Influence de la nature distribuée de la base sur le facteur de bruit des transistors bipolaires

G. Blasquez, J. Caminade, G. Le Gac

► To cite this version:

G. Blasquez, J. Caminade, G. Le Gac. Influence de la nature distribuée de la base sur le facteur de bruit des transistors bipolaires. *Revue de Physique Appliquée*, 1979, 14 (7), pp.695-704. 10.1051/rphysap:01979001407069500 . jpa-00244650

HAL Id: jpa-00244650

<https://hal.science/jpa-00244650>

Submitted on 1 Jan 1979

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.

Classification
Physics Abstracts
72.70

Influence de la nature distribuée de la base sur le facteur de bruit des transistors bipolaires

G. Blasquez, J. Caminade et G. le Gac

Laboratoire d'Automatique et d'Analyse des Systèmes du Centre National de la Recherche Scientifique,
7, avenue du Colonel Roche, 31400 Toulouse, France

(Reçu le 4 janvier 1979, révisé le 2 avril 1979, accepté le 2 avril 1979)

Résumé. — Les effets de la nature répartie de la zone de base active sur le facteur de bruit des transistors bipolaires ont été analysés. Des résultats expérimentaux corroborant les principales conclusions de l'étude ont été présentés. Il a été montré que, à cause du comportement capacitif de la base en hautes fréquences, l'admittance de source associée au facteur de bruit minimum subit une augmentation notable pour les fréquences égales ou supérieures à la fréquence de cassure de la base. Pour les mêmes raisons, le facteur de bruit minimum peut présenter un minimum et sa pente aux très hautes fréquences est de 4,5 dB par octave. La résistance équivalente de bruit peut décroître de -10 dB par décade et présenter également un minimum fréquentiel. Pour les niveaux de courant très faibles les résultats sont analogues à ceux obtenus par les théories classiques du bruit dans les transistors. L'influence des éléments parasites sur le comportement du transistor réel est discutée et il est montré que les effets de surface peuvent augmenter de plusieurs décibels le facteur de bruit minimum et accroître notablement la valeur de la conductance de source donnant le facteur de bruit minimum. La comparaison des résultats de la modélisation par circuit distribué et de la modélisation classique montre que les théories classiques peuvent surestimer le facteur de bruit minimum de plusieurs décibels.

Abstract. — The effects of the distributed nature of the active base region on the bipolar transistor noise figure are analyzed. Experimental results supporting the main conclusions of the study are given. It is found that because of the capacitive behaviour of the active base region at high frequencies the source admittance associated with the minimum noise figure undergoes a significant increase for frequencies equal to or higher than the base cut-off frequency. For the same reasons, the minimum noise figure can show a minimum, and its slope, in the very high frequency range, is 4.5 dB/octave. The equivalent noise resistance can decrease with a slope equal to -10 dB/decade and can then have a frequency minimum. For very low level currents the results are similar to those obtained using classical transistor noise theories. The influence of parasitic elements on transistor behaviour is discussed and it is shown that surface effects can, (a) increase the minimum noise figure by several decibels, and (b) significantly increase the source conductance value giving the minimum noise figure. A comparison of the results obtained from the distributed theory and from classical models show that the latter can overestimate the minimum noise figure by several decibels.

1. Introduction. — Il est d'usage courant de supposer une injection uniforme des porteurs à la jonction émetteur base des transistors et de représenter le comportement de la zone de base active par une résistance pure, généralement notée $r_{bb'}$, dont le bruit est du bruit thermique pur. A des niveaux de courant moyens et grands, la chute de potentiel interne due au passage du courant de base provoque une injection non uniforme des porteurs. Le transistor se comporte alors comme un circuit distribué.

En régime statique et dynamique Prichard [1], Hauser [1], Ghosh [3], Rey et Leturcq [4] ont montré, depuis longtemps, que les performances du transistor

sont profondément modifiées parce que la zone de base se comporte comme une impédance non linéaire.

L'analyse du comportement en bruit de fond n'a été entreprise que depuis quelques années. Pals [5] réussit à simuler numériquement le comportement basse fréquence du générateur de bruit associé à l'impédance de base, Blasquez et Caminade [6] établirent les expressions analytiques de ce générateur pour différentes gammes de fonctionnement, Blasquez Caminade et Le Gac [7] proposèrent un modèle complet du comportement en bruit de la zone active du transistor située sous l'émetteur. Entr'autres résultats, il fut trouvé que le bruit associé à la zone

de base active devrait être du bruit thermique généralisé [8], et que la résistance équivalente de bruit serait plus petite que la partie réelle de l'impédance de base. En outre il fut indiqué que le générateur en tension de bruit de grenaille serait plus important que celui prédit par les théories bien connues de van der Ziel [9], Polder et Baelde [10] et van Vliet [11].

Ces résultats suggèrent que les phénomènes d'injection non uniforme doivent également modifier le facteur de bruit des transistors. Dans les composants discrets courants, en basse fréquence, pour un transistor dont le gain intrinsèque en courant est de 100, et dont la résistance de base est de 125 Ω , le seuil de courant collecteur où ces phénomènes commencent à se produire se situe typiquement vers 10 mA. En haute fréquence à cause du comportement capacitif de la base, le seuil serait environ dix fois plus faible. Dans les circuits intégrés, la résistance de base peut avoir des valeurs plus élevées que celles des composants discrets et en conséquence les niveaux de courant critiques peuvent être encore plus petits.

