrie circulaire et rectangulaire.

L'examen de ce tableau met en évidence une grande similitude entre les paramètres relatifs aux deux géométries. Pour cette raison, nous nous sommes efforcés de donner pour  $R_{BN}$  et  $p^2$  des formules semi-empiriques, englobant les résultats précédents et donc utilisables dans toute la gamme de fréquence. Nous avons conservé pour  $z_{BB'}$ , l'expression due à G.REY (5).

$$(I.87) \quad z_{BB'} \approx \frac{z_{BB'}}{\sqrt{1 + j\omega/\omega_i}}$$

Pour les paramètres de bruit, on obtient :

$$(I.88) \quad R_{BN} \approx \operatorname{Re}(z_{BB'}) \left[ 1 - \frac{a}{3(a+4)\sqrt{1 + \omega^2/\omega_i^2}} \right]$$

$$(I.89) \quad p^2 \approx 0,3 \left( 1 + \omega^2/\omega_i^2 \right)^{-1/4}$$

avec pour la géométrie circulaire :

$$(I.90) \quad z_{BB'} = \frac{R_B}{a+4} \quad \omega_i = \frac{2(a+4)}{a} \omega_\beta$$

et pour un transistor rectangulaire :

$$(I.91) \quad z_{BB'} = \frac{R_B}{a+3} \quad \omega_i = \frac{2(a+4,5)}{a} \omega_\beta$$

Notons que dans les deux cas, le paramètre  $R_B$  a des significations sensiblement différentes. Pour un transistor circulaire, il a été défini en I.13. Pour la géométrie rectangulaire, il désigne la résistance métallurgique de base. Ainsi, pour une structure à double contact de base, dont l'émetteur a une longueur  $l$  et une largeur  $h$ , il s'écrit :

$$(I.92) \quad R_B = \frac{\rho_B h}{4 W_B l}$$

Nous avons reproduit sur les figures I.13 à I.15 les variations exactes et approchées (I.87 à I.91) du module de  $z_{BB'}$ , du rapport  $R_{BN}/\operatorname{Re}(z_{BB'})$  et de  $p^2$ . Les approximations se révèlent satisfaisantes bien que l'on observe des écarts relativement importants sur les figures I.15 a et b.  $p^2$  apparaît cependant toujours comme un terme correctif et nous avons préféré conserver l'expression (I.89) plutôt que de la compliquer.

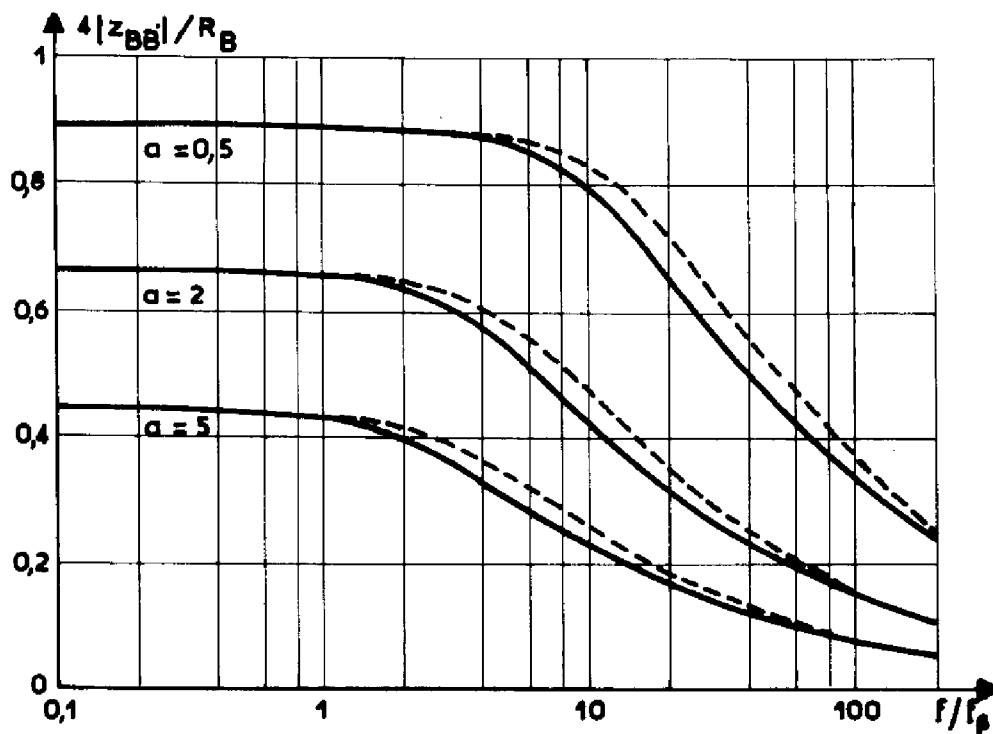


Figure I.13.a

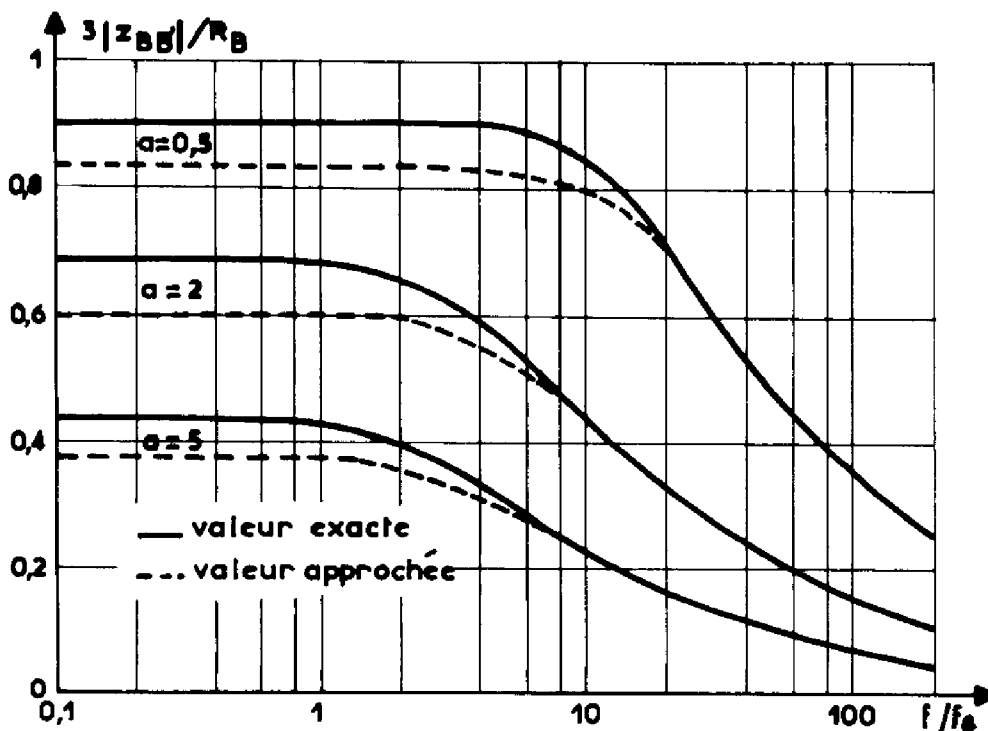


Figure I.13.b

Variations exactes et approchées du module de  $z_{BB}$ , pour différentes valeurs du paramètre  $a$ .

a- Géométrie circulaire,

b- Géométrie rectangulaire.



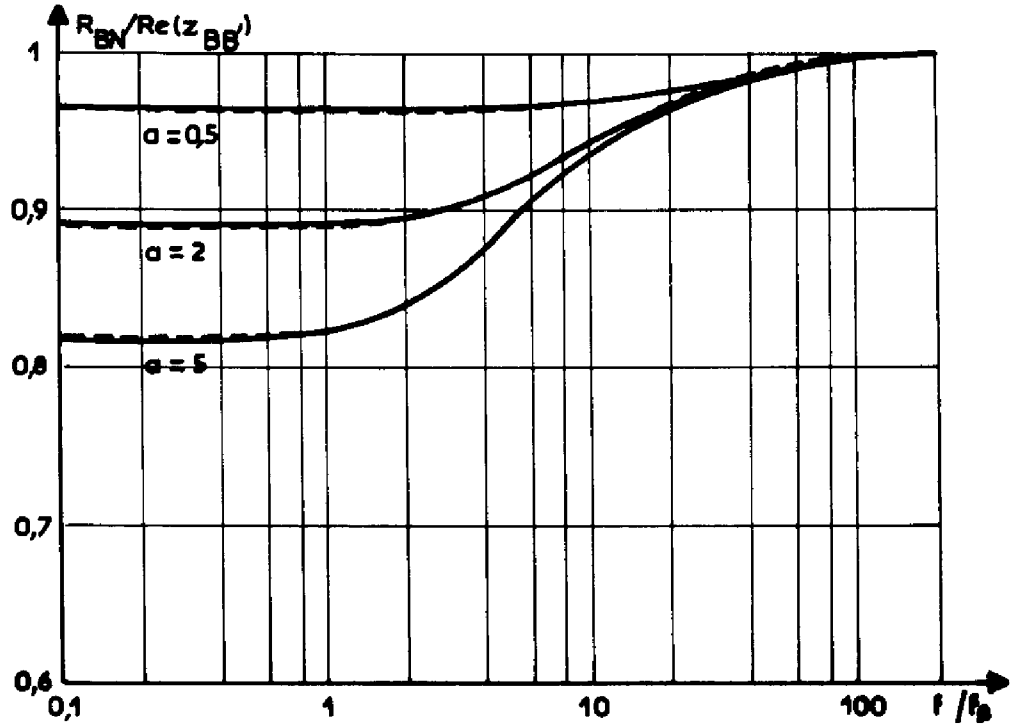


Figure I.14.a

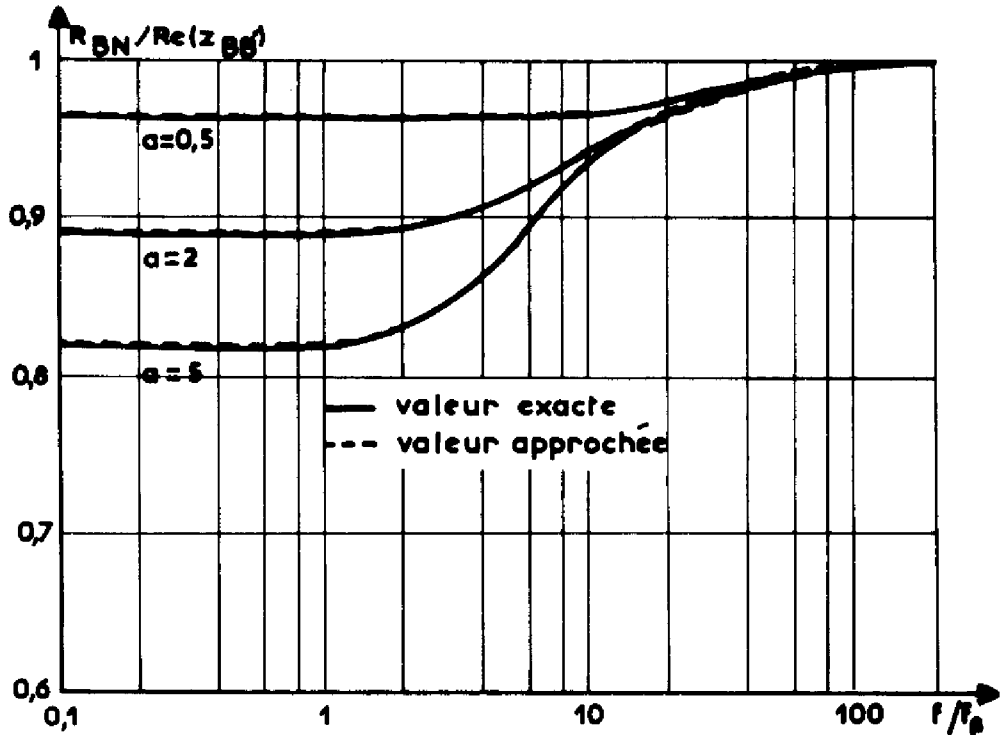


Figure I.14.b

Variations exactes et approchées de  $R_{BN}/Re(z_{BB'})$  pour différentes valeurs du paramètre  $a$ .

a- Géométrie circulaire,

b- Géométrie rectangulaire.

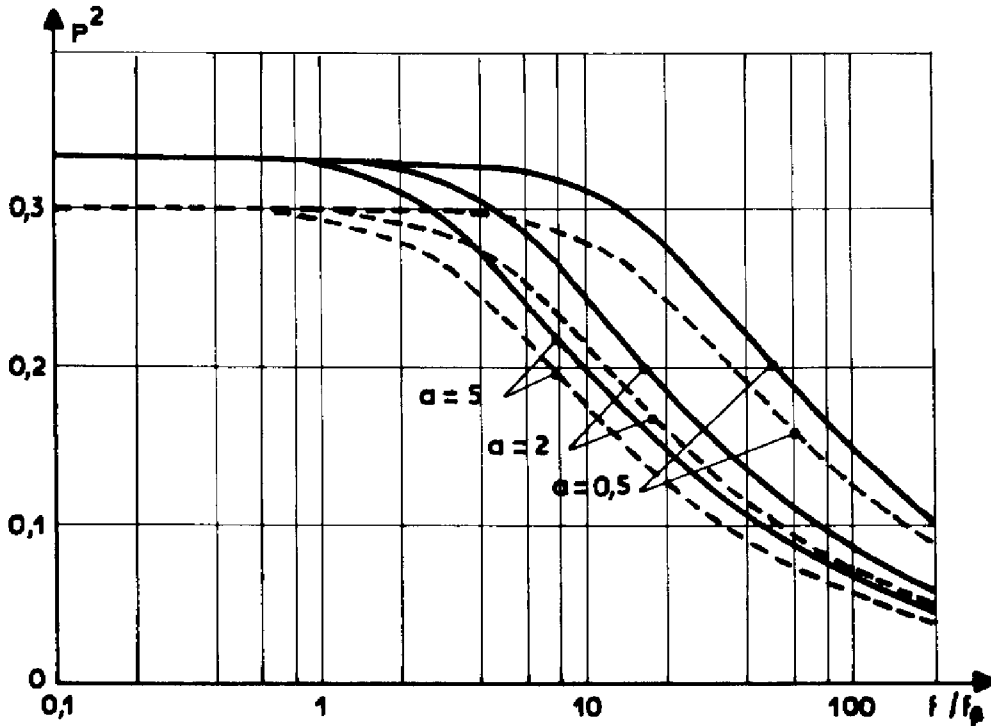


Figure I.15.a

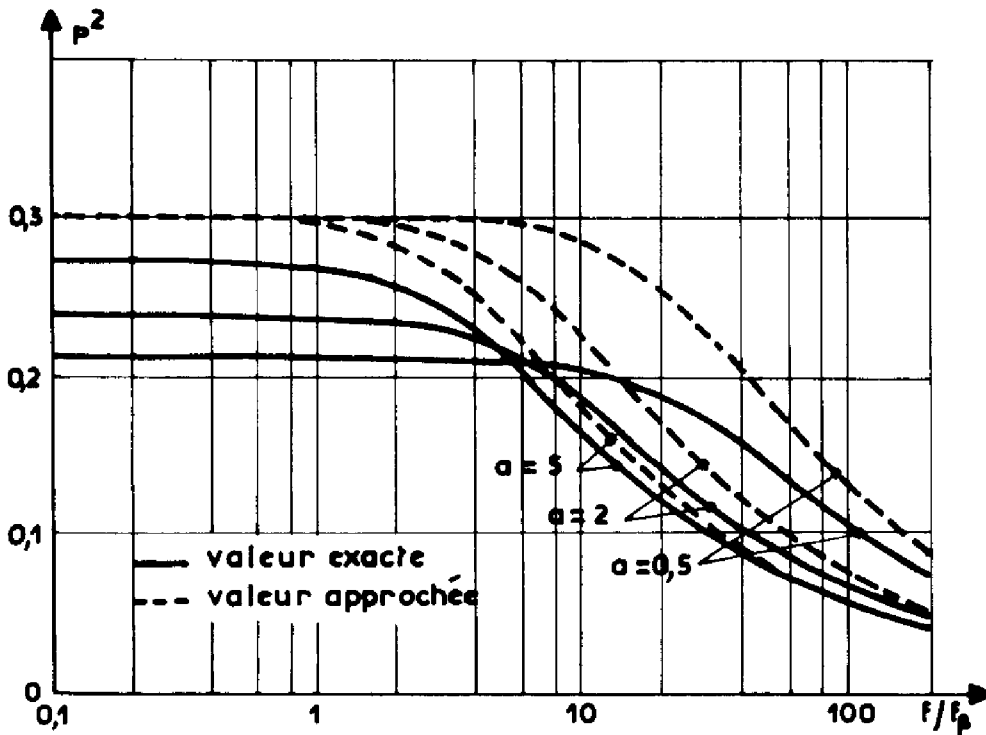


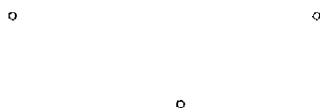
Figure I.15.b

Variations exactes et approchées de  $p^2$  pour différentes valeurs du paramètre  $a$ .

a- Géométrie circulaire,

b- Géométrie rectangulaire.

Par ailleurs, les relations I.87 à I.91 montrent qu'il est possible de prévoir sans commettre d'erreur importante, le comportement d'un composant de géométrie quelconque, quelle que soit l'expression adoptée pour  $\omega_1$ . Il suffit alors de connaître la valeur de  $Z_{BB}$ , en basse fréquence (18).



Les théories classiques de bruit de fond dans le transistor idéal nous ont permis de décrire dans ce chapitre un schéma équivalent à une structure réelle. Ce modèle, valable pour les faibles niveaux d'injection, prend en compte les effets de la défocalisation des lignes de courant d'émetteur dus à une forte résistance par carré dans la zone de base. Notre étude, partant d'un modèle constitué d'une distribution de transistors élémentaires, précise les schémas de bruit antérieurs.

Il nous faut souligner tout d'abord, en accord avec les travaux de G.REY(5), que l'impédance de base notée  $Z_{BB}$ , est fonction simultanément du niveau de polarisation et de la fréquence. Par ailleurs, dès qu'apparaît la défocalisation, la résistance équivalente au bruit thermique généré dans la zone de base est inférieure à la partie réelle de  $Z_{BB}$ . Leur rapport, qui peut atteindre 2/3 en basse fréquence, tend vers l'unité pour les pulsations élevées. Enfin, à cette source de bruit thermique, il faut ajouter un générateur en tension qui a pour origine le bruit de grenaille. S'il peut être négligé aux très faibles niveaux de polarisation, ainsi que l'avait montré Patterson, (6), il n'en est plus de même pour les forts courant où il doit être pris en compte.

Ces différents éléments, étudiés ici séparément, contribuent tous au bruit total du transistor. Ce dernier sera caractérisé au chapitre suivant par le facteur de bruit que nous calculerons et que nous comparerons aux résultats des travaux antérieurs.

A N N E X E A 1.

PROGRAMME DE CALCUL DES PARAMETRES DE BRUIT

DU SCHEMA EQUIVALENT AU TRANSISTOR CIRCULAIRE.

Ce programme permet d'obtenir successivement  $z_{BB'}$ ,  $R_{BN}$  et  $p^2$  en utilisant les relations (I.45) (I.60) (I.62) et (I.67).

Le calcul des intégrales, de la fonction hypergéométrique et des expressions à intégrer dans les formules de  $R_{BN}$  et  $p^2$  fait appel à des sous-programmes.

PRINCIPAUX SYMBOLES UTILISES

A	paramètre a de la défocalisation,
AA(L)	différentes valeurs de a,
CLBD	paramètre fréquentiel (I.69),
F(I)	fréquence réduite : $f/f_p$
ZBE	impédance d'entrée $z_{BE}$
ZJ	impédance de jonction $z_{B'E}$
ZBB	impédance de base $z_{BB'}$
RBN	résistance de bruit $R_{BN}$
P	coefficient $p^2$
X	= x/r
AINTR	fonction à intégrer pour le calcul de $R_{BN}$ (I.62)
AINTP	fonction à intégrer pour le calcul de $P^2$ (I.60)
HPGM (AA,BB,CC,Z)	fonction hypergéométrique $F(a,b c z)$
SOMME (BI,BS,N,TRUC)	intégrale calculée par la méthode des trapèzes avec un pas d'intégration variable

BI borne inférieure de l'intégration  
BS borne supérieure  
N nombre de pas  
TRUC fonction à intégrer

INTRODUCTION DES DONNEES

VARIABLES	FORMAT
Première carte : Nombre de points de polarisation à traiter (NA).	I2
Deuxième carte : Valeurs du paramètre a	8F10.3

et suivantes...

LISTE DU PROGRAMME

```
C *****  
C * CALCUL DE ZBB,RBN ET P DANS UN TRANSISTOR *  
C * DE GEOMETRIE CIRCULAIRE *  
C *****  
COMPLEX CMPLX,CLBD,C1,C2,C3,C1  
COMPLEX ZBE,ZJ,ZBB,RAP,HPGM  
COMPLEX CEXP,VN,DVBE1,Y,CAI  
COMMON A,CLBD,C1,C2,C3,VN  
DIMENSION F(15),AA(20)  
EXTERNAL AINTR,AINTP  
DATA F(1),F(2),F(3),F(4),F(5),F(6),F(7),F(8),F(9),F(10),  
1 F(11),F(12),F(13),F(14),F(15)/0.1,0.2,0.4,0.7,1.,2.,4.,  
2 7.,10.,20.,40.,70.,100.,200.,400./  
WRITE(6,1)  
1 FORMAT(1H1,10X,'DEFOCALISATION DANS UN TRANSISTOR DE GEOMETRIE CIR  
ICULAIRE',/,9X,59('*'))  
C1=CMPLX(1.,0.)  
C2=CMPLX(2.,0.)  
C3=CMPLX(3.,0.)  
READ(5,3) NA  
3 FORMAT(I2)  
READ(5,4)(AA(L),L=1,NA)  
4 FORMAT(8(F10.3))  
JJ=0  
DO 300 L=1,NA  
JJ=JJ+1  
IF(JJ.EQ.2) JJ=0  
IF(JJ.EQ.1.AND.JJ.NE.L) WRITE(6,6)  
6 FORMAT(1H1)  
A=AA(L)  
5 PRZBF=2.*(A+2.)/(A+4.)/A
```

```

C
C-----CALCUL DES PARAMETRES EN BASSE FREQUENCE
C
  ZBBBF=PRZBF-1./A
  RBNBF=2.*(A+6.)/3./(A+4.)/(A+4.)
  PBF=1./3.
  WRITE(6,2)A,ZBBBF,RBNBF,PBF
  2  FORMAT(1H0,////,10X,'A=',F7.3,10X,'ZBBBF=',F7.4,5X,'RBNBF=',
  1    F7.4,5X,'PBF=',F7.4,///)
  WRITE(6,199)
  199 FORMAT(9X,'F',12X,'ZBE',21X,'ZJ',22X,'ZBB',21X,'RBN',10X,'P')
  Y=CMPLX(A*(A+4.)/(A+2.)/(A+2.),0.)
  DO 300 J=1,15
  RACIN=SQRT(1.+64.*F(J)*F(J)/81.)
  PR=SQRT((RACIN+1.)/2.)*1.5-0.5
  PI=SQRT((RACIN-1.)/2.)*1.5
  CLBD=CMPLX(PR,PI)

C
C-----CALCUL DE ZBB
C
  RAP=HPGM((C2-CLBD)/C2,(C3-CLBD)/C2,C2,Y)
  1  /HPGM(-CLBD/C2,(C1-CLBD)/C2,C1,Y)
  DVBE1=CLBD*CMPLX(A*(A+4.)/(A+2.)/2.,0.)
  1  *(C1+(CLBD-C1)*C2/CMPLX((A+2.)**2.,0.)*RAP)
  ZBE=C1/DVBE1
  40 CAI=CMPLX(1./A,0.)
  ZJ=CAI/CMPLX(1.,F(J))
  ZBB=ZBE-ZJ

C
C-----CALCUL DE RBN
C
  VN=CEXP(CLBD*CMPLX(ALOG((A+2.)/2.),0.))
  1  *HPGM(-CLBD/C2,(C1-CLBD)/C2,C1,CMPLX(A*(A+4.)/(A+2.)/(A+2.),0.))
  RBN=((CABS(ZBE/VN)**2.)*SOMME(0.,1.,50,AINTR))

C
C-----CALCUL DE P
C
  P=8.*(A+4.)*SOMME(0.,1.,50,AINTP)
  P=(CABS(ZBE)**2*P-CABS(ZJ)**2)/CABS(ZBB)**2

C
C-----IMPRESSION DES RESULTATS
C
  WRITE(6,200)F(J),ZBE,ZJ,ZBB,RBN,P
  200 FORMAT(3X,F10.3,3X,3(F10.4,1X,F10.4,3X),F10.4,3X,F10.4)
  300 CONTINUE
  'STOP
  END

C
C-----SERIE HYPERGEOMETRIQUE
C
  FUNCTION HPGM(AA,BB,CC,Z)
  COMPLEX HPGM,AA,BB,CC,Z
  COMPLEX CMPLX,C1,C1,TERM,ERMX
  C1=CMPLX(1.,0.)
  TERM=C1
  HPGM=C1
  I=1
  1000 CI=CMPLX(FLOAT(I),0.)
  TERM=TERM*(AA+CI-C1)*(BB+CI-C1)*Z/(CC+CI-C1)/CI
  HPGM=HPGM+TERM
  I=I+1
  IF(CABS(TERM).GT.CABS(HPGM)/100.)GO TO 1000
  1100 RETURN
  END

```

```

C
C-----FONCTION A INTEGRER POUR LE CALCUL DE RBN
C
  FUNCTION AINTR(X)
  COMPLEX CMPLX,CEXP,DV,HPGM,CLBD,C1,C2,C3,VN
  COMMON A,CLBD,C1,C2,C3,VN
  ARGY=(A+4.+A*X*X)/(A+4.-A*X*X)
  ARGZ=4.*A*(A+4.)*X*X/(A+4.+A*X*X)**2.
  ARGZSX=4.*A*(A+4.)*X/(A+4.+A*X*X)**2.
  DV=CEXP((CLBD-C1)*CMPLX(ALOG(ARGY),0.))
  DV=DV*CLBD*CMPLX(ARGZSX,0.)
  DV=DV*(CMPLX(ARGY**2.,0.)*HPGM(-CLBD/C2,(C1-CLBD)/C2,C1,
1  CMPLX(ARGZ,0.))+(CLBD-C1)/C2*HPGM((C2-CLBD)/C2,(C3-CLBD)/C2,
2  C2,CMPLX(ARGZ,0.)))
  AINTR=X*(CABS(DV))**2.
  RETURN
  END

C
C-----FONCTION A INTEGRER POUR LE CALCUL DE P
C
  FUNCTION AINTP(X)
  COMPLEX CMPLX,CEXP,V,HPGM,CLBD,C1,C2,C3,VN
  COMMON A,CLBD,C1,C2,C3,VN
  ARGY=(A+4.+A*X*X)/(A+4.-A*X*X)
  ARGZ=4.*A*(A+4.)*X*X/(A+4.+A*X*X)**2.
  V=CEXP(CLBD*CMPLX(ALOG(ARGY),0.))
  V=V*HPGM(-CLBD/C2,(C1-CLBD)/C2,C1,CMPLX(ARGZ,0.))
  AINTP=(CABS(V/VN)/(A+4.-A*X*X))**2*X
  RETURN
  END

C
C-----CALCUL DE L'INTEGRALE PAR LA METHODE DES TRAPEZES
C
  FUNCTION SOMME(BI,BS,N,TRUC)
  I=N*(N+1)/2
  DELTAX=(BS-BI)/FLOAT(I)
  X=BI
  M=N
  SOMME=TRUC(X)/2.*FLOAT(M)
2000 X=X+DELTAX*FLOAT(M)
  M=M-1
  J=2*M+1
  SOMME=SOMME+TRUC(X)/2.*FLOAT(J)
  IF(M,GE.1)GO TO 2000
  SOMME=SOMME*DELTAX
  RETURN
  END

/*
//GO.SYSIN DD *
05
0.5      1.0      2.0      3.0      5.0
/*
//

```

## CHAPITRE II

FACTEUR DE BRUIT DU TRANSISTOR TOTAL.





Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous nous sommes volontairement limités à l'étude de la partie du transistor située directement sous l'émetteur. C'est cette zone seulement qui est affectée par la délocalisation. Les générateurs de bruit relatifs à cette zone frontale, que nous appellerons "transistor actif" ont été définis. Le composant complet comprend en outre (fig.II.1)

- une zone latérale et une zone superficielle
- des résistances de cristal et des résistances de contact
- des capacités parasites inter-électrodes
- un boîtier.

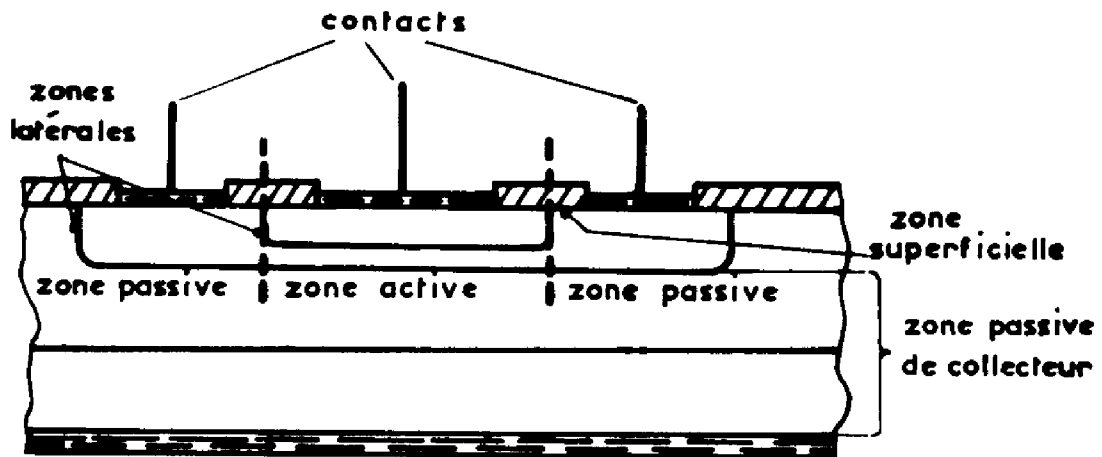


Figure II.1 Les différentes zones d'un transistor.

Il a été montré (19)(20) que tous ces éléments parasites peuvent modifier notablement les comportements statique et dynamique du transistor. Leur présence devra donc être prise en compte dans le calcul du facteur de bruit.

L'évaluation précise de l'influence de chacun de ces éléments exigerait de les simuler tous par un modèle distribué qui permettrait une localisation exacte des sources de bruit. Cependant, les effets de ces zones passives n'étant pas, en général prépondérants, nous nous limiterons à les représenter par des dipôles placés en série ou en parallèle avec le schéma équivalent à la zone active. Cette méthode a permis de rendre compte de manière satisfaisante du comportement du transistor en régime statique et en régime dynamique. Nous supposerons, de plus, que ces zones passives sont indépendantes entre elles et que donc les générateurs de bruit qui leur sont associés ne sont pas corrélés.

Dans ce chapitre, après avoir donné l'expression du facteur de bruit d'un quadripôle, nous calculerons les générateurs équivalents ramenés à l'entrée du transistor actif. L'influence de la défocalisation sur le bruit du dispositif sera alors mise en évidence. Nous rappellerons ensuite les mécanismes physiques qui régissent le comportement des zones passives et nous en donnerons le dipôle bruyant équivalent. L'importance de chacun de ces éléments sur le bruit total du dispositif sera discutée. Nous aboutirons ainsi pas à pas au modèle du transistor complet. Enfin, nous préciserons l'influence de la température sur le facteur de bruit.

### II.1. FACTEUR DE BRUIT D'UN QUADRIPOLE.

Deux sources de bruit sont nécessaires pour caractériser un quadripôle actif bruyant (2). On utilise le plus souvent un générateur de bruit en tension, en série avec la connection d'entrée et une source de courant placée en parallèle sur les bornes d'entrée. (fig.II.2)

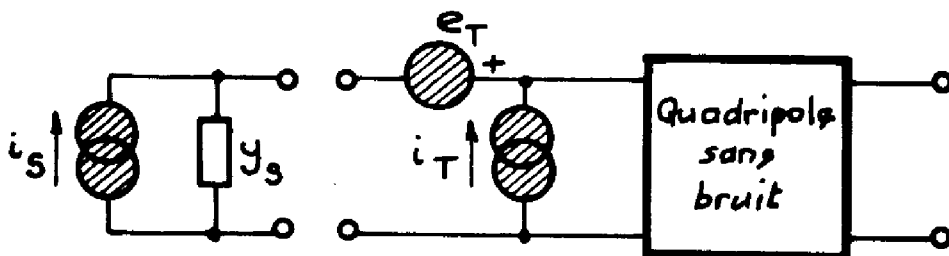


Figure II.2 Représentation d'un quadripôle bruyant.

Cette représentation est très commode en basse fréquence. En effet, pour un amplificateur de tension, où l'admittance de source  $y_s$  est infinie, seul  $e_T$  intervient, et  $i_T$  définit parfaitement le bruit d'un amplificateur de courant.

En haute fréquence, par contre, ces deux cas extrêmes sont difficilement réalisables et l'on fait appel généralement à la notion de facteur de bruit pour caractériser le quadripôle.

Désignons par  $y_s$  une admittance quelconque et par  $i_s$  le générateur de bruit qui lui est associé. Lorsque  $y_s$  est branché entre les bornes d'entrée du quadripôle, le facteur de bruit de l'ensemble est donné par l'expression bien connue :

$$(II.1) \quad F = 1 + \frac{|i_T + y_s e_T|^2}{i_s^2}$$

En pratique, on utilise plus couramment la formule équivalente :

$$(II.2) \quad F = F_{min} + \frac{R_N}{g_s} |y_s - y_0|^2$$

Elle a l'avantage de faire apparaître le facteur de bruit minimum  $F_{min}$ , ainsi que l'admittance de source optimum correspondant à  $F_{min}$ . En général,  $y_s$  est de la forme :

$$y_s = g_s + j b_s$$

Les quatre paramètres  $F_{min}$ ,  $R_N$ ,  $g_0$ ,  $b_0$  s'expriment en fonction des valeurs quadratiques moyennes de  $e_T$  et  $i_T$  par les relations d'équivalence :

$$(II.3) \quad F_{min} = 1 + \frac{1}{2kT\Delta f} \left\{ \operatorname{Re}(e_T i_T^*) + \sqrt{e_T e_T^* i_T i_T^* - \operatorname{Im}^2(e_T i_T^*)} \right\}$$

$$(II.4) \quad R_N = \frac{e_T e_T^*}{4kT\Delta f}$$

$$(II.5) \quad b_0 = \frac{\operatorname{Im}(e_T i_T^*)}{e_T e_T^*}$$

$$(II.6) \quad g_0 = \sqrt{\frac{i_T i_T^*}{e_T e_T^*} - b_0^2}$$

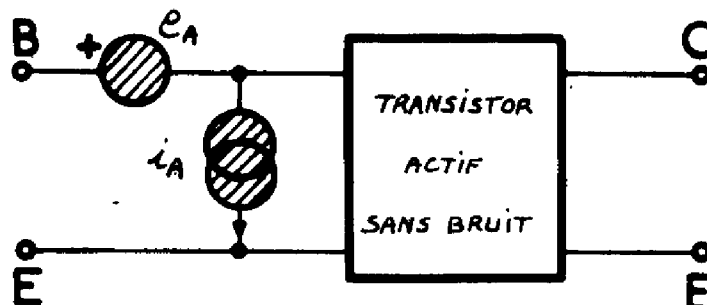
Dans les paragraphes suivants, nous ramènerons donc toujours les sources de bruit à l'entrée du quadripole considéré et nous en déduirons les deux générateurs équivalents. Le facteur de bruit peut alors être calculé avec (II.1). La démarche inverse est également possible : la connaissance de F pour quatre admittances de source quelconques permet d'avoir accès à  $F_{min}$ ,  $R_N$ ,  $g_0$ ,  $b_0$ .

## II.2. BRUIT DU TRANSISTOR ACTIF

### II.2.1. Sources ramenées à l'entrée

Le passage du schéma équivalent à quatre sources de la figure (I.7) à un modèle de deux sources (fig. II.3) doit conserver le facteur de bruit du système. Il se fera donc par identification des deux courants de collecteur pour une même admittance de source. Il vient :

$$(II.7) \quad \begin{cases} e_A = e_N + e_D + Z_{BB'} i_{NB} - \frac{1 + Y_{11E} Z_{BB'}}{Y_{21E}} i_{NC} \\ i_A = i_{NB} - \frac{Y_{11E}}{Y_{21E}} i_{NC} \end{cases}$$



**Figure II.3** Schéma du transistor actif comportant deux sources de bruit ramenées à l'entrée.

Les paramètres admittance du transistor actif s'expriment par les relations :

$$(II.8) \quad \left\{ \begin{array}{l} y_{A11} = \frac{1}{D} \frac{1-\alpha_A}{r_e} \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta} \right) \\ y_{A21} = \frac{1}{D} \left[ \frac{\alpha_A}{r_e} \frac{e^{-j\omega \left( \frac{m}{\omega_{gm}} + \tau_c \right)}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{gm}}} - j\omega C_{TC} \right] \\ y_{A12} = -\frac{1}{D} j\omega C_{TC} \\ y_{A22} = \mu_c \frac{\alpha_A}{r_e} + j\omega C_{TC} \left( 1 + \beta_{BB'} y_{A21} \right) \end{array} \right.$$

avec :

$$(II.9) \quad D = 1 + \beta_{BB'} \frac{1-\alpha_A}{r_e} \left( 1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta} \right)$$

en remarquant que  $y_{12E}$  reste toujours très petit devant  $y_{21E}$ , les relations (II.7), (I.52), (I.53), (I.59) et (I.61) nous permettent de calculer les valeurs quadratiques moyennes de  $e_A$  et  $i_A$ , ainsi que leur corrélation :

$$(II.10) \quad \overline{e_A e_A^*} = 4kT \Delta f \left\{ R_{BN} + \rho^2 \frac{|\beta_{BB'}|^2}{2\beta_A r_e} + \frac{\alpha_A / 2 r_e}{|y_{21E}|^2} + \frac{|\beta_{BB'}|^2}{2 r_e} \left[ \alpha_A \left| \frac{y_{11E} + y_{21E}}{y_{21E}} \right|^2 - 1 \right] + 2 \operatorname{Re} \left[ \beta_{BB'} \left( \frac{\alpha_A}{2 r_e} \frac{y_{11E}^* + y_{21E}^*}{|y_{21E}|^2} - \frac{1}{2} \right) \right] \right\}$$

$$(II.11) \quad \overline{i_A i_A^*} = 4kT \Delta f \left\{ \frac{\alpha_A}{2 r_e} \left| \frac{y_{11E} + y_{21E}}{y_{21E}} \right|^2 - \frac{1}{2 r_e} \right\}$$

$$(II.12) \quad \overline{e_A i_A^*} = 4 kT \Delta f \left\{ \frac{\alpha_A}{2 r_e} \frac{y_{11E}^* + y_{21E}^*}{|y_{21E}|^2} - \frac{1}{2} + \right. \\ \left. + \frac{\beta_{BB'}}{2 r_e} \left[ \alpha_A \left| \frac{y_{11E} + y_{21E}}{y_{21E}} \right|^2 - 1 \right] \right\}$$

L'examen de ces formules montre l'importance de la somme  $(y_{11E} + y_{21E})$  qui n'est autre que l'admittance d'entrée dans le montage base commune. De plus, compte tenu de la valeur de  $j \omega C_{TC}$ ,  $y_{21E}$  se confond pratiquement avec  $y_{21B}$ , et donc :

$$(II.13) \quad \frac{y_{21E}}{y_{11E} + y_{21E}} \approx \frac{y_{21B}}{y_{11B}} = \alpha_A \frac{e^{-j\omega\tau}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}}$$

avec (5), (15) :

$$(II.14) \quad \frac{1}{\omega_\alpha} = \frac{\tau_B}{\xi} + r_e C_{TE} \quad 1,2 < \xi < 2,2$$

Par ailleurs, deux autres remarques nous permettront de préciser l'influence de la défocalisation sur le bruit du transistor actif.

- lorsque le rapport  $N_A(o)/N_A(W_B)$  des dopages aux extrémités de la base reste inférieur à 100, on peut légitimement confondre la pulsation de coupure à -3dB de l'admittance  $y_{11B}$  avec celle du gain en courant  $\alpha$ .
- la pulsation  $\omega_{gm}$  définie en (I.2) est toujours supérieure à  $2,5/\tau_B$ . Nous négligerons donc, pour le domaine utile de fréquence du transistor, les variations du module de  $y_{21E}$ .

