

Chapitre II

Bruit basse fréquence

1 Introduction

Dans tout système de télécommunication, le bruit électrique est défini comme un signal qui parasite les informations à transmettre. Dans les dispositifs et les systèmes électroniques, il se manifeste sous forme de fluctuations aléatoires et spontanées de la tension et/ou du courant, provoquées par divers processus physiques [1]. La valeur instantanée de ces signaux aléatoires ne pouvant être prédite, ces processus doivent être caractérisés par leurs propriétés statistiques moyennes [2]. Le bruit est alors caractérisé par sa densité spectrale de puissance $S(f)$ représentant la puissance moyenne de bruit ramenée dans une bande de 1 Hz.

L'analyse du bruit basse fréquence (BF) est une étape primordiale dans l'étude de composants actifs. En effet, elle permet de déterminer les origines des diverses sources de bruit présentes dans la structure étudiée et de comprendre les mécanismes mis en jeu afin de proposer des solutions technologiques pour les minimiser. Les mesures de bruit BF en complément de mesures statiques s'avèrent donc être très utiles pour valider la fiabilité d'une technologie de composants.

L'étude du bruit BF va également intéresser grandement les concepteurs de circuits radio-fréquences (RF) puisque ce bruit peut être fortement converti en bruit de phase aux fréquences micro-ondes par l'intermédiaire des non-linéarités des transistors. Dans le cas d'un circuit fortement non linéaire comme un oscillateur par exemple, c'est donc le bruit BF qui gouverne la pureté spectrale de la porteuse. Aussi, la modélisation des sources de bruit BF du composant, déduite d'une caractérisation complète, est indispensable pour assurer une bonne compréhension et prédiction de ces phénomènes de conversion et donc du bruit de phase résultant.

Dans un premier temps, nous présentons dans ce chapitre les différentes sources de bruit rencontrées dans les semi-conducteurs. Puis, nous détaillons les techniques de mesures du bruit BF dédiées aux transistors bipolaires : la technique de mesure spécifique à la caractérisation en bruit RTS et la technique de mesure globale du bruit BF basée sur la mesure de deux générateurs de bruit corrélés. Enfin, nous présentons le modèle en bruit BF du transistor bipolaire à hétérojonction que nous avons ainsi établi. Ce modèle est utilisé, par la suite, pour la conception d'un oscillateur contrôlé en tension (OCT)

2 Différentes sources de bruit BF dans les composants semi-conducteurs

Nous distinguons d'abord les sources de bruit BF dites irréductibles car inhérentes aux composants (*bruit de diffusion* et *bruit de grenaille*) puis les sources de bruit BF dites réductibles ou sources de *bruit en excès* (*bruit en $1/f$* et *bruit de génération-recombinaison*). Les sources réductibles ont pour origine des défauts dans les couches de semi-conducteurs ou à l'interface de deux couches de

semi-conducteurs. Il sera donc possible de les diminuer en intervenant directement sur le process du composant.

2.1 Sources de bruit BF irréductibles

Le bruit thermique ou bruit de diffusion : Il est dû à l'agitation thermique aléatoire des électrons libres dans tous les conducteurs électriques. Ce mouvement de porteurs est analogue au mouvement brownien des particules. Il n'est généralement pas affecté par la présence d'un courant dans le conducteur. Le temps de relaxation de ce processus est de l'ordre de la picoseconde, ainsi ce bruit est représenté par un spectre fréquentiel blanc : La densité spectrale de puissance de bruit est indépendante de la fréquence d'analyse.

A une résistance bruyante, on associe alors une source de bruit en courant $S_I(f)$ ou une source de bruit en tension $S_V(f)$ qui s'exprime, généralement dans une bande de fréquence $\Delta f=1$ Hz, sous la forme suivante :

$$S_I = \frac{4kT}{R} \quad (\text{II.1})$$

$$S_V = 4kTR \quad (\text{II.2})$$

où k est la constante de Boltzmann, T la température d'équilibre exprimée en Kelvin et R la résistance de l'échantillon.

Le bruit de grenaille : il résulte du passage des porteurs à travers une barrière de potentiel du type de celle induite par la présence d'une jonction à faible injection. Il est montré que la densité spectrale associée aux fluctuations de courant dans le domaine des basses fréquences s'écrit ($\Delta f=1$ Hz) :

$$S_I = 2qI \quad (\text{II.3})$$

Le bruit de grenaille, tout comme le bruit thermique est un bruit « blanc ».

2.2 Sources de bruit BF réductibles ou en excès

Le bruit de génération-recombinaison : Il est lié à la variation au cours du temps du nombre de porteurs participant à la conduction électrique. Cette variation est causée par la présence de défauts dans le semi-conducteur qui piègent et dépiègent les porteurs. Le passage d'un porteur quittant un piège pour atteindre la bande de conduction (pour les électrons) ou la bande de valence (pour les

trous) est la **génération**. Le passage de la bande de conduction (pour les électrons) ou la bande de valence (pour les trous) au piège est la **recombinaison**.

La densité spectrale de puissance associée à ce bruit GR s'apparente à un spectre Lorentzien : un plateau pour des fréquences inférieures à la fréquence de coupure du piège (f_c) et une pente en $1/f^2$ pour des fréquences supérieures à f_c :

$$S_{IG-R} = \frac{4\langle \Delta N^2 \rangle \cdot \tau}{1 + (2\pi f \tau)^2} \quad (\text{II.4})$$

où τ est le temps de relaxation caractéristique pour les pièges et ΔN , la fluctuation du nombre de porteurs. Ce type de bruit peut être diminué en réduisant le nombre et la densité des pièges (par une méthode d'élaboration des matériaux et une technologie adéquate).

Le bruit télégraphique (ou le bruit RTS : Random Telegraphic Signal) est un cas particulier du bruit GR ; il consiste en fluctuations aléatoires du courant entre plusieurs niveaux discrets (en général 2). On parle de pièges à électrons ou à trous avec alternativement une capture suivie d'une émission d'un même type de porteurs.

Considérons un signal qui fluctue entre deux niveaux discrets :

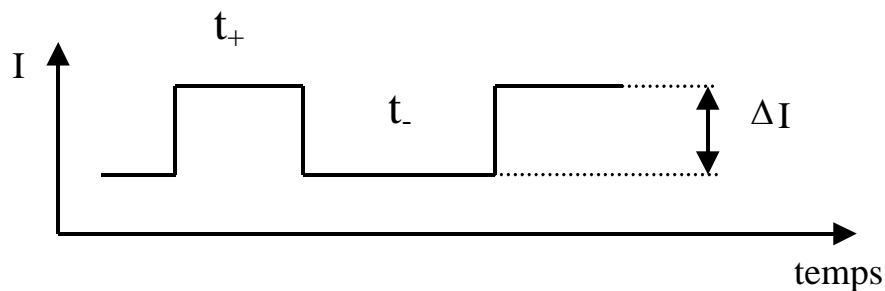


Figure II.1 : Spectre de bruit télégraphique à deux niveaux

où $\langle t_+ \rangle$ est le temps moyen de capture (correspond à la durée de l'état haut) et $\langle t_- \rangle$, le temps moyen d'émission (correspond à la durée de l'état bas).

Dans le domaine fréquentiel, la densité spectrale de puissance d'un tel bruit s'apparente une nouvelle fois à un spectre Lorentzien [3] :

$$S_I(f) = \frac{4(\Delta I)^2}{(t_- + t_+) \left[(t_-^{-1} + t_+^{-1})^2 + (2\pi f)^2 \right]} \quad (\text{II.5})$$

où ΔI représente la différence d'amplitude de courant entre les deux niveaux discrets.

De nombreux travaux (principalement ceux de Hsu ou d'Andersson) [4, 5, 6, 7] ont tenté d'expliquer les origines physiques de ce bruit télégraphique. Ils ont favorisé ainsi l'émergence de nouveaux modèles mais qui ne seront pas développés dans ce manuscrit.

Le bruit en 1/f ou bruit de scintillation : Les origines de ce bruit sont encore mal définies. Cependant, deux hypothèses essaient d'en expliquer les fondements [8] :

- une fluctuation du nombre de porteurs due à un grand nombre de phénomènes de génération-recombinaison, faisant intervenir de multiples pièges simultanément, essentiellement des bruits de surface ou d'interface
- des fluctuations de mobilité des porteurs qui induisent alors un bruit en volume.

Les propriétés des surfaces des semi-conducteurs semblent jouer un rôle important dans la présence plus ou moins forte de ce bruit de scintillation. Des traitements particuliers de ces surfaces permettent de réduire ce type de bruit.

Le bruit en 1/f est toujours associé à un courant continu traversant le composant et la densité spectrale de bruit associée s'écrit :

$$S_{1/f}(f) = K \times \frac{I^A}{f^\gamma} \quad (\text{II.6})$$

où I est le courant continu, K une constante caractéristique du composant, A une constante comprise entre 0.5 et 2, et γ une constante voisine de l'unité et généralement comprise entre 0.8 et 1.3.

3 Analyse du bruit télégraphique dans les composants bipolaires à hétérojonctions

Dans le cadre d'un projet RNRT¹ (ARGOS : 1999-2002), nous avons été amenés à étudier des transistors bipolaires SiGe issus de la technologie BiCMOS 6G 0,35 μm de STmicroelectronics. C'est dans ce contexte que ces travaux sont maintenant présentés. Nous présentons les limitations et les inconvénients de cette technique d'analyse de bruit vis-à-vis des besoins en modélisation du concepteur.

3.1 Principe de la mesure [9]

Les mesures de bruit télégraphique (RTS) permettent d'identifier la présence de centres profonds (défauts) dans le transistor, de les localiser et de proposer, le cas échéant, des solutions technologiques pour les minimiser. Cette technique de mesure vient généralement en complément de

¹ Réseau National de Recherche en Télécommunications

caractérisation de type DLTS (Deep Level Transient Spectroscopy). Ce type de bruit est caractérisé par le fait que la grandeur mesurée (courant ou tension) varie de façon aléatoire entre plusieurs niveaux. Ces variations sont dues aux phénomènes de piégeage-dépiégeage d'un ou de plusieurs porteurs (électrons ou trous) par des niveaux profonds.

L'amplitude de ce bruit peut varier du pA au nA et les pulsations s'étendent sur plusieurs décades, typiquement de la milliseconde à la seconde. Ces paramètres (amplitude et durée moyenne des pulsations) varient en fonction de la température et de la tension de polarisation du dispositif.

Le dispositif expérimental schématisé sur la figure II.2 nous permet de mesurer des variations du courant à la jonction émetteur-base et à la jonction base-collecteur de transistors bipolaires. Le composant est polarisé par une source externe (des batteries sont utilisées pour se prémunir des perturbations liées au 50 Hz et à ses harmoniques) et le courant étudié est amplifié par un convertisseur courant/tension avant d'être visualisé à l'aide d'un oscilloscope numérique. Le convertisseur courant/tension *Keithley 428* (I-V) soustrait également la composante continue du courant étudié permettant de pouvoir utiliser un gain de conversion important puisqu'on ne saturera pas l'appareil (on peut également utiliser une capacité qui supprime le continu). L'oscilloscope numérique *LeCroy* enregistre la variation de la tension issue de la conversion courant/tension. Une routine sur PC permet de calculer les temps moyens de capture et d'émission du courant en présence de bruit RTS.

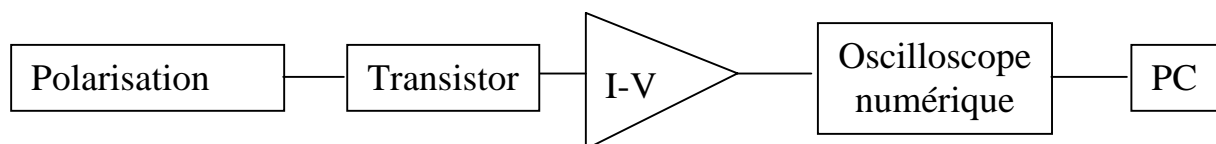


Figure II.2 : Représentation de la chaîne de mesure de bruit RTS

Pour explorer le bruit RTS au niveau de la jonction EB, le collecteur n'est pas connecté et seule une tension V_{BE} est appliquée. Pour sonder le bruit RTS sur la jonction BC, on laisse cette fois-ci l'émetteur « en l'air » et une tension V_{BC} est appliquée au transistor.