Les objectifs de cet article sont les suivants :

a) de calculer l'expression théorique du facteur de bruit de la zone active du transistor en incluant les effets de l'injection non uniforme ;

b) d'analyser l'influence de ces effets sur les paramètres du facteur de bruit et notamment sur le facteur de bruit minimum $F_{\min}$, sur la résistance de bruit R_N et sur l'admittance de source optimum y_0 donnant le facteur de bruit minimum ;

c) de proposer un nouveau circuit équivalent pour simuler le comportement du transistor entier en incluant non seulement les effets précédents mais aussi ceux dus aux éléments parasites comme les zones passives d'accès à la zone active et le boîtier ;

d) de présenter les premiers résultats expérimentaux qui montrent l'existence des effets de l'injection non uniforme en très hautes fréquences ;

e) de démontrer la validité de l'analyse proposée dans [7] et de donner une première évaluation de la précision du nouveau modèle en hautes fréquences.

L'article est divisé en quatre sections essentielles qui sont :

a) le rappel des résultats de l'analyse par modèle distribué du comportement de la zone active du transistor [7] ;

b) le calcul de l'expression du facteur de bruit et l'analyse du comportement de $F_{\min}$, de R_N , et de y_0 ;

c) l'analyse de l'influence des éléments parasites ;

d) la présentation et l'analyse des résultats expérimentaux.

2. Modèle de la zone active du transistor. — L'étude du transistor à partir d'un modèle distribué [7] quand : a) le transistor est isotherme, b) l'effet Early est négligeable et c) les niveaux d'injection sont faibles dans la base, montre que le comportement en bruit de fond du transistor dans la configuration en émetteur

commun est équivalent à celui du circuit électrique de la figure 1 ⁽¹⁾. Les paramètres y_{iE} vus sur cette figure sont ceux donnés par les théories bien connues du transistor idéal sans base résistive. L'impédance $z_{b'b'}$, simule en régime dynamique faibles signaux le comportement de la base. Cet élément de circuit est un élément non linéaire tel que :

$$z_{b'b'} \simeq r_{b'b'} [1 + j(f/f_1)]^{-1/2} \quad (1)$$

$$r_{b'b'} \simeq R_B(a + D_1)^{-1} \quad (2)$$

où

$$f_1 \simeq 2(a + D_2) f_\beta / a \quad (3)$$

$$a = qR_B I_B / (kT) \quad (4)$$

D_1 et D_2 sont des constantes qui dépendent de la forme de l'émetteur (émetteur rectangulaire $D_1 \simeq 3$, $D_2 \simeq 4,5$, émetteur rectangulaire $D_1 \simeq D_2 \simeq 4$), f_β est la fréquence de cassure du gain en courant β pour la configuration en émetteur commun, R_B est une résistance fonction de la résistivité moyenne de la base qui peut être obtenue à partir de la mesure de $r_{b'b'}$, à très faible courant. L'examen de (1) à (4) permet d'ores et déjà de noter que l'impédance de base est une fonction décroissante du courant et de la fréquence.

Fig. 1. — Circuit électrique équivalent à la zone active du transistor située sous l'émetteur.

Le générateur E_n , qui représente le bruit thermique de la base, a une valeur quadratique moyenne qui a la forme d'un bruit thermique généralisé. En d'autres termes, la résistance de bruit R_{nb} de la base

$$[R_{nb} = \langle E_n E_n^* \rangle / (4 kT \Delta f)]$$

n'est pas égale à la partie réelle de l'impédance de base, $\text{Re}(z_{b'b'})$:

$$\frac{R_{nb}}{\text{Re}(z_{b'b'})} \simeq 1 - \frac{a}{3(a + 4) [1 + (f/f_1)^2]^{1/2}} \quad (5)$$

comme $a \geq 0$, $R_{nb} \leq \text{Re}(z_{b'b'})$.

Le générateur U_n qui est dû au bruit de grenaille est égal à :

$$\langle U_n U_n^* \rangle = 2 q I_B |z_{b'b'}|^2 C_{n1} \Delta f. \quad (6)$$

⁽¹⁾ Dans [7] le générateur I_{ni} est connecté au point b'' . Dans la figure 1 il est connecté au point b' . L'avantage de cette dernière représentation est que les générateurs U_n et I_{ni} d'une part, U_n et I_{n0} d'autre part ne sont pas corrélés.

Dans les modèles antérieurs, ce générateur n'existe pas. Son existence est mise en évidence par les théories par modèle distribué qui indiquent en outre que U_n et I_{ni} d'une part, U_n et I_{n0} d'autre part ne sont pas corrélés.

Le facteur C_{n1} est égal à ($C_n - 1$ voir [7]) :

$$C_{n1} \simeq 0,3[1 + (f/f_1)^2]^{-1/4}. \quad (7)$$

Enfin, dans [7] il a été montré que la nature distribuée de la base ne modifie pas les propriétés de bruit du transistor pour des impédances de sources élevées. Par suite, les générateurs I_{ni} et I_{n0} peuvent être caractérisés par les expressions de Polder et Baelde [10], et van Vliet [11] :

$$\langle I_{ni} I_{ni}^* \rangle = [4 k T \operatorname{Re}(y_{11E}) - 2 q I_B] \Delta f \quad (8)$$

$$\langle I_{n0} I_{n0}^* \rangle = [4 k T \operatorname{Re}(y_{22E}) - 2 q |I_c|] \Delta f \quad (9)$$

$$\langle I_{ni} I_{n0}^* \rangle = [2 k T (y_{12E} + y_{21E}^*) - 2 q |I_c|] \Delta f. \quad (10)$$

L'écriture utilisée dans [7] pour $\langle I_{ni} I_{ni}^* \rangle$, etc., est une forme simplifiée de (8) à (10). Cette forme simplifiée néglige les termes fréquentiels et n'est donc pas adaptée à l'étude du facteur de bruit en haute fréquence.

Fig. 2. — Représentation d'un quadripôle bruyant par un quadripôle non bruyant et deux générateurs de bruit équivalents placés à l'entrée.