### II.2.2. Facteur de bruit du transistor actif

Compte tenu des remarques précédentes, le facteur de bruit du transistor actif peut s'écrire sous une forme proche de celles déjà proposées par Fukui (21), Malaviya et Van der Ziel (22) :

$$(II.15) \quad F_{min} = \frac{1}{\alpha_A} + u + \sqrt{\frac{1 - \alpha_A}{\alpha_A^2} + 2\left(C + \frac{1}{\beta_A}\right)u + u^2}$$

où l'on a posé :

$$(II.16) \quad \begin{cases} u = \frac{\operatorname{Re}(z_{BB'})}{\alpha_A z_e} \left[ 1 - \alpha_A + \frac{\omega^2}{\omega_\alpha^2} \right] \\ C = \frac{1}{\operatorname{Re}(z_{BB'})} \left[ R_{BN} + \frac{\rho^2 |z_{BB'}|^2}{2\beta_A z_e} \right] \end{cases}$$

Le coefficient C est compris entre 5/6 et 1 en basse fréquence, quelle que soit la géométrie du transistor, et il tend vers l'unité en haute fréquence. Pour des calculs précis, il est possible de représenter ses variations par l'expression :

$$(II.17) \quad C \approx 1 - \frac{a}{6(a+4)\sqrt{1 + \omega^2/\omega_i^2}}$$

quant à la partie réelle de  $z_{BB'}$ , on peut l'approximer par :

$$\operatorname{Re}(z_{BB'}) \approx \frac{z_{BB'}}{\left(1 + 4\frac{\omega^2}{\omega_i^2}\right)^{1/4}}$$

et u peut donc s'écrire :

$$(II.18) \quad u \approx \frac{z_{BB'}}{\beta_A z_e} \frac{1 + \beta_A \frac{\omega^2}{\omega_\alpha^2}}{\left(1 + 4\frac{\omega^2}{\omega_i^2}\right)^{1/4}}$$



A partir des relations (II.15) à (II.18) il est possible de préciser les variations de  $F_{\min}$  en fonction de la fréquence et du niveau de polarisation. Elles dépendent des valeurs respectives de  $\omega_{\alpha}$  et  $\omega_i$  (II.18). De plus, en considérant que le coefficient  $c$  reste toujours proche de l'unité,  $F_{\min}$  est une fonction croissante de  $u$ . Ainsi :

- aux très faibles niveaux de polarisation définis par :

$$(II.19) \quad 4 \omega_{\alpha}^2 \ll \beta_A \omega_i^2$$

ce qui correspond, pour un transistor de géométrie circulaire à :

$$a \ll a_c = \frac{4}{\sqrt{\beta_A} - 1}$$

et pour un composant rectangulaire à :

$$a \ll a_c = \frac{4,5}{\sqrt{\beta_A} - 1}$$

Le facteur de bruit minimum est voisin de l'unité en basse fréquence. Il remonte ensuite de 6dB par octave. Ces résultats sont en accord avec ceux des auteurs précédemment cités (21) , (22)

- à des courants plus élevés ( $a \approx a_c$ ), pour lesquels

$$4 \omega_{\alpha}^2 \approx \beta_A \omega_i^2$$

les fréquences de cassure du numérateur et du dénominateur du second membre de (II.18) sont les mêmes, et le facteur de bruit minimum ne remonte plus que de 4,5 dB par octave en haute fréquence. Il est à remarquer que le courant de polarisation considéré dans ce cas correspond à une valeur de  $a$  couramment observée de l'ordre de 0,4 à 0,5.

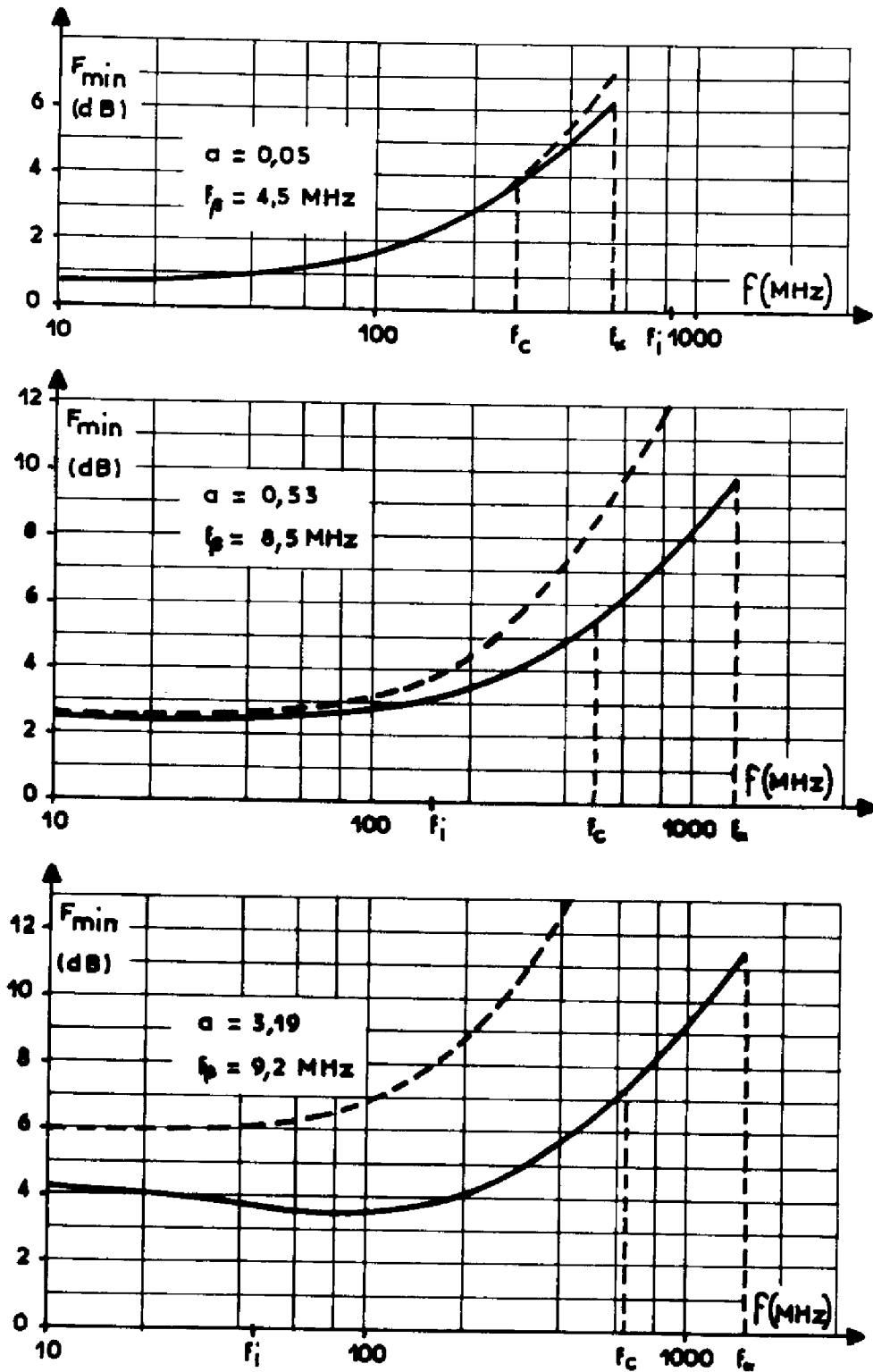


Figure II.4

Facteur de bruit minimum en fonction de la fréquence pour trois valeurs du paramètre  $a$  ( $R_B = 270 \Omega$ ,  $\beta_A = 100$ )

- expression (II.15)
- - - - référence [22]

- pour des courants élevés ( $a \gg a_c$ ) le paramètre  $u$  décroît en haute fréquence avec la partie réelle de  $z_{BB}$ , puis augmente de 4,5 dB par octave. Il en est de même pour  $F_{min}$  qui possède donc un minimum fréquentiel.

Sur la figure II.4 ont été comparées les variations de  $F_{min}$  données par la relation II.15 (courbes en trait plein) et par (22) (courbes en trait discontinu). Dans ce dernier cas, le générateur de bruit thermique est supposé constant, quels que soient le niveau du courant et la fréquence. Si les écarts sont insignifiants pour  $a \ll a_c$ , ils sont par contre considérables pour  $a \gg a_c$ . La fréquence  $f_c$  est celle où le facteur de bruit minimum est supérieur de 3dB à sa valeur en basse fréquence.

### II.3. BRUIT DES ZONES LATÉRALES.

#### II.3.1. Dipôles équivalents aux zones latérales

La plupart des porteurs injectés dans les zones latérales de base se recombinent soit dans les régions superficielles au voisinage de l'interface semi-conducteur oxyde, soit dans le volume neutre de la zone passive de base.

En régime statique, le transistor étant polarisé en direct, ces mécanismes donnent naissance à deux composantes du courant de base (9):

$$(II.20) \quad I_R = I_{R0} \left( \exp \frac{V_{BE}}{m_S U_T} - 1 \right) \quad 1 \leq m_S \leq 2$$

$$(II.21) \quad I_L = I_{L0} \left( \exp \frac{V_{BE}}{U_T} - 1 \right)$$

En régime dynamique, ils se traduisent par deux admittances (9) :

$$(II.22) \quad y_R = \frac{I_R}{m_S U_T}$$

$$(II.23) \quad y_L = \frac{I_L}{U_T} \sqrt{1 + j \omega \tau_L}$$

où  $\tau_L$  désigne la durée de vie des porteurs minoritaires dans la zone latérale de base.

Le bruit de fond est également de deux sortes. A  $I_L$  correspond un bruit de grenaille  $i_{NL}^2$  placé en parallèle sur  $y_L$  :

$$(II.24) \quad \overline{i_{NL} i_{NL}^*} = [4kT \operatorname{Re}(y_L) - 2qI_L] \Delta f$$

A  $I_R$  est associé un bruit de génération recombinaison (23) (24) :

$$(II.25) \quad \overline{i_{NR} i_{NR}^*} = \frac{2qI_R}{m_S} \Delta f$$

avec

$$4/3 < m_S < 2$$

En pratique, les effets des zones latérales et superficielles sont difficilement séparables, et la plupart des paramètres qui les définissent sont pratiquement inaccessibles à la mesure, si ce n'est sur des structures spéciales (24). Nous avons donc délibérément limité leur nombre en tenant compte de ce que :

- l'admittance  $y_L$  reste en haute fréquence nettement inférieure à l'admittance d'entrée du transistor actif, d'autant plus que la durée de vie des porteurs minoritaires dans la zone latérale de base est habituellement très faible.

- pour les fréquences élevées,  $\overline{i_{NR} i_{NR}^*}$  devient rapidement petit devant les générateurs de bruit ramenés à l'entrée du transistor actif.

En conséquence, nous écrirons globalement :

$$(II.26) \quad y_{SL} = \frac{I_{SL}}{n_{SL} U_T}$$

$$(II.27) \quad \overline{i_{SL} i_{SL}^*} = \frac{2qI_{SL}}{m_{SL}} \Delta f$$

avec

$$I_{SL} = I_R + I_L$$

La valeur des paramètres  $m_{SL}$  et  $n_{SL}$  dépend de l'influence relative des deux composantes latérales.

Le comportement de la zone latérale collecteur base est identique à celui de la jonction émetteur base. Cependant, en régime de fonctionnement normal, cette zone est polarisée en inverse. Le courant et le bruit y sont alors négligeables. Par contre, les effets capacitifs sont prépondérants. L'admittance base collecteur s'écrit :

$$(II.28) \quad y_{BC} = j\omega C_{TL}$$

où  $C_{TL}$  est la capacité de transition de la jonction collecteur base latérale.

### II.3.2. Influence des zones latérales sur le facteur de bruit

Il est bien connu que les parties latérales détériorent notablement le facteur de bruit du transistor, en particulier dans le domaine des basses et très basses fréquences (24). Dans la zone de bruit blanc, leur influence est encore importante. Pour la préciser, remarquons que le courant latéral et de surface  $I_{SL}$  est donnée par :

$$(II.29) \quad I_{SL} = I_E \left( \frac{1}{\beta_T} - \frac{1}{\beta_A} \right)$$

où  $\beta_T$  est le gain en courant dans le montage émetteur commun du transistor total. Dans le cas où le rapport  $\beta_N/\beta_T$  est de l'ordre de 2, ce qui est fréquent, le bruit en courant  $i_{NB}^2$  est multiplié par  $(1+1/m_{SL})$ . De plus, les effets conjugués de  $y_{SL}$  et de  $z_{BB}$ , interviennent aux forts niveaux de courant.

En haute fréquence, il est plus difficile de prédire l'influence de  $I_{SL}$ . Pour l'évaluer, nous avons simulé le comportement en bruit d'un transistor dont la fréquence de transition maximale est voisine de 1GHz. Nous avons reproduit sur le tableau (II.5) les caractéristiques principales du composant, de géométrie rectangulaire, polarisé à  $V_{CE}=3V$ , qui servira de support à cette étude. Les formules qui permettent la prise en compte des zones latérales dans le calcul des générateurs de bruit sont données sur le tableau (II.7) où les éléments parasites sont rajoutés, un à un, au schéma équivalent au transistor.

$R_B$	$\beta_A$	$\tau_B + \tau_C$	$C_{TE}$	$C_{TC}$	$C_{TL}$	$n_{SL}$	$m_{SL}$
270 $\Omega$	100	0,17 ns	3,6 pF	0,1 pF	0,6 pF	1,4	1,2

$I_E$ (mA)	0,3	1	3	10	30
$\beta_T$	23	31	40	49	53

Tableau II.5 Principales caractéristiques du transistor considéré.

Sur les figures II.5 a et b, ont été reportées les variations du facteur de bruit minimum avec et sans les zones latérales, en fonction de la fréquence. L'examen de ces courbes met en évidence les traits saillants suivants :

- la zone latérale de la jonction émetteur base joue un rôle important dans la zone de bruit blanc, ainsi que nous l'avons déjà souligné. Par contre, en haute fréquence, son influence devient rapidement négligeable. (fig.II.6 a).  $y_{SL}$  et  $i_{SL}^2$  pourront donc ne pas être pris en compte dans l'élaboration de schémas équivalents pour transistors microondes.

- la capacité base collecteur latérale n'a pratiquement aucun effet à fort courant ( $I_E = 30\text{mA}$  ou  $a = 3,2$ ), mais diminue notablement le facteur de bruit pour les faibles niveaux de polarisation ( $I_E = 1\text{mA}$  ou  $a = 0,1$ ) (fig.II.6b). Notons toutefois qu'en contre partie, le gain maximum disponible du transistor décroît également par l'effet de contre réaction de  $C_{TL}$ .

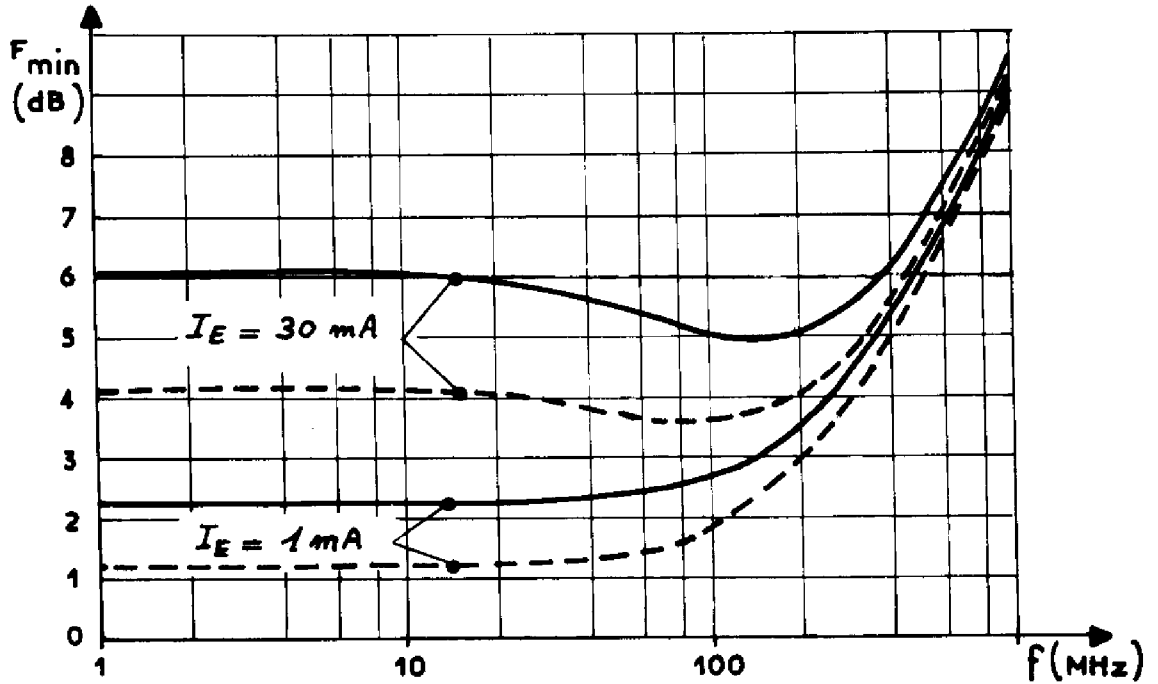


Figure II.6.a Influence de la diode latérale émetteur-base sur le facteur de bruit minimum.  
----- transistor actif,  
———— transistor actif avec diode latérale.

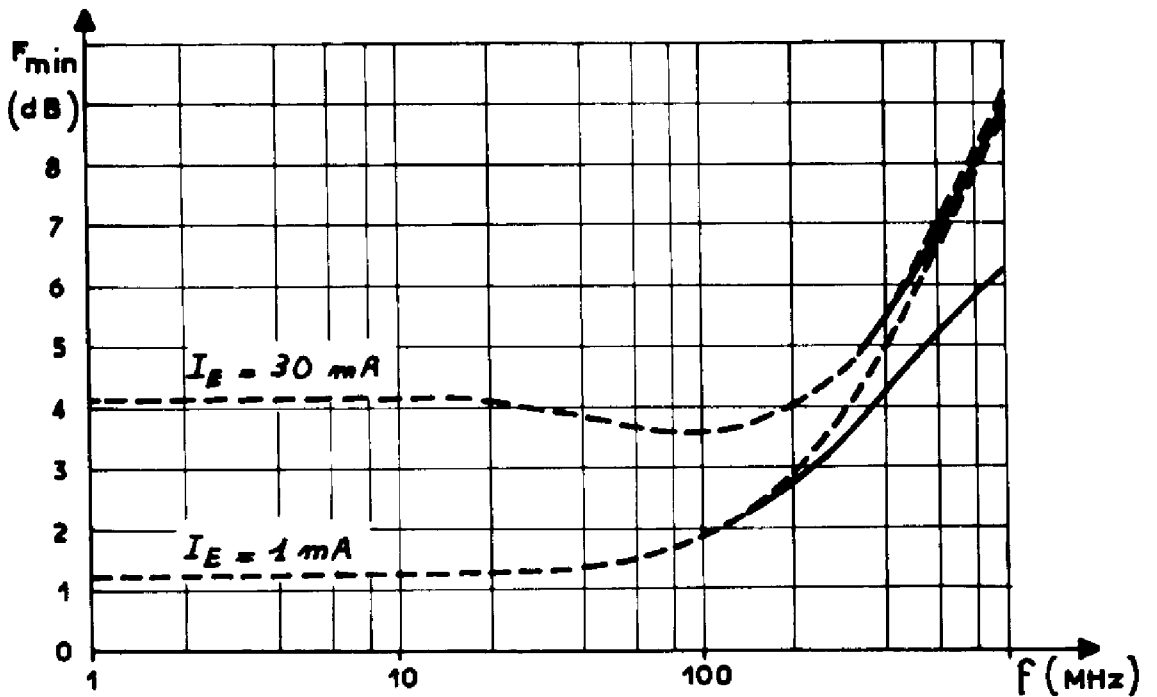


Figure II.6.b Influence de la capacité latérale collecteur-base sur le facteur de bruit minimum.  
----- transistor actif,  
———— transistor actif avec capacité latérale.

## II.4. ZONES PASSIVES ET RESISTANCES DE CONTACT.

### II.4.1. Dipôles bruyants équivalents

En l'absence de modulation de la résistivité par les porteurs injectés et par les phénomènes de charge d'espace, les zones passives d'émetteur, de base et de collecteur peuvent être représentées par une résistance pure. Sa valeur dans chacun des cas peut être déterminée à partir des profils des impuretés de dopage et des dimensions géométriques.

En ce qui concerne le collecteur, les variations de l'épaisseur de la zone de charge d'espace de la jonction collecteur base avec le potentiel appliqué module la longueur de la zone neutre de collecteur. La résistance qui y est associée s'en trouve également modifiée. Son expression, lorsque le transistor est en régime de fonctionnement normal se réduit à (9) :

$$(II.30) \quad R_{CC'} = \frac{\rho_C (W_C - W_T)}{A_E}$$

où  $\rho_C$  est la résistivité de la zone de collecteur,  $W_C$  sa profondeur et  $W_T$  l'extension de la zone de charge d'espace dans le collecteur.  $A_E$  représente l'aire de l'émetteur.

Aux résistances de ces zones passives, nous devons ajouter les résistances de contact qui expérimentalement ne peuvent en être dissociées. Si la résistance de contact de collecteur peut, dans la plupart des cas, être négligée devant celle de la zone passive, il n'est pas de même pour la résistance de contact de l'émetteur. Cette zone étant surdopée, c'est la résistance de contact qui est en général prépondérante.

Quant au bruit de fond généré dans ces zones, il est de deux sortes : le bruit d'origine thermique et le bruit de génération recombinaison. Ce dernier, dû à la présence des défauts cristallins et des impuretés, n'est observable qu'aux très basses températures (25). Dans les conditions usuelles d'emploi des transistors, on est donc amené à représenter ces zones par une résistance en série avec son générateur de bruit thermique :

$$(II.31) \quad \overline{ee^*} = 4kTR\Delta f$$

où  $R = R_{EE'}$ ,  $R_{BL}$  ou  $R_{CC'}$ , suivant que l'on considère la résistance d'émetteur, de base latérale ou de collecteur. Les sources de bruit seront écrites en utilisant les mêmes indices.



	PARAMETRES "ADMITTANCE"	GENERATEURS DE BRUIT RAMENES A L'ENTREE
A	<p>Transistor actif</p> $Y_A, \epsilon_A, i_A$ $\begin{bmatrix} Y_{A11} & Y_{A12} \\ Y_{A21} & Y_{A22} \end{bmatrix} \text{ (définis en II-0)}$	$\begin{bmatrix} \epsilon_A \\ i_A \end{bmatrix} \text{ (définis de II-10 à II-12)}$
B	<p>Diode latérale</p> $Y_{SL}, i_{SL}$ $Y_B = \begin{bmatrix} Y_{A11} + Y_{SL} & Y_{A12} \\ Y_{A21} & Y_{A22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \epsilon_B \\ i_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{SL} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \epsilon_A \\ i_A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ i_{SL} \end{bmatrix}$
C	<p>Capacité latérale</p> $C_{TL}$ $Y_C = \begin{bmatrix} Y_{B11} + j\omega C_{TL} & Y_{B12} - j\omega C_{TL} \\ Y_{B21} - j\omega C_{TL} & Y_{A22} + j\omega C_{TL} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \epsilon_C \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{B21}}{Y_{B21} - j\omega C_{TL}} & 0 \\ j\omega C_{TL} \frac{Y_{B21} + Y_{B11}}{Y_{B21} - j\omega C_{TL}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \epsilon_B \\ i_B \end{bmatrix}$
D	<p>Résistance de base latérale</p> $R_{BL}, \epsilon_{BL}$ $Y_D = \begin{bmatrix} \frac{Y_{C11}}{1 + R_{BL} Y_{C11}} & \frac{Y_{C12}}{1 + R_{BL} Y_{C11}} \\ \frac{Y_{C21}}{1 + R_{BL} Y_{C11}} & \frac{Y_{C22} + R_{BL} Y_{C21}}{1 + R_{BL} Y_{C11}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \epsilon_D \\ i_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R_{BL} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \epsilon_C \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \epsilon_{BL} \\ 0 \end{bmatrix}$

<p>E</p> <p>Résistance de collecteur  <math>R_{CC}, e_{CC}'</math></p>	$\begin{bmatrix} Y_E \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{D12} + R_{CC}' \Delta Y_D}{1 + R_{CC}' Y_{D22}} & \frac{Y_{D12}}{1 + R_{CC}' Y_{D22}} \\ \frac{Y_{D21}}{1 + R_{CC}' Y_{D22}} & \frac{Y_{D22}}{1 + R_{CC}' Y_{D22}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_D \\ i_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{Y_{D22}}{Y_{D21}} & 0 \\ -\frac{\Delta Y_D}{Y_{D21}} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_{CC}' \\ 0 \end{bmatrix}$
<p>F</p> <p>Résistance d'émetteur  <math>R_{EE}, e_{EE}'</math></p>	$\begin{bmatrix} Y_F \\ i_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{E11} + R_{EE}' \Delta Y_E}{1 + R_{EE}' Y_E} & \frac{Y_{E12} - R_{EE}' \Delta Y_E}{1 + R_{EE}' Y_E} \\ \frac{Y_{E21} - R_{EE}' \Delta Y_E}{1 + R_{EE}' Y_E} & \frac{Y_{E22} + R_{EE}' \Delta Y_E}{1 + R_{EE}' Y_E} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} e_F \\ i_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{R_{EE}'(Y_{E21} + Y_{E22})}{Y_{E21} - R_{EE}' \Delta Y_E} \\ 0 & \frac{Y_{E21}}{Y_{E21} - R_{EE}' \Delta Y_E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Y_{E21} + Y_{E22}}{Y_{E21} - R_{EE}' \Delta Y_E} & 0 \\ \frac{\Delta Y_E}{Y_{E21} - R_{EE}' \Delta Y_E} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_{EE}' \\ 0 \end{bmatrix}$
<p>G</p> <p>Capacités du boîtier  <math>C_{BC}, C_{BE}, C_{CE}</math></p>	$\begin{bmatrix} Y_G \\ i_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{FH} + j\omega(C_{BC} + C_{BE}) & Y_{F12} - j\omega C_{BC} \\ Y_{F21} - j\omega C_{BC} & Y_{F22} + j\omega(C_{BC} + C_{CE}) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} e_G \\ i_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{F21}}{Y_{F21} - j\omega C_{BC}} & 0 \\ j\omega \frac{C_{BE} Y_{F21} + C_{BC}(Y_{F21} + Y_{FH})}{Y_{F21} - j\omega C_{BC}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_F \\ i_F \end{bmatrix}$
<p>H</p> <p>Inductances du boîtier  <math>L_E, L_B, L_C</math></p>	$\begin{bmatrix} Y_H \\ i_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{GH} + j\omega(L_E L_C) \Delta Y_G}{D} & \frac{Y_{G12} - j\omega L_E \Delta Y_G}{D} \\ \frac{Y_{G21} - j\omega L_E \Delta Y_G}{D} & \frac{Y_{G22} + j\omega(L_E L_C) \Delta Y_G}{D} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} e_H \\ i_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j\omega \frac{L_B \cdot Y_{GH} + L_E(Y_{G21} + Y_{GH})}{Y_{G21} - j\omega L_E \Delta Y_G} \\ 0 & \frac{Y_{G21}}{Y_{G21} - j\omega L_E \Delta Y_G} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_G \\ i_G \end{bmatrix}$
<p>avec <math>D = 1 - \omega^2(L_E L_C + L_E L_B + L_C L_B) \Delta Y_G + j\omega(L_B \cdot Y_{GH} + L_C \cdot Y_{G22} + L_E \Sigma Y_G)</math></p>		

Tableau II.7 | Matrices de transformation des paramètres admittances et des générateurs de bruit pour la prise en compte successive, à partir du transistor actif, des différents éléments du schéma équivalent de la figure II.12.  
 Notations :  $\Delta Y = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}$  ;  $\Sigma Y = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$

#### II.4.2. Influence sur le facteur de bruit

Les trois dipôles que nous venons de définir ont des influences très différentes sur le comportement en bruit de transistor. On peut déjà prévoir qu'à très faible niveau de courant, ces résistances, relativement faibles (quelques ohms ou quelques dizaines d'ohms au maximum pour  $R_{CC}$ ), pourront être négligées. Pour des niveaux plus élevés, nous avons effectué une simulation numérique des variations des caractéristiques dynamiques et des paramètres de bruit du transistor pour comparer leurs importances relatives. Le composant étudié est celui de la section II.3.2. et le schéma de départ comporte, outre le transistor actif, les zones latérales émetteur-base et collecteur-base.

Les résultats de la fig.II.8, calculés à partir des expressions du tableau II.7, montrent clairement l'influence de  $R_{EE}$ , et  $R_{BL}$  :

- la résistance de base latérale qui est ici égale à 5 ohm, (c'est à dire environ 5 % de la valeur de  $r_{BB}$ , à bas niveau) augmente notablement le facteur de bruit aux forts courants et en haute fréquence. L'écart observé avec la courbe initiale peut être supérieur à 1dB. Cette simulation montre s'il en était besoin, l'importance qu'il faut accorder à la réalisation de zones surdopées sous la métallisation de base.

- la résistance d'émetteur à un effet moindre que  $R_{BL}$  sur le facteur de bruit minimum. Ce dernier augmente de 0,5dB pour les fréquences élevées à  $I_E = 30mA$  pour  $R_{EE} = 1,5 \Omega$ . Cet écart peut paraître suffisamment faible pour pouvoir être négligé dans le cas où l'on ne s'intéresse qu'au facteur de bruit minimum.  $R_{EE}$ , devra cependant être prise en compte si l'on veut simuler également les caractéristiques dynamiques, étant donné son poids sur l'admittance d'entrée en particulier. Notons de plus que pour les transistors micro-ondes, les faibles dimensions de la surface d'émetteur, rendent difficile la réalisation des contacts.

- la résistance de collecteur est pratiquement sans influence sur les paramètres de bruit, mais elle intervient directement dans la détermination de la fréquence de transition. Elle peut avoir alors un rôle non négligeable surtout pour les transistors hyperfréquences (cf II.30).

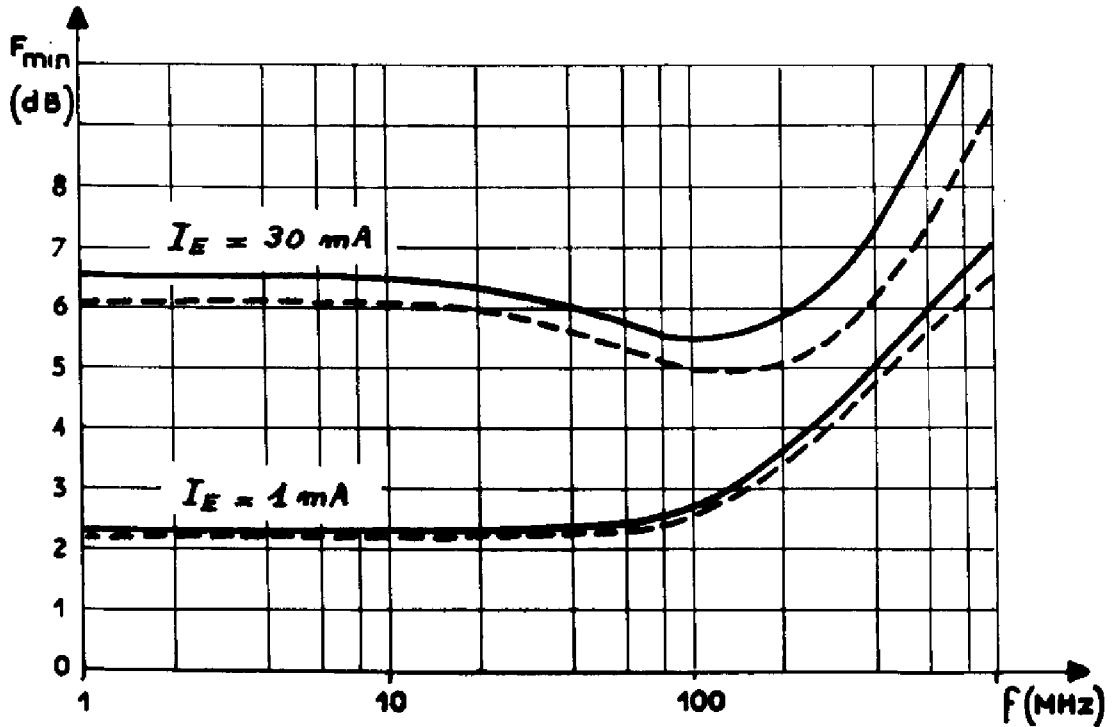


Figure II.8.a Influence de la résistance de base latérale sur le facteur de bruit minimum.  
----- transistor sans  $R_{BL}$ ,  
———— transistor avec  $R_{BL} = 5 \Omega$ .

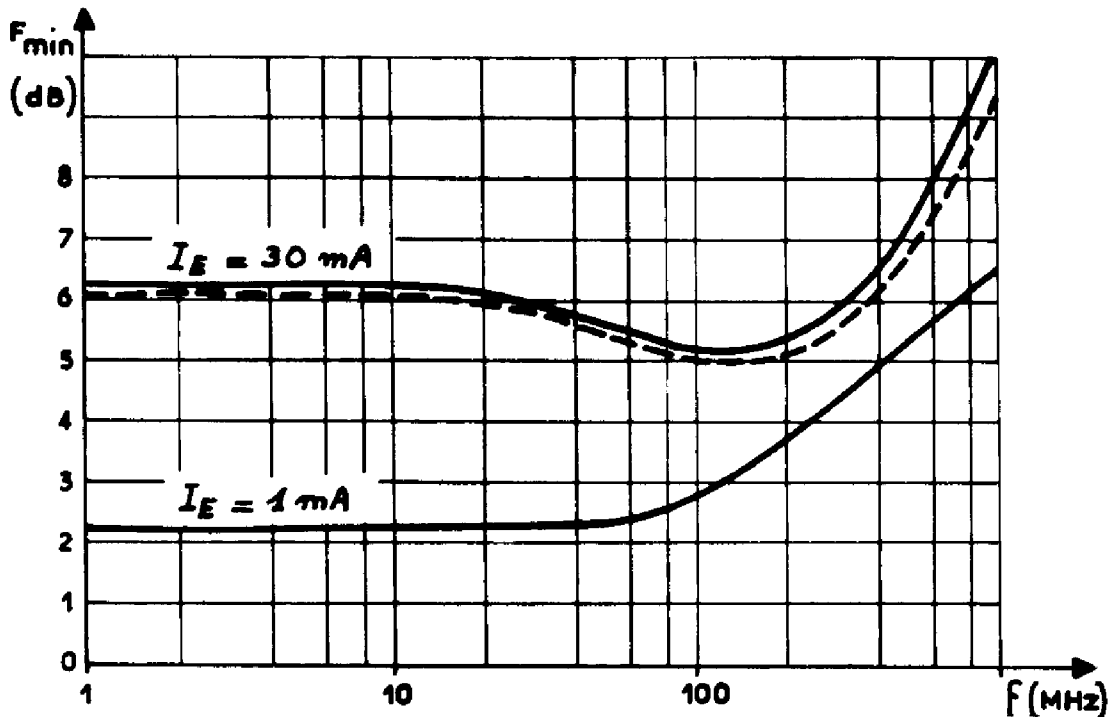


Figure II.8.b Influence de la résistance de contact d'émetteur sur le facteur de bruit minimum.  
----- transistor sans  $R_{EE}$ ,  
———— transistor avec  $R_{EE} = 1,5 \Omega$ .

## II.5. CONTRIBUTION DES METALLISATIONS ET DU BOITIER.

Les métallisations situées sur la couche d'oxyde de passivation forment avec le substrat semi-conducteur des capacités parasites. A celles-ci s'ajoutent les capacités interélectrodes. Les inductances des fils de connection modifient, elles aussi, le comportement du transistor dans le domaine des hautes fréquences. Nous modéliserons le boîtier par trois capacités  $C_{EB}$ ,  $C_{BC}$  et  $C_{CE}$ , placées entre les électrodes d'accès au composant et par les inductances  $L_E$ ,  $L_B$ ,  $L_C$  en série respectivement avec l'émetteur, la base et le collecteur.

Cette représentation du boîtier pourra se révéler insuffisante en particulier dans le domaine des micro-ondes. Il est alors indispensable de simuler le boîtier par un modèle plus complexe du type de ceux proposés par K. HARTMAN, W. KOTYCZKA et M. J. O. STRUTT (26) et que nous avons représenté sur la figure II.9.

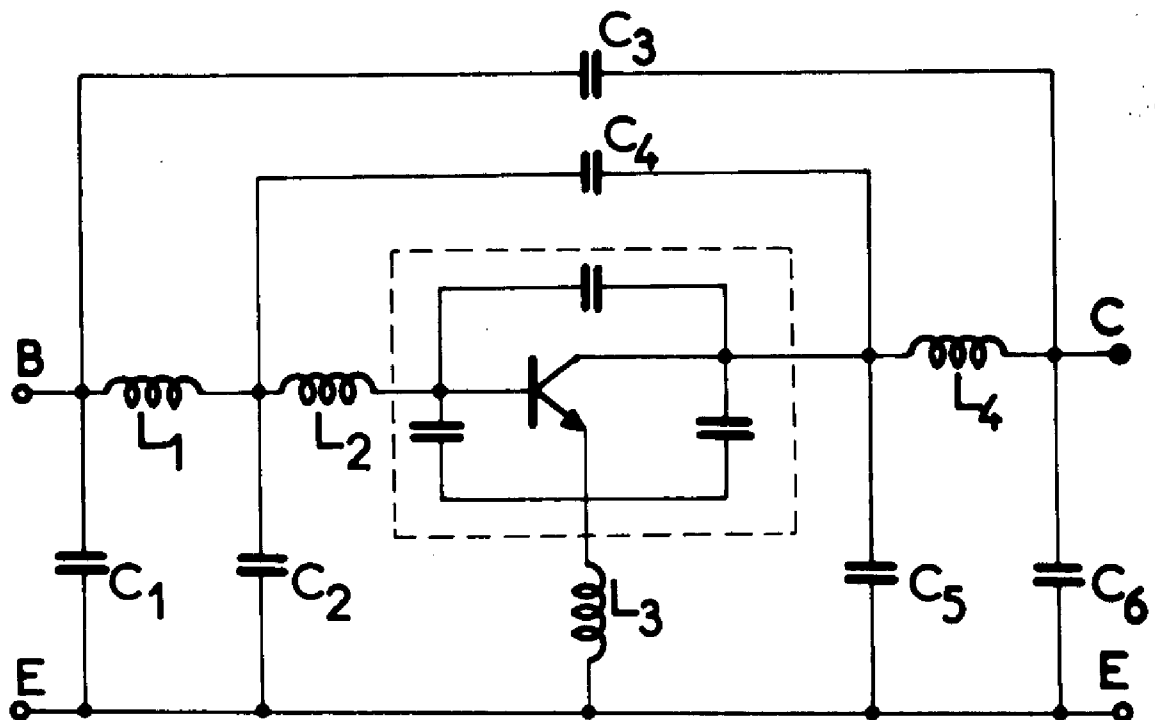


Figure II.9 Exemple de représentation du boîtier pour le domaine des très hautes fréquences.

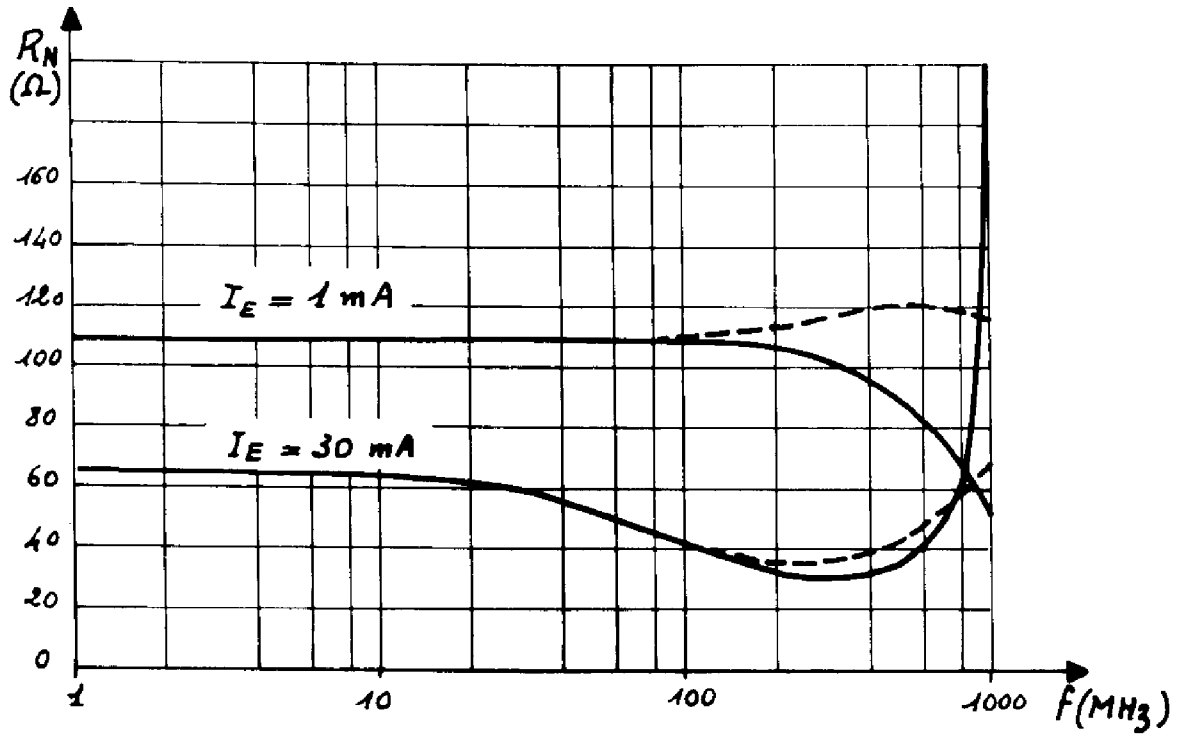


Figure II.10.a Variations de  $R_N$  (II.2) en fonction de la fréquence.  
- - - transistor sans boîtier,  
— transistor avec boîtier.