3.2 Résultats et analyse du bruit RTS

Les transistors étudiés présentent deux tailles d'émetteur différentes :

- Aire d'émetteur : $0.4\mu m \times 25.6\mu m$
- Aire d'émetteur : $3 \times 0.4\mu m \times 60\mu m$

Comme le montre, à titre d'exemple, la courbe de Gummel présentée sur la figure II-3, le bruit RTS devrait être observé, sur les transistors sous test, pour des tensions base-émetteur de polarisation faibles (V_{BE} inférieure à 0.7 V).

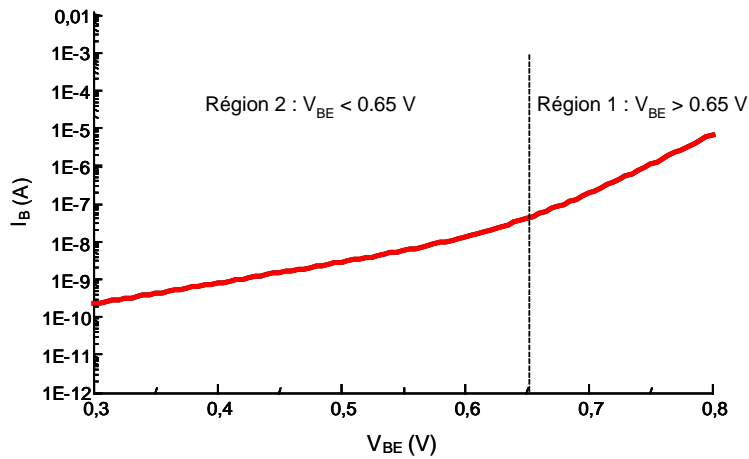


Figure II.3 : Courbes de Gummel d'un transistor SiGe $0.4 \times \mu\text{m} \times 25.6 \mu\text{m}$

En effet, La courbe de Gummel de la jonction émetteur-base met en évidence deux régions distinctes :

- Région 1 : $V_{BE} > 0.65 \text{ V}$: le courant traversant la jonction est uniquement dominé par le courant de diffusion classique : $I_{EB} = I_S \times \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$
- Région 2 : $V_{BE} < 0.65 \text{ V}$: le courant est « parasité » par un courant de recombinaison, voire également par du courant tunnel assisté par défauts.

Ce résultat est caractéristique de la présence de bruit RTS dans ce type de transistor.

La première taille de composants ($0.4 \mu\text{m} \times 25.6 \mu\text{m}$) présente une forte composante de bruit RTS sur sa jonction EB. Comme présenté sur la figure II.4, ce bruit est effectivement observable pour des tensions base-émetteur inférieures à 0.6 V.

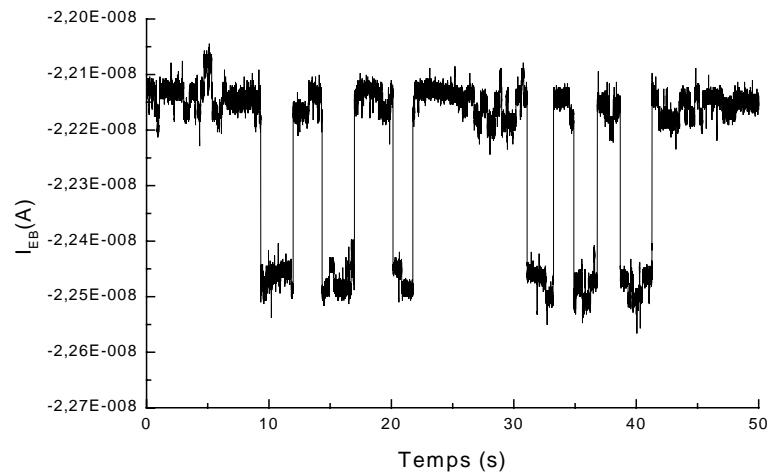


Figure II.4 : Composante de bruit télégraphique observée à la jonction EB , $V_{BE}=0.56$ V, $T=300$ K

Intéressons nous alors au calcul des temps moyens de capture et d'émission. Il nous permet de conclure quant à la « rapidité » du défaut responsable de ce bruit. Ici, ces temps moyens sont de l'ordre de 5 s pour la capture et 3 s pour l'émission. Nous avons donc affaire à un piège très lent.

On peut calculer la densité spectrale de puissance de ce signal permettant de mesurer la fréquence de coupure du piège et de retrouver un spectre Lorentzien typique d'un bruit RTS (figure II.5).

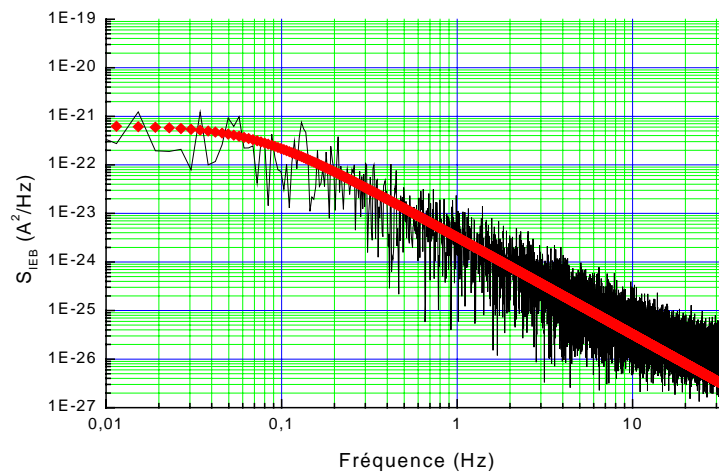


Figure II.5 : Densité spectrale de puissance du courant à la jonction EB , $V_{BE}=0.56$ V, $T=300$ K

La décomposition de cette densité spectrale montre bien une Lorentzienne avec une fréquence de coupure d'environ 0.1 Hz [10].

A 10 Hz, le plancher de bruit ($2qI$) est quasiment atteint. Cette source de bruit n'est donc pas observable lorsqu'une étude classique de bruit BF est effectuée sur des transistors en vue de leur modélisation en bruit (bande de fréquence d'étude typique en bruit BF : 100 Hz-100 kHz). Elle n'apparaîtra pas alors dans le modèle en bruit du transistor.

Enfin, il est également intéressant de regarder si ce bruit RTS est observable pour des tensions de polarisation supérieures à 0.7 V. Ces composants bipolaires à hétérojonction étant dédiés à des applications radio-fréquences, ils sont polarisés à des niveaux de tension base-émetteur élevés pour qu'ils puissent débiter un courant collecteur suffisamment élevé et fournir ainsi une forte transconductance.

Nous nous sommes placés dans ces conditions « normales » de polarisation de cette jonction c'est-à-dire V_{BE} de l'ordre de 0.8 V. Aucune composante de bruit RTS n'a cependant pu être mise en évidence.

L'analyse en bruit RTS a été effectuée sur une autre taille de composants de la technologie BiCMOS 6G (aire d'émetteur : $3 \times 0.4 \mu\text{m} \times 60 \mu\text{m}$). Ces derniers sont plus récents que les composants étudiés précédemment.

Cette étude n'a montré aucune présence de bruit télégraphique sur la plage de tension typique (V_{BE} ou $V_{BC} < 0.6$ V) à température ambiante. En revanche, le processus de piègeage-dépiégeage dépendant fortement de la température [11], nous avons poursuivi notre étude en fonction de la température du dispositif. Une composante de bruit RTS a alors été observée y compris pour des tensions V_{BE} de l'ordre de 0.8 V à une température de 100 K. Mais la courbe de Gummel de ce transistor à cette température montre que la tension de polarisation V_{BE} de 0.8 V place le composant dans la région 2 : zone où le courant de recombinaison parasite le courant de diffusion. Il semble alors tout à fait probable d'observer du bruit RTS.

En conclusion, cette étude ne nous a pas permis de mettre en évidence une composante de bruit RTS sur ces transistors bipolaires, dans des conditions normales de polarisation et de fonctionnement. Cependant, ceci n'implique évidemment pas avec certitude la non existence de ce type de bruit. Il est à noter, en effet, que la densité spectrale de bruit mesurée comporte un niveau de bruit de fond important. Bien qu'ayant pris des précautions pour y remédier (câbles anti-bruit, longueur des câbles la plus courte possible...), la sensibilité de ce banc de caractérisation n'est pas encore suffisante pour l'étude, dans des conditions normales de polarisation, de ce type de transistors bipolaires.

4 Techniques de mesure du bruit basse fréquence

4.1 Représentation en bruit d'un quadripôle

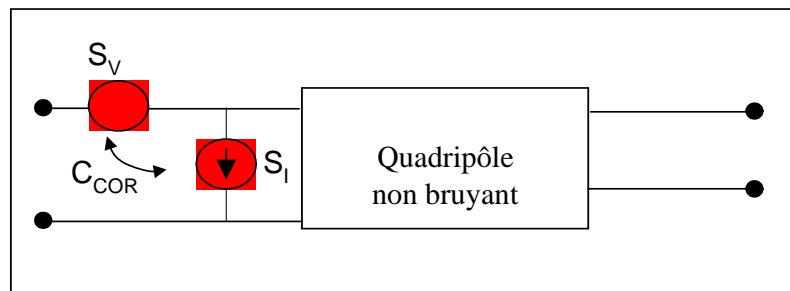
Il existe différentes représentations possibles du bruit d'un quadripôle : une représentation chaîne et une représentation parallèle.

La représentation chaîne considère que le quadripôle bruyant est équivalent à un quadripôle non bruyant associé à des sources de bruit en tension et en courant équivalentes placées à l'entrée du composant pouvant être partiellement voire totalement corrélées. Ces deux sources sont reliées par le coefficient de corrélation C_{COR} .

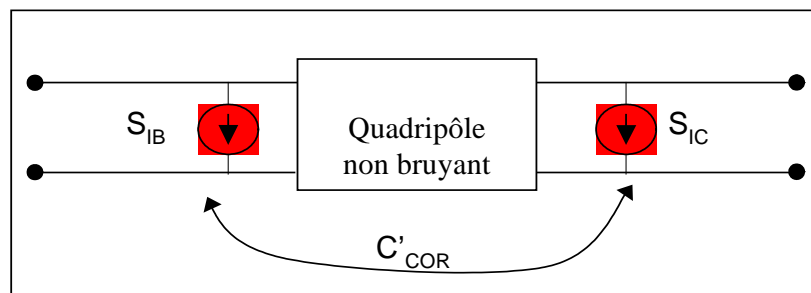
La représentation parallèle considère que le quadripôle bruyant est équivalent à un quadripôle non bruyant associé à deux sources de bruit en courant équivalentes placées à l'entrée et à la sortie du composant. Ces deux sources sont reliées par le coefficient de corrélation C'_{COR} .

Cette représentation des sources équivalentes de bruit, placées en entrée, est une représentation purement mathématique (théorie des quadripôles). Elle n'implique pas que les sources soient physiquement localisées à l'entrée du transistor.

La figure II.6 présente ces deux représentations du bruit BF du quadripôle.



(a)



(b)

Figure II.6 : (a) représentation chaîne, (b) représentation parallèle

Les coefficients de corrélation s'expriment :

$$C'_{COR} = \frac{S_{IBIC}^*}{\sqrt{S_{IB}S_{IC}}} \quad (\text{II.7})$$

$$C_{COR} = \frac{S_{VI}^*}{\sqrt{S_V S_I}} \quad (\text{II.8})$$

où S_{VI}^* et S_{IBIC}^* représentent les spectres croisés.