Pour analyser le comportement externe du transistor il est plus commode de représenter le bruit par les deux générateurs montrés sur la figure 2. L'application des théorèmes d'analyse des circuits indique que :

$$E = E_n + U_n + z_{b'b'} I_{ni} - I_{n0}(1 + y_{11E} z_{b'b'}) (y_{21E})^{-1} \quad (11)$$

$$J = I_{ni} - I_{n0} y_{11E} y_{21E}^{-1}. \quad (12)$$

Le calcul de la valeur quadratique moyenne de E et J aboutit à :

$$\begin{aligned} \langle EE^* \rangle \simeq 4 k T \Delta f \left\{ R_{nb} + \frac{C_{n1} |z_{b'b'}|^2}{2 \beta_0 r_e} + \frac{\alpha_0}{2 r_e |y_{21E}|^2} + \frac{|z_{b'b'}|^2}{2 r_e} \left[\alpha_0 \left| \frac{y_{11E} + y_{21E}}{y_{21E}} \right|^2 - 1 \right] + \right. \\ \left. + 2 \operatorname{Re} \left[z_{b'b'} \left(\frac{\alpha_0}{2 r_e} \frac{y_{11E}^* + y_{21E}^*}{|y_{21E}|^2} - \frac{1}{2} \right) \right] \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

$$\langle JJ^* \rangle \simeq 4 k T \Delta f \left\{ \frac{\alpha_0}{2 r_e} \left| \frac{y_{11E} + y_{21E}}{y_{21E}} \right|^2 - \frac{1}{2 r_e} \right\} \quad (14)$$

$$\langle EJ^* \rangle \simeq 4 k T \Delta f \left\{ \frac{\alpha_0}{2 r_e} \frac{y_{11E}^* + y_{21E}^*}{|y_{21E}|^2} - \frac{1}{2} + \frac{z_{b'b'}}{2 r_e} \left[\alpha_0 \left| \frac{y_{11E} + y_{21E}}{y_{21E}} \right|^2 - 1 \right] \right\} \quad (15)$$

où $r_e = kT/(qI_E)$, α_0 , β_0 ont leur signification usuelle. Dans le calcul de (13) à (15) on a utilisé l'approximation courante $y_{21E} + y_{12E} \simeq y_{21E}$.

3. Facteur de bruit. — Il est bien connu que le facteur de bruit F du transistor connecté à une source d'admittance y_s peut s'écrire sous la forme générale familière aux Ingénieurs :

$$F = F_{\min} + \frac{R_N}{g_s} |y_s - y_0|^2 \quad (16)$$

où y_0 est l'admittance de source qui donne le facteur de bruit minimum. Avec les notations usuelles : $y_0 = g_0 + jb_0$. L'expression (16) indique que le facteur de bruit est déterminé par les quatre para-

mètres $F_{\min}$, R_N , g_0 et b_0 . Leurs expressions en fonction de E et J s'écrivent :

$$b_0 = [\operatorname{Im}(\langle EJ^* \rangle)] / \langle EE^* \rangle \quad (17)$$

$$g_0 = (\langle JJ^* \rangle / \langle EE^* \rangle - b_0^2)^{1/2} \quad (18)$$

$$R_N = \langle EE^* \rangle / (4 k T \Delta f) \quad (19)$$

$$F_{\min} = 1 + \frac{1}{2 k T \Delta f} \{ \operatorname{Re}(\langle EJ^* \rangle) + [\langle EE^* \rangle \langle JJ^* \rangle - \operatorname{Im}^2(\langle EJ^* \rangle)]^{1/2} \}. \quad (20)$$

Le report de (13) à (15) dans (17) à (20) permet d'exprimer b_0 , g_0 , etc., en fonction des paramètres internes du transistor et des conditions de polarisation. Ce calcul est facilité si l'on remarque que dans la gamme des fréquences où le transistor est utilisable, les valeurs de $\langle EE^* \rangle$, $\langle JJ^* \rangle$ et $\langle EJ^* \rangle$ ne sont pas

modifiées d'une manière significative quant les approximations suivantes sont effectuées :

$$y_{21E}/(y_{11E} + y_{21E}) \simeq \alpha \quad (21)$$

$$y_{21E} \simeq \alpha_0/r_e \quad (22)$$

où α désigne le gain en courant dans la configuration base commune. Si l'on effectue ces simplifications le résultat obtenu peut se mettre sous la forme :

$$R_N \simeq \frac{r_e}{2\alpha_0} + R_{nb} + \frac{|z_{b''b'}|^2}{2r_e} \left[\frac{C_{n1}}{\beta_0} + \frac{\alpha_0}{|\alpha|^2} - 1 \right] + \operatorname{Re}(z_{b''b'}/\beta^*) \quad (23)$$

$$b_0 \simeq \left(\frac{\alpha_0}{|\alpha|^2} - 1 \right) \frac{\operatorname{Im}(z_{b''b'})}{2r_e R_N} \quad (24)$$

$$g_0 \simeq \left[\frac{\left(\frac{\alpha_0}{|\alpha|^2} - 1 \right)}{2r_e R_N} - b_0^2 \right]^{1/2} \quad (25)$$

$$F_{\min} \simeq 1 + \beta_0^{-1} + \left(\frac{\alpha_0}{|\alpha|^2} - 1 \right) \frac{\operatorname{Re}(z_{b''b'})}{r_e} + 2g_0 R_N \quad (26)$$

Analysons la signification des expressions (23) à (26) et intéressons-nous en premier lieu à (24). Il est généralement admis que le α haute fréquence est donné par une relation de la forme :

$$\alpha = \alpha_0 \frac{\exp(-j2\pi f\tau)}{1 + jf/f_\alpha} \quad (27)$$

où τ est une constante de temps associée à la région de base.