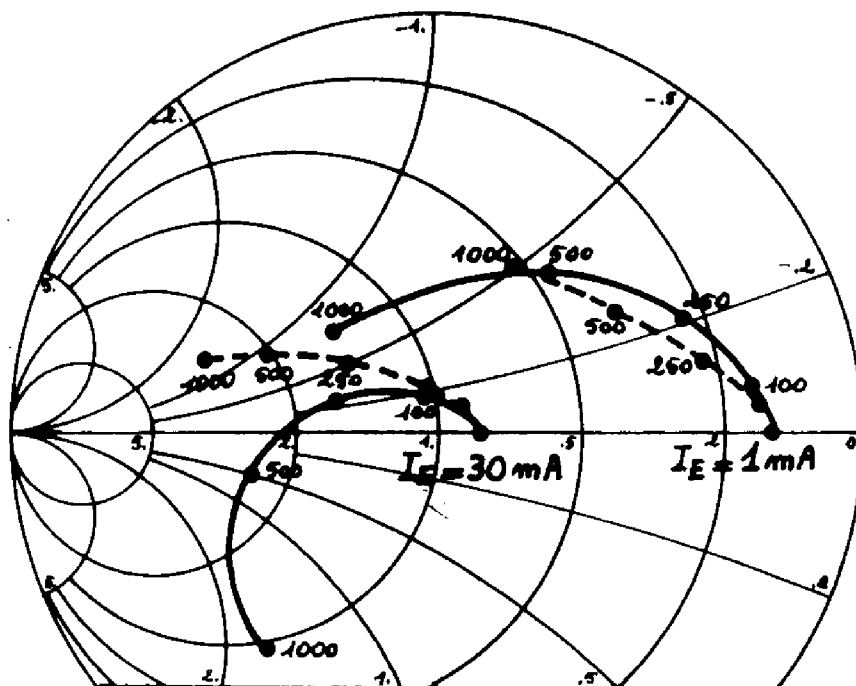


Figure II.10.b Variations fréquentielles de  $y_0$  (II.2), normalisées par rapport à  $20 \text{ m}\Omega$ .  
- - • - transistor sans boîtier ( $f$  en MHz),  
— • — transistor avec boîtier ( $f$  en MHz).

La prise en compte d'un tel modèle ne pose pas de difficulté particulière. Elle impose seulement de multiplier le nombre de "boîtiers élémentaires" que nous avons décrits plus haut.

Le boîtier, représenté uniquement par des éléments réactifs, n'aura que peu d'influence sur le facteur de bruit minimum. En effet, mis à part  $C_{BC}$ , généralement faible, et  $L_E$  qui interviennent en contre réaction, les autres éléments peuvent être considérés comme des transformateurs parfaits placés à l'entrée et à la sortie du dispositif. Par contre, en haute fréquence, ils peuvent modifier énormément les valeurs de  $R_N$  et de  $y_0$  comme le montrent les figures II.10 a et b. Les valeurs des éléments adoptées par ce calcul sont regroupées dans le tableau II.11. Elles permettent de simuler, de manière approchée un boîtier de type TO 72. Notons que tous ces éléments parasites ont également une grande influence sur les paramètres S et Y du transistor (20).

$L_E$	$L_B$	$L_C$	$C_{BE}$	$C_{CE}$	$C_{CB}$
2,5 nH	2,5 nH	1 nH	0,9 pF	0,9 pF	0,15 pF

**Tableau II.11** Valeurs des éléments du boîtier adoptées pour la simulation de la Figure II.10.

## II.6. CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT AU TRANSISTOR COMPLET - INFLUENCE DE LA TEMPERATURE.

### II.6.1. Le schéma global

La prise en compte de l'ensemble des éléments précédents aboutit au schéma de la figure II.12. Le quadripole représentant le transistor idéal sans bruit est caractérisé par sa matrice admittance que nous avons définie au paragraphe I.1.

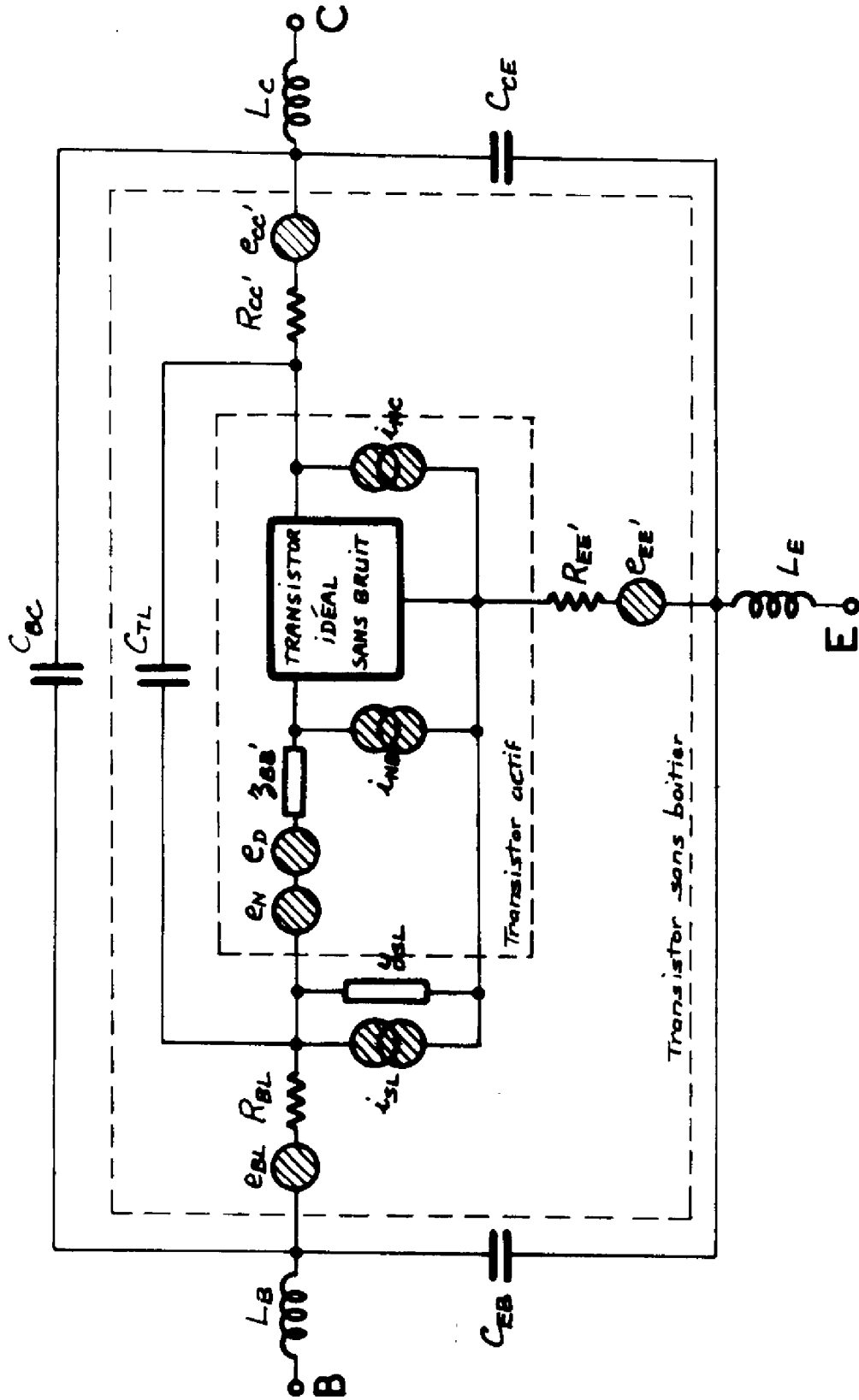


Figure II.12 Modèle de bruit du transistor complet.



Notons tout de suite qu'un schéma comportant autant de paramètres est très difficilement identifiable. Il devra être simplifié en fonction du domaine de fréquence et des conditions de polarisation. Par exemple,

- en basse fréquence, à faible niveau, il se résumera au transistor actif, complété par la diode de surface et son générateur  $i_{SL}$ . Pour les courants élevés,  $R_{BL}$  et éventuellement  $R_{EE}$ , devront aussi être pris en compte, notamment si l'on veut simuler, outre le bruit de fond, le comportement en régime dynamique du transistor.

- en haute fréquence, les simplifications sont plus délicates. Les résultats des paragraphes II.3 à II.5 permettent cependant de préciser que :

- $y_{SL}$  et  $i_{SL}$  ont peu d'influence.
- $C_{TL}$  intervient surtout à bas niveau de polarisation.
- Les résistances de contact, notamment  $R_{BL}$ , augmentent le facteur de bruit aux courants élevés. Elles ont toutes un poids non négligeable sur les paramètres S ou Y du dispositif.
- le facteur de bruit minimum est peu sensible aux éléments du boîtier, qui ont par contre une très grande influence sur  $R_N$  et  $y_0$ .

#### II.6.2. Influence de la température.

Les courants de polarisation élevés, souvent imposés par des problèmes de linéarité ou de fréquence de coupure, peuvent élever notablement la température interne du composant. Or, la plupart des paramètres qui caractérisent le transistor sont sensibles aux effets thermiques. C'est le cas en particulier de la résistivité moyenne de la zone de base. Elle s'écrit :

$$(II.32) \quad \beta_B = \frac{WB}{q \mu_p \int_0^{WB} N_A(w) dw}$$

Pour le silicium, les variations de la mobilité  $\mu$  en fonction de la température, peuvent être approchées par les lois empiriques (27) :

$$(II.33) \quad \begin{cases} \mu_n = \mu_{no} \left( \frac{T}{T_0} \right)^{-2,5} & \text{pour le type n.} \\ \mu_p = \mu_{po} \left( \frac{T}{T_0} \right)^{-2,7} & \text{pour le type p.} \end{cases}$$

où T est la température interne du composant,  $\mu_{no}$  et  $\mu_{po}$  sont les mobilités à la température ambiante  $T_0$ . Le gain intrinsèque en courant est également sen-

sible, et pour d'autres raisons, à un échauffement. Il dépend essentiellement des variations, difficilement identifiables, des concentrations intrinsèques dans l'émetteur et dans la base. Cependant, les travaux de J.P.DAUBONNE (27) montrent que pour de faibles écarts de température, le paramètre  $\mu$  peut être considéré comme invariant, à courant collecteur constant.

Il résulte de ces remarques que les valeurs quadratiques moyennes de  $e_N$  et  $e_D$  sont des fonctions fortement croissantes de T.

Pour un transistor NPN, on obtient :

$$(II.34) \quad \begin{cases} \overline{e_N e_N^*} |_T = \left(\frac{T}{T_0}\right)^{3,7} \overline{e_N e_N^*} |_{T_0} \\ \overline{e_D e_D^*} |_T = \left(\frac{T}{T_0}\right)^{3,7} \overline{e_D e_D^*} |_{T_0} \end{cases}$$

Ainsi, une augmentation de 5% de la température, (c'est à dire d'environ 15°C), conduit à un accroissement de  $\overline{e_N e_N^*}$  et  $\overline{e_D e_D^*}$  voisin de 20%. Par contre, dans les mêmes conditions, le facteur de bruit minimum varie beaucoup moins. En effet,  $\mu$  dépend du rapport  $r_{BB}/\beta_A$  qui peut s'écrire uniquement en fonction de  $\alpha$ . Dans  $F_{min}$ , seuls les termes en  $\alpha_A$  et  $\beta_A$ , qui ont un faible poids, varient avec T. Le système constitué par le transistor et son impédance de source n'est cependant pas isotherme : il faut distinguer la température interne de jonction T et celle de  $Y_S$ , c'est à dire la température ambiante  $T_0$ . En reprenant l'expression II.15, le facteur de bruit minimum s'écrit :

$$(II.35) \quad F_{min} = 1 + \frac{T}{T_0} \left[ \frac{1}{\beta_A} + \mu + \sqrt{\frac{1}{\alpha_A \beta_A} + 2\left(C + \frac{1}{\beta_A}\right)\mu + \mu^2} \right]$$

Ainsi, aux forts niveaux de courant, les variations thermiques de  $F_{min}$  sont sensiblement proportionnelles à T.



A partir du modèle de la zone active du transistor élaboré au chapitre précédent, nous avons analysé dans cette deuxième partie les variations du facteur de bruit. Le calcul s'effectue après avoir regroupé les sources de bruit à l'entrée du dispositif. Les résultats obtenus montrent que les théories antérieures prévoient un facteur de bruit minimum bien plus élevé qu'il ne l'est en réalité. En effet, la résistance équivalente au bruit thermique, considérée traditionnellement comme une constante, décroît d'une part avec le niveau de polarisation, et d'autre part avec la fréquence.

Par ailleurs, outre le transistor actif, une structure réelle comprend des éléments passifs. Nous nous sommes efforcés de préciser l'influence de chacun d'eux sur les paramètres de bruit et notamment sur  $F_{min}$ . Il ressort de cette étude que la résistance latérale de base et la résistance de contact émetteur prennent de l'importance à fort niveau de polarisation et en haute fréquence. Ainsi, les performances de bruit dépendent pour une part non négligeable du soin apporté à la réalisation des contacts et à la diffusion d'une zone surdopée sous la métallisation de base.

Enfin, la température est un paramètre important du modèle : le composant s'échauffe dès que la puissance qu'il doit dissiper s'élève. Nous avons précisé le sens des variations des résultats de bruit pour des écarts de température de l'ordre de quelques dizaines de degrés au dessus de 20 °C.

La détermination des paramètres qui entrent dans la définition du schéma équivalent fera l'objet du prochain chapitre.

A N N E X E A 2

PROGRAMME DE SIMULATION DU TRANSISTOR EN BRUIT ET EN  
REGIME DYNAMIQUE PETITS SIGNAUX

SIGNIFICATION DES VARIABLES D'ENTREE

RBO Résistance répartie de base  $R_B$   
RBLO Résistance de base latérale  $R_{BL}$   
RCCO Résistance de collecteur  $R_{CC}$   
BETANO Gain en courant du transistor actif (Montage E.C.)  
BETAO Gain en courant du transistor total (Montage E.C.)  
(toutes ces valeurs sont prises à la température ambiante)

REE Résistance de contact émetteur  $R_{EE}$   
TO Température ambiante  
T Température interne de jonction  
TAUB Temps de transit dans la base  
TAUC Temps de transit dans la zone de charge d'espace  
collecteur base.  
NSL Pente de la caractéristique de la diode de surface  
MSL Paramètre caractéristique du bruit de la diode  
de surface.  
NGEOM Indice relatif à la géométrie :  
3 pour un transistor rectangulaire  
4 pour un transistor circulaire  
NF Nombre de points de fréquence traités  
NP Nombre de points de polarisation traités  
FF(J) Valeurs des points de fréquence  
IE Courant d'émetteur

(les capacités sont désignées par les mêmes symboles que dans le texte)

PRESENTATION DES DONNEES

	LISTE DES VARIABLES	FORMAT
1ère carte	titre	15A4
2ème "	RBO, RBLO, REE, RCCO, BETANO, NSL, MSL	8F10.3
3ème "	CBC, CEC, CEB, CTL, CTC TAUB, TAUC	8E10.3
4ème "	NGEOM, NF, NP	I2,2I3
5ème "	FF(J), J = 1, NF	8E10.3
NP suivantes	IE, CTE, BETA0, T, TO	2E10.3,3F10.3

VARIABLES INTERMEDIAIRES ET VARIABLES DE SORTIE

UT	Tension thermodynamique = $kT/q$
A	Paramètre a de la défocalisation
P	Coefficient $p^2$
ZBB	Impédance de base $z_{BB'}$
RBN	Résistance de bruit RBN

Les paramètres  $y$ , les valeurs quadratiques des générateurs de bruit en tension et en courant ramenés à l'entrée du quadripole considéré, la corrélation entre ces deux générateurs s'écrivent respectivement :

- pour le transistor actif

YA, EED, IID, EID

- Lorsque l'on inclut  $C_{TL}$  et  $y_{SL}$

YSRC, EESRC, IISRC, EISRC

- Lorsque l'on prend en compte les résistances de

contact :

YSC, EESC, IISC, EISC

- pour le transistor total :

YT, EEDT, IIDT, EIDT

S(I)

Paramètres S de dispersion

FMIN, RN, GO, BO

Paramètres du facteur de bruit

GAMAX, RG, GA, BA

Paramètres du gain disponible (28)

K

Facteur de stabilité de Rollett

```
C *****
C * SIMULATION DU TRANSISTOR EN BRUIT ET *
C * EN REGIME DYNAMIQUE PETITS SIGNAUX *
C *****
REAL NSL,MSL,IE,K,IID,IISL,IISRC,IISC,IIDT,II1,II2
COMPLEX YI(4),YA(4),YSRC(4),YSC(4),YT(4),DD(4),YP(4),S(4)
COMPLEX CMPLX,CSURT,CONJG,CEXP,C1,C2
COMPLEX ZBL,YSL,YTL,ZBB,ZEE,ZCC
COMPLEX EID,EISRC,EISC,EIDT,I12
COMPLEX DEN1,DYSRC,YSRC,DENOM,AA,B,C,D,E,G,H,DN
DIMENSION TITRE(15),FF(15)

C
C-----LECTURE DES DONNEES
READ(5,1)(TITRE(I),I=1,15)
READ(5,2) RBO,RBLO,REE,RCCO,BETANO,NSL,MSL
READ(5,4) CBC,CEC,CEB,CTL,CTC,TAUB,TAUC
READ(5,3) NGEOM,NF,NP
READ(5,4)(FF(J),J=1,NF)
1 FORMAT(15A4)
2 FORMAT(8(F10.3))
3 FORMAT(I2,I3,I3)
4 FORMAT(8(E10.3))
WRITE(6,20)(TITRE(I),I=1,15)
20 FORMAT(1H1,30X,15A4,/)
C1=CMPLX(1.,0.)
C2=CMPLX(0.02,0.)
PI=3.14159
DO 999 IP=1,NP
READ(5,5) IE,CTE,BETA0,T,TO
5 FORMAT(2(E10.3),3(F10.3))

C
C-----PRISE EN COMPTE DE LA TEMPERATURE
UT=8.63E-5*T
RB=RBO*(T/TO)**2.7
RBL=RBLO*(T/TO)**2.7
BETAN=BETANO*(T/TO)**1.7
BETA=BETA0*(T/TO)**1.7
ALPHN=BETAN/(BETAN+1.)
FT=.5/PI/(TAUB+TAUC+UT*(CTE+CTC)/IE)
FB=FT/BETAN
WRITE(6,21)
WRITE(6,22) IE,BETAN,BETA0,RBO,RBLO,REE,RCCO,T,TO,NSL,MSL
21 FORMAT(6X,'IE',09X,'BETAN',6X,'BETA',08X,'RB',08X,'RBL',9X,'REE',
1 9X,'RCC',9X,'T',9X,'TO',8X,'NSL',9X,'MSL')
22 FORMAT(2X,E10.3,1X,10(F10.3,1X),/)
WRITE(6,23)
WRITE(6,24) CBC,CEC,CEB,CTL,CTC,CTE,TAUB,TAUC,FT,FB
23 FORMAT(6X,'CBC',8X,'CEC',8X,'CEB',8X,'CTL',8X,'CTC',
1 9X,'CTE',7X,'TAUB',7X,'TAUC',9X,'FT',7X,'FBETA')
24 FORMAT(2X,10(E10.3,1X),/)
DO 999 IF=1,NF
F=FF(IF)

C
C-----CALCUL DES PARAMETRES Y DU TRANSISTOR IDEAL
YI(2)=CMPLX(0.,-2.*PI*F*CTC)
YI(4)=-YI(2)
YI(3)=YI(2) + CMPLX(ALPHN*IE/UT,0.)
1 *CEXP(CMPLX(0.,-2.*PI*F*(TAUB/3.+TAUC)))
YI(1)=CMPLX(ALPHN*IE/UT,0.)*CMPLX(1./BETAN,2.*PI*F*(TAUB+TAUC))
1 +CMPLX(0.,2.*PI*F*(CTE+CTC))

C
C-----CALCUL DE A,ZBB,RBN ET P
A=RB*IE/UT/BETAN
FI=FB*2.*(A+4.)/A
```

```

ZBB=CMPLX(RB/(A+FLOAT(NGEOM)),0.)/CSQRT(CMPLX(1.,F/FI))
TEF=1.-A/3./(A+4.)/SQRT(1.+F*F/FI/FI)
RBN=TEF*REAL(ZBB)
P2=(128.+64.*FI*FI)**(-.25)
RCC=RCCO*(1.+A/4.)

C
C-----PARAMETRES Y DU TRANSISTOR ACTIF
DEN1=C1+ZBB*YI(1)
DO 12 J=1,3
12 YA(J)=YI(J)/DEN1
YA(4)=YI(4)-ZBB*YI(2)*YI(3)/DEN1

C
C-----PRISE EN COMPTE DES DIODES LATERALE ET DE SURFACE
C-----DE LA CAPACITE B-C LATERALE
YSL=CMPLX(ALPHN*IE/NSL/UT*(1./BETA-1./BETAN),0.)
YTL=CMPLX(0.,2.*PI*F*CTL)
YSRC(1)=YA(1)+YSL+YTL
YSRC(2)=YA(2)-YTL
YSRC(3)=YA(3)-YTL
YSRC(4)=YA(4)+YTL

C
C-----PRISE EN COMPTE DES RESISTANCES DE CONTACT
ZBL=CMPLX(RBL,0.)
ZEE=CMPLX(REE,0.)
ZCC=CMPLX(RCC,0.)
DYSRC=YSRC(1)*YSRC(4)-YSRC(2)*YSRC(3)
SYSRC=YSRC(1)+YSRC(4)+YSRC(2)+YSRC(3)
DENOM=C1+ZBL*YSRC(1)+ZCC*YSRC(4)+ZEE*SYSRC
1 +(ZEE*ZCC+ZEE*ZBL+ZCC*ZBL)*DYSRC
YSC(1)=(YSRC(1)+(ZCC+ZEE)*DYSRC)/DENOM
YSC(2)=(YSRC(2)-ZEE*DYSRC)/DENOM
YSC(3)=(YSRC(3)-ZEE*DYSRC)/DENOM
YSC(4)=(YSRC(4)+(ZBL+ZEE)*DYSRC)/DENOM

C
C-----PRISE EN COMPTE DES CAPACITES PARASITES ENTRE METALLISATIONS
YP(1)=CMPLX(0.,2.*PI*F*(CEB+CBC))
YP(2)=-CMPLX(0.,2.*PI*F*CBC)
YP(3)=YP(2)
YP(4)=CMPLX(0.,2.*PI*F*(CEC+CBC))
DO 240 I=1,4
240 YT(I)=YSC(I)+YP(I)

C
C-----GENERATEURS DE BRUIT A L'ENTREE DU TRANSISTOR ACTIF
FA=0.5/PI/(0.6*TAUB+UT*CTE/IE)
IID=IE/2./UT/ALPHN*(1.-ALPHN+(F/FA)**2)
EED=RBN+CABS(ZBB)**2*(P2*(1.-ALPHN)*IE/2./UT+IID)+UT/2./IE/ALPHN
1 +REAL(ZBB*CMPLX(1.-ALPHN,F/FA))/ALPHN
EID=CMPLX(1./BETAN/2.,-F/FA/ALPHN/2.)+ZBB*CMPLX(IID,0.)

C
C-----PRISE EN COMPTE DES DIODES LATERALE ET DE SURFACE
C-----DE LA CAPACITE B-C LATERALE
IISL=ALPHN*IE/2./UT*(1./BETA-1./BETAN)/MSL
AA=YA(3)/YSRC(3)
B=YTL*(YSRC(3)+YSRC(1))/YSRC(3)
C=B+YSL
EESRC=CABS(AA)**2.*EED
IISRC=CABS(C)**2.*EED+IID+IISL+2.*REAL(C*EID)
EISRC=AA*CONJG(C)*CMPLX(EED,0.)+AA*EID

C
C-----PRISE EN COMPTE DES RESISTANCES DE CONTACT
EBL=RBL
EEE=REE
ECC=RCC
AA=YSRC(3)-ZEE*DYSRC
B=ZEE*(YSRC(3)+YSRC(4)+ZBL*DYSRC)/AA+ZBL
C=YSRC(3)/AA
D=- (YSRC(4)+(ZBL+ZEE)*DYSRC)/AA
E=-DYSRC/AA
G=(YSRC(3)+YSRC(4)+ZBL*DYSRC)/AA

```

```

H=DYSRC/AA
EESC=EESRC+CABS(B)**2.*IISRC+2.*REAL(CONJG(B)*EISRC)
1 +EBL+CABS(D)**2.*ECC+CABS(G)**2.*EEE
IISC=CABS(C)**2.*IISRC+CABS(E)**2.*ECC+CABS(H)**2.*EEE
EISC=CONJG(C)*EISRC+B*CONJG(C)*CMPLX(IISRC,0.)
1 +D*CONJG(E)*CMPLX(ECC,0.)+G*CONJG(H)*CMPLX(EEE,0.)

C
C-----PRISE EN COMPTE DES CAPACITES PARASITES ENTRE METALLISATIONS
AA=YSC(3)/YT(3)
B=(YT(3)*YP(1)-YT(1)*YP(3))/YT(3)
EEDT=(CABS(AA))**2.*EESC
IIOT=CABS(B)**2.*EESC+IISC+2.*REAL(B*EISC)
EIDT=AA*CONJG(B)*CMPLX(EESC,0.)+AA*EISC

C
C-----PARAMETRES Y DU TRANSISTOR REEL
C-----GENERATEURS DE BRUIT
CALL BKD94(YT,EEDT,IIOT,EIDT,F)

C
C-----FACTEUR DE BRUIT
FMIN=1.+2.*(REAL(EIDT)+SQRT(EEDT*IIOT-AIMAG(EIDT)*AIMAG(EIDT)))
FMIN=10.*ALOG10(FMIN)
RN=EEDT
BO=AIMAG(EIDT)/EEDT
GO=SQRT(IIOT/EEDT-BO*BO)

C
C-----GAIN EN PUISSANCE
IK=1
K=(2.*REAL(YT(1))*REAL(YT(4))-REAL(YT(2)*YT(3)))/CABS(YT(2)*YT(3))
IF(K.LT.1.) IK=0
IF(IK.EQ.0) GO TO 300
GAMAX=CABS(YT(3)/YT(2))*(K-SQRT(K**2.-1.))
GAMAX=10.*ALOG10(GAMAX)
RG=REAL(YT(4))/CABS(YT(3))**2.
GA=CABS(YT(3)*YT(2))*SQRT(K**2.-1.)/2./REAL(YT(4))
BA=-AIMAG(YT(1))+AIMAG(YT(3)*YT(2))/2./REAL(YT(4))
300 CONTINUE
DN=(C2+YT(1))*(C2+YT(4))-YT(2)*YT(3)
S(1)=((C2-YT(1))*(C2+YT(4))+YT(2)*YT(3))/DN
S(2)=-2.*YT(2)/DN*C2
S(3)=-2.*YT(3)/DN*C2
S(4)=((C2+YT(1))*(C2-YT(4))+YT(2)*YT(3))/DN
DO 301 II=1,4
AC=0.
AB=0.
IF(REAL(S(II)).LT.0.)AC=PI*AIMAG(S(II))/ABS(AIMAG(S(II)))
S(II)=CMPLX(20.*ALOG10(CABS(S(II))),
1 (AC+ATAN(AIMAG(S(II))/REAL(S(II))))*180./PI)
IF(REAL(YT(II)).LT.0.)AB=PI *AIMAG(YT(II))/ABS(AIMAG(YT(II)))
301 DD(II)=CMPLX(CABS(YT(II)),(AB+ATAN(AIMAG(YT(II))/REAL(YT(II))))
1 *180./PI)

C
C-----IMPRESSION DES RESULTATS
F=F/1.E6
WRITE(6,103) F
WRITE(6,104) (YA(I),I=1,4)
WRITE(6,105) (YT(I),I=1,4)
WRITE(6,106) (UD(I),I=1,4)
WRITE(6,111) (S(I),I=1,4)
WRITE(6,107) EED,IIOT,EID,EEDT,IIOT,EIDT
WRITE(6,108) FMIN,RN,GO,BO
IF(IK.EQ.0) GO TO 500
WRITE(6,109) GAMAX,RG,GA,BA
GO TO 501
500 WRITE(6,110)
501 CONTINUE
103 FORMAT(10X,'FREQUENCE :',F10.3,' MHZ',/)
104 FORMAT(1X,'PARM.Y TR.ACT. R.I. ',4(F10.5,1X,F10.5,3X))
105 FORMAT(9X,'TR.TOT. R.I. ',4(F10.5,1X,F10.5,3X))
106 FORMAT(17X,'M.P. ',4(F10.5,1X,F10.5,3X))

```



```

107 FORMAT(1X,'BRUIT TR.ACT.      EED = 4KT*',F10.5,3X,
1  'IID = 4KT*',F10.5,3X,'EID = 4KT(',F10.5,3X,F10.5,' )',/,
2  9X,'TR.TOT.      EEDT = 4KT*',F10.5,3X,'IIDT = 4KT*',
3  F10.5,3X,'EIDT = 4KT(',F10.5,3X,F10.5,' )')
108 FORMAT(1X,'FACTEUR DE BRUIT  FMIN =',5X,F10.5,3X,'RN  =',
1  5X,F10.5,3X,'GO  =',5X,F10.5,3X,'BO  =',5X,F10.5)
109 FORMAT(1X,'GAIN DISPONIBLE  GAMAX=',5X,F10.5,3X,'RG  =',
1  5X,F10.5,3X,'GA  =',5X,F10.5,3X,'BA  =',5X,F10.5,/)
110 FORMAT(1X,'GAIN DISPONIBLE  GAMAX=  INSTABLE',/)
111 FORMAT(1X,'PARM.S  DB, DEGRES  ',4(F10.5,1X,F10.5,3X))
999 CONTINUE
STOP
END

```

C  
C-----SOUS PROGRAMME DE PRISE EN COMPTE DES ELEMENTS DU BOITIER  
C

```

SUBROUTINE BKD94(Y,EE,II,EI,F)
COMPLEX Y(4),SE,SB,SC,CBE,CCE,CCB,A,B,C,D,DEN,DENO
COMPLEX DY,SY,C1,EI,CMPLX,CONJG
REAL II
W=6.2832*F
C1=CMPLX(1.,0.)
NO = 0
SB=CMPLX(0.,W*0.20E-9)
SE=CMPLX(0.,W*0.15E-9)
SC=CMPLX(0.,0.)
CBE=CMPLX(0.,W*0.25E-12)
CCE=CMPLX(0.,W*0.28E-12)
CCB=CMPLX(0.,W*0.02E-12)
1 DY=Y(1)*Y(4)-Y(2)*Y(3)
SY=Y(1)+Y(4)+Y(2)+Y(3)
DEN=C1+SE*SY+SB*Y(1)+SC*Y(4)+(SE*SB+SC*SE+SC*SB)*DY
DENO=Y(3)-SE*DY-CCB*DEN
A=(Y(3)-SE*DY)/DENO
B=(Y(3)*(SE+SB)+Y(4)*SE)/DENO
C=(CCB*(Y(3)+Y(1)+SC*DY)+CBE*(Y(3)-SE*DY))/DENO
D=(Y(3)+CCB*(SB*Y(3)-C1-SC*Y(4))+CBE*(SE*Y(4)+Y(3)*(SE+SB)))/DENO
Y(1)=(Y(1)+(SE+SC)*DY)/DEN+CBE+CCB
Y(2)=(Y(2)-SE*DY)/DEN-CCB
Y(3)=(Y(3)-SE*DY)/DEN-CCB
Y(4)=(Y(4)+(SE+SB)*DY)/DEN+CCE+CCB
AA=CABS(A)**2.*EE+CABS(B)**2.*II+2.*REAL(A*CONJG(B)*EI)
BB=CABS(C)**2.*EE+CABS(D)**2.*II+2.*REAL(C*CONJG(D)*EI)
EI=A*CONJG(C)*CMPLX(EE,0.)+B*CONJG(D)*CMPLX(II,0.)+
1 A*CONJG(D)*EI+B*CONJG(C)*CONJG(EI)
EE=AA
II=BB
NO=NO+1
SB=CMPLX(0.,W*0.62E-9)
SC=CMPLX(0.,W*0.70E-9)
SE=CMPLX(0.,0.)
CBE=CMPLX(0.,W*0.10E-12)
CCE=CBE
IF(NO.EQ.1) GO TO 1
RETURN
END

```

```

$ENTRY
TRANSISTOR S24 NO 43 BOITIER KD94
810.      10.0      3.0      4.0      70.0      2.0      1.2
0.300E-12 0.690E-12 0.170E-12 1.303E-12 0.434E-12 0.400E-11 0.250E-11
3 8 4
1.000E6      .100E8      .500E8      .100E9      .200E9      .400E9      .800E9      .160E10
0.180E-2 1.400E-11 17.0      296.      294.
0.300E-2 1.400E-11 19.0      298.      294.
0.600E-2 1.400E-11 21.5      303.      294.
0.100E-1 1.400E-11 22.0      309.0      294.
$STOP
/*
//

```

## CHAPITRE III

### TECHNIQUES DE CARACTÉRISATION ET D'IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DU MODÈLE.



Le nouveau modèle de bruit, que nous venons d'établir, est une extension au domaine du bruit de fond des schémas IBIS et BIRD (19), (20), conçus pour la simulation du transistor bipolaire en régimes statique et dynamique. Nous y avons inclus, là où nous l'avons jugé nécessaire, les éléments dont le bruit ne pouvait être négligé, et nous avons associé à chacun des phénomènes physiques, la source de bruit correspondante. Ainsi, le modèle est complètement caractérisé par les paramètres  $\alpha_A$ ,  $I_{ST}$ ,  $I_{RD}$ ,  $n_{SL}$ ,  $m_{SL}$ ,  $I_{LQ}$ ,  $R_B$ ,  $\beta_A$ ,  $\mu_C$ ,  $\tau_B$ ,  $\tau_C$ ,  $R_{CC}$ ,  $R_{EE}$ ,  $R_{BL}$ , les paramètres associés aux capacités de transition  $C_{TE}$ ,  $C_{TC}$ ,  $C_{TL}$ , et les éléments du boîtier.

Nous nous proposons d'exposer dans ce chapitre les méthodes utilisées pour l'identification de ces paramètres. Beaucoup de ces techniques ont déjà été décrites et nous ne ferons que les évoquer. Toutefois, la mise en oeuvre, sur des composants microondes, de quelques unes d'entre elles s'est avérée délicate, notamment pour la mesure de  $\beta_A$  et de  $R_B$ . Dans ces cas particuliers, nous avons fait appel à des méthodes de calcul que nous précisons. Pour ce qui est de la température, connaissant son influence sur tous les paramètres importants du modèle, nous avons choisi de simuler le composant dans ses conditions normales d'utilisation, c'est à dire de tenir compte de son échauffement aux forts courants. Nous décrirons donc la méthode adoptée pour l'évaluation de la température interne du transistor.

Enfin, la validité du modèle ne pourra être établie qu'après une confrontation des résultats théoriques et des résultats expérimentaux. Cette comparaison portera essentiellement sur le facteur de bruit. Nous décrirons à la fin de ce chapitre les deux bancs de mesure du facteur de bruit, l'un pour les moyennes fréquences, (de 10 Hz à 2-3 MHz), l'autre pour les hautes fréquences (de 100 MHz à 4GHz). Le programme numérique d'extraction des quatre paramètres de bruit  $F_{min}$ ,  $R_N$ ,  $g_o$ , et  $b_o$  (ou  $\overline{ee}$ ,  $\overline{ii}$ , et  $\overline{ei}$ ) à partir des mesures sera décrit, et la précision des résultats discutée.

### III.1. IDENTIFICATION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT

#### III.1.1. Paramètres basse fréquence

##### III.1.1.1. Méthodes IBIS

Nous nous limiterons ici à rappeler brièvement les techniques d'identification du modèle IBIS, déjà exposées en détail par G.REY et J.P. BAILBE (5) (19).

a) Les courants de saturation des diodes intrinsèques et des diodes de surface sont obtenus à partir du relevé expérimental des caractéristiques statiques  $I_C(V_{BE})$ ,  $I_B(V_{BE})$ ,  $I_E(V_{BC})$  et  $I_B(V_{BC})$ , mesurées à bas niveau de tension. Dans notre étude, le transistor est toujours polarisé en régime de fonctionnement normal, et nous nous intéresserons plus particulièrement aux deux premières de ces courbes. Elles obéissent à une loi de la forme :

$$(III.1) \quad I = I_0 \exp\left(\frac{V_{BE}}{n U_T} - 1\right)$$

L'identification de  $\alpha_A I_{S1}$ , courant de saturation de  $I_C$ , ne présente pas de difficulté puisque le coefficient  $n$  est égal à l'unité sur une large plage de tensions. Par contre, le courant base est constitué de plusieurs composantes, de pentes différentes. Le courant de surface est isolé par l'élimination des parties de la courbe correspondant aux tensions  $V_{EB}$  faibles et aux tensions élevées. Notons que nous disposons d'un banc automatique de mesure des caractéristiques statiques bas niveau. Les résultats sont traités numériquement ; l'algorithme de calcul est décrit dans (20).

b) La résistance de base est déterminée expérimentalement par la méthode de la réaction de tension dans le montage base commune : le transistor étant polarisé en régime normal, un signal alternatif est appliqué au collecteur et l'on mesure la tension qui apparaît sur l'émetteur. Le dispositif et les précautions expérimentales sont exposés dans (19). L'influence des divers éléments parasites a été précisée et discutée par A.MUÑOZ YAGUË (20).

c) Le gain en courant  $\beta_A$  de la zone active du transistor, et le courant de saturation  $I_{L0}$  de la diode latérale émetteur-base sont calculés numériquement : ils sont ajustés par une méthode de moindres carrés pour que les variations expérimentales du gain en courant dans le montage émetteur commun

soient correctement reproduites par l'expression du gain  $\beta_T$  du transistor total :

$$(III.2) \quad \beta_T = \frac{\alpha_A I_{S1} \exp \frac{V_{BE}}{U_T}}{(1-\alpha_A) I_{S1} \exp \frac{V_{BE}}{U_T} + I_{R0} \exp \frac{V_{BE}}{m_s U_T} + I_{L0} \exp \frac{V_{BE}}{U_T}}$$

Ces méthodes donnent généralement entière satisfaction sur les transistors basse et moyenne fréquence. Sur quelques composants microondes, leur utilisation, pourtant commode, n'a pas été possible pour plusieurs raisons. D'abord, sur ces dispositifs à base très fine (de l'ordre de  $0,1 \mu\text{m}$ ) et de faibles dimensions, l'effet Early reste prépondérant devant l'influence de la capacité collecteur base, et ce jusqu'à des fréquences trop élevées pour pouvoir y effectuer une mesure correcte de  $r_{BB'}$ . Ensuite, les transistors haute fréquence que nous avons testés présentaient une composante superficielle importante du courant de base, et de pente voisine de 2. Dans ces conditions, et sans compter que les risques d'oscillations rendent difficiles les mesures statiques, on n'observe plus aux forts courants la chute du gain  $\beta_T$  et l'ajustement de  $\beta_A$  par la méthode décrite précédemment devient très imprécis. Dans ces cas particuliers, nous avons été contraints d'utiliser des valeurs de  $\beta_A$  et de  $R_B$  calculées à partir des profils de dopage et des dimensions géométriques du composant.

### III.1.1.2. Méthodes numériques

a) La résistance de base a pour expression, aux faibles niveaux de courant :

$$(III.3) \quad r_{BB'} = \frac{1}{q \mu_p F \int_0^{W_B} N_A(W) dW}$$

où  $\mu_p$  est la mobilité moyenne des porteurs majoritaires dans la base,  $N_A$  la concentration en atomes accepteurs et  $F$  est un facteur de forme :  $F = 8\pi$  pour un transistor à géométrie circulaire et  $F = 12 l/h$  pour une géométrie rectangulaire à double contact de base, dont l'émetteur a une largeur  $h$  et une longueur  $l$ .