4.2 Présentation des techniques de mesures de bruit BF

4.2.1 Mesures des sources de bruit équivalentes de la représentation chaîne : S_V, S_I

Cette mesure est basée sur la technique des impédances multiples [12]. Le principe est le suivant : plusieurs résistances de source sont présentées à l'entrée du quadripôle et pour chacune d'entre elles, on mesure la tension de bruit en sortie du quadripôle, que l'on ramène à son entrée grâce à la connaissance de la fonction de transfert du montage amplificateur ainsi réalisé. Il est alors possible par une étude mathématique entreprise à partir de ces nombreux spectres de bruit, d'extraire les sources de bruit équivalentes en tension et courant ainsi que le coefficient de corrélation de ces deux sources.

Cette méthode donne d'assez bons résultats mais s'avère fastidieuse et longue à mettre en place. En effet, sa précision dépend principalement du nombre de résistances de sources placées à l'entrée du quadripôle, et plus ce nombre de résistances de source sera élevé, plus l'extraction des sources de bruit sera longue. Le second gros problème de cette technique est qu'elle repose sur un algorithme d'extraction purement mathématique. Elle est donc bien moins physique que la mesure directe de bruit à l'aide de transimpédances expliquée ci-dessous.

4.2.2 Mesures des sources de bruit équivalentes de la représentation parallèle : S_{IB}, S_{IC}

Cette technique présente le gros avantage d'effectuer une mesure « directe » du bruit BF. Elle est donc plus rapide, puisque ces deux sources sont accessibles à partir d'une unique mesure. Elle est également plus physique, puisque ces deux sources existent physiquement lorsque le quadripôle est court-circuité à ses bornes.

Deux méthodes de mesure « directe » se distinguent de la littérature :

- La première est basée sur la mesure du bruit en tension dans une résistance à l'aide d'un amplificateur faible bruit en tension [13, 14]. Le problème de cette technique est qu'elle fournit une tension de bruit qu'il va falloir convertir en courant de bruit. Pour ce faire, il faut absolument connaître les impédances d'entrée et de sortie du quadripôle pour tous les points de polarisation étudiés. Le

temps de la mesure est alors fortement augmenté d'autant plus si une étude multipolarisation du composant est entreprise.

- La deuxième technique donne accès directement à des courants de bruit en travaillant avec deux amplificateurs transimpédances (convertisseur courant/tension) [15]. Le premier est connecté sur la base et le second sur le collecteur. Ces amplificateurs possèdent une impédance d'entrée très faible, ils sont donc particulièrement dédiés à des mesures de courant en court-circuit. Ils vont nous permettre ainsi de mesurer directement nos deux sources de bruit BF corrélés S_{IB} , S_{IC} .

Cette dernière technique de mesure de bruit BF a été nouvellement élaborée au sein du LAAS² [16]. Compte tenu de ses avantages, nous avons cherché à la mettre au point dans notre laboratoire.

5 Présentation du banc de mesure de Bruit Basse Fréquence

Ce banc de mesure, présenté en figure II.7, donne directement accès aux deux sources de bruit du transistor bipolaire : celle sur la base et celle sur le collecteur (S_{IB} , S_{IC}), ainsi que le coefficient de corrélation de ces deux sources C'_{COR} .

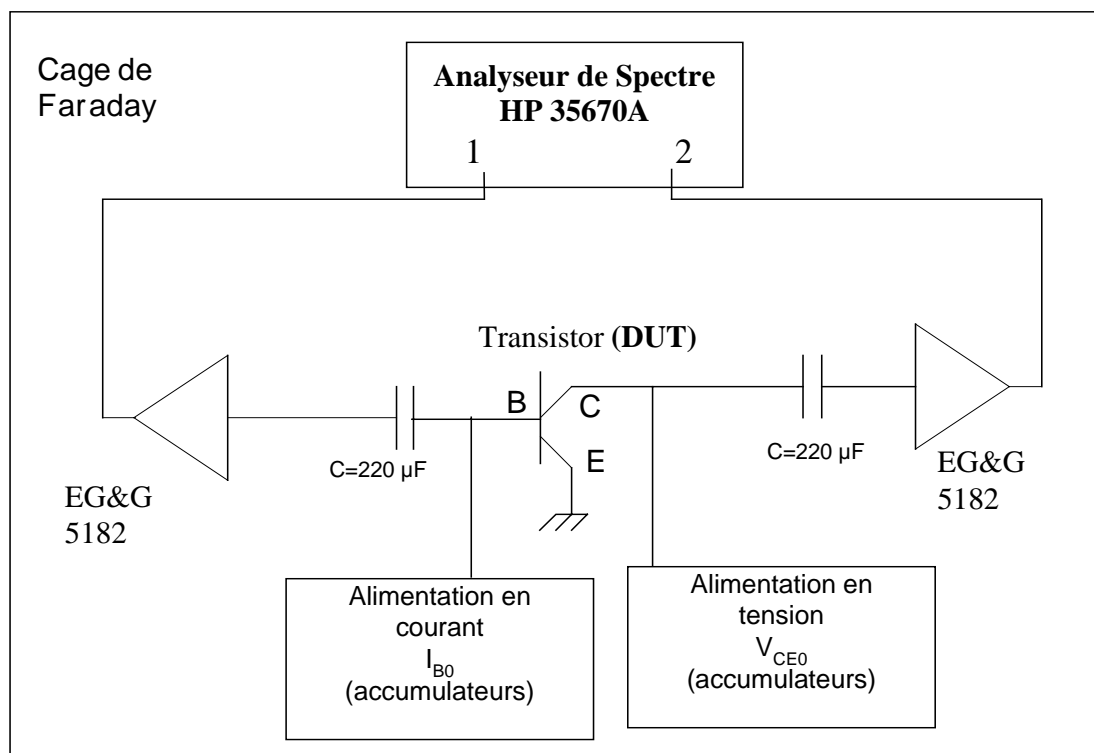


Figure II.7 : Banc de mesure du bruit BF

² Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes

Il assure l'étude du bruit sur une bande de fréquence de [100 Hz-100 kHz] et est basé sur l'utilisation de deux transimpédances *Perkin Elmer EG&G 5182* alimentés par accumulateurs. Ils convertissent le courant circulant sur leur entrée en une tension à leur sortie mesurable avec un analyseur de spectre FFT (Fast Fourier Transform) *HP35670A*. Ce dernier travaille sur deux voies et permet de mesurer le spectre croisé donc d'obtenir le coefficient de corrélation entre les deux sources de bruit extrinsèques (S_{IB} , S_{IC}).

Les transistors étudiés en configuration émetteur commun sont polarisés au moyen de piles pour se protéger des perturbations dues au réseau EDF : 50 Hz et ses harmoniques. Les signaux aux accès du transistor présentent une composante continue et une composante de bruit. Seule la composante de bruit nous intéresse, d'où l'utilisation de capacités de liaison de valeur 220 μ F. La suppression du signal continu empêche également la saturation des transimpédances.

5.1 Les amplificateurs transimpédances (couramment nommés I-V)

Les amplificateurs transimpédances court-circuitent la base et le collecteur car ils présentent une très faible impédance d'entrée à ces deux accès, permettant une mesure de courant. Cette impédance d'entrée est fonction du gain de conversion de ces appareils : plus le gain est élevé (avec un maximum de 10^{-8} A/V), plus cette impédance d'entrée sera grande (cf. annexe A). Ceci est très gênant pour notre mesure puisque la condition de court-circuit sur les accès du composant n'est plus respectée. De plus, à ces gains élevés, la bande passante de l'appareil diminue fortement, et donc la mesure de bruit jusqu'à 100 kHz n'est plus possible. En revanche, ces gains élevés introduisent des niveaux de courant de bruit à l'entrée de l'I-V les plus faibles, ce qui permet de diminuer le plancher de bruit du banc. Cette considération s'avère essentielle puisque les transistors étudiés présentent des niveaux de bruit très faibles.

Un calibrage complet de cet appareil a du être entrepris pour déterminer les bons réglages satisfaisants à nos impératifs de mesure (cf. annexe A).

Ce calibrage consiste à vérifier les données constructeurs au niveau des gains disponibles et des sources de bruit en entrée de l'appareil suivant les calibres proposés.

Seul le courant de bruit i_T à l'entrée de l'I-V est spécifié par le constructeur. Or, comme tout quadripôle, une source de bruit en tension corrélée avec cette source de bruit en courant caractérise son comportement en bruit. Il paraît très important de connaître l'expression de ces deux sources corrélées pour examiner les différentes quantités de bruit ramenées par les appareils du banc. La source de courant de bruit i_T est quantifiable directement et aisément en plaçant un circuit ouvert sur l'entrée du transimpédance. En revanche, la source de tension de bruit e_T et le terme de corrélation entre ces deux sources ne peuvent se mesurer directement. Il faut présenter plusieurs résistances à l'entrée de l'appareil et comparer la quantité de bruit visualisée à l'analyseur de spectre et le terme de bruit en courant associé à cette résistance : c'est-à-dire $4kT/R$.

Nous pouvons déterminer le terme e_T par calcul en écrivant le bilan en bruit du dispositif ainsi formé (relation II.9). Le terme de corrélation peut être négligé en remarquant qu'il s'agit ici d'un appareil comprenant beaucoup de transistors.

$$\overline{V_T^2} = G \times \left(\frac{4kT}{R} + \overline{i_T^2} + \frac{e_T^2}{R^2} + \frac{2\Re(\overline{e_T i_T^*})}{R} \right) \quad (\text{II.9})$$

où $\overline{V_T^2}$ représente la densité spectrale de bruit mesurée par l'analyseur de spectre, exprimée en $V_{\text{RMS}}^2/\text{Hz}$; et G est le gain de conversion du transimpédance choisi par l'utilisateur. Ici, le calibre choisi est 10^6 V/A. L'unité des densités spectrales de bruit est le $V_{\text{RMS}}^2/\text{Hz}$, notée V^2/Hz par souci de simplification d'écriture.

Ce sera toujours le même calibre sur la base, comme sur le collecteur, dans toute la suite du travail.

On place à l'entrée du transimpédance plusieurs résistances pour une meilleure précision dans le calcul de la source de bruit en tension et du terme de corrélation.

La figure II.8 montre la mesure directe à l'entrée du transimpédance des densités spectrales de bruit en courant pour trois résistances. Ces quantités de bruit sont comparées avec les valeurs théoriques des densités spectrales de bruit en courant de résistances ($S_I=4kT/R$).