Dans le domaine des fréquences $f < f_1$ l'expression (1) indique que l'impédance de base se comporte comme une résistance et donc que la partie imaginaire de $z_{b''b'}$ est pratiquement nulle. Alors $b_0 \simeq 0$. Pour des fréquences $f > f_1$ on déduit de (1) que

$$\operatorname{Im}(z_{b''b'}) \simeq -\operatorname{Re}(z_{b''b'})$$

et

$$b_0 \simeq - \left(\frac{\alpha_0}{|\alpha|^2} - 1 \right) \frac{\operatorname{Re}(z_{b''b'})}{2r_e R_N} \quad (28)$$

En conséquence au voisinage de la fréquence de cassure de l'impédance de base, b_0 croît notablement. Recherchons si cet accroissement est borné. L'examen de (5) indique que dans le domaine des hautes fréquences $R_{nb} \rightarrow \operatorname{Re}(z_{b''b'})$. Dans les mêmes conditions de fonctionnement, il découle de (23) que

$$R_N \geq [\operatorname{Re}(z_{b''b'})].$$

Alors b_0 est effectivement borné. La limite est de l'ordre de

$$- \left[\left(\frac{\alpha_0}{|\alpha|^2} - 1 \right) \right] \frac{1}{2r_e}.$$

Notons que les théories classiques de bruit du transistor ne prédisent pas cet accroissement de b_0 .

Considérons maintenant g_0 . Il découle de ce qui précède et de l'examen de (24) que le terme b_0^2 est pratiquement négligeable et donc que :

$$g_0 \simeq \left[\left(\frac{\alpha_0}{|\alpha|^2} - 1 \right) \frac{1}{2r_e R_N} \right]^{1/2} \quad (29)$$

a très bas niveau de polarisation ($a \leq 0,01$),

$$z_{b''b'} \simeq r_{b''b'} \simeq R_B/D_1 = \text{Cte } \forall I_B \text{ ou } f,$$

$R_{nb} \simeq r_{b''b'}$, $R_N \simeq r_e/2\alpha_0$. Le comportement de g_0 est celui prévu par les théories bien établies de van der Ziel [9], van Vliet [11], Polder et Baelde [10]. En particulier en basse fréquence $g_0 \propto I_E$ et en très hautes fréquences $g_0 \propto f/f_\alpha$. Pour $a \gg 0,01$, les approximations précédentes ne sont plus justifiées. Plus précisément, pour un courant donné, à cause du comportement capacitif de la base, $|z_{b''b'}|^2$ et R_{nb} décroissent quand la fréquence augmente. D'après (23), R_N a un comportement du même type et en conséquence g_0 est une fonction croissante de la fréquence non seulement à cause du terme f/f_α mais aussi à cause des termes f/f_1 . Quand $f_1 < f_\alpha$, les accroissements de g_0 apparaîtront pour des fréquences plus faibles que celles prévues par les théories classiques mentionnées dans ce qui précède.

Revenons maintenant à l'expression (23) et examinons d'une manière plus détaillée le comportement de la résistance de bruit R_N . Dans de nombreux cas pratiques, β est assez grand et les conditions de polarisation sont telles que $a \leq 6$. Par suite

$$R_{nb} > \operatorname{Re}(z_{b''b'}/\beta^*).$$

Le dernier terme de (23) peut être négligé. Comme nous l'avons déjà mentionné brièvement, l'examen des autres termes de (23) indique que le trait dominant qui caractérise R_N est sa décroissance en hautes fréquences. Cette décroissance apparaît approximativement pour $f > f_1$. La pente est de l'ordre de -10 dB/décade quand R_{nb} est prépondérant. Néanmoins quand le troisième terme de (23) est significatif et quand $f \rightarrow f_\alpha/\sqrt{\beta_0}$, à cause du terme $|\alpha|^2$, R_N peut être une fonction croissante de la fréquence. Dans ce cas, si $f_1 < f_\alpha/\sqrt{\beta_0}$, R_N peut présenter un minimum fréquentiel et la pente de R_N vs. f pour $f \geq f_1$ peut être nettement inférieure à celle que nous venons d'indiquer.

Enfin analysons le comportement du facteur de bruit minimum. Le report de (25) et (24) dans (26) donne :

$$F_{\min} \simeq \alpha_0^{-1} + u + [\beta_0^{-1} + 2(C + \beta_0^{-1})u + u^2]^{1/2} \quad (28)$$

où :

$$u = \frac{\operatorname{Re}(z_{b'b'})}{r_e} [\beta_0^{-1} + \alpha_0^{-1}(f/f_a)^2] \quad (29)$$

$$C = [\operatorname{Re}(z_{b'b'})]^{-1} \left(R_{nb} + \frac{C_{n1} |z_{b'b'}|^2}{2 \beta_0 r_e} \right) \quad (30)$$

Pour des très faibles niveaux de polarisation

$$\begin{aligned} a < 0,01, \quad C &\simeq R_{nb}/r_{b'b'} \simeq 1, \\ u &\simeq [r_{b'b'}/(\alpha_0 r_e)] [1 - \alpha_0 + (f/f_a)^2], \\ F_{\min} &\simeq 1 + u + (\beta_0^{-1} + 2u + u^2)^{1/2}. \end{aligned} \quad (31)$$

Dans l'expression (31) figure le terme β_0^{-1} qui n'existe pas dans les formules très largement utilisées de Fukui [12] et van der Ziel [13]. Parce que à très bas niveau de polarisation, $r_e > r_{b'b'}$, et $\beta_0^{-1} \geq 2u$, le terme β_0^{-1} ne peut pas être négligé. En ce qui concerne le comportement fréquentiel, (31) est en accord avec les conclusions de Fukui et van der Ziel et notamment $F_{\min}$ croît de 6 dB/octave pour $f \rightarrow f_a$.