L'utilisation de la valeur expérimentale de  $\alpha_A I_{S1}$  permet d'éviter le calcul de l'intégrale du dopage. On obtient (20) :

(III.4)

$$\tau_{BB'} = \frac{\alpha_A I_{S1}}{q^2 F \mu_m \mu_p U_T n_i^2 A_E}$$

où  $\mu_n$  est la mobilité des porteurs minoritaires dans la base,  $A_E$  l'aire de l'émetteur et  $n_i$  la concentration intrinsèque dans la base.

b) Le gain en courant  $\beta_A$  se calcule également à partir des profils d'impuretés dans la base et dans l'émetteur. Cependant, étant donnés les très forts dopages de la région d'émetteur, les effets de dégénérescence doivent être pris en compte dans ce calcul. Nous avons utilisé le programme FUN, mis au point par l'équipe du Professeur Van Overstraeten (29). Les valeurs du gain données par ce programme sont en bon accord avec celles de la mesure lorsque celle-ci est possible (30).

Les grandeurs caractéristiques du courant de génération recombinaison en surface peuvent ensuite être obtenus à partir du gain  $\beta_A$  calculé et des courbes expérimentales  $I_C(V_{BE})$  et  $I_B(V_{BE})$ .

### III.1.1.3. Les résistances passives et de contact

a) La résistance de contact d'émetteur est mesurée par la méthode de Giacoletto (31) et Choma (32). Pour un transistor idéal monté en base commune, la tension collecteur-base à courant collecteur nul est pratiquement égale à la tension directe émetteur base, à condition que  $I_B$  ne soit pas trop faible. Ainsi,

$$(III.5) \quad V_{CE} \Big|_{I_C=0} \approx 0$$

Sur un transistor réel où la résistance d'émetteur n'est pas nulle, la relation précédente devient :

$$(III.6) \quad V_{CE} \Big|_{I_C=0} \approx -R_{EE'} I_E = R_{EE'} I_B$$

La pente de la caractéristique  $V_{CE}(I_B)$  à  $I_C=0$  permet donc une évaluation directe de la résistance de contact  $R_{EE'}$ . La mise en oeuvre de cette méthode est en outre très simple puisque la mesure peut être faite directement sur un oscilloscope traceur de courbes, du type Tektronix 575 : l'émetteur est relié à la masse, la base et le collecteur sont inversés par rapport au montage habituel

sur le support. Ainsi, la base est attaquée par le circuit de balayage en tension du collecteur et l'on maintient à zéro le courant  $I_C$ . Il est possible de représenter horizontalement les variations de la tension base-émetteur du traceur, donc  $V_{CE}$  du composant. La représentation de  $I_B$  se fait verticalement à la sensibilité désirée.

$R_{EE}$ , peut également être évaluée à partir de la courbe des variations, avec la fréquence, de l'impédance d'entrée dans le montage émetteur commun. Des études comparatives entre les deux méthodes (33) ont montré une bonne concordance des résultats. Nous nous sommes limités à la première des deux techniques qui est la plus simple.

b) La résistance de collecteur peut être obtenue de la même manière que  $R_{EE}$ , étant donné la symétrie de la structure. L'émetteur joue le rôle du collecteur et vice versa. Toutefois, si  $R_{EE}$  est essentiellement une résistance de contact, donc difficile à évaluer,  $R_{CC}$  est pour sa part surtout fonction de la résistivité de la zone de collecteur. Si cette dernière est connue, il est préférable d'utiliser la formule (II.30) qui donnera une valeur plus précise que celle déduite de la mesure.

c) La résistance de base latérale ne peut en général qu'être grossièrement évaluée. En effet, la mesure de  $r_{BB}$  est déjà difficile en elle-même et il n'existe pas de méthode à notre connaissance permettant d'accéder à  $R_{BL}$ , à moins bien sûr de disposer de motifs tests réalisés sur la même plaquette que le transistor. Dans la majorité des cas,  $R_{BL}$  ne sera pas dissociée de la résistance de base  $r_{BB}$ . Pour notre étude, cependant, il nous a semblé utile d'essayer de la préciser, notamment dans les cas de très forte défocalisation où elle peut être du même ordre de grandeur que la résistance de base active, et jouer alors un rôle important (Cf la section II.4.2). Lorsque l'on connaît la résistance par carré  $r_{\square}$  du silicium après diffusion de la base,  $R_{BL}$  peut être évaluée, dans le cas d'un transistor à double contact de base, en utilisant la formule :

(III.7)

$$R_{BL} \approx \frac{r_{\square} d}{2l}$$



où  $d$  représente la distance entre la métallisation de base et la diffusion d'émetteur, et  $l$  est la longueur de l'émetteur.

#### III.1.1.4. Le facteur de réaction d'Early

Le facteur de réaction d'Early est directement lié à la pente de la caractéristique statique  $I_C(V_{CE})$  à courant de base constant. Il s'écrit (I.2):

$$(III.8) \quad \mu_C = \frac{r_e}{\alpha_A} \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right|_{I_B = \text{cte}}$$

#### III.1.2. Les paramètres haute fréquence

##### III.1.2.1. Les capacités du modèle

Pour la caractérisation des capacités de transition du modèle, nous avons repris la méthode mise au point par A. MUÑOZ YAGUÉ (20). Nous la rappelons brièvement : lorsque le transistor est en régime bloqué, il peut être représenté par le schéma de la figure III.1 où la résistance de base a été négligée.

$C_{CE}$ ,  $C_{EB}$  et  $C_{BC}$  sont les capacités parasites dues au boîtier et aux capacités MOS existant entre les métallisations et le collecteur. Elles sont supposées indépendantes des tensions appliquées.

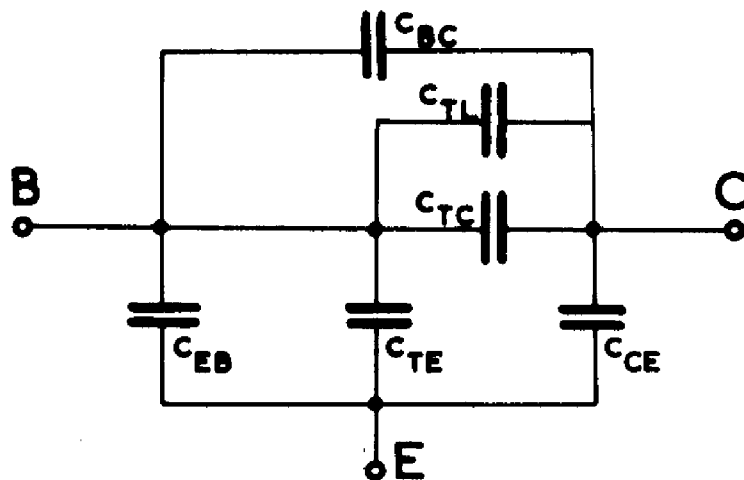


Figure III.1 Schéma du transistor en régime bloqué.

$C_{TE}$ ,  $C_{TC}$  et  $C_{TL}$  sont les capacités de transition. Leurs variations en fonction de la tension appliquée  $V$  s'écrivent :

$$(III.9) \quad C_T = \frac{C_{T0}}{\left(1 - \frac{V}{\Phi}\right)^m}$$

où  $C_{T0}$  est la valeur de  $C_T$  pour  $V = 0$ ,  $\Phi$  est le potentiel de diffusion de la jonction et  $m$  dépend des profils de dopages.  $C_{TC}$  et  $C_{TL}$ , associées à la jonction collecteur base, ont des valeurs proportionnelles aux aires des régions frontale et latérale:

$$(III.10) \quad \frac{C_{TC}}{A_E} = \frac{C_{TL}}{A_C - A_E} = \frac{C_{TC} + C_{TL}}{A_C}$$

Un pont de mesure de capacité BOONTON type 75.C permet l'accès à la capacité directe entre deux électrodes lorsque la troisième est à la masse. Nous obtenons ainsi entre émetteur et base :

$$(III.11) \quad C_1 = \frac{C_{TE0}}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{\Phi_1}\right)^{m_1}} + C_{EB}$$

entre collecteur et base :

$$(III.12) \quad C_2 = \frac{C_{TC0} + C_{TL0}}{\left(1 - \frac{V_{BC}}{\Phi_2}\right)^{m_2}} + C_{BC}$$

entre émetteur et collecteur :

$$(III.13) \quad C_3 = C_{CE}$$

Le rapport  $A_C/A_E$  et l'algorithme de calcul décrit dans (20) permettent l'identification des six capacités du modèle et leurs variations en fonction de la tension appliquée.

#### III.1.2.2. Les temps de transit

$\tau_B$  et  $\tau_C$ , temps de transit dans la base active et dans la zone de charge d'espace collecteur base, sont déterminés à partir de la courbe expérimentale des variations de la fréquence de transition du transistor en fonction du courant de polarisation.

La mesure du gain en courant dynamique, dans la zone fréquentielle où il décroît de 6 dB par octave, permet d'avoir accès à la fréquence de transition. En fait, nous avons eu recours à deux étapes : d'abord la mesure des paramètres de dispersion (ou paramètres S) au pont Hewlett Packard (modèle HP 8410 A) d'un emploi plus commode qu'un pont de mesure des fonctions de transfert. Le gain en courant peut ensuite être calculé à partir des quatre paramètres S.

Aux bas niveaux de polarisation, la pulsation  $\omega_T$  s'écrit en première approximation, c'est à dire en négligeant les termes d'ordre égal ou supérieur à 2 :

$$(III.14) \quad \frac{1}{\omega_T} = \frac{U_T}{I_E} (C_{TE} + C_{TC} + C_{TL} + C_{BE} + C_{BC}) + \\ + \tau_B + \tau_C + (C_{TC} + C_{TL})(R_{EE'} + R_{CC'})$$

Si les mesures sont réparties sur une décade de courant, nous pouvons admettre que les capacités de transition varient peu et que la courbe  $1/\omega_T (1/I_E)$  est linéaire. En extrapolant cette droite, il est possible de déterminer graphiquement la quantité  $[\tau_B + \tau_C + (C_{TC} + C_{TL})(R_{EE'} + R_{CC'})]$  dont  $C_{TL}$ ,  $C_{TC}$ ,  $R_{EE'}$ ,  $R_{CC'}$  ont déjà été identifiés.

Le temps de transit des porteurs dans la zone de charge d'espace collecteur base se calcule aisément, connaissant l'épaisseur de cette dernière. En effet il est couramment admis que les porteurs, balayés par un champ intense, traversent cette région à leur vitesse limite  $v_1$  ( $\approx 10^7$  cm/s pour le silicium). On montre, (34), que dans ces conditions, le temps de transit  $\tau_C$  est donné par la relation :

$$(III.15) \quad \tau_C = \frac{W_T}{2 v_1}$$

où  $W_T$  est l'épaisseur de la zone de charge d'espace, évaluée à partir de la mesure de  $C_{TC}$ .

Notons de plus que cette méthode permet de préciser, par la pente de  $1/\omega_T (1/I_E)$ , la valeur de  $C_{TE}$  précédemment calculée en extrapolant les résultats de la section III.1.2.1.

### III.1.2.3. Le boîtier

Les inductances parasites du boîtier, généralement

données par le fabricant, peuvent également être évaluées à partir de la longueur des fils de thermocompression (environ 1 nH / mm pour les fils de 25  $\mu\text{m}$  de diamètre qui sont communément utilisés).

Les capacités du boîtier ont été mesurées par la méthode décrite en III.1.2.1.

### III.1.3. Evaluation de la température de jonction

Pour la simulation du transistor à fort niveau de courant, nous avons le choix entre deux solutions. La première est de négliger l'échauffement du composant, mais en contrepartie, elle impose de mesurer en impulsions tous les paramètres du modèle, ainsi que le facteur de bruit. La seconde de ces solutions est l'évaluation de la température de jonction et sa prise en compte dans le modèle. C'est celle qui est, à nos yeux, la plus intéressante. En effet, si elle alourdit légèrement le calcul, elle a l'avantage de permettre la simulation du dispositif dans ses conditions usuelles d'utilisation.

La température interne du composant est évaluée à partir des dérivées thermiques de la tension émetteur base qui ont fait l'objet de nombreux travaux. Pour des valeurs du courant collecteur comprises entre  $1\mu\text{A}$  et  $1\text{mA}$ , les variations de  $V_{BE}$  peuvent être décrites dans le cas d'un transistor au silicium par la loi théorique approchée (35):

$$(III.16) \quad \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \approx \frac{V_{BE} - 1205}{T} - 0,275 \quad (\text{en mV}/^\circ\text{C})$$

Au voisinage de la température ordinaire,  $\partial V_{BE} / \partial T$  est de l'ordre de -2,3mV par degré tandis que  $\partial^2 V_{BE} / \partial T^2$  est voisin de 1  $\mu\text{V}$  par degré au carré. On peut donc considérer que pour des températures ne dépassant pas quelques dizaines de degrés autour de la température ambiante, la tension émetteur base est une fonction linéaire de T.

Pour le cas qui nous intéresse il nous faut évaluer l'échauffement du composant provoqué par la puissance qu'il dissipe. Ainsi le transistor doit être polarisé dans ses conditions normales d'utilisation : Pendant un temps très court (50  $\mu\text{s}$  environ) le courant d'échauffement est remplacé par un courant faible (100  $\mu\text{A}$ ), et l'on mesure la tension émetteur base. On suppose que pendant cette impulsion la température interne du tran-

# Mesure de resistance Thermique - SCHEMA BLOC

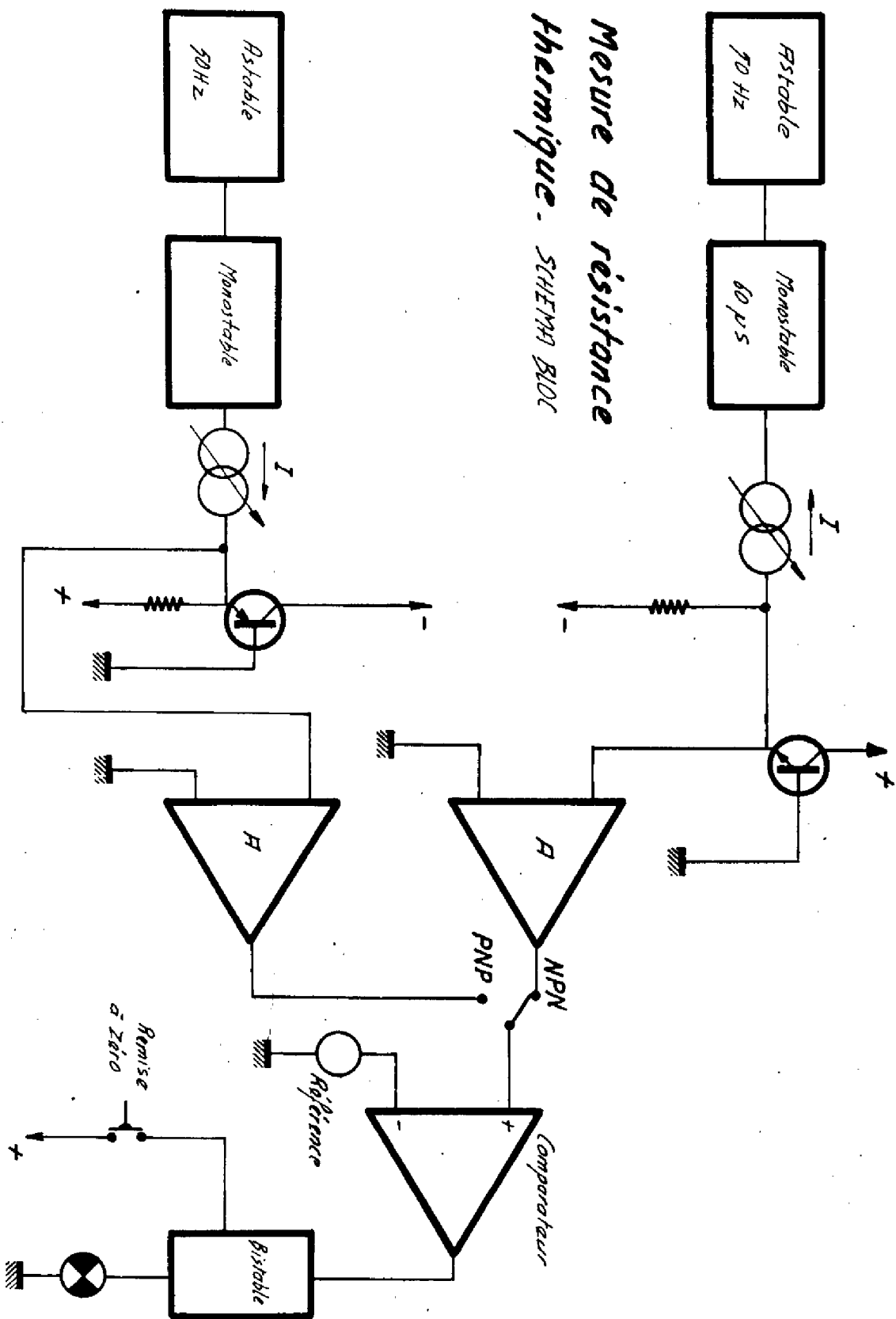


Figure III.2

sistor ne varie pas, l'opération se répète toutes les 20 ms environ, et il suffit de mesurer la tension crête du train d'impulsions obtenu.

En pratique, deux mesures suffisent à caractériser le comportement thermique du transistor. En effet, pour les échauffements considérés, l'écart entre la température de la jonction et celle du boîtier (maintenu à la température ambiante) reste proportionnel à la puissance dissipée. On définit la résistance thermique par :

$$R_{th} = \frac{T - T_0}{P}$$

ou encore, compte tenu des remarques précédentes :

$$(III.17) \quad R_{th} = \frac{\Delta V_{BE}}{P \cdot \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}}$$

L'une des deux mesures, effectuée à un courant de polarisation suffisamment faible pour que le transistor ne s'échauffe pas, permet de préciser la dérive de  $V_{BE}$  (III.16).

La figure III.2 représente le schéma bloc de l'appareil de mesure de la résistance thermique. Le transistor est polarisé à une tension collecteur base de 10V et le courant d'émetteur est réglable. L'égalité de la tension de référence ajustable et de la tension  $V_{BE}$  recherchée est signalée par le clignotement du voyant lumineux.

### III.2. MESURES DE BRUIT EN MOYENNE FREQUENCE

#### III .2.1 La chaîne de mesure

La chaîne de mesure du bruit en basse et moyenne fréquence, dont nous donnons le schéma bloc sur la figure III.3 est opérationnelle de 5 Hz à 3 MHz. Notons que le générateur de bruit, les amplificateurs et l'analyseur d'onde qui y sont représentés permettent d'effectuer des mesures à partir de 20 KHz environ. La tension de bruit apparaissant sur le collecteur du transistor est amplifiée et mesurée par un voltmètre sélectif (type Hewlett Packard modèle 312 B). Un atténuateur variable de précision permet de s'affranchir au maximum des non linéarités de l'appareil de mesure.

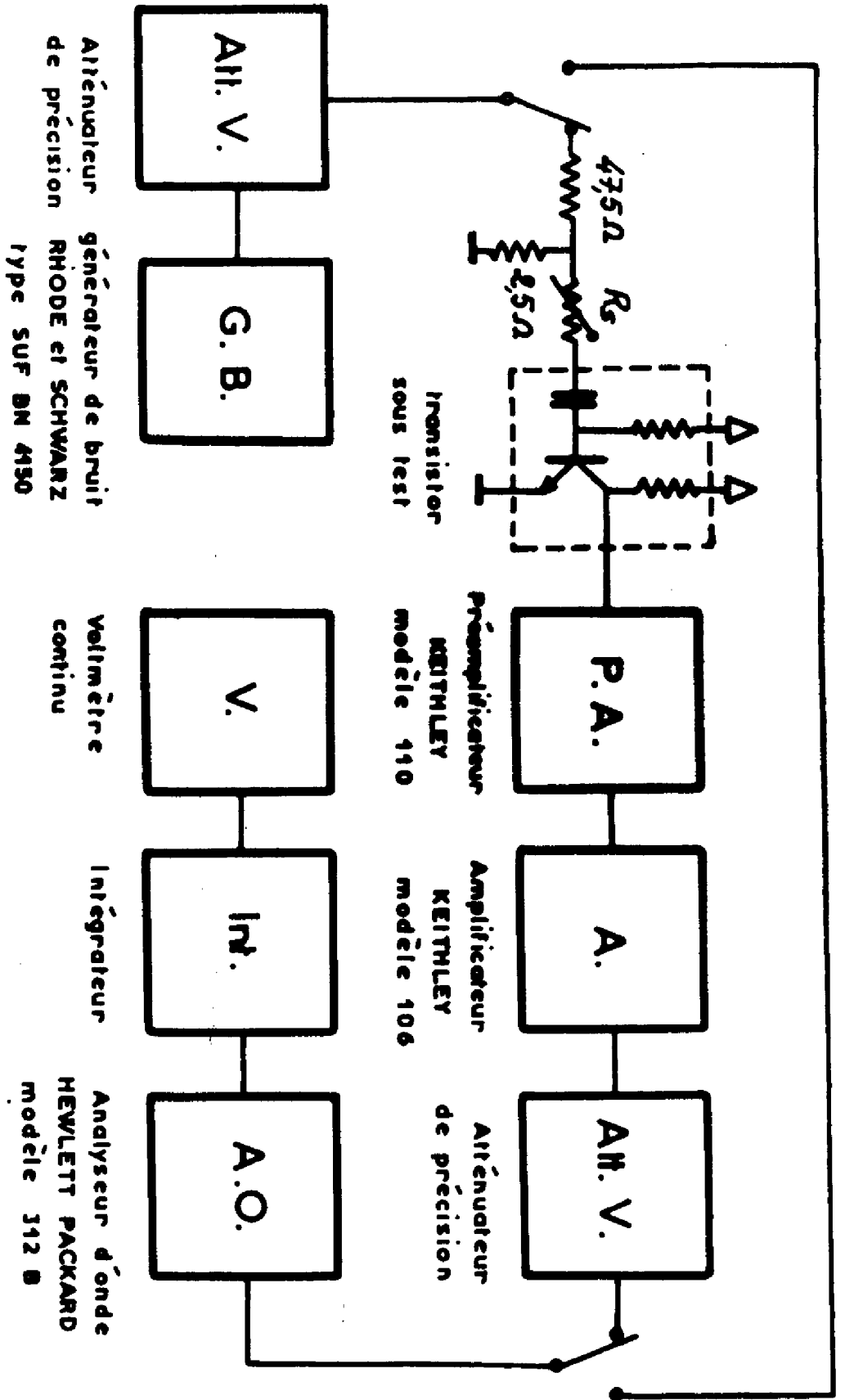


Figure III.3 Schéma bloc de la chaîne de mesure du bruit en moyenne fréquence.

Les fluctuations du signal obtenu à la sortie analogique de l'analyseur d'onde sont intégrées par une cellule résistance-capacité. La lecture se fait alors sur un simple voltmètre continu.

Le principe de la manipulation est celui des trois mesures, dû à notre connaissance à Van der Ziel(36). Il consiste à mesurer d'abord le bruit de sortie  $V_1^2$  dû au transistor et à la résistance de source puis à introduire un générateur de tension  $V_A^2$  en série avec  $R_s$ , de manière à doubler approximativement  $V_1$  : on obtient  $V_2^2$ . Une mesure directe à l'atténuation d'entrée près de la tension ajoutée permet de calculer le facteur de bruit :

$$(III.18) \quad F = \frac{V_A^e}{4kTR_s \Delta f} \frac{V_1^e}{V_2^e - V_1^e}$$

où  $\Delta f$  est la largeur effective de bande, pour le bruit, de l'analyseur d'onde.

Ainsi  $\Delta f$  doit être mesurée avec précision à moins de disposer d'un générateur de bruit étalonné qui permet de s'affranchir de cette largeur de bande. Ajoutons que dans le cas de composants faible bruit ou aux bas niveaux de polarisation, le bruit  $V_{ch}$  de la chaîne d'amplification doit être pris en compte. Pour cette mesure, l'impédance de source du préamplificateur est la résistance de charge du transistor. Le facteur de bruit du transistor s'écrit alors :

$$(III.19) \quad F = \frac{V_A^e}{4kTR_s \Delta f} \frac{V_1^e - V_{ch}^e}{V_2^e - V_1^e}$$

### III.2.2 Précision des résultats

Un certain nombre de précautions doivent être prises pour obtenir des valeurs correctes du facteur de bruit. Tout d'abord, le transistor à tester est protégé par un blindage électromagnétique, et il est polarisé par des alimentations faible bruit. De plus, les mesures sont effectuées en cage de Faraday. Le choix de la fréquence de travail est également important. En effet si les émissions radio sont suffisamment atténuées par les différents blindages, les appareils de mesure, numériques notamment, peuvent perturber certaines bandes de fréquence. La pulsation choisie doit donc se trouver dans une zone où les phénomènes parasites sont peu importants.



Une autre cause possible d'erreur est liée à l'utilisation du voltmètre électroactif pour les mesures de bruit de fond. Le système de détection de cet appareil est le plus souvent un pont redresseur bi-alternance qui donne accès à la valeur efficace du signal par l'utilisation d'un facteur de forme.

L'étalonnage, effectué généralement pour un signal d'entrée sinusoïdal, doit être corrigé pour une mesure de bruit. En pratique, dans ce dernier cas, l'indication du voltmètre est inférieure d'un facteur  $2/\sqrt{\pi}$  (1,13) à la racine carrée de la valeur moyenne quadratique d'un signal de bruit gaussien. Nous donnons en annexe A.3, la justification et le calcul de ce facteur de forme. Le facteur de bruit, mesuré par cette méthode est reproductible à environ 2% près. Compte tenu des erreurs systématiques possibles dans l'étalonnage de la chaîne on peut estimer que le résultat est connu avec une incertitude de l'ordre de 5%.

### III.2.3 Traitement des résultats

La méthode que nous venons de décrire permet de mesurer le facteur de bruit en fonction de la résistance de source du composant. A partir de ces résultats, il est intéressant de pouvoir calculer soit les valeurs quadratiques moyennes des générateurs ramenés à l'entrée du transistor et leur corrélation, soit en se reportant à la formule (II.2) adaptée au cas des moyennes fréquences ( $b_0 = 0$ ), les trois paramètres  $F_{\min}$ ,  $R_N$  et  $R_0 = 1/g_0$ . Pour ce domaine de fréquence, le facteur de bruit peut se mettre sous la forme :

$$(III.20) \quad F = \frac{A}{R_s} + B + C R_s$$

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} A = \frac{\overline{e e^*}}{4kT_0 \Delta f} \\ B = 1 + \frac{\operatorname{Re}(e i^*)}{2kT_0 \Delta f} \\ C = \frac{\overline{i i^*}}{4kT_0 \Delta f} \end{array} \right.$$

où  $T_0$  est la température à laquelle se trouve la résistance de source. Les coefficients A, B, et C sont obtenus par un programme de calcul numérique utilisant

une méthode classique de "moindres carrés". La fonction  $S$  à minimiser porte sur un nombre important de mesures du facteur de bruit  $F_M$  effectuées dans une large gamme de valeurs de la résistance de source  $R_s$ .  $F_M$  peut donc varier dans de grandes proportions (de 1 à 100 en pratique). Pour cette raison, nous avons écrit  $S$ , non pas en fonction des écarts absolus entre  $F$  et  $F_M$ , mais en fonction de leurs écarts relatifs :

$$(III.21) \quad S = \sum_{i=1}^m \left[ \frac{A}{R_{si}} + B + C R_{si} - F_{Mi} \right]^2$$

Le programme de calcul utilisé est du même type que celui que nous présentons en annexe A.4.

### III.3. MESURES DE BRUIT EN HAUTE FRÉQUENCE

#### III .3.1. Le banc de mesure

Nous avons représenté sur la figure III.4, le schéma synoptique du banc de mesure du facteur de bruit et du gain en puissance en haute fréquence. Cette chaîne est actuellement opérationnelle de 100 MHz à 4 GHz. Elle comporte deux voies qui ont en commun le transistor à tester, ses circuits d'adaptation et de polarisation ainsi que deux isolateurs.

Le gain en puissance disponible est mesuré lorsque les commutateurs sont en position 1. L'admittance vue par l'entrée du composant est quelconque, la sortie est adaptée pour obtenir un signal maximum sur le microwattmètre. L'étalonnage de la chaîne est effectué avant la mise en place du composant et de ses circuits d'adaptations. Ces derniers sont différents suivant la plage de fréquence : entre 100 MHz et 1 GHz ce sont des double stubs Weinschel modèles DS. 109H et DS. 109 L ), qui sont remplacés par des réacteurs (37), (28) entre 1 GHz et 4GHz. Le niveau du générateur, calé sur la fréquence  $f_0$ , est de -10 dBm environ, soit -30 dBm à l'entrée du composant. Un détecteur à diode en sortie du coupleur unidirectionnel permet de vérifier que la puissance injectée reste constante.

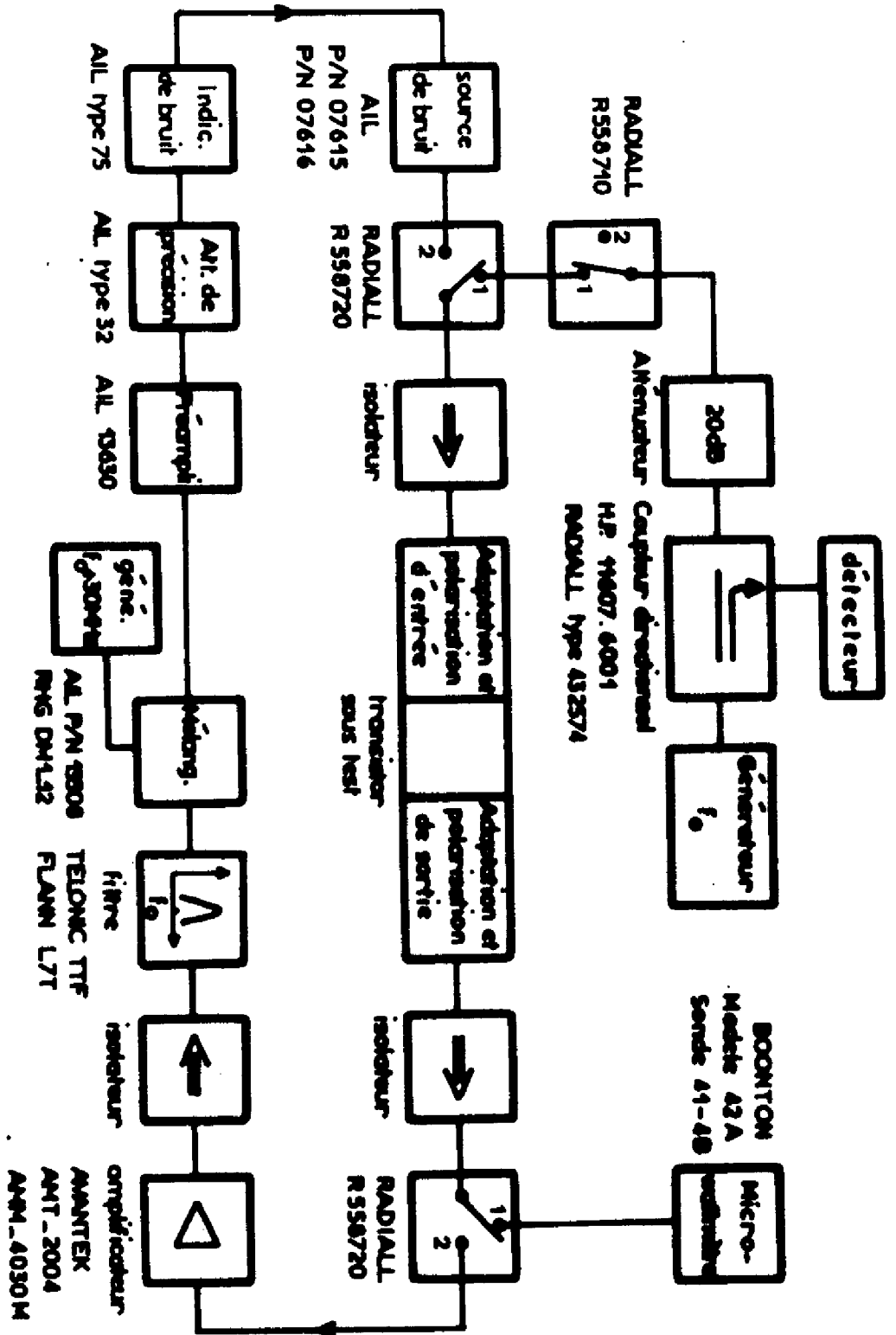


Figure III.4 Schéma de la chaîne de mesure du facteur de bruit et du gain en puissance en haute fréquence.

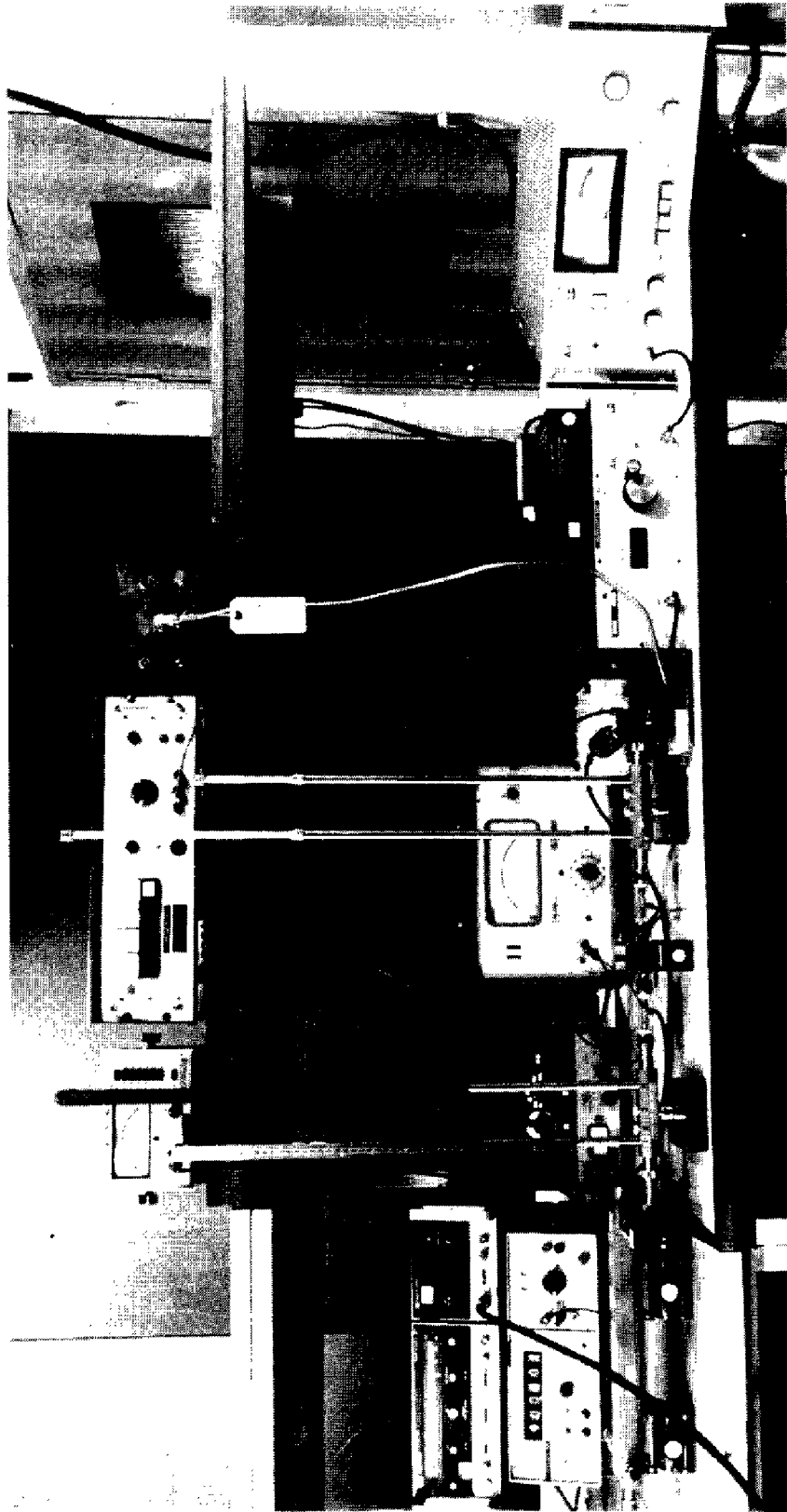


Figure III.5 Photographie du banc de mesure du facteur de bruit et du gain en puissance en haute fréquence.

Quant aux deux interrupteurs placés en série, ils permettent d'éliminer toute trace de signal résiduel qui fausserait les mesures de bruit.

La chaîne de mesure du facteur de bruit est fermée lorsque les interrupteurs sont en position 2. Elle comporte, outre la partie commune déjà décrite :

- Une source de bruit étalonnée.
- Un amplificateur à fort gain et faible bruit, fermé sur un isolateur.
- Un mélangeur, alimenté par l'oscillateur local à la fréquence  $f_0 + 30$  MHz et suivi d'un préamplificateur prévu pour fonctionner, ainsi que la suite du montage, à 30 MHz. Le filtre à bande étroite, calé sur  $f_0$ , élimine le signal de bruit à la fréquence image.
- Un indicateur automatique de bruit. L'atténuateur variable permet d'effectuer des mesures manuelles, ce qui améliore sensiblement la précision des résultats. Dans ce cas, la puissance de bruit reçue lorsque la source est allumée est comparée à celle que l'on obtient du transistor et de son admittance de source. Leur rapport définit le facteur  $Y$  (38).

### III.3.2 Mode opératoire

On recherche, dans un premier temps, en ajustant les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie du transistor, le facteur de bruit minimum de l'ensemble de la chaîne. Ensuite, une mesure de gain permet d'avoir accès au facteur de bruit du transistor seul, connaissant celui de l'étage suivant. En effet, le facteur de bruit global est donné par la relation (39) :

$$(III.22) \quad F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

où  $F_1$  et  $G_1$  correspondent respectivement au bruit et au gain disponible du transistor à tester (1er étage) et  $F_2$  est le facteur de bruit du 2<sup>ème</sup> étage.

La mesure du facteur de bruit est répétée par cette méthode pour des adaptations différentes de l'entrée du composant. La sortie est à chaque fois retouchée pour obtenir le meilleur gain. On obtient ainsi  $n$  valeurs de  $F_1$  pour lesquelles les positions des circuits d'adaptation ont été repérées.

Dans une deuxième étape, il nous faut connaître l'admittance vue par l'entrée du composant pour chacune des  $n$  positions précédentes, ou ce qui est équivalent, le coefficient de réflexion  $\Gamma$  présenté par le circuit d'adaptation. La mesure, réalisée au pont de paramètres  $S$  (Hewlett

Packard HP 8410 A), n'est pas en elle même très délicate; cependant un certain nombre de précautions doivent être prises :

-Le plan de référence doit être conservé lors du passage du banc de bruit au pont de paramètres S, pour ne pas commettre une erreur de phase systématique dans la mesure de  $\Gamma$ .

-Le coefficient de réflexion est, dans certains cas, extrêmement sensible au réglage des circuits d'adaptation ou à la fréquence. Le peu de précision obtenu pour ces mesures, nous a conduit à les éliminer.

-Doivent également être évités si possible, les points pour lesquels une faible erreur de mesure sur le module ou la phase de  $\Gamma$  conduit à une dispersion importante sur la partie réelle  $g_S$  de l'admittance de source (Cf II.2).

Cette dernière remarque concerne notamment la zone de l'abaque de Smith proche du court circuit.

Les n couples  $(F_M, Y_S)$  ainsi obtenus permettent la détermination des paramètres de bruit  $F_{min}$ ,  $R_N$ ,  $g_0$  et  $b_0$  à condition bien entendu de disposer d'au moins quatre mesures. Leurs valeurs les plus probables sont extraites numériquement, comme dans le cas des moyennes fréquences par une méthode de moindres carrés. Le critère qui sert de base à ce calcul est la minimisation de la fonction :

$$(III. 23) \quad S = \sum_{i=1}^n \left[ \frac{F_{min} + \frac{R_N}{g_{si}} |y_{si} - y_0|^2 - F_{Mi}}{F_{Mi}} \right]^2$$

Le programme correspondant est donné en annexe A.4.