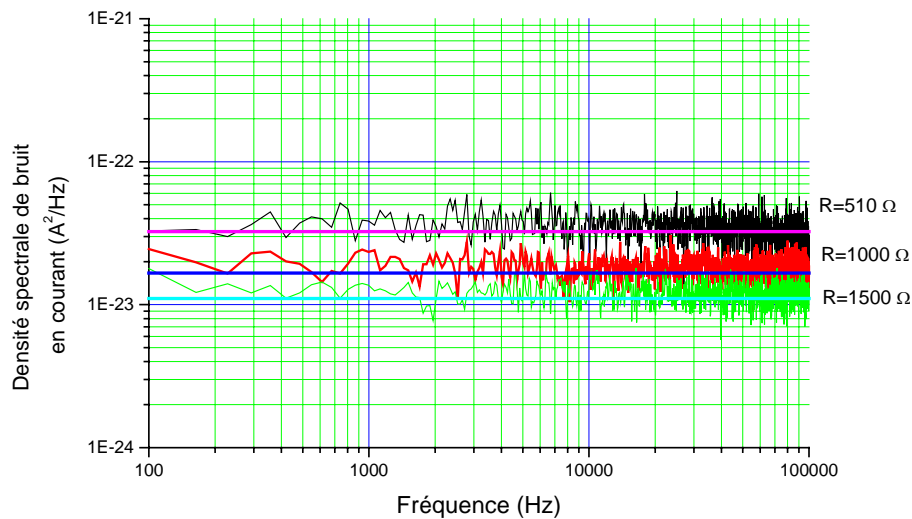


Figure II.8 : Densités spectrales de bruit en courant de différentes résistances mesurées à l'entrée du transimpédance

Le meilleur couple (e_T , $\Re(e_T i_T^*)$) obtenu est :

- $e_T = 3.1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ soit $\overline{e_T^2} = 10^{-17} \text{ V}^2/\text{Hz}$
- $\Re(\overline{e_T i_T^*}) = 1.3 \times 10^{-21} \text{ VA}/\text{Hz}$

Ainsi, le comportement en bruit du convertisseur courant/tension est entièrement connu et peut être représenté comme suit :

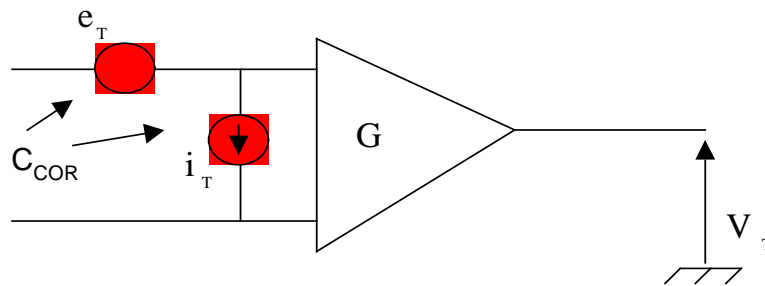


Figure II.9 : Sources de bruit de l'amplificateur transimpédance

Il est important de noter que ces générateurs de bruit ramenés en entrée du convertisseur sont des générateurs équivalents qui se trouvent physiquement à l'entrée du transimpédance. Ils interviennent alors dans les bilans en bruit de la chaîne de mesure.

5.2 Précautions à prendre dans la mesure de bruit basse fréquence

Une mesure de bruit basse fréquence de composants actifs est une mesure difficile puisque ce signal « bruit » aléatoire de très faible amplitude que l'on désire mesurer peut très facilement être perturbé par d'autres signaux de bruit provenant de diverses sources. Ces signaux qui parasitent notre mesure peuvent se propager soit par rayonnement (onde électromagnétique) soit par conduction (le couplage se faisant par les conducteurs et les composants électriques associés) [1].

Pour être protégé des champs électromagnétiques, le banc de mesure est entièrement enfermé dans une cage de Faraday (cage en aluminium), qui assure une faible pénétration des champs parasites. L'aluminium blinde correctement le banc, en particulier au niveau des champs électriques, et l'ajout de matériaux ferromagnétiques (qui ont une perméabilité relative très grande par rapport à celle de l'air), tel que le mumétal, est très efficace pour absorber les champs magnétiques. De plus, il est reconnu que l'association de plusieurs matériaux dans la confection de la cage permet de protéger nos mesures des signaux parasites sur une bande de fréquence plus large. Notre cage a ainsi été conçue en acier associé avec de l'aluminium. Nous n'avons pas utilisé de mumétal en raison du coût très élevé de ce matériau. D'ailleurs, les tests entrepris pour examiner l'immunité de nos mesures aux rayonnements électromagnétiques ont montré que notre cage en aluminium+acier suffisait.

Les deux systèmes de polarisation du transistor sont également blindés par deux boîtiers qui assurent un blindage EMI/RFI (Interférences électromagnétiques/ interférences radio-fréquences), aussi bien pour les basses que pour les hautes fréquences. Ce blindage fournit une "immunité" aux composants sensibles du boîtier contre les interférences électromagnétiques entrantes, et empêche les émissions excessives d'EMI vers d'autres équipements sensibles du banc.

Il faut aussi essayer de limiter au mieux tous les conducteurs qui peuvent se comporter comme des antennes induisant des courants parasites dans la chaîne de mesure. Par conséquent, tous les câbles ou fils utilisés doivent être soigneusement blindés (utilisation de câbles bas bruit pour relier les différents éléments du banc).

Au niveau des systèmes de polarisation des transistors, des accumulateurs sont nécessaires pour ne pas introduire de courants parasites liés au secteur EDF (le 50 Hz et ses harmoniques), et tous les conducteurs utilisés sont blindés et les plus courts possibles. Tous les composants utilisés (résistances, capacités,...) sont soigneusement soudés dans le dispositif et optimisés au niveau de leur technologie de fabrication (résistances bobinées pour limiter leur bruit en $1/f$, capacités à faible courant de fuite, etc.). Les transimpédances fonctionnent aussi sur accumulateurs, afin d'éviter tout lien électrique avec le secteur EDF.

D'autres moyens existent pour se protéger de ces parasites ; les capacités de découplage ou d'antiparasitage positionnées principalement entre la masse et les points « chauds » des composants utilisés (par exemple sur les potentiomètres ou les accumulateurs des systèmes de polarisation) permettent de diriger les courants HF ou BF indésirables vers la masse. Les ferrites d'antiparasitage équivalentes à des selfs atténuent les interférences haute fréquence conduites dans les fils.

De manière générale, il faut faire très attention à ce que tous ces composants ajoutés, utiles pour une bonne immunité aux signaux parasites, n'augmentent pas le plancher de bruit de nos mesures.

La mise au point du banc de mesure BF a donc nécessité un travail important quant à la détermination des sources de bruit indésirables ainsi qu'à leur minimisation.

6 Mise au point du banc de mesure de bruit BF

6.1 Problèmes rencontrés

6.1.1 Mesure de la source de bruit S_{IB}

La figure II.10 ci-dessous montre le schéma de la chaîne de mesure de la source de bruit i_B du transistor. Elle représente les différentes sources de bruit en excès qui vont masquer cette mesure de bruit côté base.

Parmi ces sources en excès, on retrouve les sources de bruit associées à l'amplificateur transimpédance (e_T, i_T), puis la source de bruit en courant associée à la résistance de polarisation de la base du transistor, qui doit être très grande pour justement n'introduire qu'un faible bruit thermique à l'entrée de l'I-V. Les sources de bruit associées au transimpédance côté collecteur sont négligeables au

niveau d'une mesure de bruit sur la base, car le transistor se comporte comme un quadripôle quasiment unilatéral.

Ainsi, le bilan de bruit sur la base est le suivant :

$$\overline{V_T^2} = G \times \left(\overline{i_B^2} + \overline{i_{TB}^2} + \frac{\overline{e_{TB}^2}}{Z_E^2} + \frac{2\Re\left(\overline{e_{TB}i_{TB}^*}\right)}{Z_E} \right) \quad (\text{II.10})$$

Z_E est l'impédance d'entrée petit signal du transistor, collecteur court-circuité :

$$Z_E = r_B + r_\pi + (\beta + 1) \times r_E \quad \text{avec} \quad r_\pi = \frac{n_E kT}{q \cdot I_{B0}} \quad (\text{II.11})$$

où r_π est la résistance dynamique de la jonction BE, β le gain en courant du transistor, n_E le coefficient d'idéalité de la jonction BE.

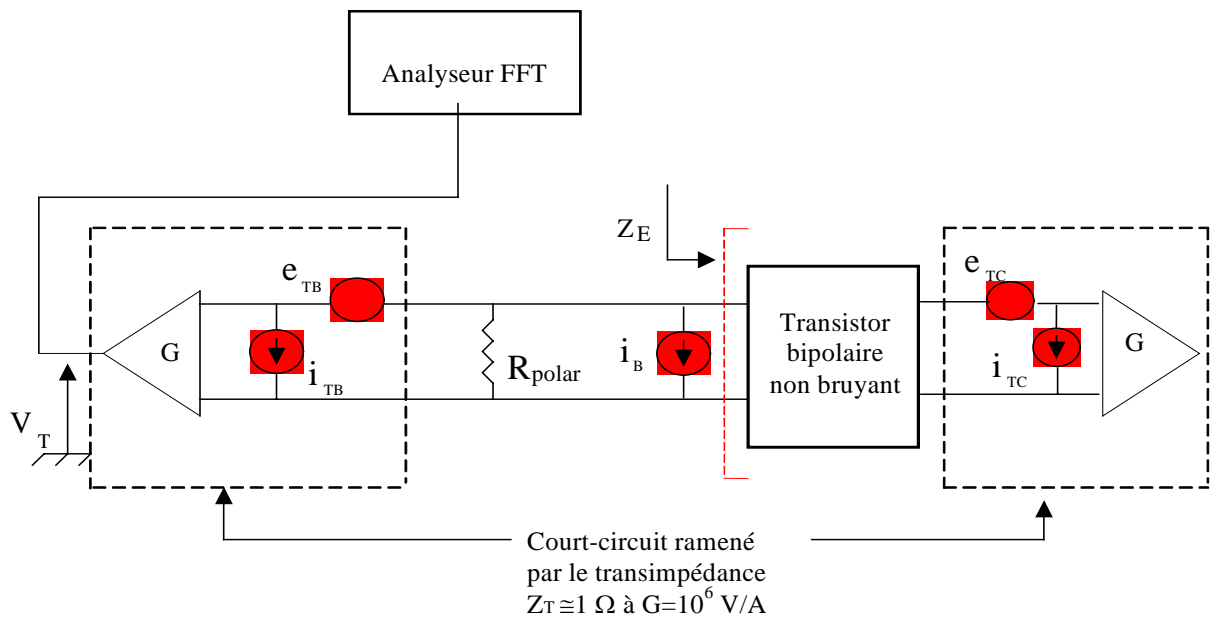


Figure II.10 : Schéma équivalent petits signaux du banc de mesure de bruit BF pour la détermination du courant de bruit côté base i_B

A un calibre de 10^6 V/A, la source de bruit en courant i_{TB} du transimpédance côté base a une densité spectrale de bruit $\overline{i_{TB}^2} = 2 \times 10^{-24} \text{ A}^2 / \text{Hz}$. Elle est souvent négligeable devant les quantités de bruit à mesurer.

Du fait d'une source de bruit en tension du transimpédance côté base élevée ($\overline{e_{TB}^2} = 10^{-17} \text{ V}^2 / \text{Hz}$), le terme $\frac{\overline{e_{TB}^2}}{Z_E^2}$ a une forte contribution, surtout pour des impédances d'entrée

du transistor faibles (pour des forts courants de polarisation I_{B0}). Ces deux quantités de bruit, principalement celle associée à la source de bruit en tension, doivent être soustraites à la densité spectrale de bruit $\overline{V_T^2}$ visualisée à l'analyseur de spectre.

D'autres convertisseurs courant/tension ont été testés principalement au niveau de leurs performances en bruit (sources de bruit e_{TB} , i_{TB}) : le *Stanford Research System SRS570* et le *Keithley 428*. Mais aucun de ces deux appareils ne possède les avantages du *EG&G 5182*.

6.1.2 Mesure de la source de bruit S_{iC}

La figure II.11 présente le schéma équivalent du banc de mesure de la source de bruit S_{iC} .