Pour des niveaux de polarisation plus élevés il faut reconsidérer (28) à (30). D'abord, notons que le coefficient C prend en compte les différences entre R_{nb} et $\operatorname{Re}(z_{b'b'})$ et entre C_{n1} et l'unité. Cependant il suffit de voir que dans de nombreux cas $0,8 \leq C \leq 1$ pour conclure que sa présence ne modifie pas d'une manière importante le comportement de $F_{\min}$. Ensuite u est une fonction de $\operatorname{Re}(z_{b'b'})$ tandis que dans les références [12] et [13], u dépend de R_B/D_1 . A partir de (1) et (3), (29) peut être approchée par :

$$u \simeq \frac{r_{b'b'}}{\beta_0 r_e} \frac{1 + \beta_0(f/f_a)^2}{[1 + 4(f/f_i)^2]^{1/4}} \quad (32)$$

Analysons les conséquences qui en résultent pour $F_{\min}$. D'abord il faut noter que $F_{\min}$ est une fonction croissante du paramètre u . A partir de (32) il est évident que le comportement fréquentiel de $F_{\min}$ dépend des valeurs respectives des fréquences de cassure $f_a/\sqrt{\beta_0}$ et $f_i/2$. Pour un transistor donné, il est généralement

admis que $(2\pi f_a)^{-1} \simeq \frac{\tau_B}{\zeta} r_e C_{TE}$ où $1,2 < \zeta \leq 2,2$ (voir par exemple [14]) et C_{TE} est la capacité de transition de la jonction émetteur base. En outre il résulte de (2) et (3) que f_i est, comme f_a , déterminé par la valeur du courant traversant le transistor. Désignons alors par a_c la valeur critique du courant pour laquelle $f_a/\sqrt{\beta_0} = f_i/2$:

$$a_c = D_2/(\sqrt{\beta_0} - 1). \quad (33)$$

Pour $\beta_0 = 100$, $a_c \simeq 0,5$; cette valeur de a_c correspond à des niveaux de polarisation fréquemment utilisés. Cette remarque nous conduit à examiner trois cas typiques. D'abord considérons le cas trivial des très bas niveaux de polarisation pour lesquels $a \ll a_c$. Le facteur de bruit minimum est voisin de l'unité en basse fréquence et le comportement fré-

quentiel est celui décrit pour $a \simeq 0,01$. Ensuite, supposons que $a \simeq a_c$, alors les fréquences de cassure du numérateur et du dénominateur de u sont égales et la pente de $F_{\min}$ en très hautes fréquences n'est plus que de 4,5 dB/octave. Enfin, quand $a \gg a_c$, le paramètre u commence par décroître en hautes fréquences à cause de la décroissance de l'impédance de base, puis pour les fréquences supérieures, il augmente de 4,5 dB/octave. Il en est de même pour $F_{\min}$ qui comporte donc un minimum fréquentiel. Notons que ce minimum sera d'autant plus profond que les fréquences de cassure seront plus éloignées.

Sur la figure 3 sont représentés les trois cas considérés en admettant que $\beta_0 = 100$ et que $R_B = 270 \Omega$. Les courbes en traits continus ont été obtenues à partir de (28) tandis que les courbes en traits discontinus donnent les résultats correspondant à l'hypothèse classique d'une résistance de base constante c'est-à-dire indépendante du niveau de polarisation et de la fréquence. Comme nous l'avons déjà mentionné les écarts sont insignifiants pour $a \ll a_c$. Par contre pour $a \gg a_c$ les écarts peuvent atteindre plusieurs dB. On voit ici les limites de validité des théories classiques qui surestiment le facteur de bruit minimum quand les effets répartis se produisent.

Fig. 3. — Comportement théorique du facteur de bruit minimum en fonction de la fréquence pour trois niveaux de polarisation. Les traits discontinus montrent les résultats donnés par les théories classiques du bruit des transistors bipolaires. Les traits continus montrent le comportement quand les effets répartis dans la base sont pris en compte.

4. Effets des éléments parasites. — Dans ce qui précède, comme dans toutes les théories classiques, nous avons considéré la zone active des transistors située sous l'émetteur. Cependant il est maintenant bien établi que le comportement du transistor entier peut être différent de celui de la zone active à cause des éléments parasites tels que les zones latérales de base et de collecteur, les résistances de contact et le boîtier. Pour interpréter, correctement les données de l'expérience et distinguer l'influence des éléments parasites des effets répartis présentés en sections 2 et 3, il est nécessaire de prendre en compte ces parasites et de discuter leurs rôles.

En régime dynamique, petits signaux, pour une polarisation directe, il a été montré dans [4] que l'influence de ces éléments parasites peut être simulée d'une manière satisfaisante comme suit :

— une admittance, notée $y_{b'e'}$, pour la zone latérale et la surface de la jonction émetteur base,

— une capacité, $C_{b'e'}$, pour la zone latérale de la jonction collecteur base,

— des résistances pures pour les zones neutres et les contacts du collecteur ($R_{c'e'}$) de la base ($R_{b'b'}$) et de l'émetteur $R_{e'e'}$,

— trois capacités C_{ce} , C_{bc} et C_{be} pour les capacités interélectrodes et les capacités MOS dues aux métallisations situées sur l'oxyde.

En bruit de fond, il a été indiqué dans [15] qu'un générateur de bruit thermique doit être associé à chacune des résistances précédentes et qu'un générateur de bruit de recombinaison I_{nr} [16] doit être associé à $y_{b'e'}$. En ajoutant ces éléments à ceux de la figure 1 on obtient le circuit de la figure 4 pour le transistor sans boîtier. Pour simplifier la figure, les éléments du transistor idéal sans bruit n'ont pas été représentés. Ils ont été décrits d'une manière détaillée sur la figure 1. L'effet du boîtier est significatif en très hautes fréquences. Il peut être pris en compte par le circuit de la figure 5 dû à Hartman, Kolyczka et Strutt (17). Dans notre étude l'influence de l'ensemble de ces éléments parasites a été prise en compte en

Fig. 4. — Circuit électrique équivalent au transistor quand on prend en compte les effets des zones passives latérales, les contacts et les capacités interélectrodes. Les effets de boîtier ne sont pas inclus.