### III.3.3. Précision des résultats

L'acquisition des paramètres de bruit, telle que nous venons de la décrire nécessite un nombre important de mesures; Si la précision de chacune d'entre elle peut être grossièrement évaluée, on peut par contre difficilement chiffrer la marge d'erreur sur le résultat final. En effet, ce dernier dépend non seulement de l'incertitude sur  $F_M$  et  $Y_S$ , mais aussi du choix et de la répartition des points de mesure. En vue de chiffrer la précision sur les résultats, nous avons choisi de simuler, dans un cas particulier, un certain nombre d'erreurs de mesure. Cette étude a été menée comme suit :

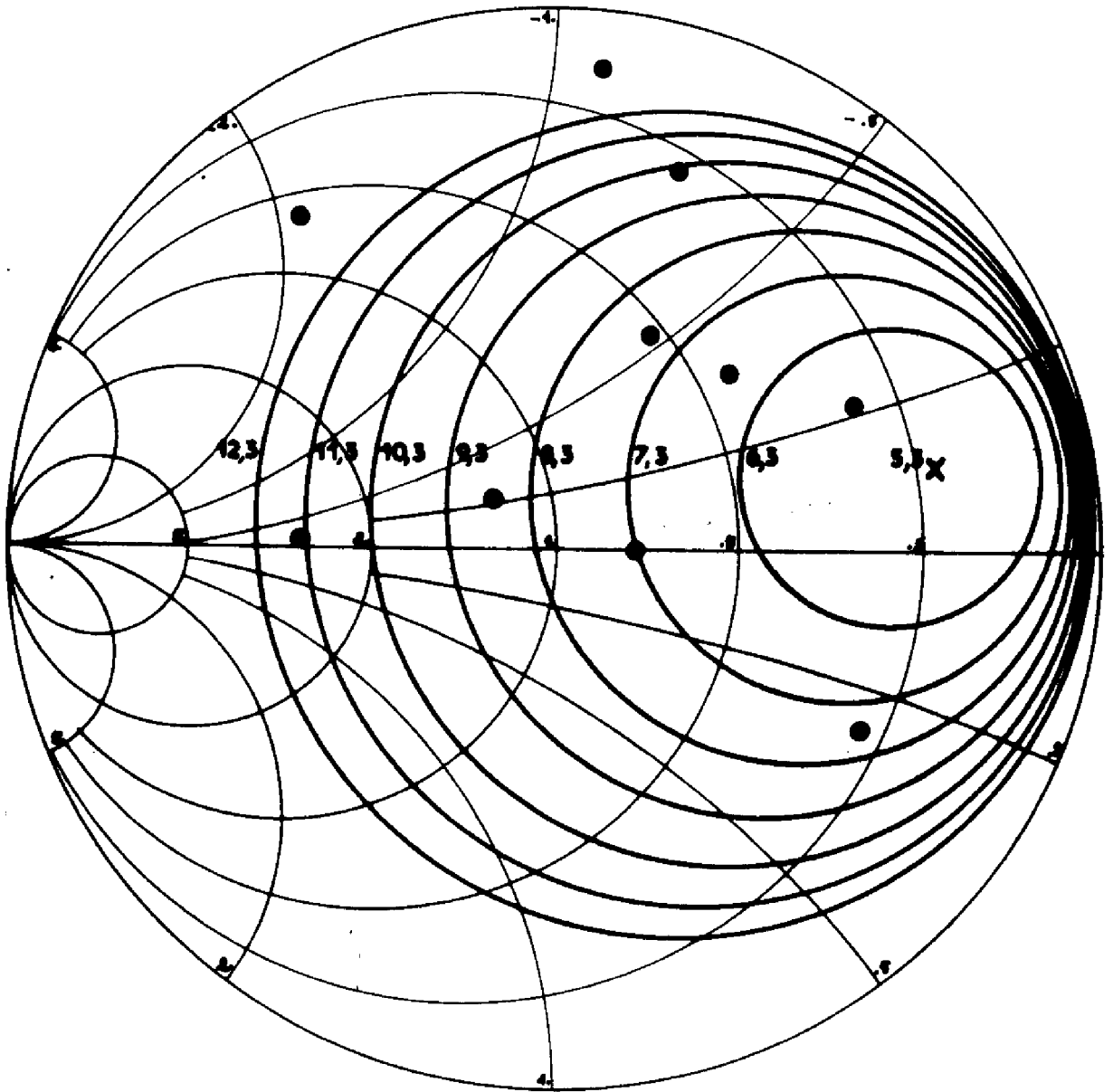


Figure III.6 Cercles à facteur de bruit constant et valeurs des dix admittances de source retenues pour l'étude de sensibilité des paramètres de bruit aux erreurs de mesure.

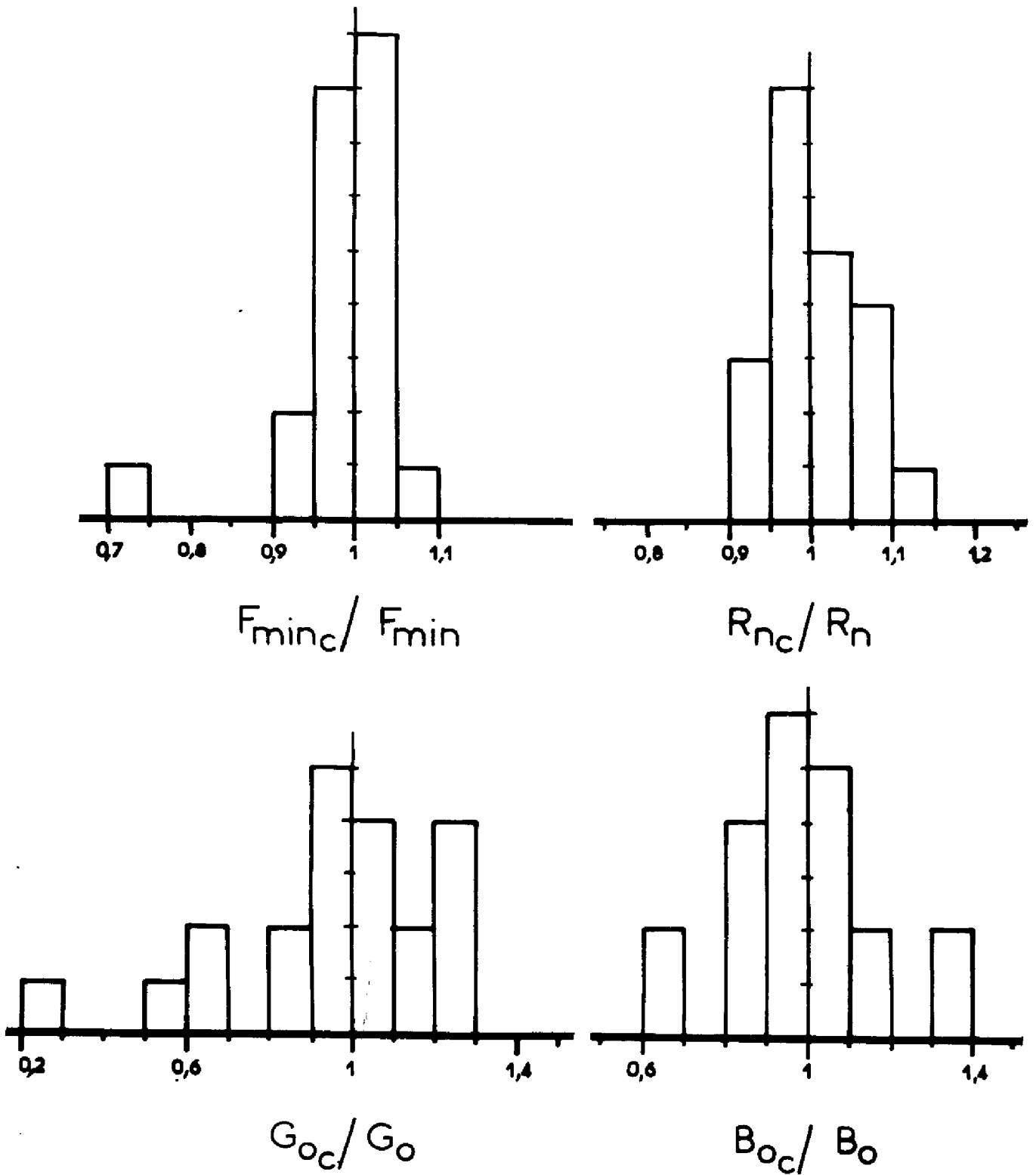


Figure III.7 Dispersion obtenue sur les paramètres de bruit :  
- en abscisse : valeurs obtenues (indice C), sur valeur de référence.  
- en ordonnée : nombre de cas.



-Nous avons repris une série de 10 points de mesure et calculé, par le programme de l'annexe A4, les paramètres de bruit correspondants qui constitueront par la suite les valeurs de référence; Elles ont permis de tracer sur la figure III.6 les cercles à facteur de bruit constant. Les points de mesure y ont également été portés.

-Les erreurs de mesure introduites ont été choisies en fonction de la reproductibilité généralement admise pour les mesures de facteur de bruit (0,3 dB). Celles que nous avons simulées pour le coefficient de réflexion pourront paraître élevées (0,3 dB sur le module, 5 degrés sur la phase). Cependant, si la mesure elle-même conduit à de meilleurs résultats, nous avons voulu prendre également en compte d'autres phénomènes tels que les erreurs de repérage sur la position des circuits d'adaptation, les variations de fréquence, les décalages du plan de référence, les imprécisions d'étalonnage du pont de paramètres S, etc ...

-L'influence sur  $F_{\min}$ ,  $R_N$ ,  $g_0$  et  $b_0$ , de ces différentes causes d'erreurs a ensuite été examinée dans les 21 cas suivants :

- . Erreurs réparties au hasard sur les dix mesures du module du coefficient de réflexion ( $-0,3\text{dB} < \Delta|\Gamma| < 0,3\text{dB}$ ). Le calcul a été effectué pour six distributions différentes.
- . Deux cas d'erreur systématique sur le module de  $\Gamma$  ( $\pm 0,3\text{dB}$ )
- . Quatre distributions d'erreurs quelconques sur la phase de  $\Gamma$  ( $-5^\circ < \Delta\varphi < 5^\circ$ )
- . Deux cas d'erreur systématique sur la phase de  $\Gamma$  ( $\pm 5^\circ$ )
- . Erreurs systématiques à la fois sur la phase et le module de  $\Gamma$  ( $+ 0,3\text{dB}$ ,  $+ 5^\circ$  et  $-0,3\text{dB}$ ,  $- 5^\circ$ )
- . Trois configurations d'erreurs quelconques sur le facteur de bruit ( $-0,2\text{dB} < \Delta F < 0,2\text{dB}$ )
- . Erreurs sur le bruit en excès (E.N.R.) de la source de bruit ( $\pm 0,2\text{dB}$ )

Les quatre paramètres de bruit ont été calculés dans chacun de ces cas. Nous avons reporté sur les histogrammes de la figure III.7, les rapports entre les résultats obtenus et les valeurs de référence.

Cette étude de sensibilité ne peut bien sûr prétendre à un caractère de généralité. Il aurait fallu pour cela multiplier les cas de figure. Elle permet cependant d'évaluer la précision obtenue sur les résultats expérimentaux :

-Le facteur de bruit minimum est connu avec une précision de l'ordre de 0,3 dB(7%) qui est celle que nous avons retenue pour F.

- La précision sur  $R_N$  est d'environ 10%
- Les valeurs de  $g_0$  et de  $b_0$  sont nettement plus dispersées. Le nombre des simulation effectuées permet difficilement de chiffrer la précision obtenue. Notons cependant que les erreurs peuvent atteindre 50%.



Nous avons exposé successivement les méthodes de caractérisation des paramètres du modèle présenté au chapitre II, et les techniques de mesure du facteur de bruit en moyenne et en haute fréquence.

Les premières ont, pour la plupart, fait l'objet de nombreux travaux. Nous les avons rappelées en soulignant les difficultés de mise en oeuvre de quelques unes d'entre elles sur les composants haute fréquence.

Quant aux secondes, elles donnent accès aux paramètres de bruit définis en II.2. Une étude de sensibilité a cependant montré que si l'on obtient une précision satisfaisante sur  $F_{\min}$  et  $R_N$ , l'incertitude sur l'admittance optimum de source  $y_0$  est rapidement importante, même pour de faibles erreurs de mesure. La confrontation entre les plus significatifs de ces résultats et les prédictions théoriques permettra de juger dans un dernier chapitre, le bien fondé des hypothèses qui ont conduit à l'élaboration du modèle.



## A N N E X E A 3

## UTILISATION DE DETECTEURS A REDRESSEMENT

## BIALTERNANCE POUR LES MESURES DE BRUIT.

## FACTEUR DE FORME.

L'analyse spectrale du bruit de fond impose l'utilisation de filtres à bande étroite, et à flancs aussi raides que possible. La réalisation de tels éléments est difficile et fait appel le plus souvent aux techniques de changement de fréquence. C'est sur ce principe que sont conçus, en particulier, les voltmètres sélectifs.

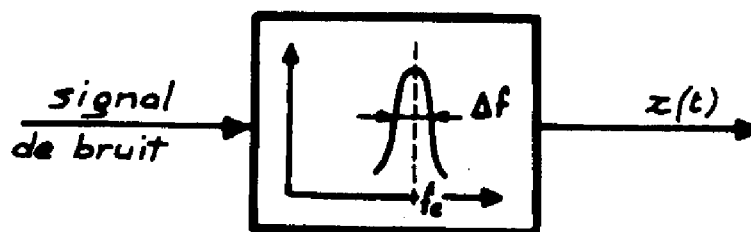


Figure A3.1

Lorsqu'un signal de bruit gaussien, stationnaire et ergodique, provenant d'un dispositif électronique, et appliqué à l'entrée d'un tel filtre (fig A 3. 1) de bande  $\Delta f$ , centrée sur  $f_c$  ( $\Delta f \ll f_c$ ), on obtient en sortie un signal aléatoire  $x(t)$ , que nous assimilerons à un processus gaussien en bande étroite (40) :

$$(A3.1) \quad x(t) = V(t) \cos(\omega_c t + \phi(t))$$

$V(t)$  et  $\phi(t)$  sont des variables aléatoires dont les densités de probabilité s'écrivent respectivement :

$$(A3.2) \quad p(V_t) = \begin{cases} \frac{V_t}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{V_t^2}{2\sigma^2}\right) & \text{si } V_t \geq 0 \\ 0 & \text{si } V_t < 0 \end{cases}$$

$$(A3.3) \quad p(\phi_t) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & \text{si } 0 \leq \phi_t \leq 2\pi \\ 0 & \text{dans les autres cas.} \end{cases}$$

où  $\sigma$  est l'écart type, relié à la valeur quadratique moyenne de  $x(t)$  par la relation :

$$(A3.4) \quad \overline{x^2(t)} = \sigma^2$$

Pour une estimation correcte de  $\sigma^2$ , il conviendrait de faire suivre le filtre à bande étroite d'un détecteur quadratique. Une autre solution consiste à utiliser le système de détection, par redressement bialternance en général, du voltmètre sélectif. Nous avons représenté sur la figure A3.2 les étapes qui constituent la chaîne de mesure proprement dite.

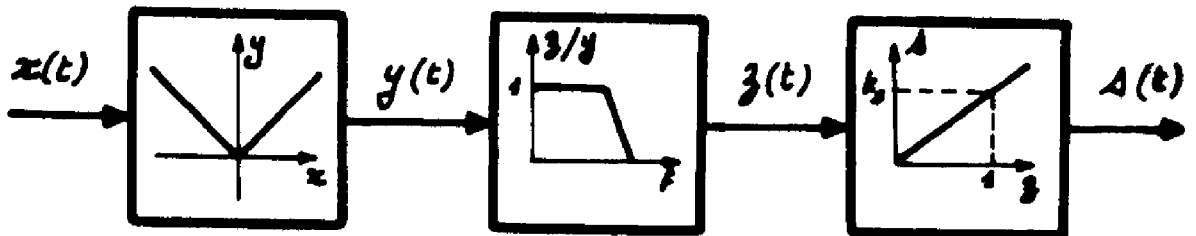


Figure A3.2

Après redressement,  $x(t)$  devient :

$$(A3.5) \quad y(t) = |x(t)| = V(t) |\cos(\omega_c t + \phi(t))|$$

et en le développant en série de Fourier :

$$(A3.6) \quad y(t) = V(t) \left[ \frac{2}{\pi} + \frac{4}{3\pi} \cos(2\omega_c t + 2\phi(t)) + \dots \right]$$

A la sortie du filtre passe bas, dont la fréquence de coupure doit être inférieure à  $2 f_c$ , on obtient :

$$(A3.7) \quad z(t) = \frac{\mathcal{L} V(t)}{\pi}$$

Le voltmètre est généralement étalonné pour donner directement en sortie la valeur efficace d'un signal sinusoïdal injecté à l'entrée.  $z(t)$  est donc multiplié par un facteur de forme  $k_s$  :

$$(A3.8) \quad k_s = \frac{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2 x \, dx}}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |\sin x| \, dx} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

Ainsi, toujours dans l'hypothèse d'un signal gaussien en bande étroite à l'entrée,  $s(t)$  a pour expression :

$$(A3.9) \quad s(t) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} z(t) = \frac{V(t)}{\sqrt{2}}$$

et sa densité de probabilité s'écrit :

$$(A3.10) \quad p(s_t) = \begin{cases} \frac{\mathcal{L} s_t}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{s_t^2}{\sigma^2}\right) & \text{si } s_t \geq 0 \\ 0 & \text{si } s_t < 0 \end{cases}$$

Un réseau intégrateur permet d'obtenir la valeur moyenne de  $s(t)$  :

$$(A3.11) \quad \overline{s(t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\mathcal{L} s_t}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{s_t^2}{\sigma^2}\right) d s_t = \sigma \frac{\sqrt{\pi}}{2}$$

Ce résultat est proportionnel à l'écart type  $\sigma$  du signal étudié. Nous appellerons facteur de forme global pour le bruit, le rapport  $k_b$  de  $\sigma$  et de  $\overline{s}$  :

$$(A3.12) \quad k_b = \frac{\mathcal{L}}{\sqrt{\pi}} \approx 1,13$$



## ANNEXE A 4

-----  
CALCUL DES PARAMETRES DE BRUIT  
-----A PARTIR DES RESULTATS EXPERIMENTAUX  
-----

Ainsi que nous l'avons précisé à la section III.3.2. les paramètres de bruit sont obtenus à partir des résultats expérimentaux par une méthode numérique de moindres carrés. La fonction S à minimiser (III.23) peut encore s'écrire :

$$(A4.1) \quad S = \sum_{i=1}^n \left( \frac{a}{F_{Mi}} + b \frac{b_{si}}{g_{si} F_{Mi}} + c \frac{g_{si}^2 + b_{si}^2}{g_{si} F_{Mi}} + \frac{d}{g_{si} F_{Mi}} - 1 \right)^2$$

avec

$$\begin{cases} a = F_{min} - 2 R_N g_0 \\ b = -2 R_N b_0 \\ c = R_N \\ d = R_N (g_0^2 + b_0^2) \end{cases}$$

Les valeurs de a, b, c, et d sont telles que les dérivées partielles de S par rapport à ces quatre paramètres doivent être nulles (41). Cette condition se réduit à un système de quatre équations à quatre inconnues, que nous avons écrit sous forme matricielle sur le tableau A4.1. Le programme que nous présentons permet de résoudre ce système linéaire, et donc de calculer immédiatement  $F_{min}$ ,  $R_N$ ,  $g_0$ , et  $b_0$ . Il est en outre conçu pour éliminer un point de mesure "douteux", s'écartant singulièrement de la courbe optimum. A cet effet l'écart maximum enregistré est comparé à la variance des écarts correspondant aux n points de mesure. Le point i est supprimé lorsque :

$$(A4.2) \quad \left( \frac{F - F_{Mi}}{F_{Mi}} \right)^2 > \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n \left( \frac{F - F_{Mi}}{F_{Mi}} \right)^2$$



$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \frac{1}{F_{Mi}^2} \\ \sum_{i=1}^n \frac{b_{Si}}{q_{Si} F_{Mi}^2} \\ \sum_{i=1}^n \frac{q_{Si}^2 + b_{Si}^2}{q_{Si} F_{Mi}^2} \\ \sum_{i=1}^n \frac{1}{q_{Si} F_{Mi}^2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} d \\ c \\ b \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \frac{1}{F_{Mi}} \\ \sum_{i=1}^n \frac{b_{Si}}{q_{Si} F_{Mi}} \\ \sum_{i=1}^n \frac{q_{Si}^2 + b_{Si}^2}{q_{Si} F_{Mi}} \\ \sum_{i=1}^n \frac{1}{q_{Si} F_{Mi}} \end{bmatrix}$$

Tableau A4.1 Système d'équations à résoudre pour le calcul des paramètres de bruit.

LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES UTILISES

ENR	Rapport des puissances de bruit délivrées par la source lorsqu'elle est alimentée et lorsqu'elle ne l'est pas ("excess noise ratio")
FCH	Facteur de bruit du deuxième étage
ADB	Module du coefficient de réflexion $\Gamma$ (en dB):
PSID	Phase de $\Gamma$ (en degrés)
GDB	Gain disponible en puissance du transistor testé (en dB)
YDB	Facteur Y (3B) permettant le calcul du facteur de bruit
FDB	Facteur de bruit du transistor testé
GS	Partie réelle de l'admittance de source
BS	Partie imaginaire de l'admittance de source
NM	Nombre de séries de résultats à traiter
N	Nombre de points de mesure par série.

PRESENTATION DES DONNEES

	PARAMETRES	FORMAT
1ère Carte	ENR, FCH	2 F 8.3
2ème Carte	NM	I2
3ème Carte	titre ou commentaire	15 A4
4ème Carte	ADB(K), K = 1,N	10 F 8.3
5ème Carte	PSID (K), K = 1,N	10 F 8.3
6ème Carte	GDB (K),K = 1,N	10 F 8.3
7ème Carte	YDB (K),K = 1,N	10 F 8.3
8ème Carte	titre ou commentaire, etc....	

LISTE DU PROGRAMME

```

C
C   CALCUL DES PARAMETRES DU FACTEUR DE BRUIT
C
  DIMENSION Z(4,4),X(4,10),SM(4,1),GS(10),RS(10),Y(10)
  DIMENSION FDB(10),ADB(10),PSID(10),FMOD(10),PSIR(10),
1  DMOD(10),TITRE(15),AMOD(10),YF(10),GDB(10),G(10),YDB(10)
  READ(5,10) ENR,FCH
  READ(5,1) NM
  1  FORMAT(I2)
  FCH=10.**(FCH/10.)
  ENR=10.**(ENR/10.)
  DO 301 LL=1,NM
  N=7
  NM2=N-2
  NT=0
  READ(5,5) (TITRE(I),I=1,15)
  5  FORMAT(15A4)
  READ(5,10) ( ADB(K),K=1,N)
  READ(5,10) (PSID(K),K=1,N)
  READ(5,10) ( GDB(K),K=1,N)
  READ(5,10) ( YDB(K),K=1,N)
  10  FORMAT(10(F8.3))
  DO 101 K=1,N
  YF(K)=10.**(YDB(K)/10.)
  G(K)=10.**(GDB(K)/10.)
  101 FDB(K)=10.*ALOG10(ENR/(YF(K)-1.)-(FCH-1.)/G(K))
  43  WRITE(6,6) (TITRE(I),I=1,15)
  6  FORMAT(1H1,30X,15A4,///)
  IF(NT.EQ.1) WRITE(6,22) II
  22  FORMAT(10X,'LA MESURE NO ',I3,' A ETE SUPPRIMEE',//)
  WRITE(6,13)
  13  FORMAT(1H0,///30X,'MESURE DE F ET YS',//,5X,'NO',3X,'FACT.Y',
1  5X,'GAIN',9X,'COEF. REFL.',16X,'YS',13X,'FMES',7X,'FCAL',7X,
2  'DELTA',/,12X,'(DB)',7X,'(DB)',7X,'(DB)',7X,'(DB)',7X,
3  'NORM. A 0.02 MHO',6X,'(DB)',7X,'(DB)',7X,'(DB)',/,34X,
4  '(MOD)',6X,'(RD)',7X,'(RE)',7X,'(IM)',7X,'(MOD)',6X,'(MOD)',
5  6X,'(P.C.)',//)
  DO 150 K=1,N.
  FMOD(K)=10.**(FDB(K)/10.)
  AMOD(K)=EXP(2.3026*ADB(K)/20.)
  PSIR(K)=(PSID(K)*3.1416)/180.
  PRN=1.0 -(AMOD(K)*COS(PSIR(K)))
  PRD=1.0 +(AMOD(K)*COS(PSIR(K)))
  PIF=AMOD(K)*SIN(PSIR(K))
  DEN=(PRD*PRD)+(PIF*PIF)
  GS(K)=((PRN*PRD)-(PIF*PIF))/DEN
  BS(K)=-((PIF*(PRD+PRN))/DEN)
  Y(K)=FMOD(K)
  X(1,K)=1.0
  X(2,K)=BS(K)/GS(K)
  X(3,K)=(GS(K)*GS(K) + BS(K)*BS(K))/GS(K)
  150 X(4,K)=1.0/GS(K)
  DO 130 I=1,4
  SM(I,1)=0.0
  DO 130 J=1,4
  130 Z(I,J)=0.0
  DO 100 K =1,N
  DO 100 I =1,4
  SM(I,1)=SM(I,1)+X(I,K)/Y(K)
  DO 100 J=1,4
  100 Z(I,J)=Z(I,J)+X(I,K)*X(J,K)/Y(K)/Y(K)

```

```

CALL SRESYL(Z,4,4,SM,4,1,4,1,1,E-15,K1)
IF(K1.EQ.1) GO TO 300
RN=SM(3,1)
B0=-SM(2,1)/(2.0*SM(3,1))
AR=SM(4,1)/RN-B0*B0
IF(AR.LT.0.0) GO TO 299
GO=SQRT(AR)
FMIN=SM(1,1)+(2.0*GO*RN)
DO 222 L=1,N
FCMOD=FMIN+(ABS(GS(L)-GO)**2. + ABS(BS(L)-B0)**2.)*RN/GS(L)
FCDB=10.*ALOG10(FCMOD)
ODB=FCDB-FDB(L)
DMOD(L)=(FCMOD/FMOD(L)-1.)*100.
222 WRITE(6,11)L,YDB(L),GDB(L),ADB(L),PSID(L),FDB(L),FCDB,ODB,
1  AMOD(L),PSIR(L),GS(L),BS(L),FMOD(L),FCMOD,DMOD(L)
11 FORMAT(1H0,3X,I3,4(3X,F8.3),25X,3(F8.3,3X),/,29X,7(3X,F8.3))
WRITE(6,30)
30 FORMAT(1H0,35X,*****')
FMIN1=10*ALOG10(FMIN)
RN1=RN*50.
G01=GO*0.02
B01=B0*0.02
COEF=1.623E-20
COR1=SM(4,1)/50.
COR2=SM(1,1)-1.
COR3=-SM(2,1)
CE=COEF*RN1
CI=COEF*SM(4,1)/50.
EIR=COEF*(SM(1,1)-1.)/2.
EII=-COEF*SM(2,1)/2.
WRITE(6,50) FMIN,FMIN1,CE,RN1,RN,RN1,CI,COR1,
1  GO,G01,EIR,EII,B0,B01,COR2,COR3
50 FORMAT(1H0,30X,'CARACTERISTIQUE EN BRUIT'//10X,'FMIN = ',F7.3,
1  13X,'FMIN = ',F7.3,' DR',15X,'ED ED* = ',E10.3,' =4KT* ',E10.3,
2  ' OHM',//,12X,'RN = ',E10.3,' N',10X,'RN = ',E10.3,' OHM',
3  10X,'ID ID* = ',E10.3,' =4KT* ',E10.3,' MHO',//,
4  12X,'GO = ',E10.3,' N',9X,'GO = ',E10.3,' MHO',10X,
5  'ED ID* = ',E10.3,' I ',E10.3,//,
6  12X,'B0 = ',E10.3,' N',9X,'B0 = ',E10.3,' MHO',17X,
7  '=( ',E10.3,' I ',E10.3,')*2KT')
CALL ERTEST(DMOD,N,NT,II,YDB,GDB,FDB,ADB,PSID)
IF(NT.EQ.1.AND.N.GE.NM2.AND.N.GE.4) GO TO 43
GO TO 300
299 WRITE(6,298)AR
298 FORMAT(1H0,///,10X,'IL Y A PROBABLEMENT PLUSIEURS ERREURS DE MESUR
1E : GO**2. = ',F10.3)
300 CONTINUE
301 CONTINUE
STOP
END
C
C
C SOUS PROGRAMME DE RESOLUTION DU SYSTEME LINEAIRE
C
C SUBROUTINE SRESYL (A,NA,MA,B,NB,MB,N,M,TEST,K1)
C DIMENSION A(NA,MA),B(NB,MB)
C NP1=N+1
C K1=0
C DO 1 L=1,N
C LP1=L+1
C IF(ABS(A(L,L)).GT.TEST) GO TO 2
C
C CAS OU LE PIVOT EST TROP PETIT
C
C I=L
C I=I+1
5 IF(I.GT.N) GO TO 101

```

```

                IF(ABS(A(I,L)).LT.TEST) GO TO 5
                GO TO 3
C
C CAS OU LA RESOLUTION EST IMPOSSIBLE
C
101  K1=1
      WRITE(6,7)TEST
7    FORMAT(/32H ERREUR DANS LE PROGRAMME SRESYL/38H IL N'EXISTE PAS D
      1E PIVOT SUPERIEUR A E16.9./47H LE DETERMINANT EST NUL A LA PRECISI
      20N DEMANDEE/)
11  RETURN
3    DO 4 J=1,N
      ALJ=A(L,J)
      A(L,J)=A(I,J)
4    A(I,J)=ALJ
      DO 50 J=1,M
      BLJ=B(L,J)
      B(L,J)=B(I,J)
50  B(I,J)=BLJ
2    IF(L.EQ.N) GO TO 100
      DO 6 J=LP1,N
6    A(L,J)=A(L,J)/A(L,L)
100  DO 8 J=1,M
8    B(L,J)=B(L,J)/A(L,L)
      IF(L.EQ.N) GO TO 1
      DO 19 I=LP1,N
      DO 70 J=LP1,N
70  A(I,J)=A(I,J)-A(I,L)*A(L,J)
      DO 80 J=1,M
80  B(I,J)=B(I,J)-A(I,L)*B(L,J)
19  CONTINUE
1    CONTINUE
      I=N
10   I=I-1
      IF(I.EQ.0) GO TO 999
      IP1=I+1
      DO 12 K=IP1,N
      DO 12 J=1,M
12  B(I,J)=B(I,J)-A(I,K)*B(K,J)
      GO TO 10
999  RETURN
      END
C
C ELIMINATION D'UN POINT DE MESURE TROP ELOIGNE
C DE LA COURBE OPTIMUM
C
SUBROUTINE ERTEST(DMOD,N,NT,II,YDB,GDB,FDB,AUB,PSIO)
DIMENSION DMOD(10),YDB(10),GDB(10),FDB(10),AUB(10),PSIO(10)
NT=0
SIGMA=0.0
DELTA=0.0
DO 3 I=1,N
IF(ABS(DMOD(I)).LT.DELTA) GO TO 3
II=I
DELTA=ABS(DMOD(I))
3 SIGMA=SIGMA+DMOD(I)*DMOD(I)
SIGMA=4.*SIGMA/FLOAT(N)
DD=DELTA**2.
IF(DD.LT.SIGMA) GO TO 4
NT=1
N=N-1
DO 5 I=1,N
J=I
IF(I.GE.II) J=I+1
YDB(I)=YDB(J)
GDB(I)=GDB(J)

```

```
FDB(I)=FDB(J)
ADB(I)=ADB(J)
5 PSID(I)=PSID(J)
4 RETURN
END
```

```
$ENTRY
```

```
14.4 5.21
```

```
01
```

```
TRANSISTOR S24 NO 3 BOITIER KD 94 125 MHZ 1.8 MA
-17.17 -6.82 -6.65 -16.44 -2.31 -4.34 -7.4
139.5 45.7 178.4 0. 128. 26.5 66.1
7.8 9.1 5.55 7.95 4.6 7.9 9.4
7.09 8.5 5. 8.03 3.28 8.38 8.05
```

```
$$STOP
```

```
/*
```

```
//
```



## CHAPITRE IV

### RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.





Les résultats expérimentaux que nous présentons dans ce chapitre ont été obtenus sur trois familles très différentes de transistors. Nous les analyserons en les confrontant aux prédictions théoriques des parties I et II. Ces dernières reposent cependant sur l'identification des paramètres du modèle. C'est pour cette raison qu'après avoir décrit les transistors étudiés, nous nous attacherons d'abord à préciser les différentes étapes de cette caractérisation. Celle-ci sera ensuite vérifiée par comparaison des comportements calculés et mesurés du composant en régime statique et en régime dynamique. Nous commenterons enfin les mesures de bruit elles-mêmes en nous appuyant sur les conclusions du paragraphe III.3.3.. Nous suivrons cette démarche pour le domaine des moyennes fréquences, puis pour celui des pulsations élevées.

#### IV.1. DESCRIPTION DES TRANSISTORS ETUDIÉS

Notre étude a porté sur trois types de transistors de conception très différente. Deux d'entre-eux sont des composants disponibles dans le commerce : le premier est constitué de 2N 1513, de géométrie circulaire, dont la fréquence de transition est voisine de 60 MHz. La second correspond à des 2N 744, de géométrie rectangulaire, dont le  $F_T$  est de l'ordre de 500 MHz. Sur ces deux types, les techniques d'identification exposées dans le Chapitre III ont permis de montrer qu'à moyen et à fort niveau de polarisation, le phénomène de la défocalisation est prépondérant. Nous présentons sur la Figure IV.1 les photographies des transistors, et sur la planche IV.2 leurs caractéristiques statiques.

La troisième série de transistors a été spécialement conçue pour notre étude par la section "Composants Electroniques" de la Compagnie Générale d'Electricité à Marcoussis (42). Elle est de géométrie rectangulaire, et sera désignée par "S24" dans ce qui suit. Pour cette structure, les phénomènes de hautes injections et d'élargissement de la base dans le collecteur n'apparaissent que bien après la défocalisation. Ceci est illustré par le Tableau IV.3 où ont été reportés les courants critiques, calculés d'après (43), relatifs à ces trois mécanismes.

2N 1613

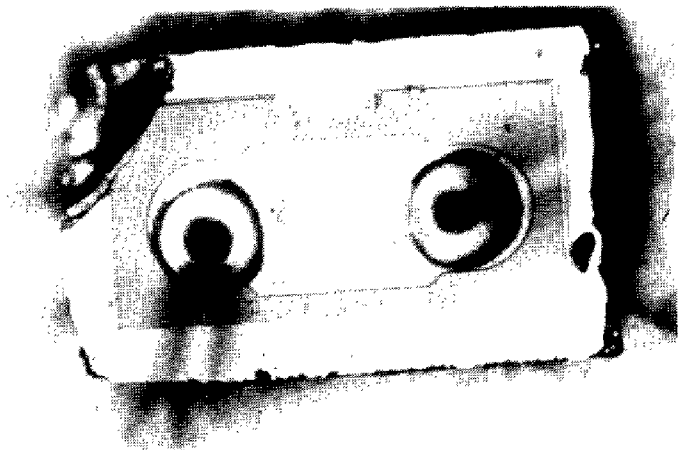
$r = 210 \mu\text{m}$



2N 744

$2h = 18 \mu\text{m}$

$l = 90 \mu\text{m}$



S 24

$2h = 25 \mu\text{m}$

$l = 80 \mu\text{m}$

largeur du contact  
d'émetteur:  $15 \mu\text{m}$

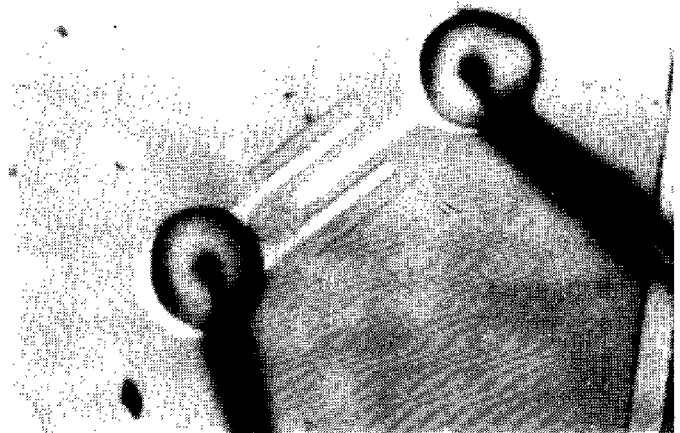
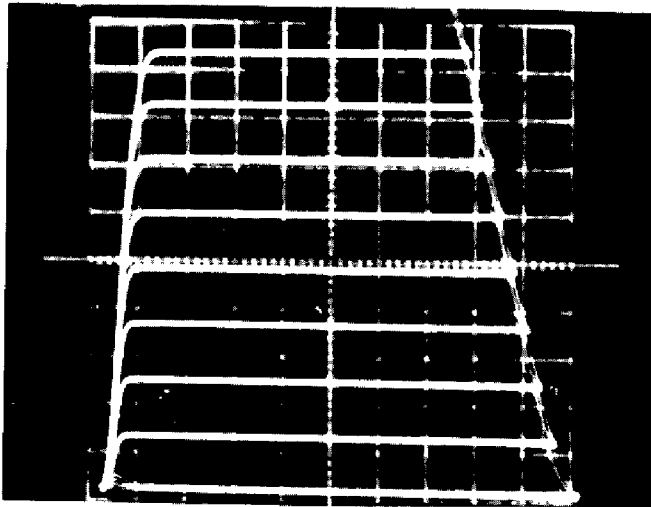


Figure IV.1 Photographies des transistors étudiés.

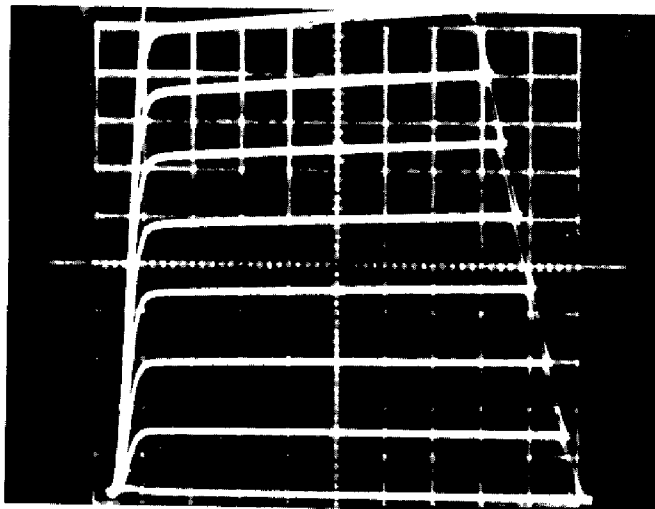


2N 1613

$I_C : 5 \text{ mA} / \text{div.}$

$V_{CE} : 0,5 \text{ V} / \text{div.}$

$I_B : 100 \mu\text{A} / \text{éch.}$

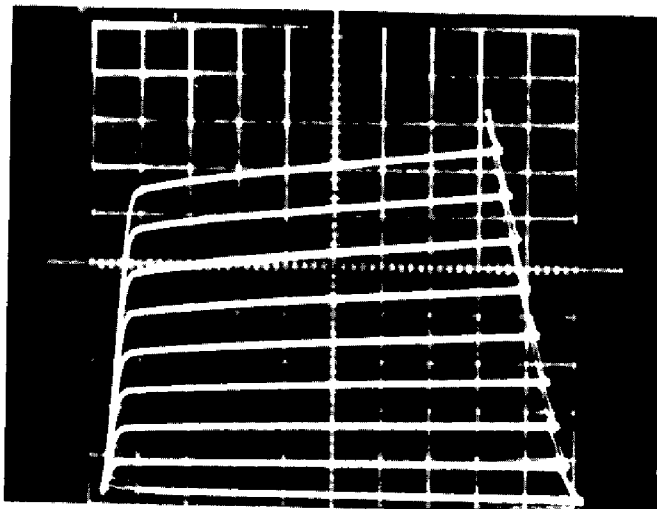


2N 744

$I_C : 2 \text{ mA} / \text{div.}$

$V_{CE} : 0,5 \text{ V} / \text{div.}$

$I_B : 50 \mu\text{A} / \text{éch.}$



S 24

$I_C : 2 \text{ mA} / \text{div.}$

$V_{CE} : 0,5 \text{ V} / \text{div.}$

$I_B : 50 \mu\text{A} / \text{éch.}$

Figure IV.2 Caractéristiques statiques des transistors étudiés.

PHENOMENE CONSIDERE	COURANT CRITIQUE
Défocalisation	4 mA
Elargissement de la base dans le collecteur	200 mA
Hautes injections dans la base	1,8 A

Tableau IV.3

IV.2. RESULTATS EXPERIMENTAUX EN MOYENNE FREQUENCEIV.2.1. Résultats de l'identification des paramètres

Ainsi que nous l'avons déjà souligné, les techniques d'identification IBIS ont été utilisées avec succès pour la caractérisation des transistors 2N 1613 et 2N 744. Par contre, en appliquant ces méthodes à la série S24, nous n'avons obtenu que très peu de précision. Nous disposons cependant des profils de dopage (Fig. IV.5) qui nous ont permis de calculer le gain intrinsèque  $\beta_A$  en utilisant le programme FUN (29). La résistance de base à bas niveau de courant a été obtenue par la relation (III.4). Sur le Tableau IV.4, nous avons porté les valeurs obtenues pour les principaux paramètres des transistors considérés.