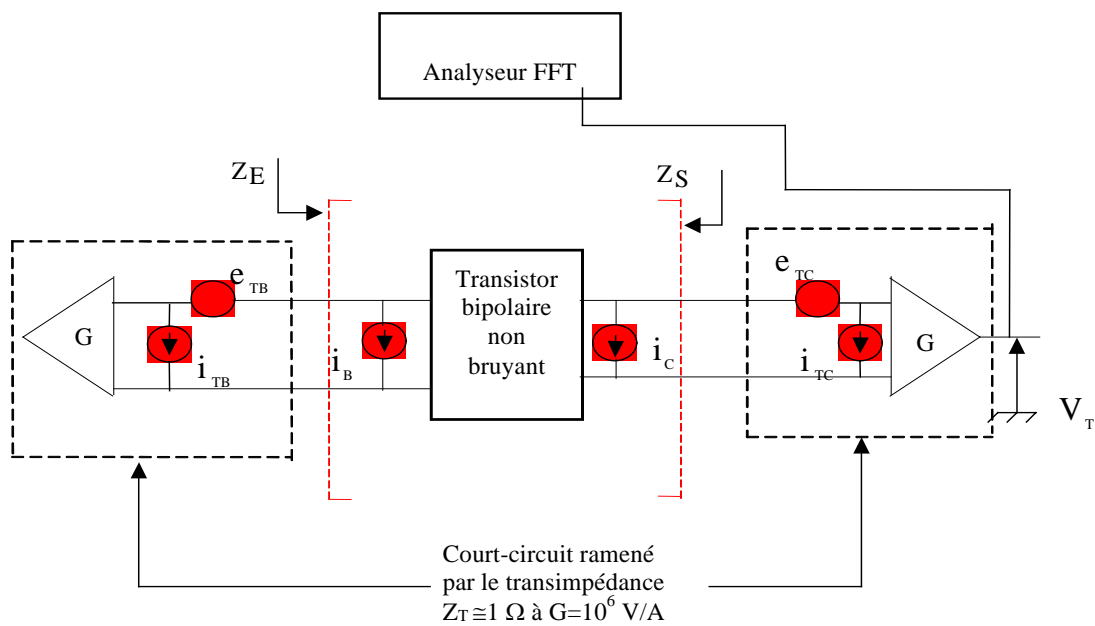


Figure II.11 : Schéma équivalent petits signaux du banc de mesure de bruit BF pour la détermination du courant de bruit côté collecteur i_c

La figure II.11 montre les sources de bruit en excès potentiellement gênantes pour la mesure de bruit en courant au collecteur. Les sources de bruit associées au transimpédance côté collecteur introduisent un plancher de bruit sur la mesure au collecteur, mais dont la valeur est très faible par rapport au niveau de bruit propre du transistor S_{iC} .

En revanche, les sources de bruit associées au transimpédance côté base, et principalement sa source de bruit en tension, sont amplifiées par le transistor, et génèrent un courant de bruit en excès sur le collecteur qui peut fausser la mesure de S_{iC} .

Pour mettre en évidence cette contribution de bruit en excès, deux mesures doivent être effectuées (figure II.13) : tout d'abord avec le transimpédance côté base connecté et ensuite en remplaçant ce transimpédance sur la base du transistor par un court-circuit. Cette dernière mesure constitue la « vraie » mesure de la source S_{iC} (figure II.12).

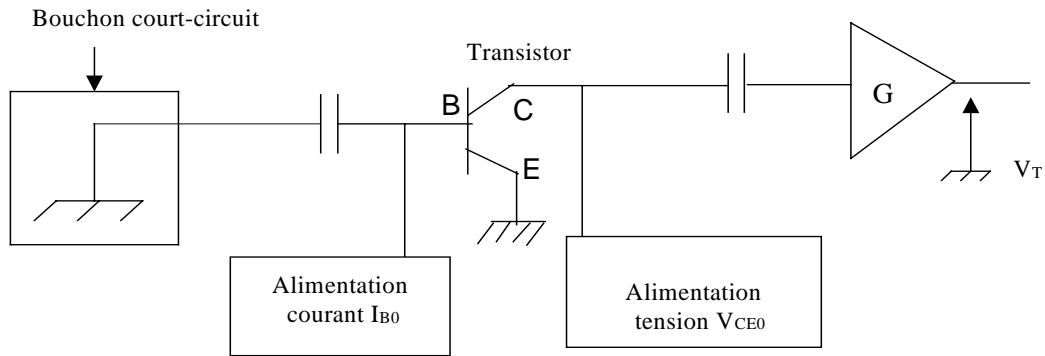


Figure II.12 : Mesure de référence au collecteur du transistor étudié

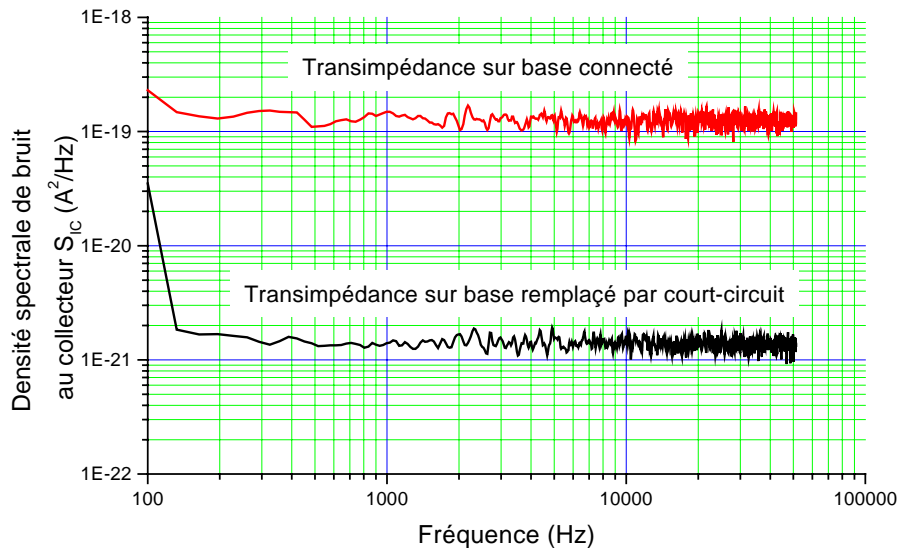


Figure II.13 : Mesures de densités spectrales de bruit en courant au collecteur sur des TBH SiGe au même point de polarisation

On observe une différence importante du niveau de bruit entre ces deux mesures (quasiment deux décades). Pourtant, les impédances ramenées à l'entrée du composant sont quasiment identiques.

Par conséquent, ces deux courbes mettent en évidence que le transimpédance côté base introduit au niveau du collecteur une quantité de bruit en courant supplémentaire i_{SUP} et indésirable. Elle est directement liée aux propriétés en bruit de l'amplificateur transimpédance, et est quantifiable à partir du schéma équivalent petit signal du transistor et des relations entre les tensions-courants entrée-sortie qui en découlent :

$$\overline{i_{SUP}^2} = \beta^2 \times \left(\frac{e_{TB}^2}{Z_E^2} \right) \quad (II.12)$$

Une application numérique rapide montre que cette quantité de bruit en excès est loin d'être négligeable vis-à-vis de notre grandeur de bruit à mesurer S_{i_C} . D'ailleurs, plus le courant de polarisation de base augmente, plus l'impédance d'entrée de notre composant diminue, et donc cette contribution de bruit supplémentaire s'intensifie.

$\overline{e_{TB}^2} = 10^{-17} \text{ V}^2/\text{Hz}$, $\beta=100$, $Z_E=1200 \text{ } \Omega$, on trouve $\overline{i_{SUP}^2} = 6.5 \times 10^{-20} \text{ A}^2/\text{Hz}$ alors que $S_{i_C} = 10^{-21} \text{ A}^2/\text{Hz}$ dans ces conditions de polarisation.

Ecrivons le bilan en bruit pour la mesure au collecteur, en vue de bien répertorier toutes les contributions de bruit en présence et voir dans quelles proportions elles sont susceptibles de fausser la mesure.

A la sortie du transimpédance :

$$\overline{V_T^2} = G \times \left(\overline{i_{TC}^2} + \overline{i_C^2} + \frac{\overline{e_{TC}^2}}{Z_S^2} + \frac{2 \times \Re(e_{TC} \cdot i_{TC}^*)}{Z_S} + \beta^2 \left[\left(\frac{Z_T^2}{(Z_T + Z_E)^2} \right) \times \left(\overline{i_{TB}^2} + \overline{i_B^2} + \frac{\overline{e_{TB}^2}}{Z_T^2} + \frac{2 \times \Re(e_{TB} \cdot i_{TB}^*)}{Z_T} \right) \right] \right) \quad (\text{II.13})$$

Z_S représente l'impédance de sortie du transistor, Z_T représente l'impédance d'entrée du transimpédance côté base.

Compte tenu des différentes valeurs d'impédances et des sources de bruit mises en jeu, ce bilan de bruit au collecteur peut se simplifier comme suit :

$$\overline{V_T^2} = G \times \left(\overline{i_C^2} + \beta^2 \times \frac{\overline{e_{TB}^2}}{Z_E^2} \right) \quad (\text{II.14})$$

Ceci montre qu'il est impossible de réaliser la mesure de la source de bruit i_C , ainsi que la mesure de la corrélation entre les deux sources i_B et i_C , qui est surestimée par ce courant de bruit en excès lorsque le transimpédance côté base est connecté.

La suite du travail de mise au point du banc consiste donc à effectuer une isolation de cette tension de bruit du transimpédance côté base vis-à-vis du transistor sous test. Le paragraphe suivant propose un dispositif visant à immuniser la mesure au collecteur de ce courant de bruit en excès.

6.2 Insertion d'un amplificateur tampon

Cet étage tampon doit se placer entre le transimpédance côté base et le transistor étudié pour isoler la source de tension de bruit e_T .

Introduire un dispositif électronique dans une chaîne de mesure de bruit BF n'est pas évident, il doit respecter des conditions drastiques :

- ✓ En terme d'impédance d'entrée : elle doit être très faible pour assurer un court-circuit sur la base du transistor.
- ✓ En terme de gain en courant : on ne veut aucune atténuation de « l'information bruit » à mesurer, il faut donc un gain direct en courant unitaire et un gain inverse très faible pour une bonne isolation sortie-entrée du dispositif.
- ✓ En terme de bruit « ramené » : il doit être le plus faible possible, ou du moins négligeable devant le bruit à mesurer.

6.2.1 Mise au point de l'étage tampon

Le dispositif choisi pour répondre à toutes ces exigences est un montage amplificateur utilisant un transistor bipolaire, MAT02 n-p-n de chez Analog Devices, monté en configuration base commune [16]. La figure II.14 présente ce montage amplificateur.

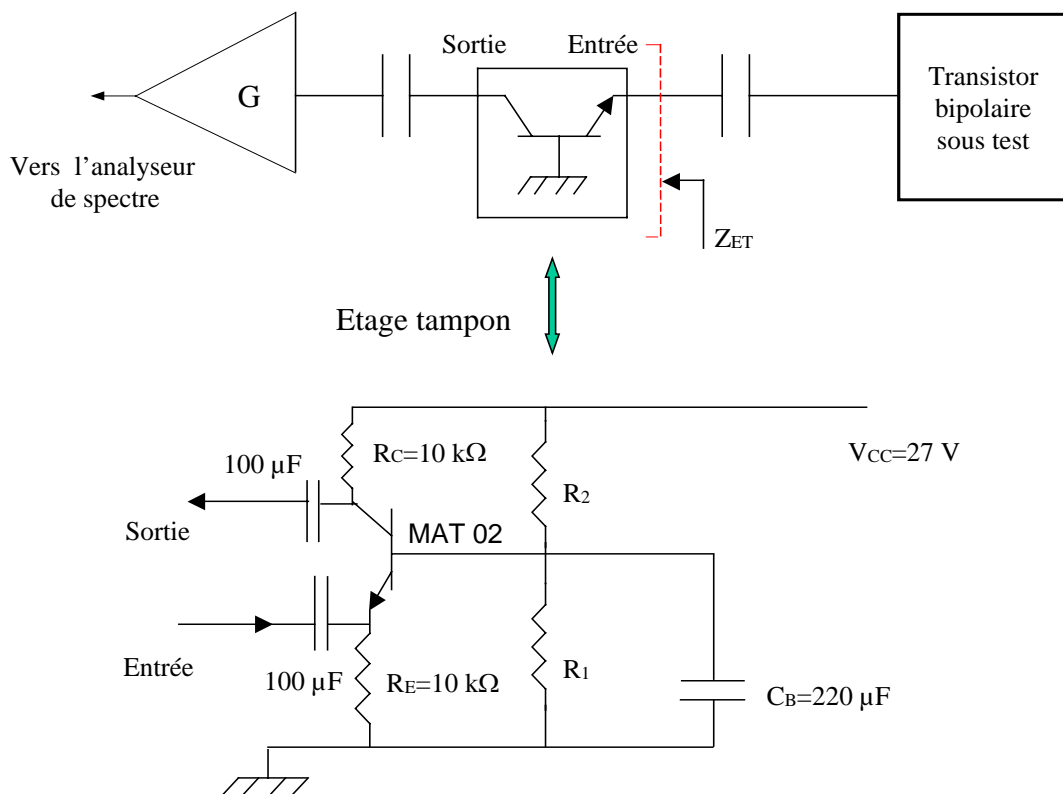


Figure II.14 : Circuit amplificateur tampon en configuration base commune

Ce circuit assure en théorie un gain en courant proche de l'unité ainsi qu'un gain inverse très faible (les valeurs de ces gains sont données dans la suite du travail).