Fig. 5. — Circuit électrique équivalent au boîtier dans le domaine des UHF et des micro-ondes.

suivant une procédure analogue à celle des sections 2 et 3. Néanmoins comme l'expression du facteur de bruit obtenue dans ce cas est très compliquée, un programme de calcul numérique a été développé.

Avant de terminer cette section plusieurs remarques importantes doivent être effectuées. D'abord en accord avec van der Ziel et Malaviya [13], les capacités et les inductances parasites se comportent en première approximation comme des transformateurs sans pertes qui ne modifient pas significativement le minimum du facteur de bruit. En outre dans la plupart des transistors les capacités des zones latérales et les résistances parasites ont des valeurs relativement faibles qui ne masquent pas les propriétés essentielles de R_N dans une gamme étendue de conditions de fonctionnement. Enfin, bien que le paramètre le plus sensible aux éléments parasites soit γ_0 , on peut minimiser leurs influences en concevant le transistor avec soin et en choisissant un boîtier approprié.

5. Etude expérimentale. — **5.1 PROCÉDURE EXPÉRIMENTALE.** — Dans le domaine des hautes fréquences les grandeurs mesurables facilement sont les paramètres S et le facteur de bruit. La procédure expérimentale consiste donc à mesurer ces grandeurs et à les comparer à celles données par le modèle développé en sections 2, 3 et 4.

Les méthodes de détermination expérimentale des caractéristiques de la zone active et des éléments parasites sont aujourd'hui bien connues. Pour notre part nous avons en général utilisé celles décrites dans [4]. Cependant pour améliorer la précision obtenue sur les paramètres β_0 et R_B , leur valeur a été directement calculée à partir des dimensions géométriques et du profil de dopage des transistors. Les effets de dégénérescence d'émetteur sur β_0 ont été pris en compte. A partir de ces données, le comportement externe du transistor en régime dynamique petits signaux (notamment les paramètres S) et en bruit de fond (notamment F , F_{min} , R_N , γ_0) ont été simulés numériquement avec les programmes de calcul mentionnés en section 4. Il est intéressant de souligner qu'aucune mesure de bruit de fond n'intervient dans la détermination des paramètres du modèle.

Le comportement externe des transistors a été caractérisé expérimentalement de la manière suivante : paramètres S : pont HP 84 10 A, facteur de bruit : dispositif analogue à celui décrit dans [18].

Enfin les transistors étudiés ont été réalisés par les Laboratoires de Marcoussis. Fondamentalement ces transistors ont des caractéristiques technologiques (profil de diffusion et profondeurs de jonctions) analogues à celles des transistors micro-ondes et des caractéristiques géométriques de transistors de moyennes fréquences. Cette structure permet d'obtenir des résistances R_B élevées et donc des valeurs du paramètre a assez grandes pour des valeurs du courant collecteur assez faibles de l'ordre de quelques mA. L'échauffement des transistors est ainsi limité et la base reste pratiquement isotherme dans toute la gamme des courants où les transistors sont étudiés. Enfin les effets des éléments parasites associés au boîtier ont été minimisés en montant les transistors dans des boîtiers de transistors hyperfréquences du type KD 94.

5.2 RÉSULTATS. — Les mesures des paramètres S et du facteur de bruit ont été effectuées pour

$$1 \text{ mA} \leq I_c \leq 10 \text{ mA}$$

c'est-à-dire pour $0,4 \leq a \leq 5$ et pour

$$100 \text{ MHz} \leq f \leq 1 \text{ GHz}$$

avec une tension collecteur de 3 V. Les valeurs moyennes des principaux paramètres internes des transistors sont données dans le tableau I où : a) n_{SL} et m_{SL} sont deux coefficients caractéristiques de la zone latérale et de la surface de la jonction émetteur base [15], b) R_{th} est la résistance thermique en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$, c) C_{TE} et C_{TC} sont les capacités de transition de la partie active des jonctions émetteur-base et collecteur-base, d) τ_b et τ_c sont les temps de transit respectivement dans la base et dans la charge d'espace collecteur base e) les autres paramètres ont été définis en sections 2 à 4.

Tableau I. — Paramètres internes du transistor étudié

β_0	R_B (Ω)	n_{SL}	m_{SL}	R_{th} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	$R_{b'b'}$ (Ω)	$R_{c'e}$ (Ω)	$R_{c'c}$ (Ω)
70	810	2	1,2	500	10	3	4
C_{TE} (pF)	C_{TC} (pF)	$C_{b'b'}$ (pF)	C_{be} (pF)	C_{cb} (pF)	C_{ce} (pF)	τ_b (ps)	τ_c (ps)
14	0,45	1,3	0,2	0,3	0,7	4,0	2,5

L'examen de ce tableau permet de remarquer que :

a) Le paramètre R_B est suffisamment grand pour que les effets des éléments parasites $R_{b'b'}$, $R_{c'e}$ et $R_{c'c}$ soient faibles, même dans le domaine des hautes fréquences.

b) L'échauffement pour $I_c = 10 \text{ mA}$ est égal à $\Delta T \simeq 15 ^{\circ}\text{C}$. Dans toute la gamme des courants où ont

été effectuées les mesures, les variations des paramètres internes du transistor avec la température sont négligeables et la base reste pratiquement isotherme.

c) Les phénomènes de génération recombinaison et les effets de surface sont importants ($n_{SL} = 2$). L'une des conséquences de ces phénomènes est que le gain en courant en régime statique dans la configuration en émetteur commun est de 22 en moyenne pour $I_c \simeq 10 \text{ mA}$. On discutera dans ce qui suit les effets sur le comportement en bruit.

d) La capacité C_{TE} à une valeur importante due aux dimensions géométriques de l'émetteur. Il en résulte que la fréquence de cassure f_a est pratiquement égale à $f_a \simeq (2 \pi r_e C_{TE})^{-1}$. On voit que f_a est de l'ordre de 4 GHz pour $I_c \simeq 10 \text{ mA}$.