	$\beta_A$	$R_B (\Omega)$	$n_{SL}$	$m_{SL}$	$R_{th} (^{\circ}C/W)$
2N 1613	96	190	1,27	1,2	120
2N 744	100	180	1,37	1,2	290
S 24	70	810	2	1,2	500

Tableau IV.4

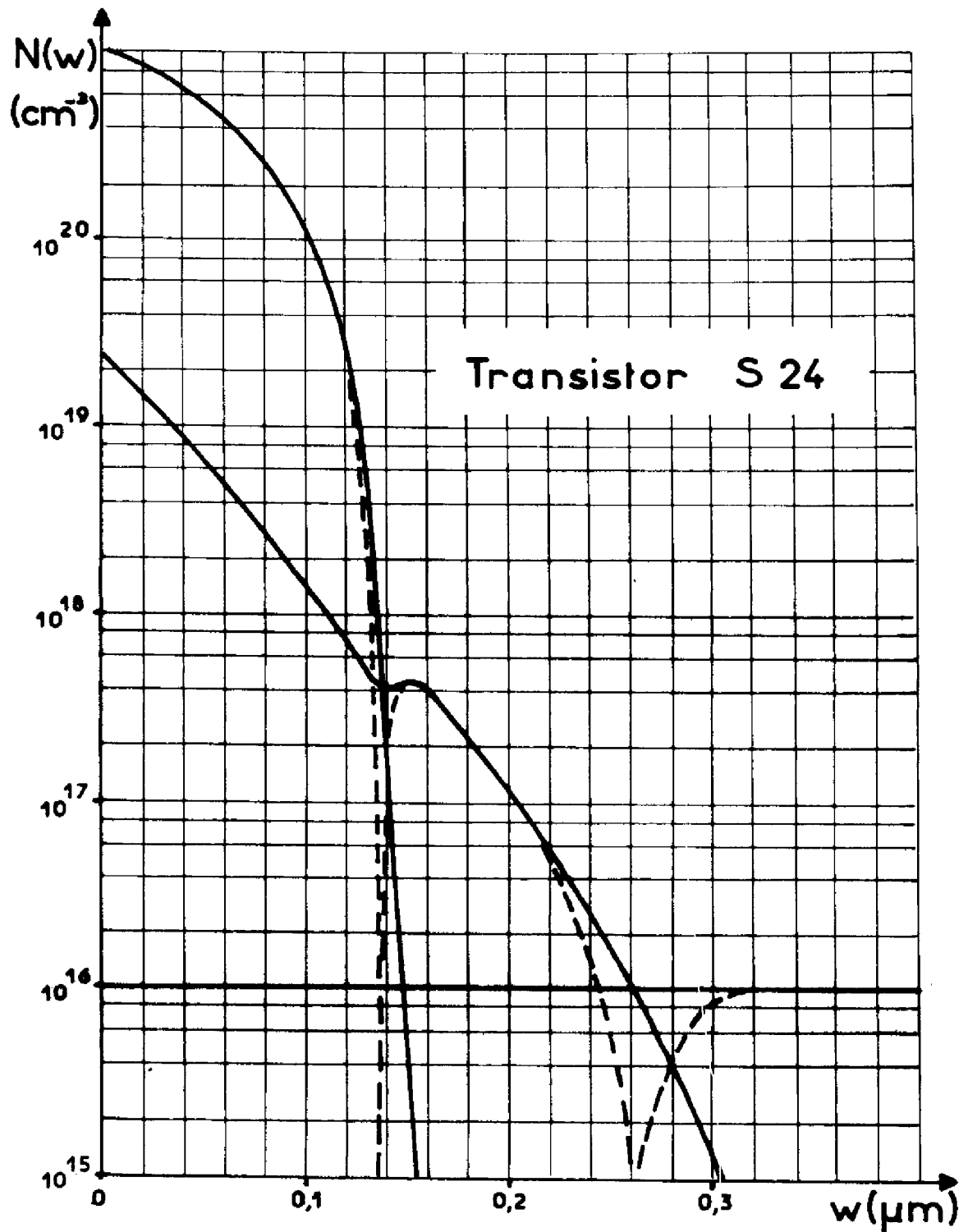


Figure IV.5 Profils de dopage des transistors S 24, relevés à la sonde ionique.

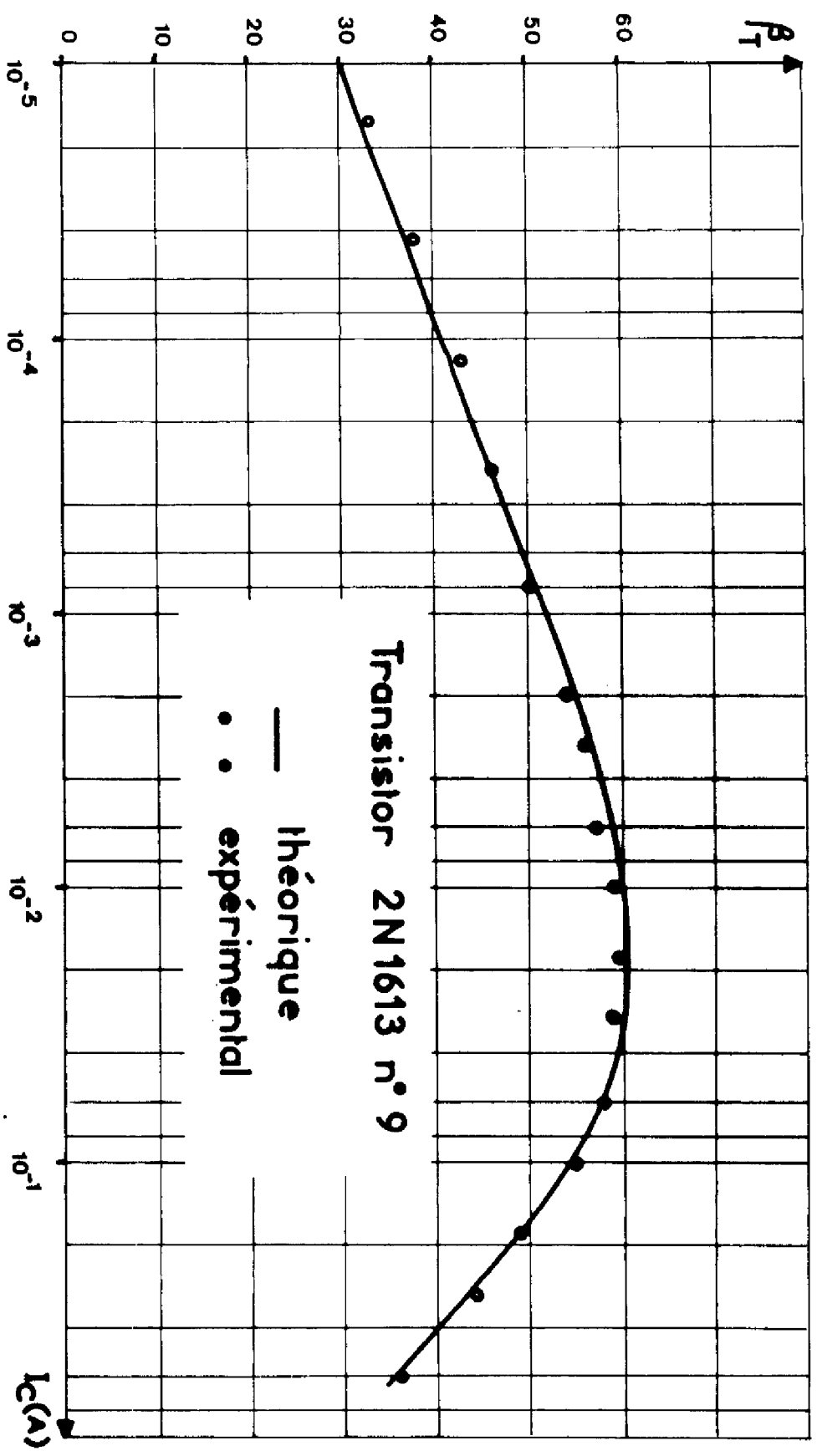


Figure IV.6 Variations expérimentales et théoriques du gain statique en courant dans le montage émetteur commun.

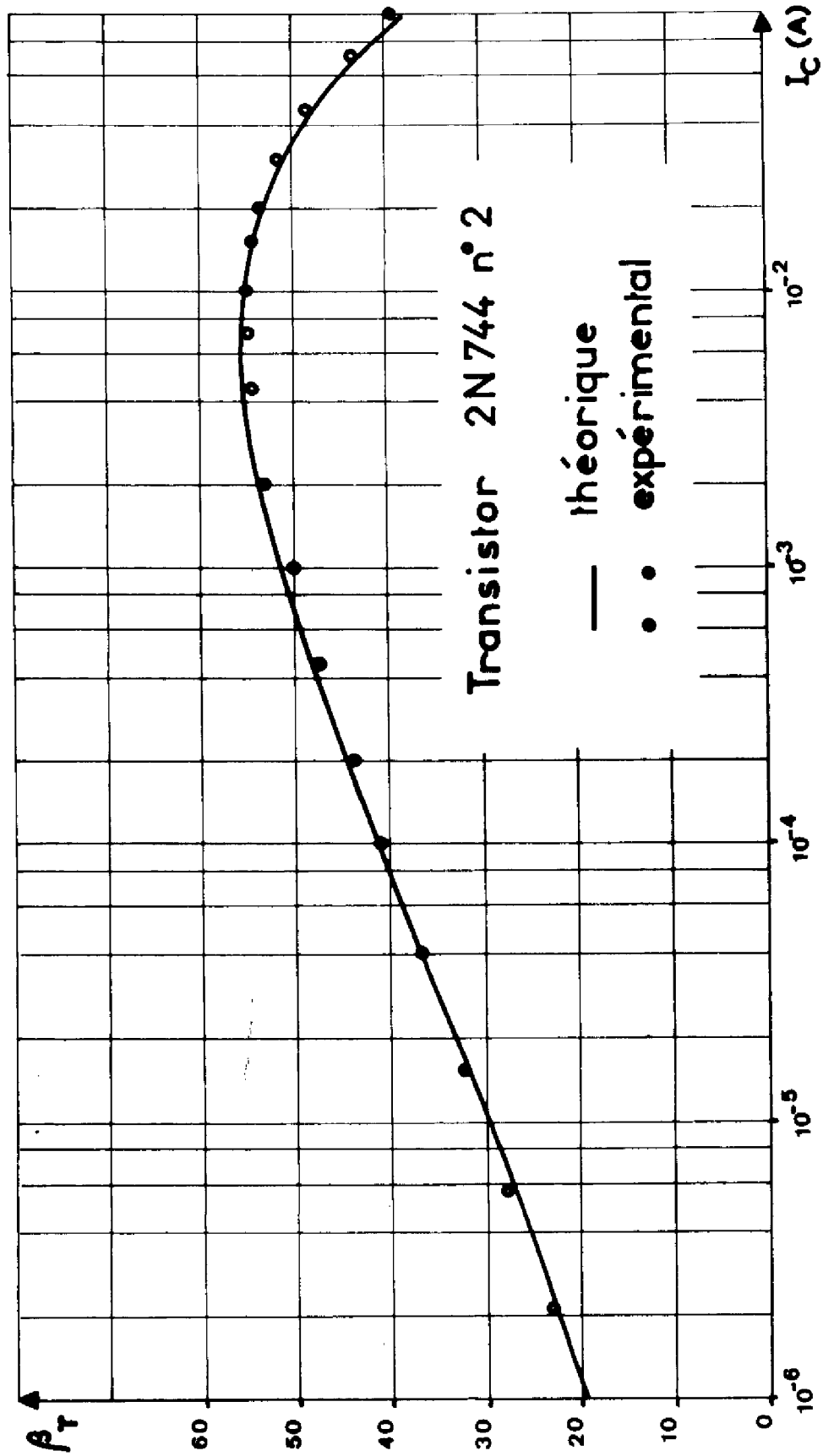


Figure IV.7 Variations expérimentales et théoriques du gain statique en courant dans le montage émetteur commun.



Le coefficient  $m_{SL}$  qui figure dans ce tableau ne correspond pas à un résultat de mesure. Il est en effet très difficile à déterminer étant donné le grand nombre de phénomènes qui interviennent simultanément. La valeur adoptée est celle donnée dans (44).

Les variations théoriques et expérimentales du gain statique pour les transistors 2N1613 et 2N744 ont été représentées sur les figures IV. 6 et IV.7. Elles permettent de juger de la bonne précision obtenue sur les paramètres  $\beta_A$  et  $R_B$ .

#### IV.2.2. Analyse des mesures de bruit

Nous avons rassemblé les mesures de bruit sur les planches suivantes. Les courbes IV.8 à IV.10 correspondent aux variations du facteur de bruit en fonction de la résistance de source  $R_S$ . L'accord entre les résultats théoriques et expérimentaux est très satisfaisant. En outre, nous avons déterminé, à partir des mesures de F, les générateurs de bruit du schéma équivalent. Le programme numérique décrit en III.2.3. a permis de calculer les valeurs les plus probables de A, B et C (relation III.20). Les figures IV.11 à IV.14 reproduisent les résultats obtenus pour  $R_{eq}$ , définie par :

$$(IV.1) \quad R_{eq} = \frac{\overline{e_T e_T^*}}{4 k T \Delta f}$$

Pour le 2N 1613 (IV.11), on observe bien une décroissance de  $R_{eq}$ , due à la diminution de  $R_{BN}$  et  $r_{BB'}$ , lorsque le niveau de courant augmente (Tableau I.12). Précisons que la courbe en pointillés correspond à une simulation à température de jonction constante. La courbe en trait plein a été obtenue en tenant compte de l'échauffement du dispositif. Les résistances passives et de contact ont été négligées.

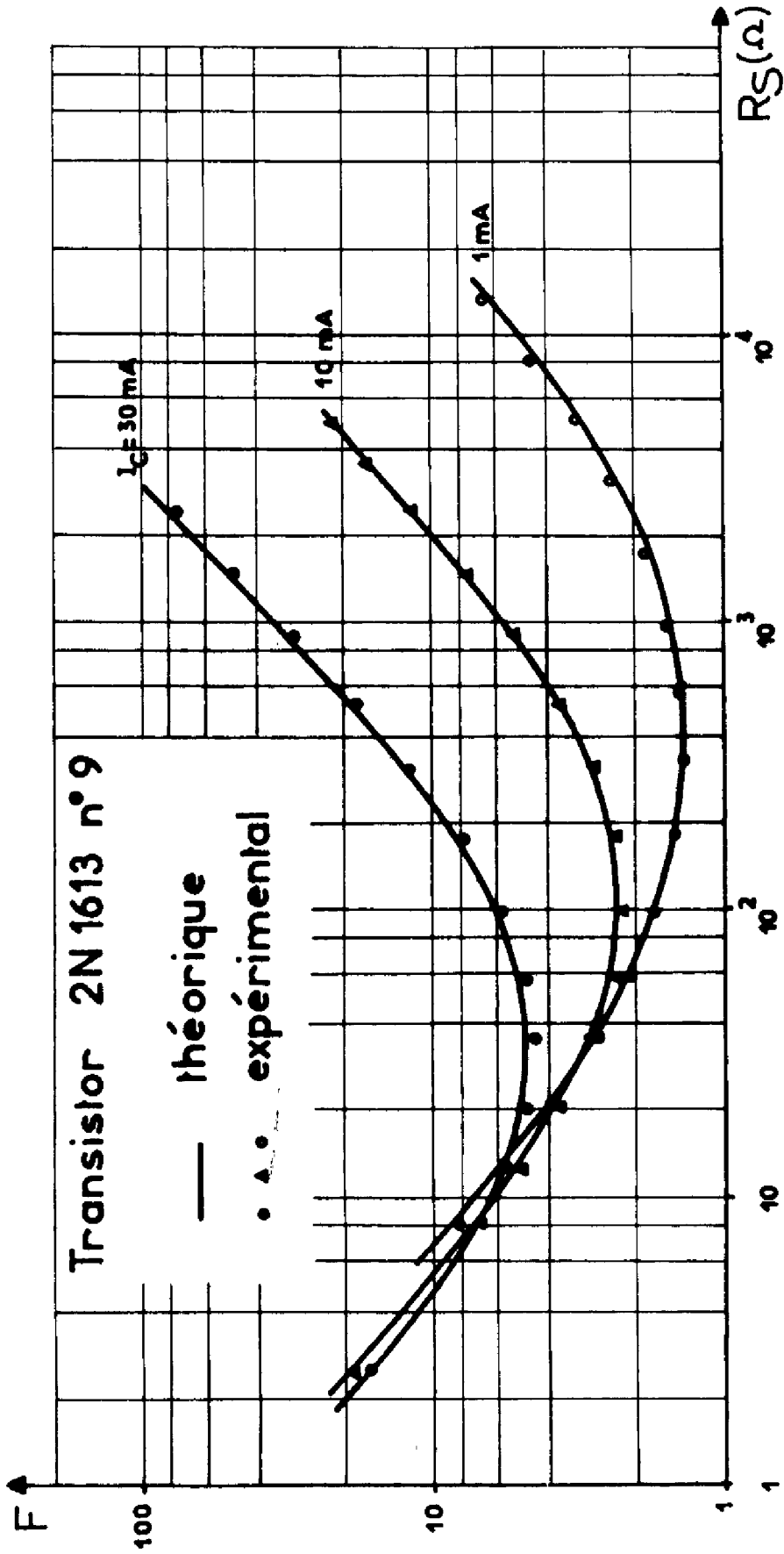


Figure IV.8 Facteur de bruit en fonction de la résistance de source pour trois valeurs du courant de polarisation. ( $f = 100 \text{ kHz} - V_{CE} = 3 \text{ V}$ )

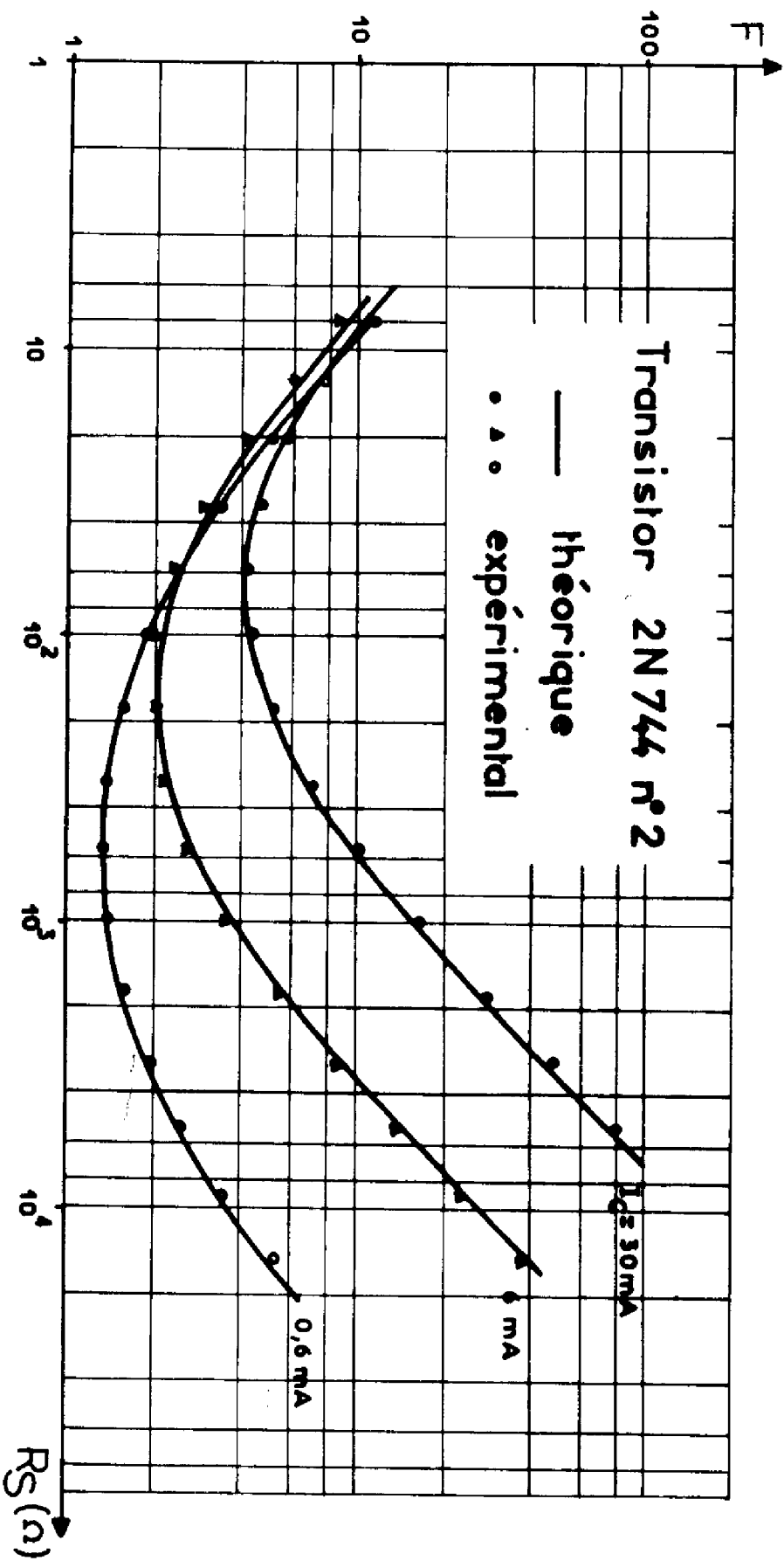


Figure IV.9 Facteur de bruit en fonction de la résistance de source pour trois valeurs du courant de polarisation. ( $f = 500\text{ KHz}$  -  $V_{CE} = 3\text{ V}$ )

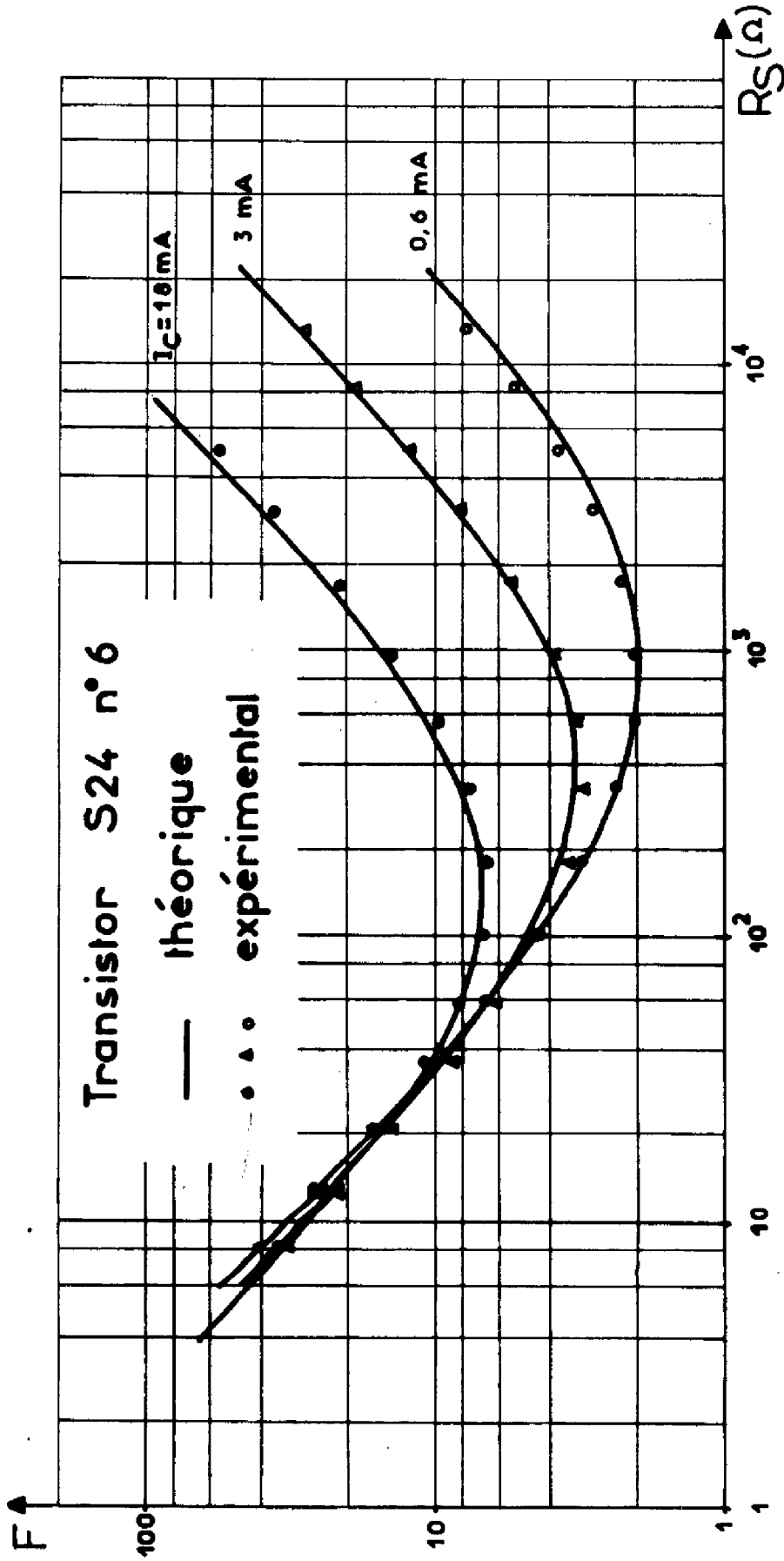


Figure IV.10 Facteur de bruit en fonction de la résistance de source pour trois valeurs du courant de polarisation. ( $f = 500 \text{ kHz}$  -  $V_{CE} = 3 \text{ V}$ )

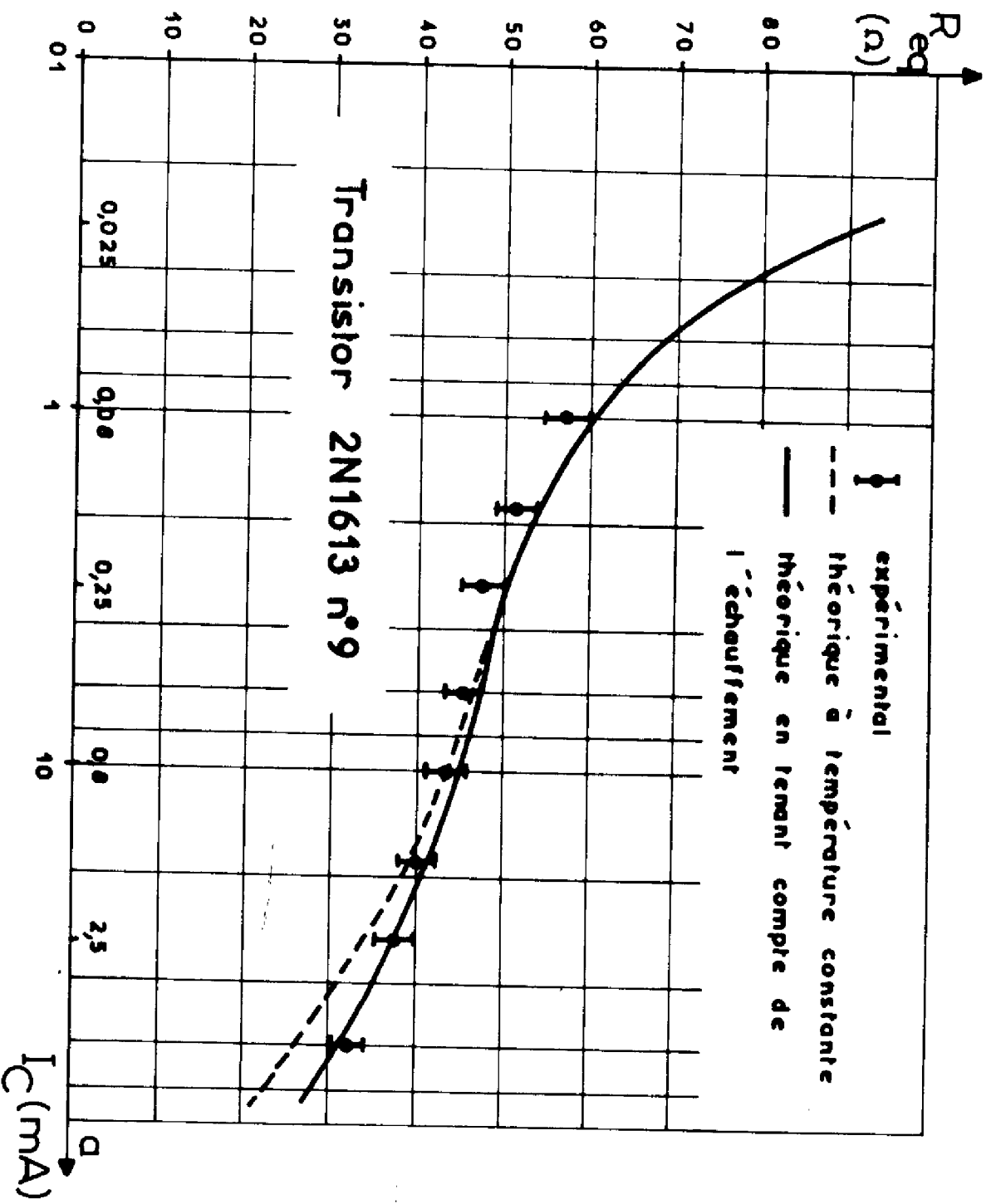


Figure IV.11 Résistance équivalente de bruit, (relation IV.1), en fonction du courant de polarisation. ( $f = 100$  kHz -  $V_{CE} = 3$  V).

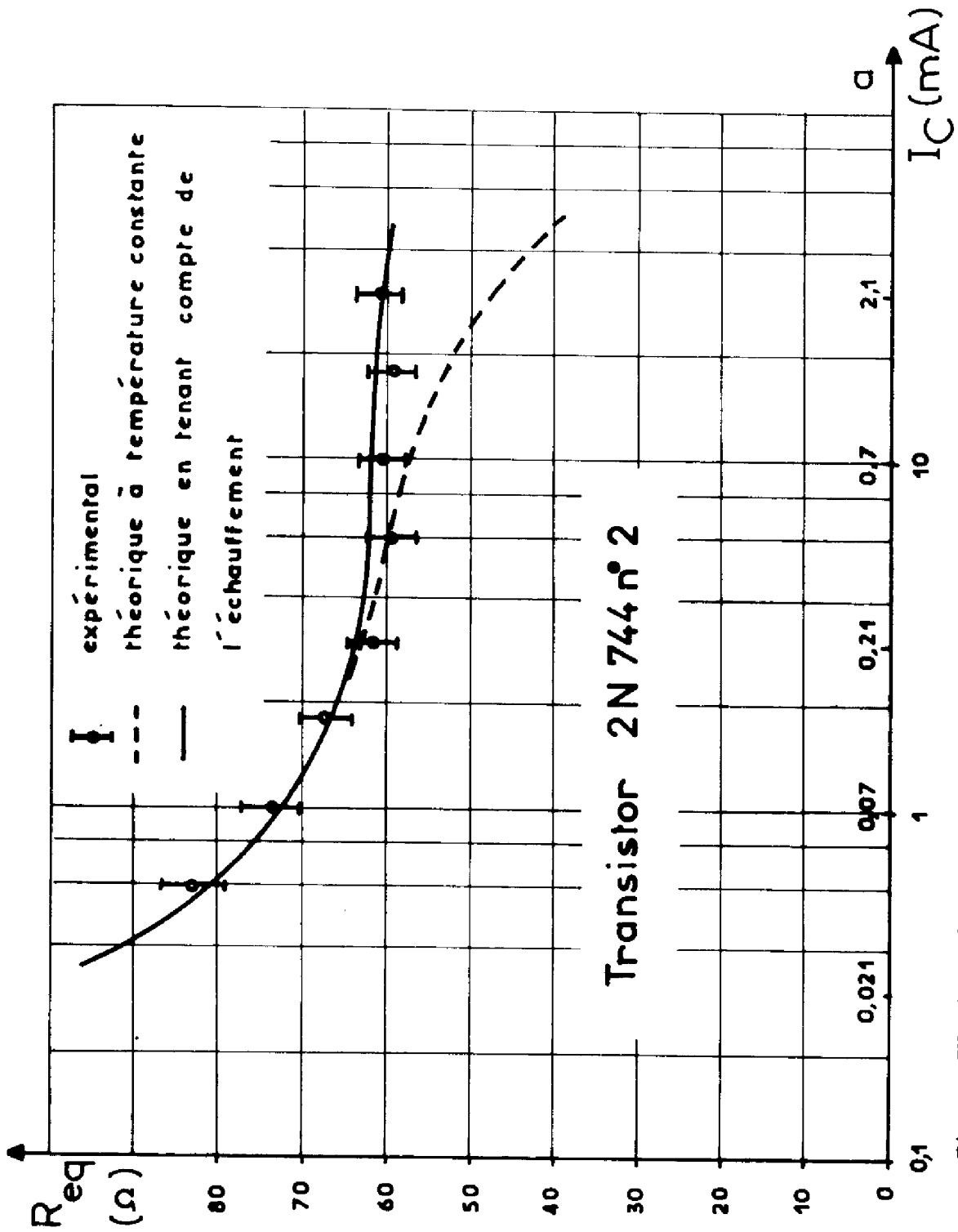


Figure IV.12 Résistance équivalente de bruit en fonction du courant de polarisation. ( $f = 500$  kHz -  $V_{CE} = 3$  V).

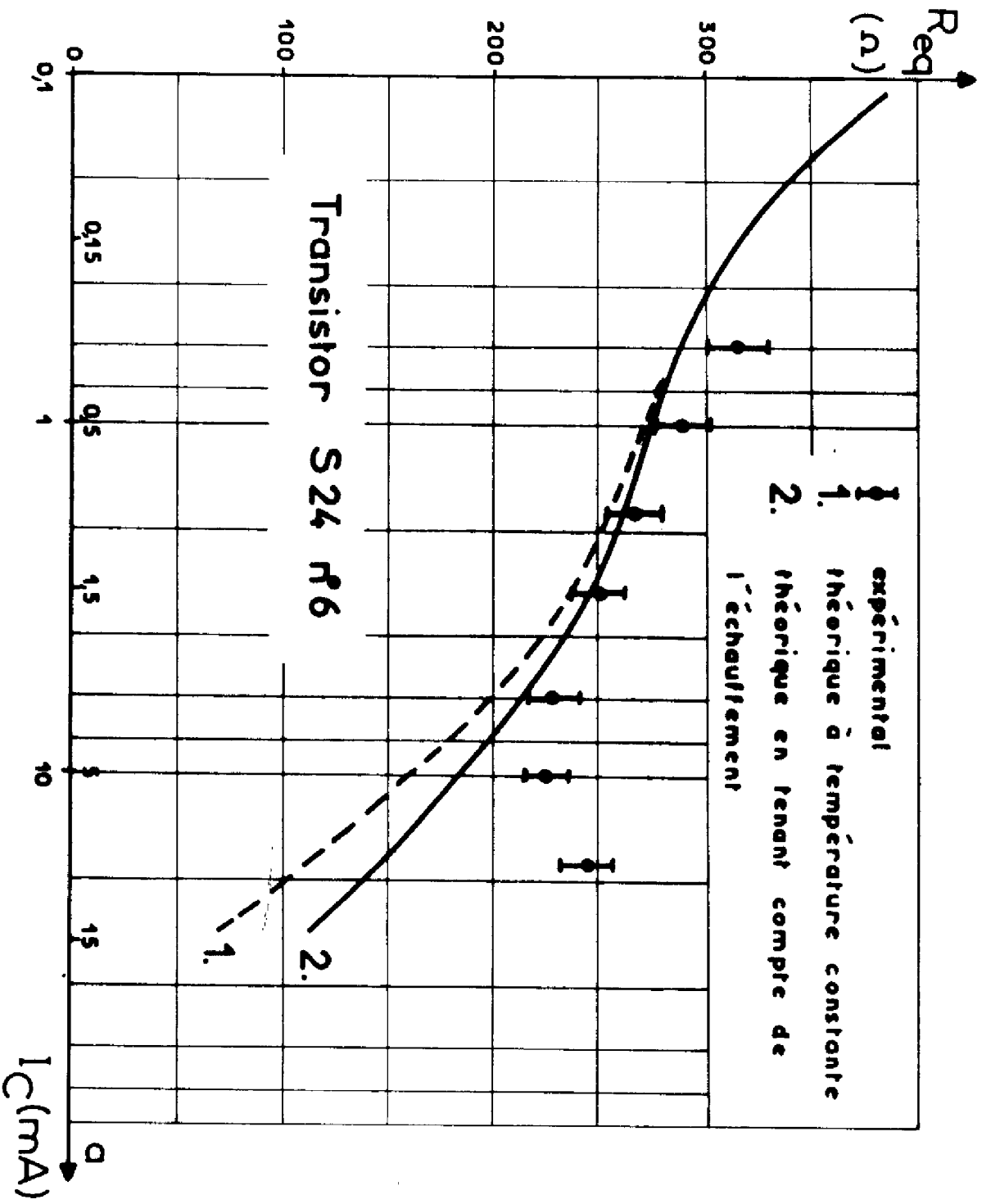


Figure IV.13 Résistance équivalente de bruit en fonction du courant de polarisation. ( $f = 500$  kHz -  $V_{CE} = 3$  V).

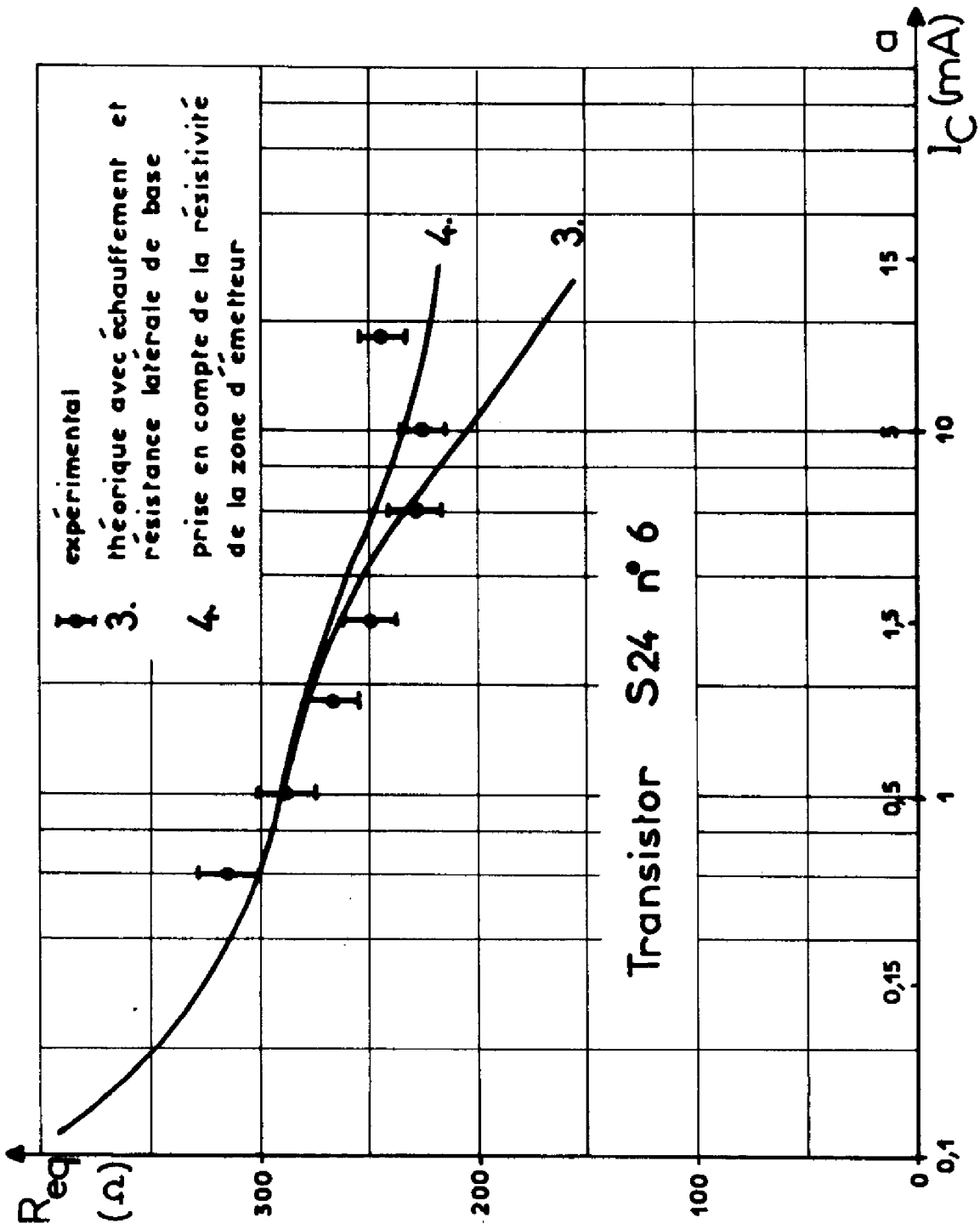


Figure IV.14 Résistance équivalente de bruit en fonction du courant de polarisation. ( $f = 500$  kHz -  $V_{CE} = 3$  V).



Pour le 2N 744 (Figure IV.12)  $R_{eq}$  ne décroît pas aux courants élevés. L'explication réside dans le fait que la résistance thermique de ce composant est nettement plus élevée que celle du précédent (Tableau IV.4). L'élévation de la température compense presque entièrement la diminution de la résistance de bruit.