L'impédance d'entrée Z_E de cet étage tampon s'exprime de la façon suivante : $Z_E = \frac{U_T}{I_{E0}}$

où $U_T = kT/q = 25 \text{ mV}$ à $T=300 \text{ K}$ (potentiel thermodynamique) et I_{E0} est le courant de polarisation sur l'émetteur.

Une impédance d'entrée faible est donc obtenue en optant pour un courant I_{E0} fort. Mais un courant de polarisation fort entraîne une augmentation du niveau de bruit en courant du dispositif (cf. les données constructeurs en annexe). Ceci révèle un compromis important entre le fait d'obtenir l'impédance d'entrée petit signal de l'étage tampon la plus faible possible pour assurer la condition de court-circuit sur la base, et le fait de dégrader le moins possible le plancher de bruit de notre banc. En effet, la source de bruit en courant de sortie associée à l'étage tampon S_{ICET} se retrouve directement à l'entrée du transimpédance côté base (figure II.15).

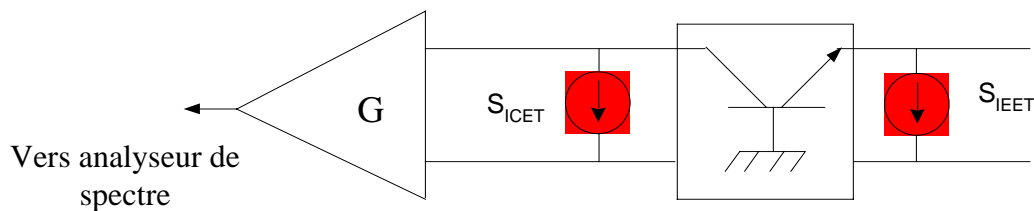


Figure II.15 : Représentation des sources de bruit en courant de l'étage tampon

Dans les années 60, les travaux de Becker et de Chenette [17, 18] entre autres, ont montré que les sources de bruit en courant en entrée et en sortie des transistors bipolaires classiques montés en configuration base commune étaient fortement corrélées. Quand un tel transistor ne présente que du bruit de grenaille, le niveau de bruit en courant sur le collecteur est extrêmement réduit car la source de bruit en courant de grenaille $2qI_{C0}$ interfère de façon destructive avec la source de bruit en courant d'émetteur $2qI_{E0}$. Chenette a montré que cette source de bruit en courant au collecteur s'écrit :

$$S_{ICET} = 2qI_{eq} \quad \text{avec} \quad I_{eq} = I_{E0} \times \beta(1 - \beta) \quad (\text{II.15})$$

où β représente le gain en courant continu. Il est proche de l'unité dans un montage base commune.

Ainsi, cette source de bruit en courant de sortie de l'étage tampon est faible vis-à-vis de notre quantité de bruit à mesurer S_{IB} du transistor sous test. Cependant, des sources de bruit en excès peuvent être présentes dans le transistor (bruits de génération-recombinaison). Dans ce cas, ce phénomène d'interférence destructive en terme de bruit entre l'entrée et la sortie du transistor n'est plus assuré. L'amplitude de ces sources de bruit en excès augmente avec le courant de polarisation. Ceci nous ramène au compromis initial sur le choix de notre courant de polarisation.

Des tests ont été entrepris pour optimiser ce courant de polarisation d'émetteur, et par la même occasion valider notre étage tampon. Le meilleur choix pour le courant de polarisation de l'étage tampon est $I_{E0}=1 \text{ mA}$.

Nous avons cherché tout d'abord à mesurer le bruit en courant d'un dispositif semi-conducteur le plus « simple » : la diode. Celle-ci a donc été placée à l'entrée de l'amplificateur tampon, à la place du transistor sous test (figure II.16). L'objectif de ce test est de montrer que la mesure d'une quantité de bruit connue, $2qI_D$, est possible avec notre système formé par l'étage tampon et le transimpédance.

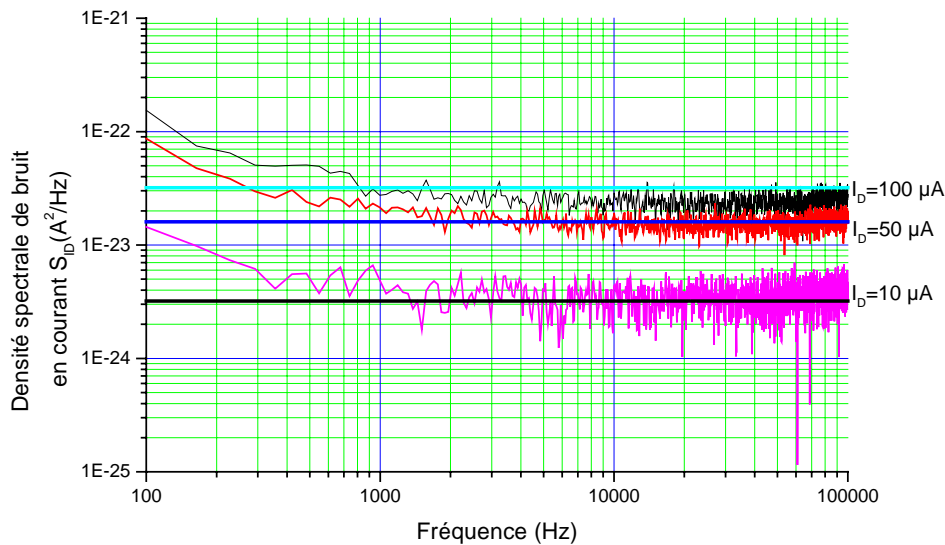


Figure II.16 : Densités spectrales de bruit en courant d'une diode mesurées avec l'étage tampon+ le transimpédance

La figure II.16 représente la mesure de trois spectres de bruit en courant d'une diode correspondant à trois courants de polarisation différents, $I_D=10 \mu\text{A}$, $I_D=50 \mu\text{A}$, $I_D=100 \mu\text{A}$.

Nous pouvons constater que la quantité de bruit en courant de la diode, $2qI_D$, est correctement mesurée dans une certaine plage de courant de polarisation.

Pour $I_D=100\mu\text{A}$, l'étage tampon ne conduit pas le courant de bruit de la diode dans sa totalité. A ces forts courants de polarisation, la diode présente à l'entrée de l'étage tampon une impédance d'entrée faible (du même ordre de grandeur que la résistance dynamique de la diode r_π qui est inversement proportionnelle au courant de polarisation I_D). Pour pouvoir mesurer n'importe quel courant de bruit présenté à l'entrée de l'étage tampon, il faut que ce dernier ait une impédance d'entrée négligeable devant l'impédance présentée par le dispositif à mesurer. Sinon l'étage tampon ne va conduire qu'une fraction de ce courant de bruit. Mathématiquement, cette fraction de courant s'exprime par la relation du pont diviseur de courant :

$$i_{ET} = \frac{Z_{Diode}}{Z_{Diode} + Z_{ET}} \times i_{Diode} \quad (\text{II.16})$$

où i_{Diode} représente le courant de bruit de la diode et i_{ET} représente le courant de bruit de la diode conduit par l'étage tampon.

Ainsi, nous avons mesuré l'impédance d'entrée petit signal de l'étage tampon grâce à la technique classique de la demi-déviante (figure II.17).

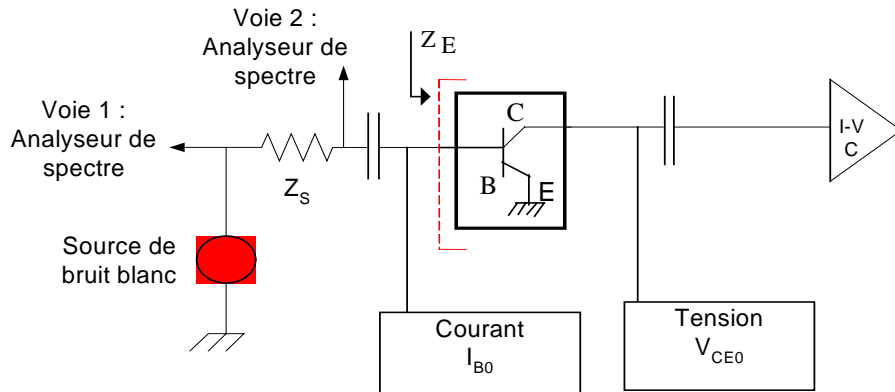


Figure II.17 : Banc de mesure d'impédance d'entrée Z_E des transistors bipolaires

Le bruit blanc est injecté par l'analyseur de spectre. On agit sur le potentiomètre représenté par l'impédance de source Z_s , et dès que le signal observé sur la voie 2 a une amplitude deux fois plus petite que celle du signal de la source, la valeur de l'impédance du potentiomètre mesurée au multimètre est l'impédance d'entrée petit signal du transistor, collecteur court-circuité par le transimpédance.

Une remarque importante est que cette mesure doit être effectuée à chaque changement de point de polarisation du transistor.

Une impédance d'entrée de notre étage tampon de $Z_{ET}=30 \Omega$ est ainsi mesurée. Or, à $I_D=100\mu A$, l'impédance présentée par la diode est d'environ 270Ω . L'écart observé sur la figure II.17 entre le niveau de bruit théorique et expérimental s'explique donc logiquement avec la relation II.16.

Nous avons effectué plusieurs mesures de bruit de résistances : $4kT/R$ (figure II.18), ce qui permet également de vérifier les observations faites avec la diode.

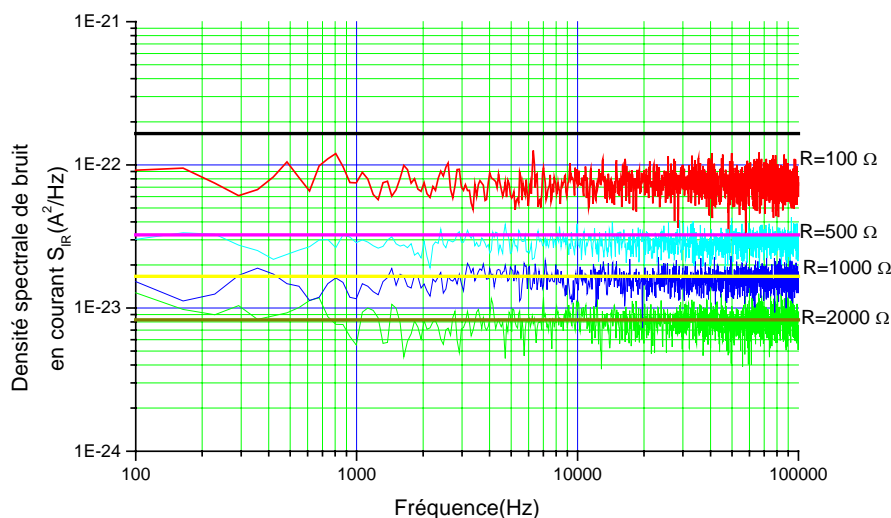


Figure II.18 : Densités spectrales de bruit en courant de plusieurs résistances placées à l'entrée de l'étage tampon + le transimpédance

Les résultats présentés sur la figure II.18 indiquent clairement que pour des résistances de valeurs inférieures à 500Ω , l'étage tampon ne conduit pas correctement le bruit en courant de ces résistances, une partie du signal bruit est perdu.