Dans le tableau II sont portés les éléments du circuit équivalent au boîtier. Leurs valeurs sont relativement faibles. En conséquence l'influence du boîtier sur le

Tableau II. — Eléments parasites du boîtier KD 94

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

comportement du transistor n'apparaîtra que pour des fréquences de l'ordre de 1 GHz ou au-delà.

Les valeurs des paramètres S calculées à partir des tableaux I et II sont montrées sur la figure 6 pour

Fig. 6. — Les paramètres S pour différentes fréquences exprimées en GHz. Les $\blacktriangle$ et $\bullet$ représentent les résultats des mesures. Les 0 sont donnés par le modèle théorique. $I_c = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 3 \text{ V}$.

Tableau III. — *Facteur de bruit calculé et mesuré pour différentes admittances de source à $I_C = 6$ mA et $f = 400$ MHz*

y_s (mmho)	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

$I_C = 10$ mA. Les valeurs mesurées, sont indiquées par des points et des triangles. Un accord satisfaisant est observé entre les résultats expérimentaux et ceux donnés par le modèle décrit en sections 2 à 4. Un accord aussi satisfaisant est observé pour $I_C < 10$ mA. Ces résultats suggèrent que le circuit électrique donné par le modèle est correct. De plus comme dans la gamme des courants et des fréquences étudiées l'influence des éléments parasites est relativement faible, il semble que le comportement en régime dynamique petits signaux de la zone active est décrit correctement par le modèle donné en section 2. Ces résultats confirment ceux précédemment rapportés dans [19] sur d'autres types de transistors.

Sur les tableaux III nous donnons pour $I_C = 6$ mA et $f = 400$ MHz les valeurs calculées et mesurées : a) du facteur de bruit F pour plusieurs valeurs de l'admittance de source y_s , b) de F_{min} , c) de R_N , d) de g_0 et f) de b_0 . Compte tenu des incertitudes expérimentales, le modèle rend compte d'une manière précise du comportement des transistors étudiés. Des résultats analogues sont obtenus à 400 MHz pour toutes les valeurs du courant où les mesures ont été effectuées.

Tableau IV. — *Paramètres théoriques et expérimentaux du facteur de bruit à $I_C = 6$ mA et $f = 400$ MHz*

	F_{min} (dB)	R_N (Ω)	g_0 (mmho)	b_0 (mmho)
Théorique	6,50	130	8,0	— 7,2
Expérimental	6,30	120	8,4	— 8,0

Sur les figures 7, 8 et 9 sont représentées respectivement F_{min} , R_N et y_0 en fonction de la fréquence pour $I_C = 10$ mA. Les courbes en traits pleins donnent le comportement prédit par le modèle, les points indiquent les résultats des mesures, les courbes en traits discontinus montrent le comportement théorique de la zone active du transistor.

Sur la figure 7 on observe qu'à 100 MHz le facteur de bruit minimum de la zone active est voisin de 4 dB alors que celui du transistor entier est presque de 7 dB. Cette différence est due aux effets de surface et plus précisément au courant de génération recombinaison qui prend naissance dans les zones latérales de la jonction émetteur base. Ce courant, qui provoque en

Fig. 7. — Variations du facteur de bruit minimum en fonction de la fréquence pour $I_C = 10$ mA et $V_{CE} = 3$ V. Les Φ sont les mesures, la courbe en trait continu indique le comportement théorique quand les effets de l'ensemble des éléments parasites sont pris en compte. La courbe en trait discontinu montre le comportement de la zone active du transistor. Fig. 8. — Variations de la résistance équivalente de bruit en fonction de la fréquence pour $I_C = 10$ mA et $V_{CE} = 3$ V. Les Φ sont les mesures. La courbe en trait continu montre le comportement théorique du transistor entier. La courbe en traits discontinus est relative à la zone active du transistor.

premier lieu la chute du gain en courant en régime statique, donne naissance à un excès de bruit qui augmente principalement le générateur J . Notons que le minimum du facteur de bruit minimum n'est pas clairement observé bien que a soit voisin de 4,5. Ceci est dû au fait que pour le type de transistor étudié $f_1/2$ et $f_a/\sqrt{\beta_0}$, ne sont pas trop éloignées et en conséquence la croissance des termes en f/f_a masque la décroissance des termes en f/f_1 .

Fig. 9. — Variations de l'admittance y_0 donnant le facteur de bruit minimum pour différentes fréquences pour $I_c = 10$ mA. Les $\circ$ sont les mesures. Les $\bullet$ sont le comportement théorique du transistor entier. Les $\blacksquare$ donnent le comportement de la zone active. Les $\blacktriangle$ indiquent le comportement de la zone active en ajoutant les effets de surface.

Sur la figure 8, la décroissance de la résistance de bruit R_N prévue en section 3 est nettement observée entre 100 MHz et 700 MHz. La différence entre le R_N du transistor entier et celui de la zone active pour $100 \text{ MHz} \leq f \leq 600 \text{ MHz}$ est due aux résistances des zones passives d'émetteur et de base. Pour

$$f \geq 700 \text{ MHz},$$

le comportement expérimental de R_N suit davantage celui de la zone active que celui du transistor entier. Ceci suggère que des erreurs de mesure assez importantes ont été effectuées dans la détermination des capacités et des selfs parasites. Néanmoins, on voit bien ici que pour les transistors étudiés ces éléments ne modifient le comportement de la zone active que pour des fréquences assez élevées et que ces modifications ne sont pas très importantes.

Enfin sur la figure 9, on voit que le modèle simule d'une manière satisfaisante le comportement de l'admittance de source optimum. De plus il apparaît que le g_0 basse fréquence de la zone active du transistor est plus faible que celui du transistor entier. Ceci est une autre conséquence de l'accroissement du générateur de bruit J dû aux recombinaisons dans les régions superficielles de la jonction émetteur base. En ce qui concerne b_0 , du transistor entier, sa croissance est beaucoup plus rapide que celle de la zone active notamment en très hautes fréquences) Cet effet est provoqué par les éléments parasites ainsi que nous l'avons mentionné en section 4.