En ce qui concerne le S 24, l'accord entre la théorie et la mesure est satisfaisant jusqu'à des valeurs de  $a$  de l'ordre de 3. Au-delà, une divergence apparaît nettement (Figure IV.13.1). Pour ce dispositif, l'augmentation de la température de jonction avec la puissance dissipée n'explique pas la remontée expérimentale de  $R_{eq}$  (IV.13.2). La prise en compte de la résistance de base latérale, estimée d'après les profils de dopage, ne suffit pas non plus à compenser entièrement les écarts aux forts niveaux de courant (Figure IV.14.3). Cette résistance prend pourtant de l'importance lorsque le paramètre  $a$  est élevé. En effet, pour  $a = 9$ ,  $r_{BB}$  est de l'ordre de  $70 \Omega$ , et la valeur calculée de  $R_{BL}$  est de  $10 \Omega$ . Tout se passe donc sur ce transistor comme si un phénomène supplémentaire, négligé jusqu'ici, venait limiter les effets de la défocalisation. J. CAMINADE (8) a analysé l'origine de ce phénomène et montré que dans ce cas, l'influence de la résistivité de l'émetteur ne pouvait être négligée. En effet, pour le transistor étudié, l'émetteur a une largeur de  $25 \mu\text{m}$  tandis que son contact n'en recouvre que  $15 \mu\text{m}$ . Le courant émetteur a donc dans la partie non métallisée une composante transversale qui circule parallèlement aux jonctions. Malgré la faible résistivité de cette zone, elle provoque une chute de potentiel qui compense partiellement celle qui se produit dans la base. L'un des paramètres importants de cette étude est le rapport  $\beta_A \rho / R$  où  $R$  désigne la résistance par carré de la zone de base, et  $\rho$  celle de l'émetteur. En reprenant les résultats du programme FUN, nous avons adopté pour ce coefficient une valeur de 0,2. La courbe 4 de la Figure IV.14 représente les variations de  $R_{eq}$  obtenues en tenant compte de ce phénomène ainsi que de la présence de  $R_{BL}$ . C'est ce résultat que nous avons utilisé pour le calcul du facteur de bruit théorique (Figure IV.10).

Enfin, les courbes IV.15 à IV.17 correspondent à l'évolution du bruit en courant, caractérisé par  $I_{eq}$  :

$$(IV.2) \quad I_{eq} = \frac{i_r i_r^*}{2q \Delta f}$$

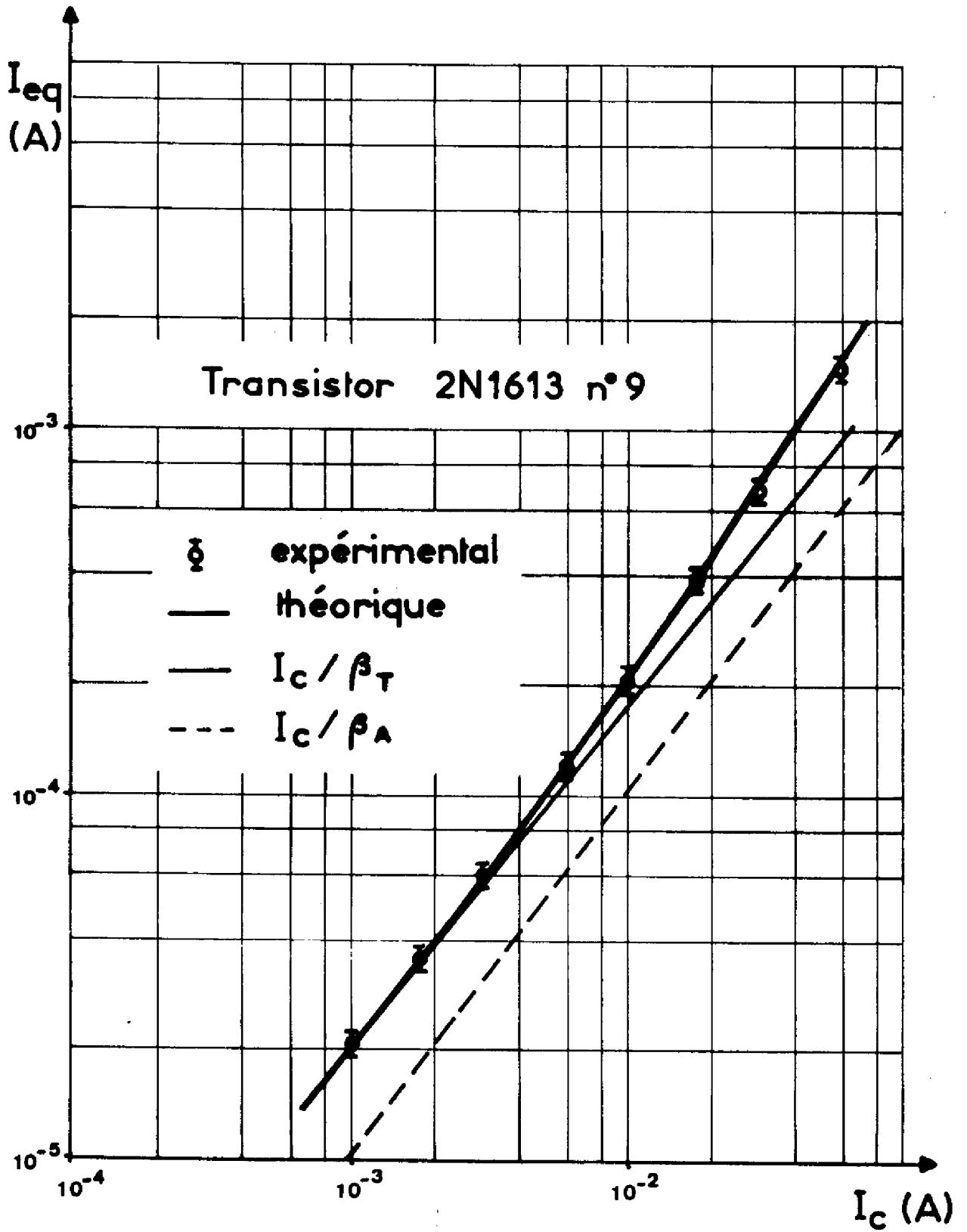


Figure IV.15 Courant de bruit équivalent (relation IV.2), en fonction du courant de polarisation.  
( $f = 100$  kHz -  $V_{CE} = 3$  V)

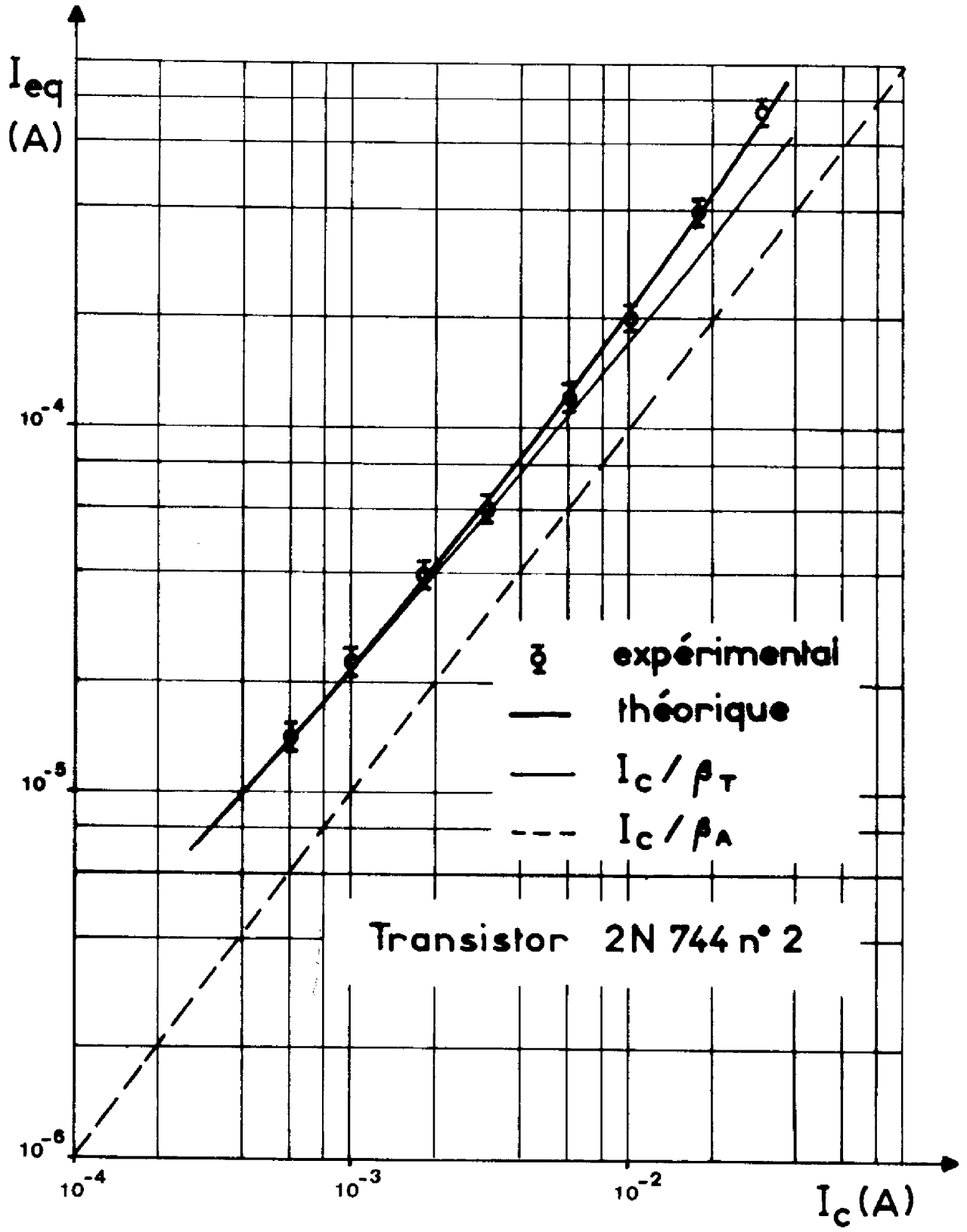


Figure IV.16 Courant de bruit équivalent en fonction du courant de polarisation. ( $f = 500$  kHz -  $V_{CE} = 3$  V)

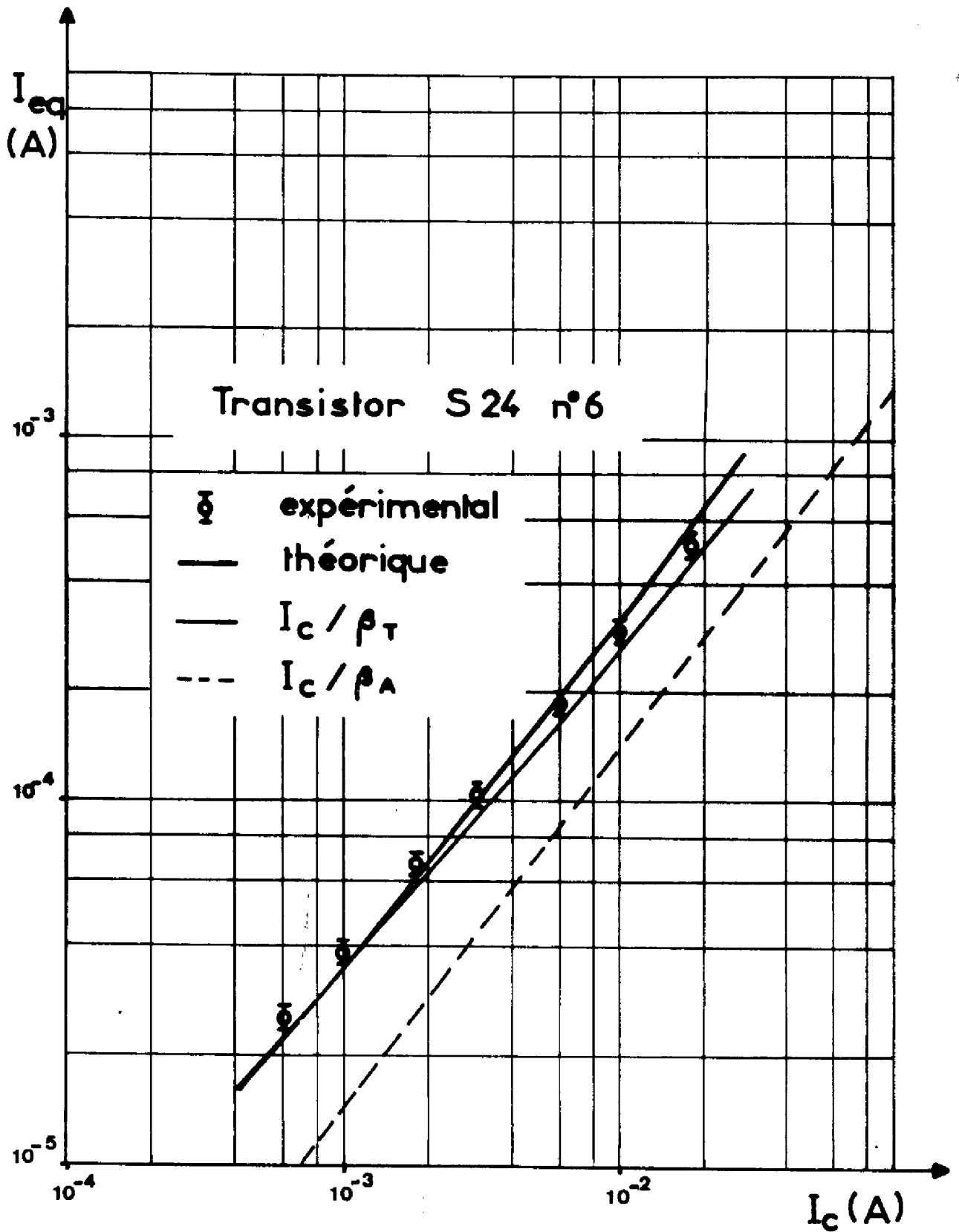


Figure IV.17 Courant de bruit équivalent en fonction du courant de polarisation. ( $f = 500$  kHz -  $V_{CE} = 3$  V)

Transistor 2N1613 n° 9					
$I_C$ (mA)	$\alpha$	$B_{exp}$	$B_{th}$	$\overline{e i_{exp}^2} / \Delta f$ $\times 10^{21}$ (V.A/Hz)	$\overline{e i_{th}^2} / \Delta f$ $\times 10^{21}$ (V.A/Hz)
1,8	0,14	1,08	1,10	1,33	1,62
6,0	0,47	1,18	1,26	3,01	4,28
18	1,40	1,50	1,62	8,30	10,2
30	2,34	1,72	1,90	12,1	15,0
60	4,68	2,08	2,37	18,7	23,9

Tableau IV.18

Transistor 2N744 n° 2					
$I_C$ (mA)	$\alpha$	$B_{exp}$	$B_{th}$	$\overline{e i_{exp}^2} / \Delta f$ $\times 10^{21}$ (V.A/Hz)	$\overline{e i_{th}^2} / \Delta f$ $\times 10^{21}$ (V.A/Hz)
1,0	0,07	1,06	1,08	1,02	1,30
1,8	0,13	1,08	1,12	1,30	1,99
6,0	0,43	1,19	1,31	3,17	5,13
18	1,28	1,63	1,72	10,9	12,9
30	2,13	2,06	2,06	18,9	18,8

Tableau IV.19

Nous avons porté également sur ces figures le courant de base total du composant, ainsi que le courant de base intrinsèque. Notons que pour les forts courants,  $I_{eq}$  est supérieur à  $I_B$ . Le terme supplémentaire est dû à l'existence de la diode de surface et de l'impédance de base. La bonne concordance entre les résultats théoriques et expérimentaux montre que ces éléments ont été correctement incorporés dans le modèle.

En ce qui concerne la corrélation entre les générateurs équivalents de bruit, le programme de traitement des résultats donne accès au paramètre B (III.20). Nous rappelons ici son expression :

$$(IV.3) \quad B = 1 + \frac{\operatorname{Re}(\overline{e_T i_T^*})}{2 k T \Delta f}$$

A bas niveau, cette quantité est proche de l'unité, et par voie de conséquence, la précision obtenue sur  $\overline{e_i^*}$  est médiocre. Nous avons reproduit sur les tableaux IV.18 et IV.19 les valeurs théoriques (indice th) et expérimentales (indice exp) de B d'une part et de  $\overline{e_i^*}$  d'autre part.

IV.3. RESULTATS EXPERIMENTAUX EN HAUTE FREQUENCE

En haute fréquence, nous avons dû limiter notre étude au S24. En effet, les deux autres séries de composants n'ont pas des caractéristiques fréquentielles suffisantes pour que des mesures puissent être effectués au-dessus de 100 MHz, limitation imposée par notre banc de mesure. Précisons que pour cette partie haute fréquence, les transistors ont été montés en boîtiers spéciaux, de type KD 94, adaptés à cette gamme de fréquence.

IV.3.1. Résultats de l'identification des éléments du modèle

L'analyse de mesures de facteur de bruit en haute fréquence nécessite l'identification d'un nombre d'éléments plus important que dans le cas précédent. Les valeurs des paramètres basse fréquence ont bien entendu été conservées puisqu'elles avaient été évaluées à partir des profils de dopage. La Figure IV.20 montre les résultats de la caractérisation des différentes capacités du modèle. Pour obtenir les capacités MOS à partir de ces courbes, nous avons tenu compte des capacités parasites du boîtier. Sur la planche IV.21, nous avons porté les variations de  $1/F_T$  en fonction de  $1/I_E$  qui donnent accès aux temps de transit. Les valeurs de chacun des éléments du schéma équivalent, pour une tension collecteur-émetteur de 3 V, ont été rassemblées sur le tableau IV.22.

$\beta_A$	$R_B$ ( $\Omega$ )	$n_{SL}$	$m_{SL}$	$R_{th}$ ( $^{\circ}C/W$ )	$R_{BL}$ ( $\Omega$ )	$R_{EE'}$ ( $\Omega$ )	$R_{CC'}$ ( $\Omega$ )
70	810	2	1,2	500	10	3	4

$C_{TE}$ (pF)	$C_{TC}$ (pF)	$C_{TL}$ (pF)	$C_{BE}$ (pF)	$C_{CB}$ (pF)	$C_{CE}$ (pF)	$\tau_B$ (ps)	$\tau_C$ (ps)
14	0,45	1,3	0,2	0,3	0,7	4,0	2,5

Tableau IV.22

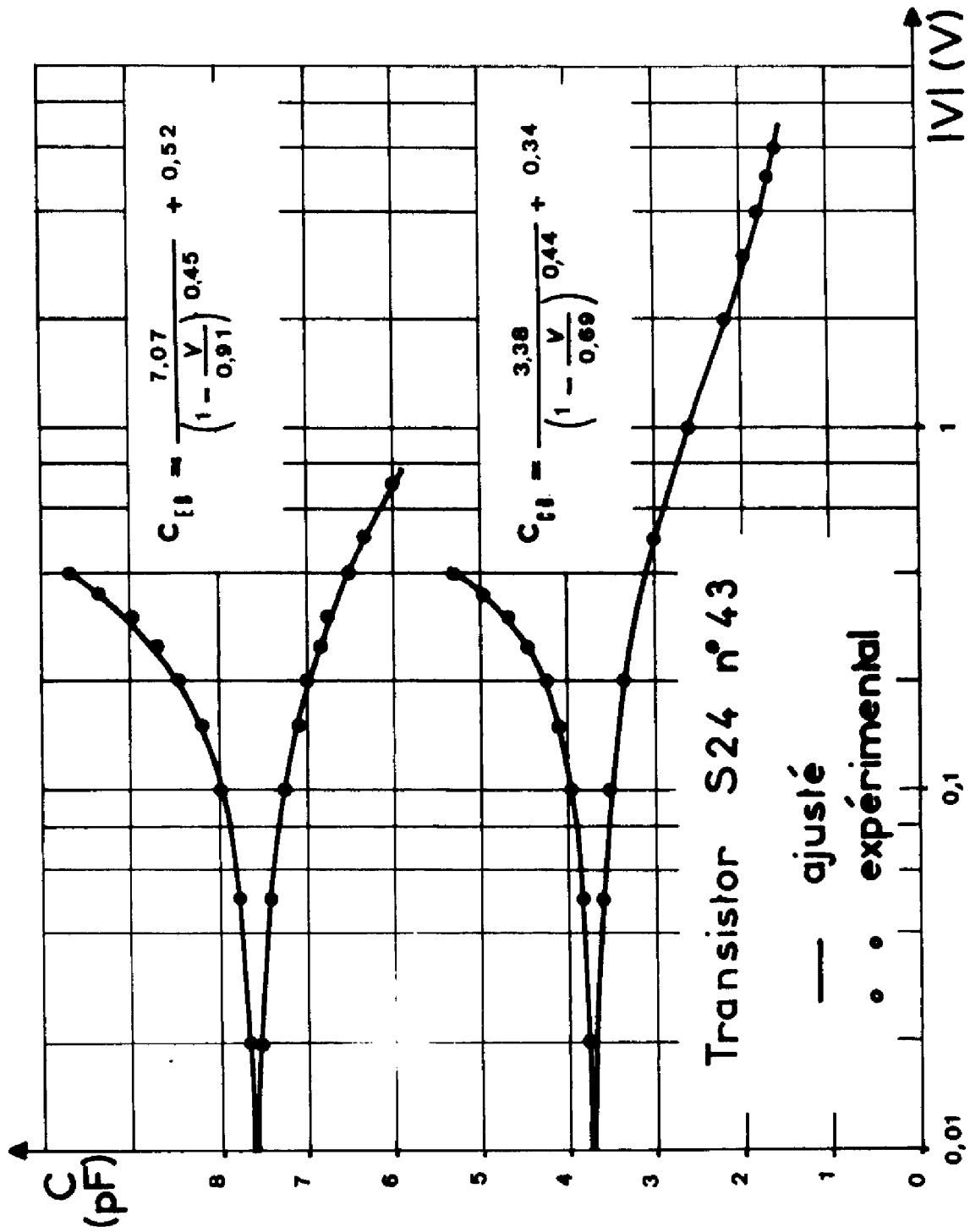


Figure IV.20 Variations des capacités émetteur-base et collecteur-base en fonction de la tension appliquée.



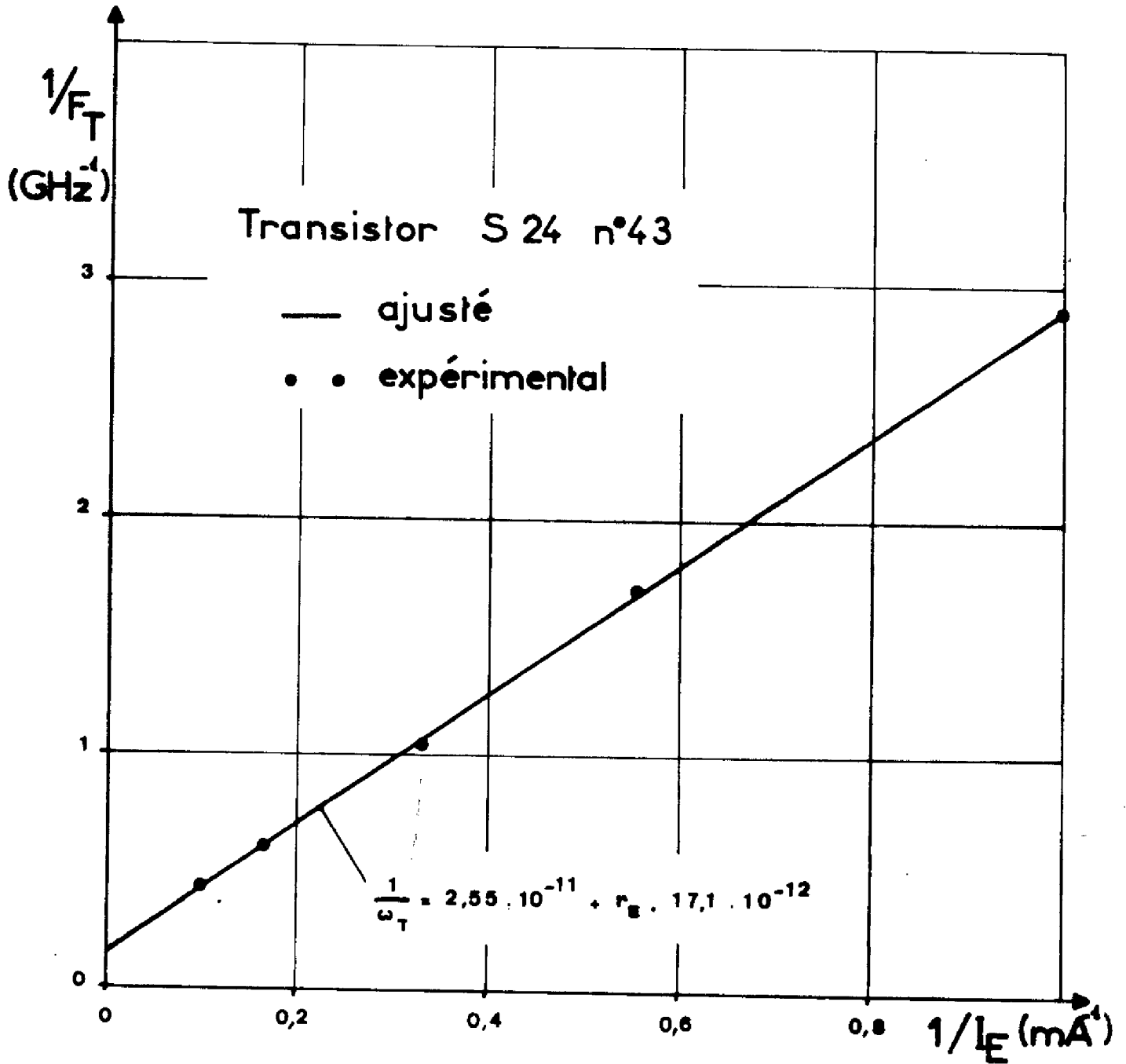


Figure IV.21 Variations de la fréquence de transition en fonction du courant de polarisation.

D'autre part, en vue de minimiser les erreurs de simulation dues au boîtier, nous avons choisi de le représenter par un modèle relativement sophistiqué, du type de celui de la Figure II.9, dont la valeur des éléments a été précisée par J.Y. FOURRIER (45). Nous les donnons sur le tableau IV.23.

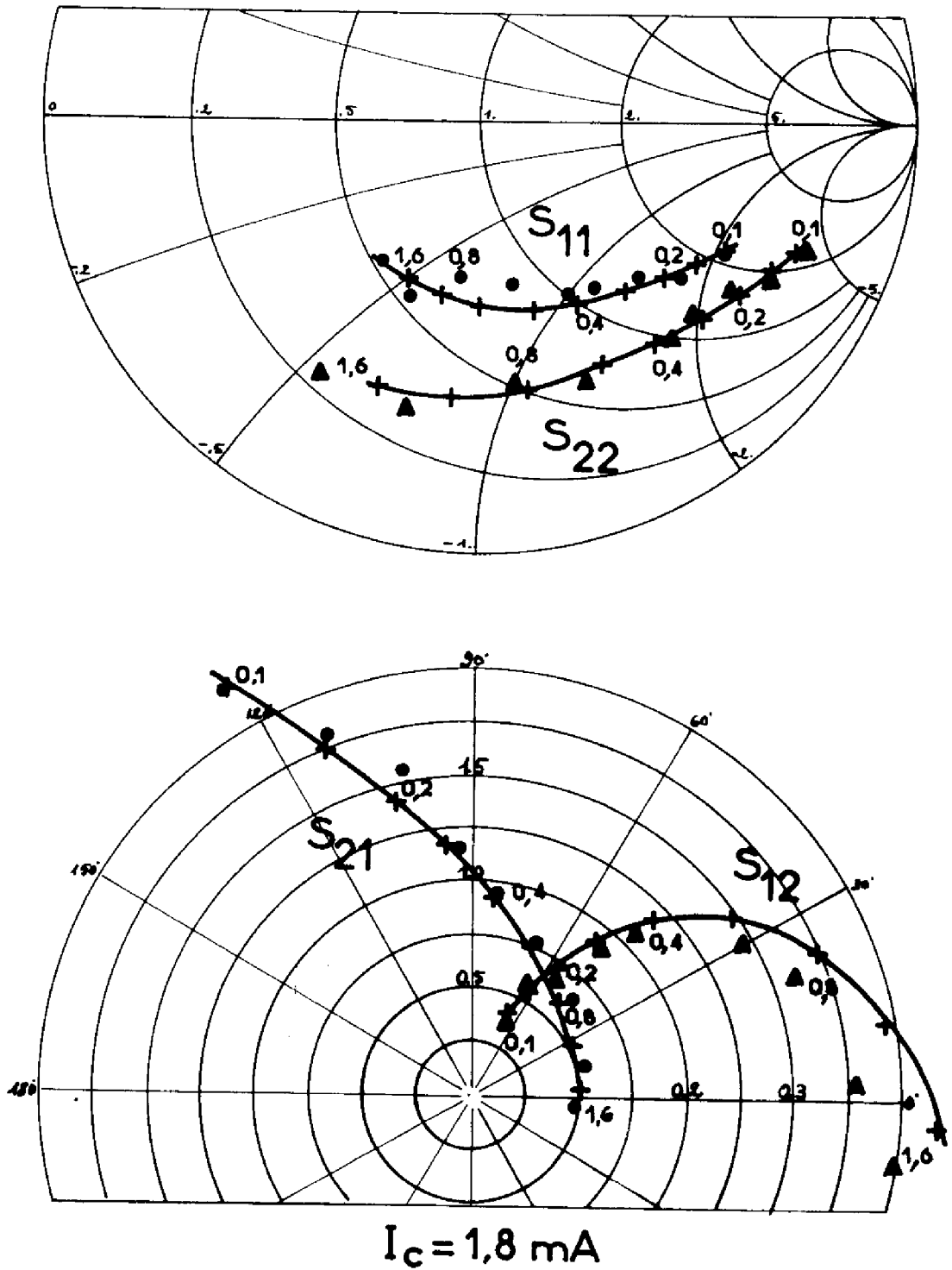
$L_1$ (nH)	$L_2$ (nH)	$L_3$ (nH)	$L_4$ (nH)	$C_1$ (pF)
0,62	0,20	0,15	0,70	0,10
$C_2$ (pF)	$C_3$ (pF)	$C_4$ (pF)	$C_5$ (pF)	$C_6$ (pF)
0,25	0,02	0,02	0,28	0,10

Tableau IV.23

#### IV.3.2. Analyse des mesures de bruit

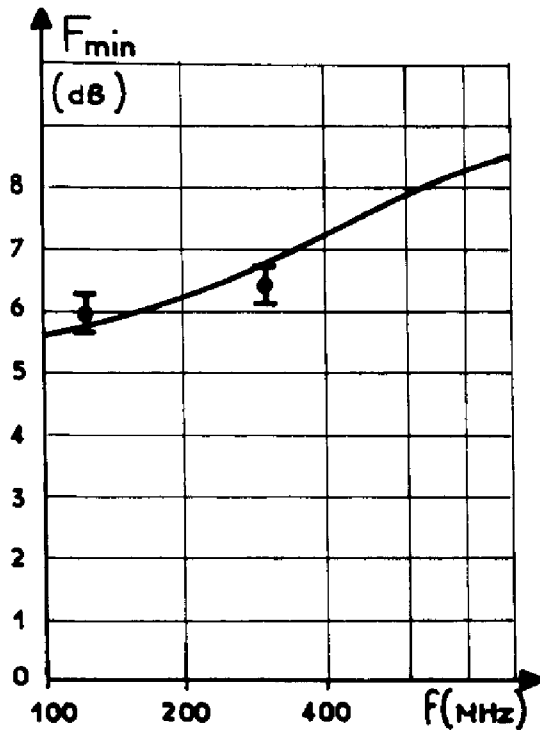
La confrontation des résultats théoriques et expérimentaux a été effectuée pour des points de polarisation où la défo- calisation des lignes de courant devient importante ( $0,9 < a < 5$ ). Nous avons d'abord comparé les variations des paramètres S de dispersion (planches IV.24 à IV.27.A) tracées en coordonnées polaires. Les courbes correspondant à  $S_{11}$  et  $S_{22}$  ont été représentées sur abaque de Smith (impédances). Ces résultats permettent de juger de la précision de l'iden- tification des éléments du schéma équivalent. Les mesures ont été effectuées au pont Hewlett Packard HP 8410 A.

### Transistor S24 n°43

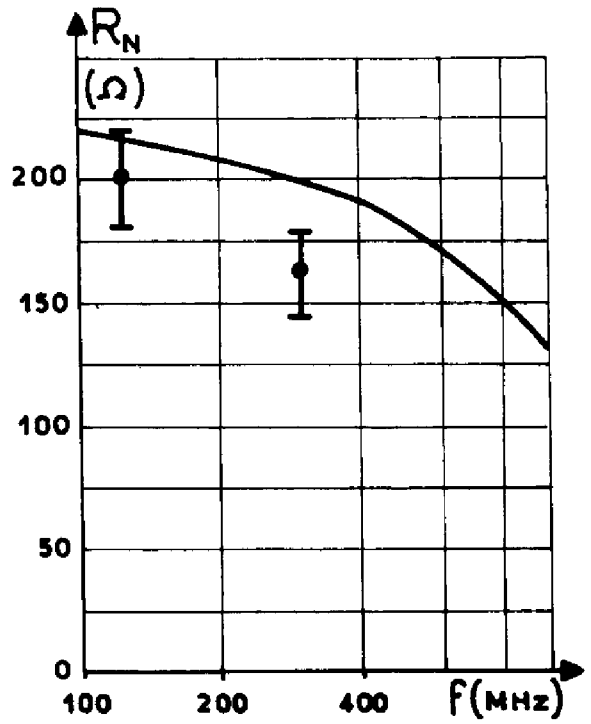


**Figure IV.24.A** Variations des paramètres S  
—x— théoriques, graduées en fréquence (en GHz)  
• ▲ expérimentales

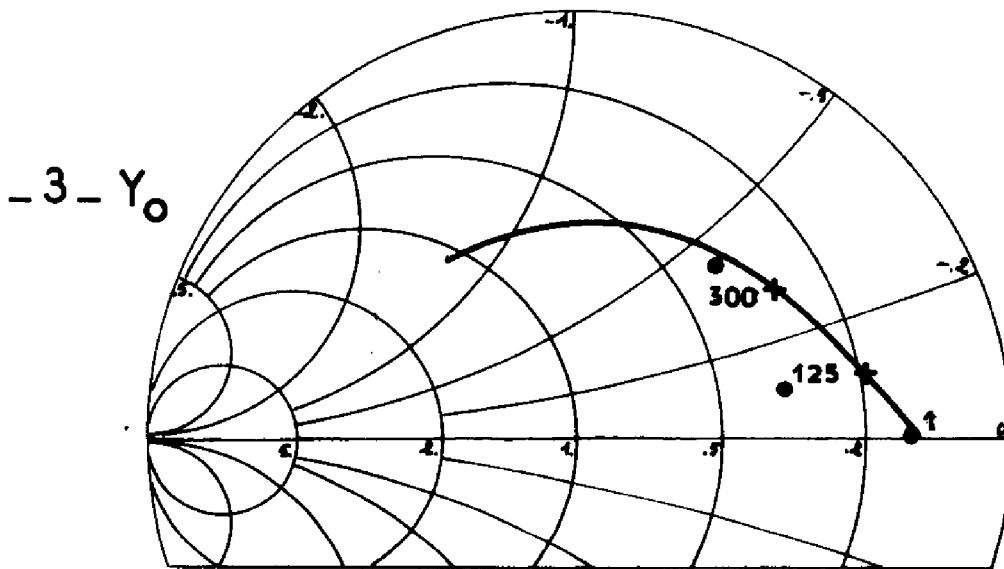
# Transistor S24 n°43



- 1 -



- 2 -



- 3 -  $Y_0$

$I_C = 1,8 \text{ mA}$

Figure IV.24.B Paramètres de bruit

— théoriques

•  $\bar{I}$  expérimentaux

### Transistor S24 n°43

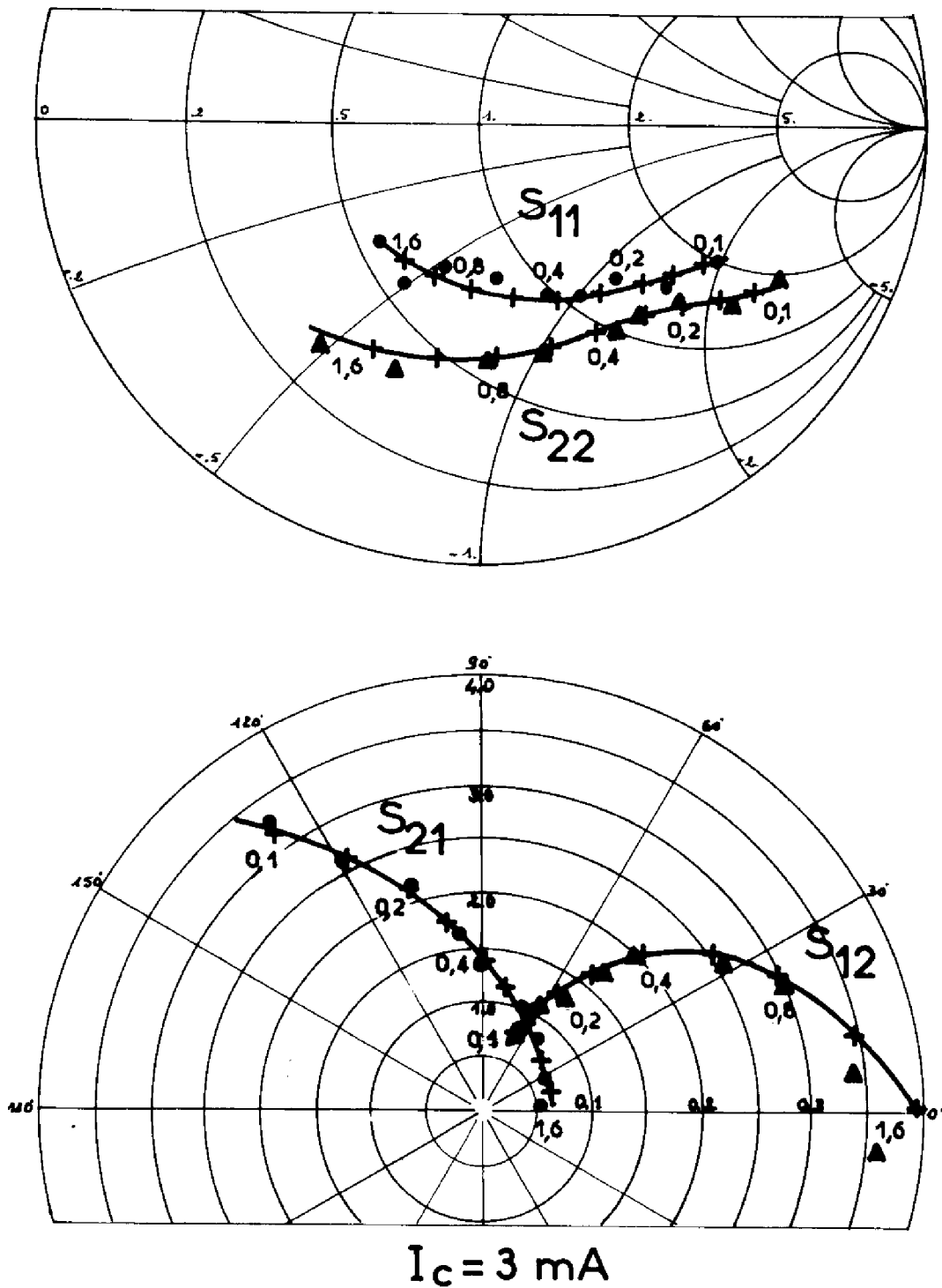
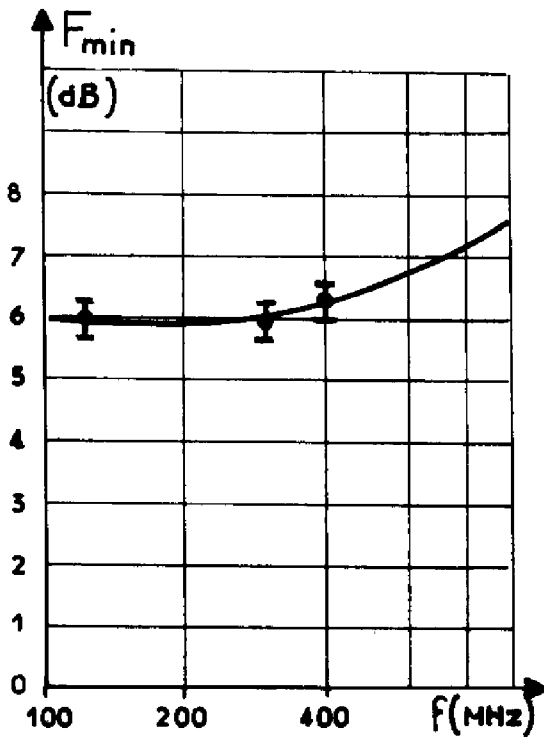
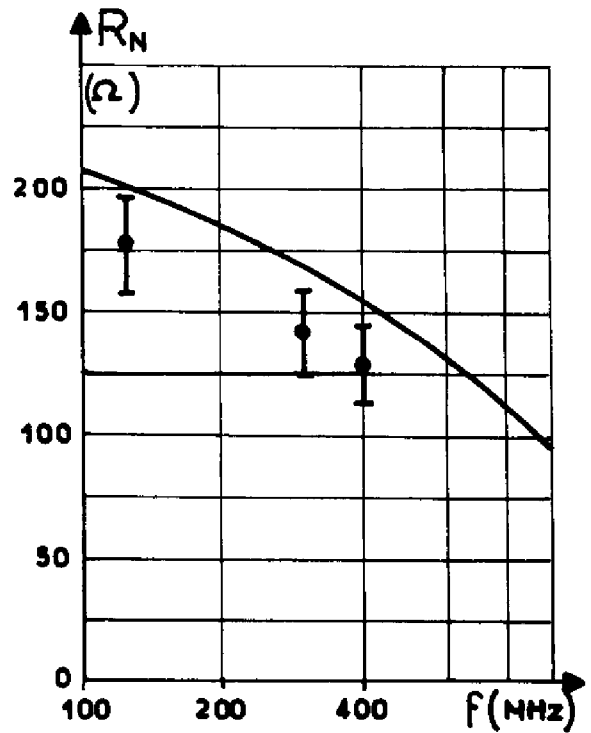