Ensuite, nous avons cherché à examiner le bruit en courant ramené par l'étage tampon lui-même. Cette source de bruit doit être la plus faible possible pour assurer une bonne sensibilité du banc.

La figure II.19 présente les valeurs de ces quantités de bruit en courant propres à l'étage tampon+ transimpédance et au transimpédance seul. Elles représentent les planchers de bruit du banc de mesure dans deux configurations : avec et sans étage tampon.

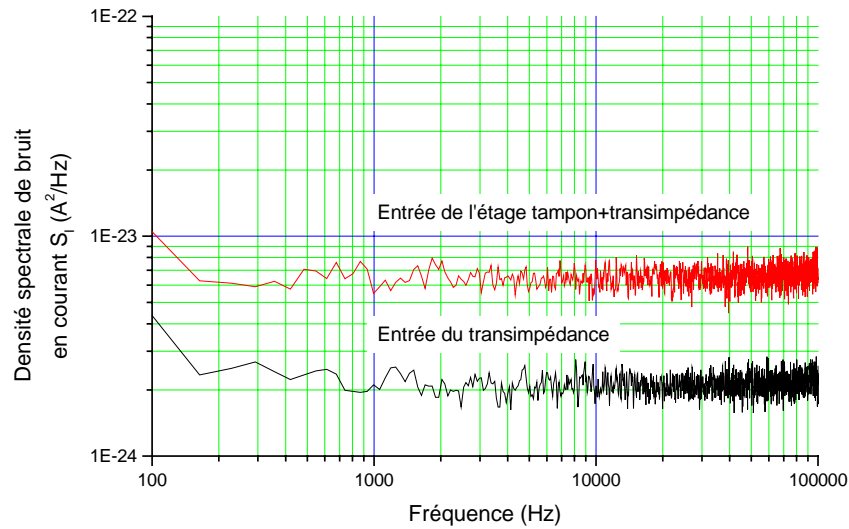


Figure II.19 : Densités spectrales de bruit en courant mesurées avec un circuit ouvert à l'entrée du transimpédance et de l'étage tampon+transimpédance

Le plancher de bruit de la mesure est légèrement dégradé à cause de la présence de l'amplificateur tampon (un écart d'environ 4×10^{-24} A²/Hz est observé). Néanmoins, ce dernier peut détecter la même quantité de bruit que le transimpédance à précision égale. Une quantité de bruit en courant pour la diode à un courant de $I_D = 10 \mu\text{A}$ constitue la sensibilité limite du banc, étage tampon connecté ou non.

Les trois figures précédentes mettent en évidence que l'étage tampon ne dégrade pas la bande passante 100 Hz-100 kHz nécessaire aux mesures. Ceci est assuré par une impédance d'entrée de l'amplificateur tampon indépendante de la fréquence dans cette bande d'étude.

Enfin, l'étape la plus importante dans la validation de l'étage tampon est de vérifier l'isolation réalisée par ce dispositif entre la source de bruit en tension du transimpédance et le transistor à étudier.

Pour ce faire, nous avons effectué trois mesures de bruit au collecteur d'un transistor de test :

- une avec l'étage tampon associé avec le transimpédance côté base,
- une mesure de référence en plaçant uniquement un court-circuit sur la base ; l'étage tampon et le transimpédance sont retirés (figure II.12)
- une avec le transimpédance côté base seul.

Les résultats de ces trois mesures sont reportés sur la figure 20 ci-dessous :

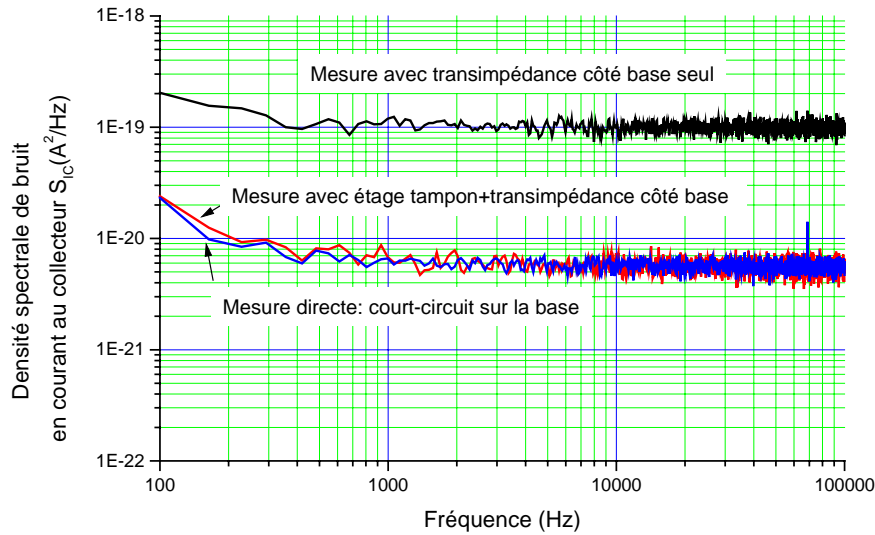


Figure II.20 : Mesures de densités spectrales de bruit en courant au collecteur réalisées dans trois configurations différentes : mesure directe, mesure avec transimpédance côté base seul, mesure avec étage tampon+transimpédance côté base sur un transistor bipolaire de test au point de polarisation :

$$I_B = 40 \mu A \text{ et } V_{CE} = 2V$$

Nous pouvons noter que l'étage tampon annule la source de bruit excédentaire mesurée au collecteur due à la source de bruit en tension du transimpédance e_T . Une mesure correcte de la quantité de bruit S_{IC} propre au transistor sous test est ainsi obtenue.

La capacité de l'étage tampon à isoler la source de bruit en tension de l'I-V côté base peut également être vérifiée en mesurant ses performances en gain en courant et tension direct et inverse.

Ces mesures donnent :

- un gain en courant direct petit signal unitaire
- un gain en courant inverse petit signal très faible : $\beta_R \approx 0.08$
- un gain en tension inverse petit signal très faible : $G_R \approx 3 \times 10^{-4}$

Ainsi, aucun courant de bruit ou tension de bruit prenant naissance à l'entrée du transimpédance côté base ne peut être « transféré » par l'étage tampon au niveau de la base du transistor sous test.

La caractérisation du niveau de bruit en tension ramené à l'entrée de l'étage tampon est indispensable pour déterminer le comportement en bruit de ce dispositif, le courant de bruit ramené à son entrée étant extrait à partir des résultats donnés sur la figure II.19 : $\overline{i_{ET}^2} = 4 \times 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz}$ (différence entre les deux niveaux de bruit des deux tracés de la figure II.20).

La source de bruit en tension de l'étage tampon e_{ET} peut être mesurée par la technique des impédances multiples (paragraphe 4.2.1). Le résultat obtenu est d'environ $\overline{e_{ET}^2} \approx 5.8 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$ (figure II.21 : courbes montrant la densité spectrale de bruit en tension à l'entrée de l'étage tampon avec et sans transimpédance côté base). Cette valeur est en accord avec les données constructeurs (à $I_{C0}=1 \text{ mA}$, $\overline{e_{ET}^2} = 5.5 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$). Ainsi, le niveau de bruit en tension en entrée de l'étage tampon est nettement amélioré par rapport à celui à l'entrée du transimpédance (de l'ordre de 12 dB).

De plus, la superposition des densités spectrales de bruit en tension à l'entrée de l'étage tampon avec et sans transimpédance (figure II.21) montre une nouvelle fois que le transimpédance côté base ne modifie pas la valeur de cette source de bruit en tension de l'étage tampon.

L'isolation en terme de bruit entre l'I-V et le transistor sous test est donc tout à fait satisfaisante.

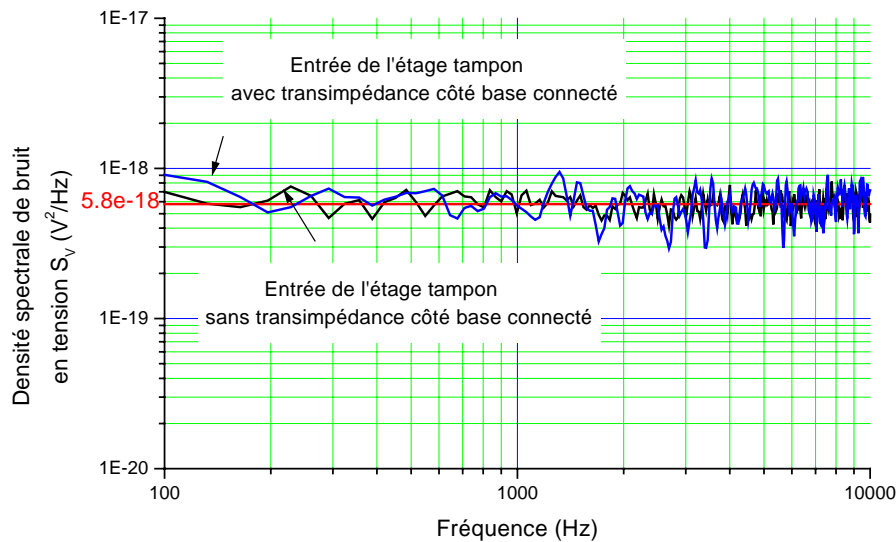


Figure II.21 : Densité spectrale de bruit en tension de l'étage tampon dans nos conditions de polarisation ($I_{C0}=1 \text{ mA}$) avec et sans transimpédance côté base

6.2.2 Précautions à prendre lors du montage de l'étage tampon

L'amplificateur tampon doit être conçu en prenant garde aux bruits ramenés par ce dispositif. Ils sont de deux types :

- ✓ le bruit de chaque élément du circuit (résistances, transistor MAT02...)
- ✓ le bruit lié aux rayonnements électromagnétiques parasites.

Au niveau du bruit propre de chaque élément de l'étage tampon, le choix de la résistance R_C est très important, car celle-ci se trouve directement à l'entrée du transimpédance côté base. Sa valeur

doit être la plus élevée possible (10 k Ω). Elle n'introduit alors qu'un très faible bruit thermique, et elle diminue fortement la source de bruit excédentaire $\frac{e_{TB}^2}{R_C^2}$ à l'entrée du transimpédance côté base.

Le choix de la résistance d'émetteur R_E est moins primordial en terme de bruit ramené au niveau de la mesure sur la base. Cependant, une valeur importante de R_E empêche une perte de signal bruit du transistor sous test S_{IB} .

Ces résistances sont bobinées pour limiter leur bruit en $1/f$.

Les résistances du pont de base (R_1 et R_2) n'introduisent aucun bruit dans la chaîne de mesure puisqu'elles sont court-circuitées par la capacité chimique de découplage de la base C_B de forte valeur.

Il reste le bruit propre du MAT02 sur lequel nous avons déjà discuté dans le paragraphe précédent.

Enfin, il faut attacher une attention toute particulière au blindage de ce dispositif. Nous avons cherché à limiter au maximum les extrémités non blindées des fils afin d'éviter les effets d'antenne. Ces fils de connexion entre les différents éléments du circuit et les pattes de ces composants sont les plus courts possibles.

De plus, cet étage tampon est encapsulé dans un boîtier métallique pour se protéger au mieux des rayonnements électromagnétiques. Le MAT02 est lui aussi enfermé dans une carcasse métallique qui doit être connectée à un potentiel fixe (celui du boîtier métallique encapsulant l'étage tampon) pour ne pas se comporter en antenne.