6. Conclusion. — Dans cet article l'influence de la nature répartie de la zone active de base sur le facteur de bruit des transistors bipolaires a été analysée. Des résultats expérimentaux corroborant les principales conclusions de l'étude ont été présentés.

Pour des niveaux de polarisation très faibles les résultats sont identiques à ceux donnés par les théories classiques. Pour des courants plus élevés il a été montré que quand la fréquence augmente, au voisinage de la fréquence de cassure de l'impédance de base :

a) La susceptance b_0 associée au facteur de bruit minimum augmente progressivement. Cet accroissement est borné.

b) La conductance g_0 augmente également. L'accroissement est aussi borné.

c) La résistance de bruit R_N peut décroître de -10 dB/décade . Cependant en très hautes fréquences R_N est une fonction croissante de la fréquence et en conséquence R_N peut présenter un minimum fréquentiel.

d) Le facteur de bruit minimum peut avoir un minimum. Au-delà du minimum sa pente est de $+4,5 \text{ dB/octave}$.

Dans ces conditions, l'application des théories classiques de bruit des transistors surestime le facteur de bruit. Les écarts peuvent atteindre plusieurs dB. Un circuit équivalent prenant en compte ces effets ainsi que l'influence des éléments parasites comme les zones passives du transistor et son boîtier a été établi. Les résultats expérimentaux présentés ont montré que les effets de la nature distribuée de la base existent et que le comportement de g_0 , b_0 , R_N et $F_{\min}$ est décrit d'une manière satisfaisante par les expressions (23), (28) à (32). En outre, il est apparu que les effets de surface augmentaient notablement le facteur de bruit minimum et la conductance optimale de source g_0 associée au facteur de bruit minimum.

Les nouvelles expressions du facteur de bruit qui ont été proposées ressemblent beaucoup à celles qui sont familières aux Ingénieurs. Par rapport à ces dernières, les nouvelles expressions ont un domaine d'application beaucoup plus étendu. Les limites de validité des expressions classiques ont été précisées.

Finalement il faut remarquer que l'injection non uniforme de courant à la jonction émetteur base provoque un accroissement de la densité du courant à la périphérie du transistor. Localement, soit le seuil des injections moyennes et fortes peut être dépassé soit un échauffement important peut se produire. Dans ces deux cas, les expressions définissant le facteur de bruit, ayant été calculées en supposant la base isotherme et des niveaux d'injection faibles, ne sont plus valables. Une simulation numérique du comportement du facteur de bruit, en prenant en compte ces deux effets, est souhaitable.

Remerciements. — Le travail rapporté dans cet article a été financé en partie par la D.G.R.S.T. action concertée C.C.M. contrat n° 74-7-00443. La contribution de J. Belmas, R. Blaise, J. Y. Fourier, J. P. Pestie et J. Ducate, des Laboratoires de Marcoussis, pour la conception et la réalisation des dispositifs adaptateurs d'impédance de la chaîne de mesure du bruit de fond a été particulièrement appréciée. Des remerciements spéciaux sont dus à J. P. Bailbe pour ses conseils en caractérisation électrique des transistors bipolaires.

Bibliographie

- [1] PRICHARD, R. L., *Proc. IRE* **46** (1958) 1152.
 - [2] HAUSER, J. R., *I.E.E.E. Trans. Electron Devices* **ED 11** (1964) 238.
 - [3] GHOSH, H. N., *IEEE Trans. Electron Devices* **ED 12** (1965) 513.
 - [4] REY, G. et LETURCO, Ph., *Théorie approfondie du Transistor bipolaire* (Masson, Paris) 1972, p. 179.
 - [5] PALS, J. A., *Philip. Res. Rep.* **26** (1971) 91.
 - [6] BLASQUEZ, G. et CAMINADE, J., *Phys. Status Solidi (a)* **31** (1975) 713.
 - [7] BLASQUEZ, G., CAMINADE, J. and LE GAC, G., *Physica* **92** B + C (1977) 313.
 - [8] VAN VLIET, K. M., VAN DER ZIEL, A., ZIJLSTRA, R. and FRIEDMAN, A., *J. Appl. Phys.* **4** (1975) 1804.
 - [9] VAN DER ZIEL, A., *Proc. I.R.E.* **46** (1958) 1019.
 - [10] POLDER, D. and BAELDE, A., *Solid State Electron* **6** (1963) 103.
 - [11] VAN VLIET, K. M., *Solid State Electron* **15** (1972) 1033.
 - [12] FUKUI, H., *I.E.E.E. Trans. on Circuit Theory* **13** (1966) 137.
 - [13] VAN DER ZIEL, A. and MALAVIYA, S. D., *Solid State Electron* **13** (1970) 1511.
 - [14] LINDMAYER, J. and WRIGLEY, C., *Solid State Electron* **2** (1961) 247.
 - [15] MARTIN, J. C., BLASQUEZ, G. et CAMINADE, J., dans « *Le bruit de fond des composants actifs semi-conducteurs* » Colloque international du C.N.R.S. n° 204 (Centre National de la Recherche Scientifique, Paris) 1971, p. 49.
 - [16] MARTIN, J. C., BLASQUEZ, G. et CAMINADE, J., *Electron Lett.* **12** (1971) 342.
 - [17] HARTMANN, K. H., KOTYCZKA, W. and STRUT, M. J., *Electron Lett.* **7** (1971) 510.
 - [18] HYVERNAUD, M., « Contribution à l'étude du bruit hyperfréquence dans les transistors bipolaires micro-ondes », Thèse de 3^e cycle n° 1205 (Université de Bordeaux, 1975).
 - [19] REY, G., MUNOZ YAGUE, A. et BAILBE, J. P., *Onde Electrique* **9** (1975) 485.
-