Figure IV.25.A Variations des paramètres S  
—x— théoriques, graduées en fréquence (en GHz)  
● ▲ expérimentales

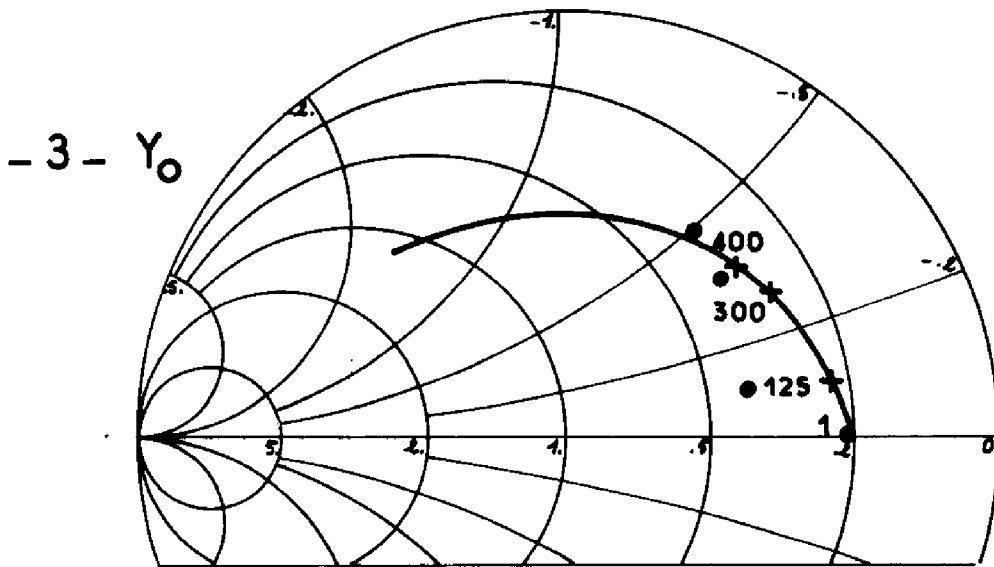
# Transistor S 24 n°43



- 1 -



- 2 -



$I_C = 3 \text{ mA}$

Figure IV.25.B Paramètres de bruit

- théoriques
- $\bar{\Gamma}$  expérimentaux

### Transistor S24 n°43

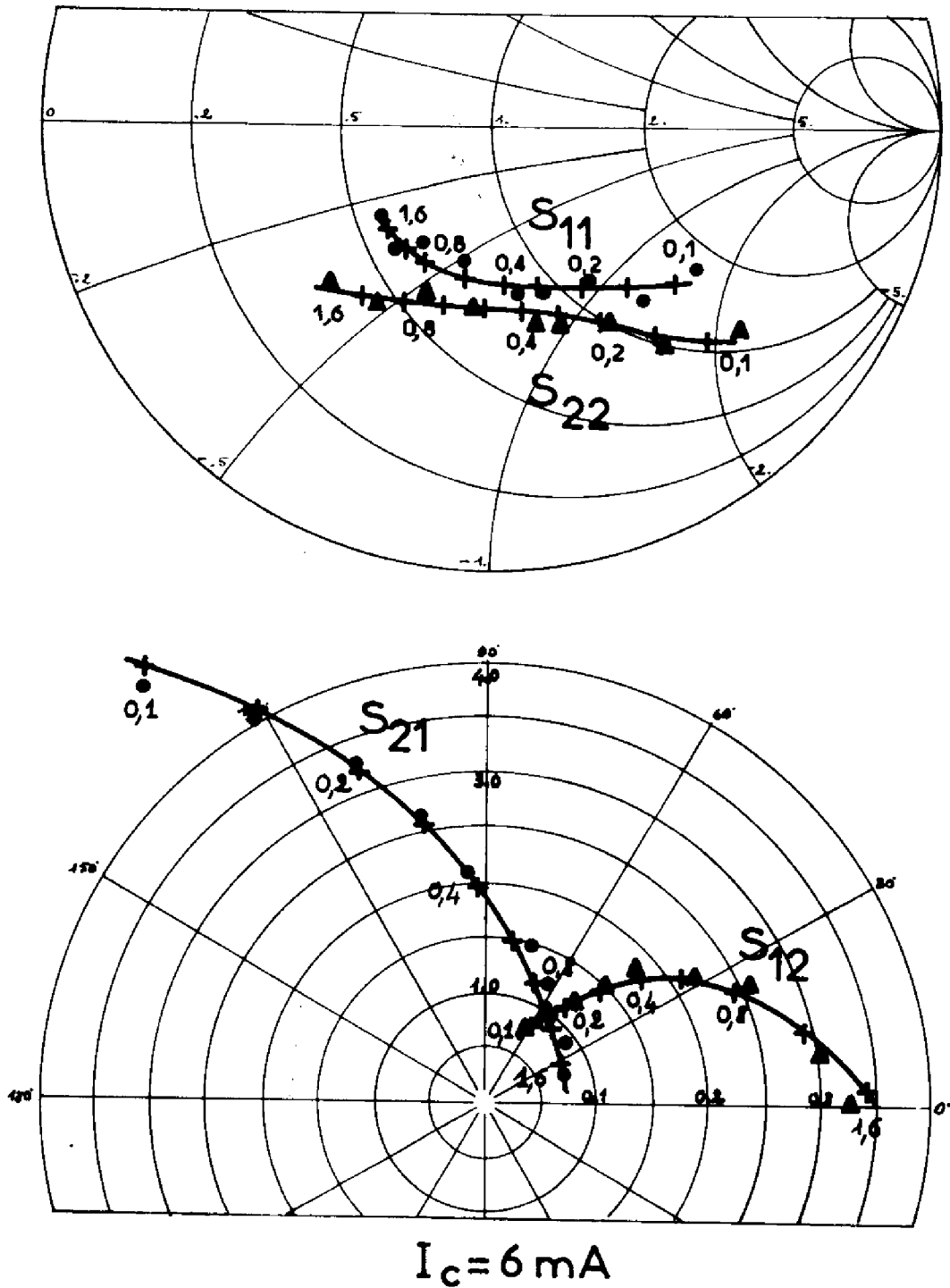
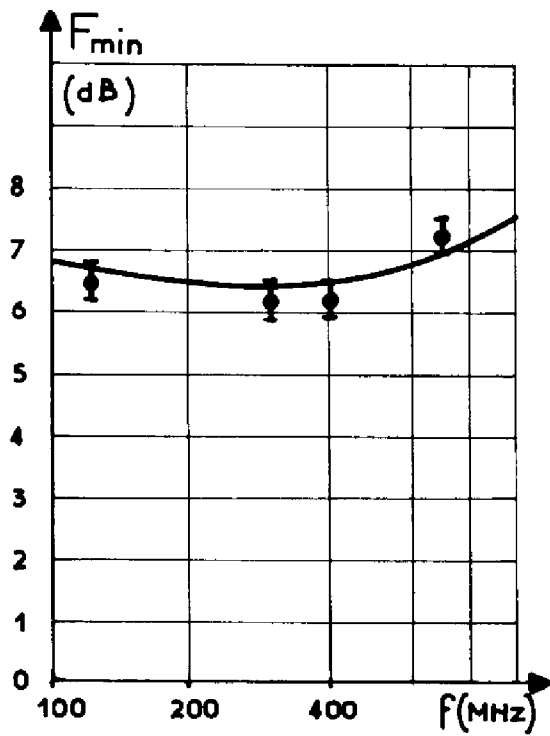
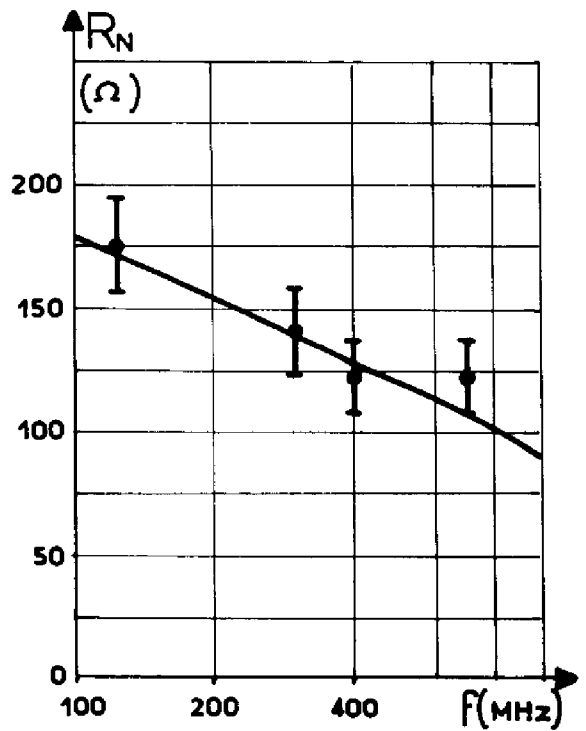


Figure IV.26.A Variations des paramètres S  
—x— théoriques, graduées en fréquence (en GHz)  
• ▲ expérimentales

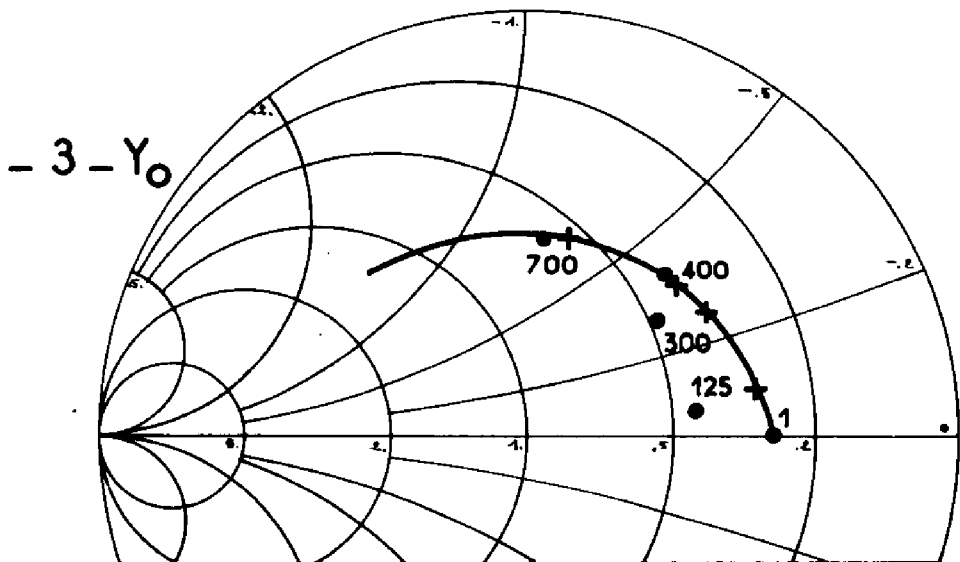
# Transistor S24 n°43



- 1 -



- 2 -



- 3 - Y<sub>0</sub>

I<sub>c</sub> = 6 mA

Figure IV.26.B Paramètres de bruit

- théoriques
- I expérimentaux



# Transistor S24 n°43

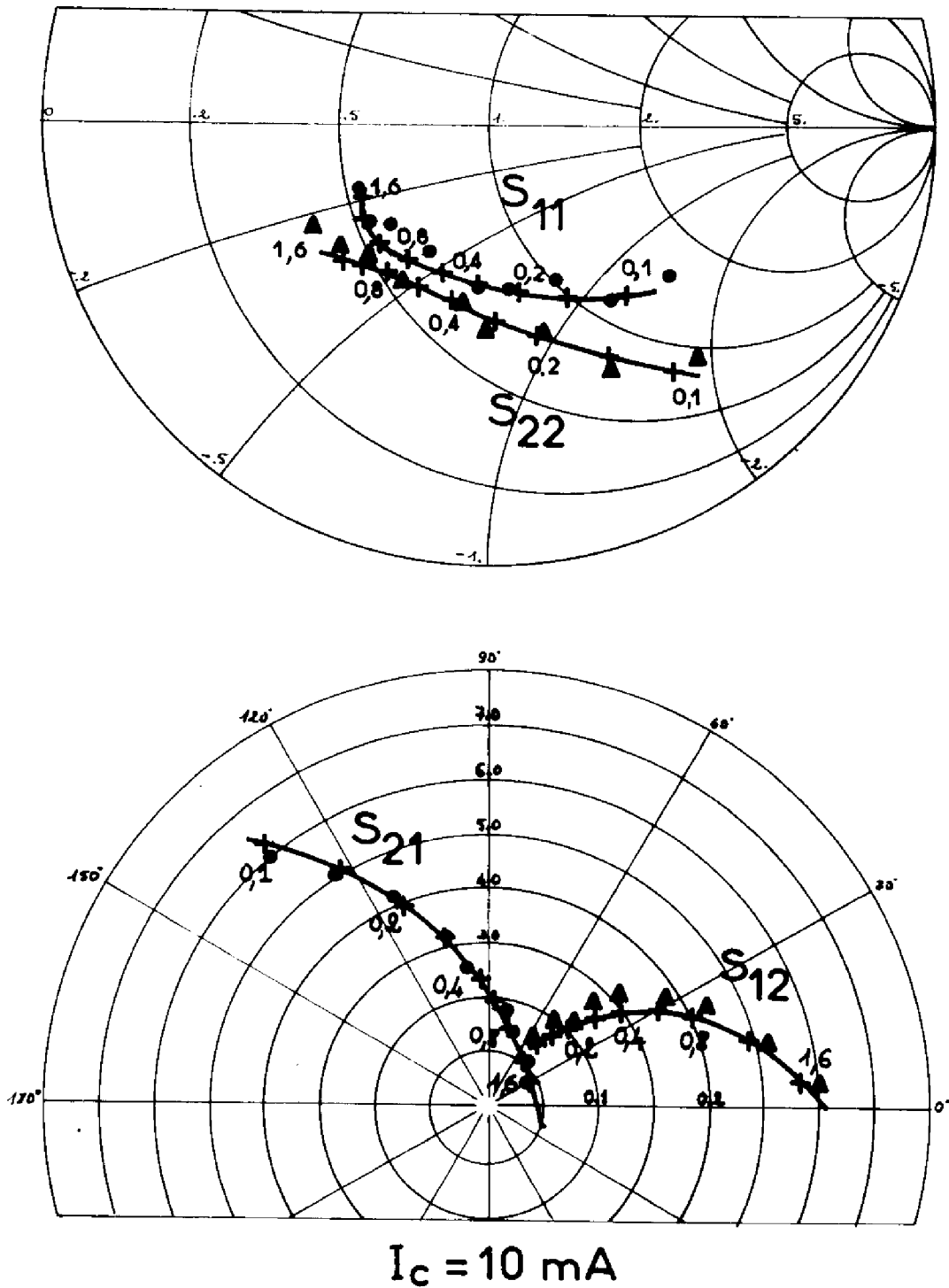


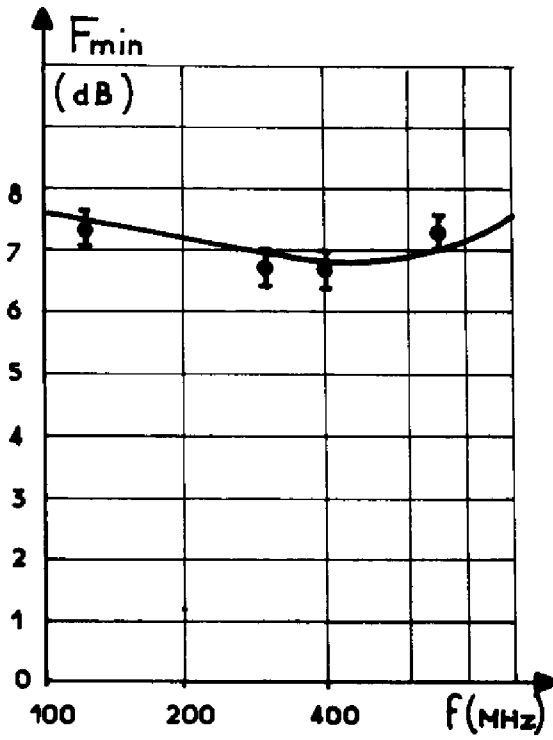
Figure IV.27.A

Variations des paramètres S

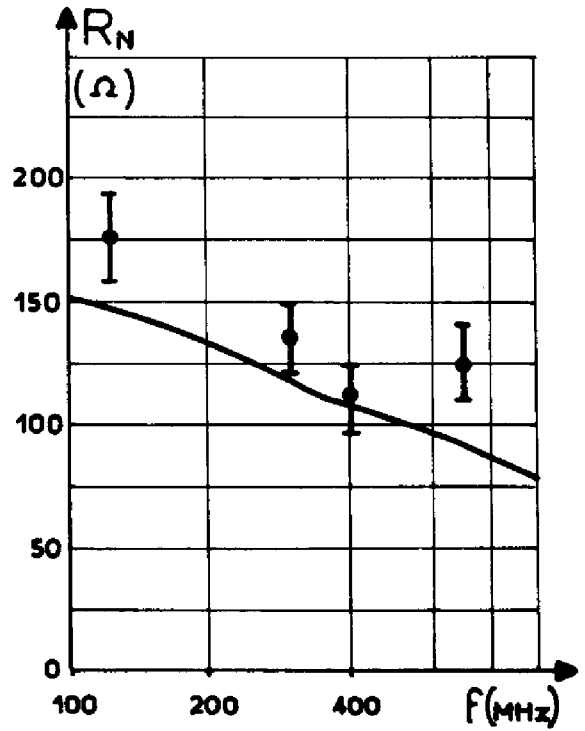
—x— théoriques, graduées en fréquence (en GHz)

● ▲ expérimentales

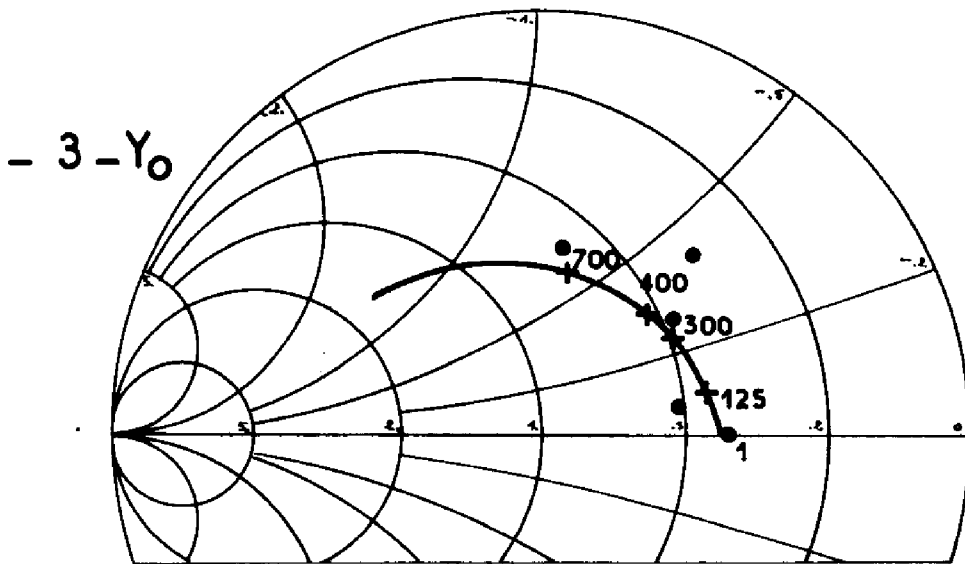
### Transistor S 24 n° 43



- 1 -



- 2 -



$I_c = 10 \text{ mA}$

Figure IV.27.B Paramètres de bruit

- théoriques
- $\bar{I}$  expérimentaux

Les paramètres de bruit que nous avons portés sur les Figures IV.24 à IV.27.B appellent plusieurs commentaires. Les composants S24 présentent du fait de leur aire importante ( $2000 \mu\text{m}^2$ ) pour de faibles profondeurs de diffusion une capacité de transition émetteur base élevée (tableau IV.22). La fréquence de transition varie donc très rapidement avec le courant et il ne nous a pas été possible, pour les faibles niveaux de polarisation, d'effectuer des mesures dans une gamme étendue de fréquence. Au-delà, le composant n'ayant plus assez de gain, le bruit de la chaîne de mesure a beaucoup de poids et sa correction conduit à des erreurs importantes.

En ce qui concerne les résultats proprement dits, l'accord est très satisfaisant entre les valeurs calculée et mesurée du facteur de bruit minimum (planches B.1). L'écart n'est jamais supérieur à 0,3 dB qui est l'erreur de mesure que nous avons admise. Notons qu'à fort niveau de courant, on observe pour ce paramètre un minimum fréquentiel. Il montre (cf. § II.2.2.) que la résistance de bruit  $R_{BN}$  et l'impédance  $Z_{BB}$ , décroissent lorsque la fréquence augmente.

Pour  $R_N$ , les résultats sont moins précis (Fig. B.2). Les écarts entre la théorie et l'expérience dépassent cependant assez peu la marge d'erreur de 10 % obtenue en III.3.3.. Ils peuvent avoir pour origine la résistivité de la zone d'émetteur qui n'a pas ici été prise en compte. Ils peuvent être également liés à la très grande sensibilité aux éléments parasites du paramètre considéré (Fig. II.9) et donc provenir d'une imprécision dans la caractérisation des capacités M.O.S.. Un décalage entre l'entrée du composant et le plan de référence des systèmes d'adaptation peut aussi, pour la même raison, être la cause des écarts observés. Précisons que ces remarques qui s'appliquent également à la simulation de  $Y_0$  ne concernent pas celle de  $F_{\min}$ , comme nous l'avons déjà souligné.

Quant aux résultats obtenus pour  $Y_0$ , ils sont nettement plus dispersés, ce qui correspond à ce que nous avons observé

S24 n°43		6 mA		125 MHz		
	$F_{min} (dB)$	$R_N (\Omega)$	$g_o (m\mathcal{U})$	$b_o (m\mathcal{U})$		
Théorique	6,75	172	6,4	- 2,0		
Expérimental	6 52	174	9 1	- 0 96		
	$\frac{\overline{e.e^*}}{4kT\Delta f} (\Omega)$	$\frac{\overline{i.i^*}}{4kT\Delta f} (m\mathcal{U})$	$Re\left(\frac{\overline{e.i^*}}{4kT\Delta f}\right)$	$Im\left(\frac{\overline{e.i^*}}{4kT\Delta f}\right)$		
Théorique	172	7,6	0,77	- 0,34		
Expérimental	174	14,5	0,17	- 0,17		
$y_S (m\mathcal{U})$	4,75 -j 14,1	24,2 -j 4,46	54,7 -j 1,82	14,8 -j 0,0	12,8 -j 37,5	5,15 -j 4,42
$F_{th} (dB)$	10,1	8,5	10,8	7,5	13,5	6,9
$F_{exp} (dB)$	10,6	7,9	10,5	6,9	13,6	7,4

Tableau IV.28.a

S24 n°43		6 mA		400 MHz		
	$F_{min} (dB)$	$R_N (\Omega)$	$g_o (m\mathcal{U})$	$b_o (m\mathcal{U})$		
Théorique	6,50	130	8,0	- 7,2		
Expérimental	6,30	120	8,4	- 8,0		
	$\frac{\overline{e.e^*}}{4kT\Delta f} (\Omega)$	$\frac{\overline{i.i^*}}{4kT\Delta f} (m\mathcal{U})$	$Re\left(\frac{\overline{e.i^*}}{4kT\Delta f}\right)$	$Im\left(\frac{\overline{e.i^*}}{4kT\Delta f}\right)$		
Théorique	130	14,0	0,70	- 0,85		
Expérimental	120	16,6	0,61	- 0,97		
$y_S (m\mathcal{U})$	18,3 -j 17,5	10,4 -j 9,08	8,62 +j 0,64	37,1 -j 14,5	20,1 -j 6,08	22,0 +j 11,4
$F_{th} (dB)$	7,7	6,6	7,2	8,8	7,3	8,8
$F_{exp} (dB)$	7,4	6,4	7,1	8,5	7,1	8,6

Tableau IV.28.b

Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux sur les paramètres du facteur de bruit, sur les générateurs équivalents ramenés à l'entrée du transistor, sur le facteur de bruit.

au paragraphe III.3.3. Les points de mesure des Figures B.3 montrent cependant des tendances fréquentielles comparables à celles que donne le calcul.

Enfin, il nous semble utile de dire que l'obtention des générateurs équivalents du modèle et de leur corrélation à partir des paramètres de bruit expérimentaux peut être entachée d'une erreur très importante. Nous rappelons ici les relations de passage d'une formulation à l'autre :

$$(IV.4) \left\{ \begin{array}{l} \overline{ee^*} = 4 k T R_N \Delta f \\ \overline{ii^*} = 4 k T R_N (g_o^2 + b_o^2) \Delta f \\ \text{Re}(\overline{ei^*}) = 2 k T (F_{\min} - 1 - 2 R_N g_o) \Delta f \\ \text{Im}(\overline{ei^*}) = 4 k T R_N b_o \Delta f \end{array} \right.$$

La remarque précédente concerne surtout la partie réelle de la corrélation. En effet, les quantités  $(F_{\min} - 1)$  et  $2 R_N g_o$  sont du même ordre de grandeur et leur différence conduit donc à un résultat sans signification. Pour l'illustrer, nous avons reproduit sur le tableau IV.28, pour deux points de fonctionnement, les valeurs théoriques et expérimentales des paramètres de bruit d'une part et des générateurs équivalents d'autre part. Si la concordance est satisfaisante dans les deux cas à 400 MHz (IV.28.b), elle est médiocre à 125 MHz (IV.28.a) sur  $g_o$  et  $b_o$  et l'on retrouve des écarts comparables sur  $\overline{ii^*}$  et  $\text{Im}(\overline{ei^*})$ . Par contre, pour  $\text{Re}(\overline{ei^*})$  l'ordre de grandeur n'est plus conservé. Notons que sur le résultat brut de l'expérience que constitue le facteur de bruit en fonction de l'admittance de source, les écarts ne dépassent pas 0,6 dB (15%).

L'identification des paramètres du modèle du transistor bipolaire a constitué la première étape de cette étude expérimentale. Elle permet de prévoir le comportement en bruit du composant. La bonne concordance entre ces résultats et les mesures atteste d'abord de la validité des schémas équivalents présentés aux Chapitres I et II. Elle met également en évidence la précision des méthodes de caractérisation retenues.

Par ailleurs, le passage des mesures de facteur de bruit aux générateurs équivalents du modèle a montré les marges d'erreur importantes obtenues sur ces derniers. Cette constatation renforce les conclusions de l'étude de sensibilité du Chapitre III. Elle explique aussi le fait que dans les diverses publications que nous avons consultées, la confrontation théorie-expérience ne s'effectue jamais sur les générateurs de bruit.

x            x

x



## CONCLUSION





Le travail que nous venons de présenter était consacré à l'étude du bruit de fond des transistors bipolaires. La démarche que nous avons adoptée peut être résumée par les quatre parties qui constituent ce mémoire :

- Une étude théorique de la zone active du composant en prenant en compte les effets de la défocalisation des lignes de courant émetteur.

- La prise en compte des zones passives et des éléments parasites.

- La description des techniques d'identification des paramètres du modèle et des méthodes de mesure du facteur de bruit.

- La confrontation des résultats théoriques et expérimentaux.

Les calculs développés dans la première partie ont montré que le bruit thermique généré dans la zone de base décroît lorsque le niveau de polarisation ou la fréquence augmentent. Il ne peut pas, dans le cas général, être assimilé au bruit théorique de l'impédance de base. Les modèles plus anciens, qui négligent les variations de ce générateur, prévoient pour le transistor actif un facteur de bruit nettement supérieur à celui que nous avons calculé.

Les effets de la défocalisation sont cependant partiellement masqués par des éléments parasites qui ne peuvent être dissociés de la structure réelle. Nous les avons pris en compte dans un modèle complet du dispositif. Il apparaît alors que la résistance de la zone latérale de base et la résistance de contact d'émetteur contribuent à la dégradation du facteur de bruit minimum. La réalisation de bons contacts et la diffusion d'une zone fortement dopée dans la base latérale améliorent ainsi nettement les performances de bruit. Ces dernières sont par ailleurs sensibles à l'échauffement du composant, qui a surtout pour effet d'atténuer la décroissance du bruit en tension lorsque le courant injecté augmente.

La comparaison entre les prévisions théoriques et les mesures a permis de mettre en évidence les effets de la défocalisation des lignes de courant sur le bruit de fond. Il apparaît que ces derniers sont d'autant plus

marqués, notamment aux basses fréquences, que la résistance thermique du dispositif est faible. En haute fréquence, par souci de généralité, la vérification expérimentale a été effectuée jusqu'à des niveaux de polarisation où la défocalisation est importante. Si les structures interdigitées utilisées pour la réalisation des transistors microondes permettent de limiter la valeur de la résistance de base, une simulation correcte de ces composants exige cependant de prendre en compte la décroissance fréquentielle du bruit thermique.

D'un point de vue plus pratique, les calculs effectués au premier chapitre montrent que les mesures de bruit permettent de déterminer la valeur de l'impédance de base. Leur interprétation, doit toutefois être révisée à la lumière des résultats théoriques. La précision de cette méthode de caractérisation dépend en particulier du choix des conditions de polarisation.

En ce qui concerne les utilisations et les applications possibles du modèle, nous avons eu le souci de maintenir le lien entre ses paramètres et les données technologiques et géométriques du composant. Les phénomènes étudiés ont, de plus, été traduits par des formules simples. La simulation du transistor devra en être améliorée, et son optimisation pour de meilleures performances en bruit et en régime dynamique sera facilitée.

Enfin, notre travail devrait trouver ses prolongements dans l'étude et la prise en compte d'autres mécanismes qui se produisent aux forts niveaux de courant. Les hautes injections, l'élargissement de la base dans le collecteur ont pour effet d'entraîner une variation, avec le niveau de courant, de certains paramètres du schéma équivalent [46] [47]. Citons parmi ceux-ci la résistivité de la zone de base, le gain en courant, les temps de transit qui interviennent tous directement dans la définition des éléments du modèle. Ce dernier est ainsi bien adapté pour simuler ces différents phénomènes.

## BIBLIOGRAPHIE



- (1) H.C. MONTGOMERY and M.A. CLARK  
J. Appl. Phys. Vol. 24, p. 1337, 1952.
- (2) A. VAN DER ZIEL  
Fluctuation phenomena in semiconductors  
Butterworths, London, 1959.
- (3) J.R. HAUSER  
I.E.E.E. Trans. on E.D., Vol. ED 11, p. 238, 1964.
- (4) H.N. GOSH  
I.E.E.E. Trans. on E.D., Vol. ED 12, p. 513, 1965.
- (5) G. REY  
Thèse n° 314, Faculté des Sciences de Toulouse, Février 1968.
- (6) J.D. PATTERSON  
I.E.E.E. Journal of Solid State Circuits, Vol. SC 4, N° 2, Avril 1969.
- (7) J.A. PALS  
Philips Research Reports, 26, p. 91, 1971.
- (8) J. CAMINADE  
Thèse n° 772, Université Paul Sabatier de Toulouse, Juillet 1977.
- (9) G. REY et Ph. LETURCQ  
Théorie approfondie du transistor bipolaire  
Masson, Paris, 1972.
- (10) A. VAN DER ZIEL  
Proc. I.R.E. - Vol. 43 - p. 1639, 1955.
- (11) W. GUGGENBUEHL - M.J.O. STRUTT  
Proc. I.R.E., Vol. 45, p. 839, 1957.
- (12) A. VAN DER ZIEL - A. BECKING  
Proc. I.R.E., Vol. 46, p. 589, 1958.

- (13) D. POLDER - A. BAELDE  
Solid State Electronics, Vol. 6, p. 103, 1963.
- (14) K.M. van VLIET  
Solid State Electronics, Vol. 15, p. 1033, 1972
- (15) M.H. WHITE - M.O. THURSTON  
Solid State Electronics, Vol. 13, p. 523, 1970.
- (16) P.M. MORSE - H. FESHBACH  
Methods of theoretical physics  
Mc Graw-Hill, 1953.
- (17) I.S. GRADSHTEYN and I.W. RYSHIK  
Table of integrals series and products  
Academic Press, New-York, 1965.
- (18) G. BLASQUEZ - J. CAMINADE - G. LE GAC  
Physica (B + C). Accepté pour publication.
- (19) J.P. BAILBE  
Thèse de 3ème Cycle N° 877  
Faculté des Sciences de Toulouse, Décembre 1969.
- (20) A. MUNOZ-YAGUE  
Thèse de 3ème Cycle N° 1251  
Université Paul Sabatier de Toulouse, Juin 1972.
- (21) H. FUKUI  
I.E.E.E. Trans. on C.T., Vol. CT 13, p. 137, 1966.
- (22) S.D. MALAVIYA - A. VAN DER ZIEL  
Solid State Electronics, Vol. 13, p. 1511, 1970.
- (23) J.C. MARTIN - G. BLASQUEZ - J. CAMINADE  
Electronic Letters, Vol. 7, N° 12, 1971.

- (24) G. BLASQUEZ  
Thèse de Doctorat d'Etat N° 532  
Faculté des Sciences de Toulouse, Mars 1973.
  
- (25) T.E. WADE  
Ph. D. Thesis, University of Florida, August 1974.
  
- (26) K. HARTMANN - W. KOTYCZKA - M.J.O. STRUTT  
Electronic Letters, Vol. 7, N° 18, p. 510, 1971.
  
- (27) J.P. DAUBONNE  
Thèse de 3ème Cycle N° 1091  
Université Paul Sabatier de Toulouse, Avril 1971.
  
- (28) M. HYVERNAUD  
Thèse de 3ème Cycle N° 1205, Université de Bordeaux, 1975.
  
- (29) R. MERTENS  
Programme FUN, Communication personnelle.
  
- (30) M. THOUY  
Thèse de 3ème Cycle N° 1915  
Université Paul Sabatier de Toulouse, Octobre 1976.
  
- (31) L.J. GIACOLETTO  
I.E.E.E. Trans. on E.D., Vol. ED 19, p. 692, 1972.
  
- (32) J. CHOMA  
I.E.E.E. J. of Solid State Circuits, Vol. SC 11, N° 2, p. 318, 1976.
  
- (33) W.M.C. SANSEN - R.G. MEYER  
I.E.E.E. Journal of Solid State Circuits, Vol. SC 7, p. 492, 1972.
  
- (34) R.D. THORNTON - P. DE WITT - P.E. GRAY - E.R. CHENETTE  
Characteristics and Limitations of Transistors  
S.E.E.C., John Wiley, 1966.



- (35) J.C. MARTIN  
Thèse N° 278  
Faculté des Sciences de Toulouse, Octobre 1966.
  
- (36) A. VAN DER ZIEL  
Noise : Sources, characterization, measurement  
Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1970.
  
- (37) A. CADEC  
Thèse de 3ème Cycle N° 1211  
Université Paul Sabatier de Toulouse, 1972.
  
- (38) AIL (Note Technique)  
Instruction manual for type 75 Precision automatic noise figure indicator.
  
- (39) H.T. FRISS  
Proc. IRE, Vol. 32, p. 419, 1944.
  
- (40) W.B. DAVENPORT, W.L. ROOT  
Random signal and noise  
Mc Graw Hill, New-York, 1958
  
- (41) J.B. SCARBOROUGH  
Numerical mathematical analysis  
Johns Hopkins press. Baltimore, 1966.
  
- (42) J.Y. FOURRIER  
Colloque Bilan D.G.R.S.T., Perros-Guirec, 1976.
  
- (43) G. REY - F. DUPUY - J.P. BAILBE  
Solid State Electronics, Vol. 18, p. 863, 1975.
  
- (44) J.C. MARTIN - G. BLASQUEZ - J. CAMINADE  
Conférence Internationale sur le bruit de fond des composants  
semi-conducteurs. Toulouse, 1971.

- (45) J.Y. FOURRIER  
Thèse de 3ème Cycle, N° 1569  
Université Paul Sabatier de Toulouse. 1974.
  
- (46) G. BLASQUEZ - J. CAMINADE - G. LE GAC  
Contrat D.G.R.S.T. N° 74.7.004, 1977.
  
- (47) S.D. MALAVIYA  
Ph. D. Thesis, University of Minnesota. May 1969.

\$\$\$\$\$\$



## TABLE DES MATIERES

Page

---

Liste des principaux symboles utilisés	1
INTRODUCTION	7
CHAPITRE I	
LES GENERATEURS EQUIVALENTS AU BRUIT DE LA ZONE ACTIVE DU TRANSISTOR	13
I.1. Le transistor idéal	13
I.2. Représentation du transistor par un modèle distribué	16
I.2.1. Régime continu et régime dynamique	
I.2.2. Courant de bruit à la sortie du modèle distribué	
I.3. Le schéma compact équivalent	25
I.3.1. Identification des paramètres du schéma compact	
I.3.2. Schéma équivalent comportant des générateurs de bruit indépendants à l'entrée	
I.4. Evaluation des paramètres du schéma équivalent	31
I.4.1. Simulation numérique	
I.4.2. Calculs analytiques	
I.5. Influence de la géométrie du transistor	40
ANNEXE A.1. Programme de calcul des paramètres de bruit du schéma équivalent au transistor circulaire	47
CHAPITRE II	
FACTEUR DE BRUIT DU TRANSISTOR TOTAL	53
II.1. Facteur de bruit d'un quadripole	54
II.2. Bruit du transistor actif	56

	Page
II.2.1. Sources ramenées à l'entrée	
II.2.2. Facteur de bruit du transistor actif	
II.3. Bruit des zones latérales	62
II.3.1. Dipôles équivalents aux zones latérales	
II.3.2. Influence des zones latérales sur le facteur de bruit	
II.4. Zones passives et résistances de contact	67
II.4.1. Dipôles bruyants équivalents	
II.4.2. Influence sur le facteur de bruit	
II.5. Contribution des métallisations et du boîtier	72
II.6. Circuit électrique équivalent au transistor complet.	
Influence de la température	74
II.6.1. Le schéma global	
II.6.2. Influence de la température	
 ANNEXE A.2. Programme de simulation du transistor en bruit et en régime dynamique petits signaux	 79
 CHAPITRE III	
TECHNIQUES DE CARACTERISATION ET D'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU MODELE	87
III.1. Identification des éléments du schéma équivalent	88
III.1.1. Paramètres basse fréquence	
III.1.2. Paramètres haute fréquence	
III.1.3. Evaluation de la température de jonction	
III.2. Mesures de bruit en moyenne fréquence	97
III.2.1. La chaîne de mesure	
III.2.2. Précision des résultats	
III.2.3. Traitement des résultats	
III.3. Mesures de bruit en haute fréquence	101
III.3.1. Le banc de mesure	
III.3.2. Mode opératoire	
III.3.3. Précision des résultats	

	Page
ANNEXE A.3. Utilisation de détecteurs à redressement bialternance pour les mesures de bruit. Facteur de forme	111
ANNEXE A.4. Calcul des paramètres de bruit à partir des résultats expérimentaux	115
CHAPITRE IV	
RESULTATS EXPERIMENTAUX	125
IV.1. Description des transistors étudiés	125
IV.2. Résultats expérimentaux en moyenne fréquence	128
IV.2.1. Résultats de l'identification des paramètres	
IV.2.2. Analyse des mesures de bruit	
IV.3. Résultats expérimentaux en haute fréquence	146
IV.3.1. Résultats de l'identification des éléments du modèle	
IV.3.2. Analyse des mesures de bruit	
CONCLUSION	165
BIBLIOGRAPHIE	169

§ § § § §