Toutes ces précautions permettent de limiter l'augmentation du plancher de bruit de notre mesure sur la base du transistor. Aucun pic de bruit parasite sur toute la bande d'analyse du bruit basse fréquence n'a été observé.

6.2.3 Limites de l'étage tampon

Les limites de ce dispositif apparaissent principalement lors de mesures au collecteur sur des transistors possédant des niveaux de bruit très faibles et des gains en courant élevés.

Sur la figure II.22, nous avons reporté les deux mesures au collecteur suivantes :

- une utilisant l'étage tampon
- la mesure de référence, c'est-à-dire avec un bouchon court-circuit sur la base.

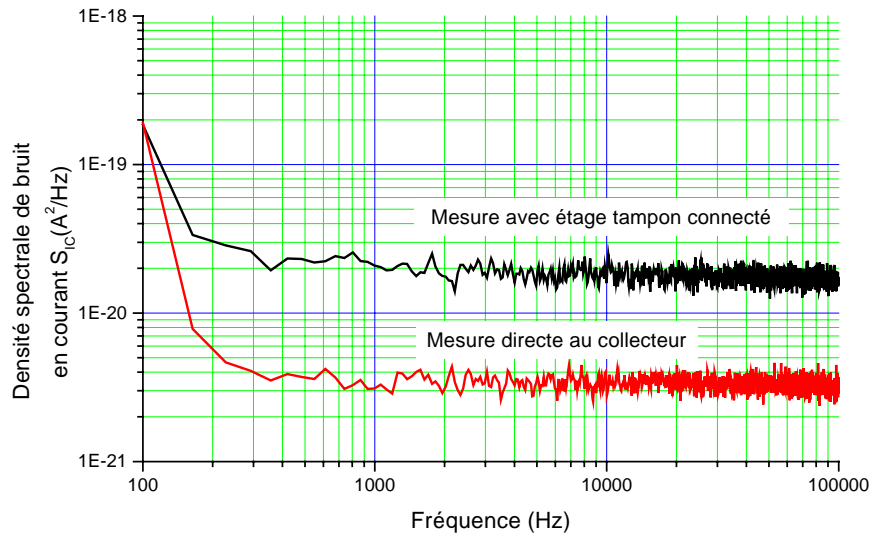


Figure II.22 : Mesures de densités spectrales de bruit en courant S_{i_C} sur un transistor bipolaire SiGe pour une même polarisation ($I_B=40 \mu A$, $V_{CE}=1 V$)

Un écart important est constaté entre ces deux mesures (de l'ordre d'une décade). Ceci met en évidence que l'étage tampon associé au transimpédance côté base introduit une ou plusieurs quantités de bruit supplémentaires sur une mesure au collecteur du transistor.

Le MAT02 possède des performances en bruit excellentes, il ramène néanmoins sur son entrée la source de bruit équivalente en tension e_{ET} mesurée précédemment. De plus, le transistor sous test se comporte comme un amplificateur dont les performances varient avec sa polarisation et avec les conditions de fermeture à ses accès. Cette source de bruit en tension va donc tout naturellement induire un courant de bruit en excès au niveau du collecteur du transistor i_{ET} de la même manière que celle associée au transimpédance côté base (relation II.12).

L'impédance d'entrée Z_{ET} du système formé par l'étage tampon et l'I-V côté base est d'environ 30Ω , ce qui ne met pas le transistor sous test dans des conditions de court-circuit sur sa base. D'où la présence d'un courant de bruit en excès au collecteur i_{IB} engendré par une partie de la source de bruit en courant i_B du transistor sous test.

Ainsi, les résultats présentés par la figure II.22 sont justifiés en écrivant le bilan de bruit en courant au collecteur qui s'exprime comme suit :

$$\overline{V_T^2} = G \times \left(\overline{i_C^2} + \overline{i_{ET}^2} + \overline{i_{IB}^2} \right) \quad (\text{II.17})$$

avec

$$\overline{i_{ET}^2} = \beta^2 \times \frac{\overline{e_{ET}^2}}{Z_E^2} \quad (\text{II.18})$$

$$\overline{i_{IB}^2} = \beta^2 \cdot \left(\frac{Z_{ET}^2}{(Z_{ET} + Z_E)^2} \right) \times \overline{i_B^2} \quad (\text{II.19})$$

Pour une meilleure précision dans les calculs de ces courants de bruit en excès, il faut utiliser les impédances d'entrée du transistor sous test mesurées expérimentalement (qui dépendent du courant de polarisation de la base).

Les sources de bruit en excès risquent alors de fausser la mesure de S_{IC} lorsque :

- le gain en courant β des dispositifs sous test est élevé. Les transistors testés dans ce travail ont un gain en courant d'environ 105. Les nouvelles technologies de transistors bipolaires visent un gain en courant de plus en plus élevé.
- le courant de polarisation I_B augmente, l'impédance d'entrée du transistor Z_E diminue. Les contributions des courants en excès i_{ET} et i_{IB} augmentent principalement celle associée à la source de bruit en tension de l'étage tampon.

Une application numérique montre que ces niveaux de bruit en excès sont loin d'être négligeables devant les niveaux de bruit mesurés sur nos transistors :

$Z_E = 350 \Omega$, $Z_{ET} = 30 \Omega$, correspondant à un niveau de bruit en courant mesuré à une fréquence de 50 kHz de $\overline{i_C^2} = 1.5 \times 10^{-20} \text{ A}^2/\text{Hz}$.

Les deux courants de bruit supplémentaires sont égaux à :

$$\overline{i_{ET}^2} = 3.6 \times 10^{-20} \text{ A}^2/\text{Hz} \quad \text{et} \quad \overline{i_{IB}^2} = 1.6 \times 10^{-20} \text{ A}^2/\text{Hz}$$

Ce calcul indique que la mesure de la source de bruit en courant au collecteur du transistor sous test S_{IC} et la mesure de corrélation entre les deux sources de bruit S_{IB} , S_{IC} sont impossibles dans ces conditions pour de tels composants : c'est-à-dire à fort gain et très bas bruit.

Afin de pallier aux limites de notre étage tampon, nous avons essayé de trouver des transistors possédant des niveaux de bruit meilleurs que ceux du MAT02, et ainsi diminuer la source de bruit en tension à l'entrée de l'étage tampon, ainsi que peut-être son impédance d'entrée, en choisissant un courant de polarisation plus élevé. Le fabricant NEC propose une série de transistors aux niveaux de bruit meilleurs que le MAT02, en particulier au niveau de la source de bruit en tension e_{ET} (environ une décade de moins sur la densité spectrale de puissance de cette source). Malheureusement, le gain en courant de ces transistors est faible. Pour avoir une impédance d'entrée du dispositif inférieure ou

égale à nos 30Ω , il faut un courant de polarisation plus élevé que celui utilisé pour le MAT02, d'où une dégradation des niveaux de bruit de l'étage tampon.

Ce composant est finalement inutilisable pour notre application.

Ainsi, les limites de l'étage tampon n'ont pu être repoussées. Il faut donc utiliser un dispositif capable de :

- ✓ diminuer l'impédance d'entrée petit signal du système transimpédance et étage tampon placé sur la base du transistor ;
- ✓ isoler la source de bruit en tension associé à l'étage tampon vis-à-vis du transistor sous test ;
- ✓ injecter le moins possible de bruit propre dans la chaîne de mesure.

6.3 Utilisation d'un transformateur

La solution retenue pour s'affranchir des problèmes décrits dans le paragraphe précédent est l'insertion d'un transformateur d'isolement [19]. Ce dernier vient se connecter entre l'étage tampon et le transistor sous test (figure II.23).

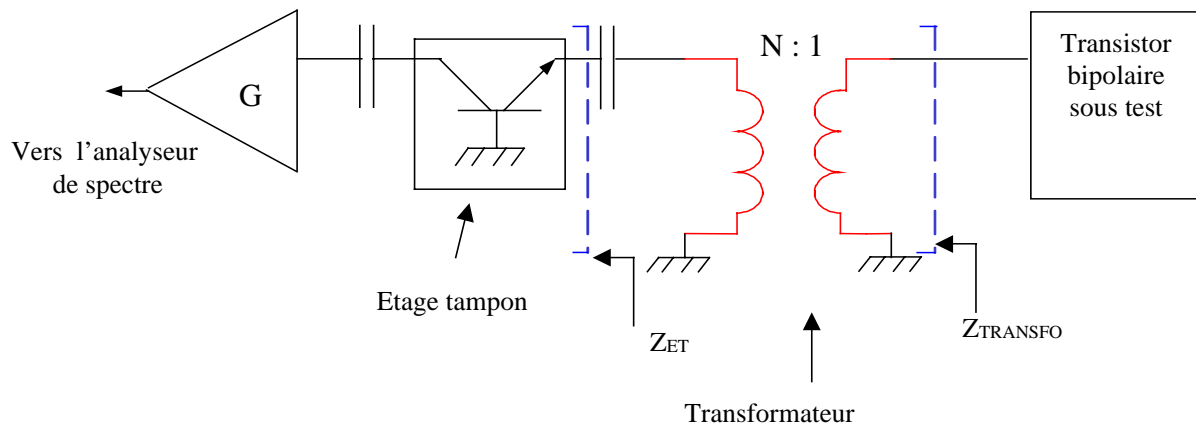


Figure II.23 : Positionnement du transformateur dans la chaîne de mesure

6.3.1 Avantages de l'utilisation du transformateur

Le transformateur joue un rôle d'abaisseur de l'impédance d'entrée de l'étage tampon :

$$Z_{\text{TRANSFO}} = \frac{Z_{\text{ET}}}{N^2} \quad (\text{II.20})$$

où N représente le nombre de spires au primaire du transformateur. Comme il n'y a qu'une spire au secondaire, N correspond également au rapport du nombre de spires primaire/secondaire.

Ceci est très intéressant pour notre application puisque ce transformateur va permettre de présenter sur la base du transistor une impédance faible, proche du court-circuit, grâce à un choix correct du rapport du nombre de spires N du transformateur.

On réduit ainsi fortement l'influence du courant de bruit en excès i_{IB} sur la mesure au collecteur (relation II.19).

Le transformateur joue également un rôle d'isolement de la source de bruit en tension associée à l'étage tampon e_{ET} vis-à-vis de l'entrée du transistor :

$$\overline{e^2} = \frac{\overline{e_{ET}^2}}{N^2} \quad (\text{II.21})$$

où $\overline{e^2}$ représente la densité spectrale de puissance de la source de bruit en tension associée à l'étage tampon ramenée à l'entrée du transistor sous test.

Le transformateur permet donc de réduire l'influence du courant de bruit en excès i_{ET} sur la mesure au collecteur en divisant la source de bruit en tension e_{ET} par le rapport du nombre de spires du transformateur.

Finalement, la présence du transformateur permet de présenter sur la base du transistor une impédance faible et d'obtenir une source de bruit en tension « parasite » réduite.

L'utilisation de ce type de transformateur pour la mesure de S_{IC} et de la corrélation S_{IBIC^*} apparaît donc intéressante. Il faut néanmoins que cet élément passif n'ajoute pas de nouvelles sources de bruit faussant nos mesures.

6.3.2 Choix du transformateur

Ce dernier doit s'intégrer parfaitement dans la chaîne de mesure. La principale limite pour notre application est le bruit apporté par ce dispositif.

Les sources de bruit d'un transformateur sont nombreuses, principalement en raison des enroulements de fils au primaire et au secondaire. Voici les deux plus importantes :

- Le bruit thermique des résistances d'enroulement (une au primaire et une au secondaire). La valeur de ces résistances, nommées « résistance DC » dans les données constructeurs, est directement liée à la longueur des enroulements. La résistance la plus pénalisante dans notre application est celle qui se situe directement en série sur la base du transistor sous test, puisque son bruit thermique en tension associé est amplifié par le transistor (relation II.18) et induit un courant de bruit en excès au collecteur. Le second bruit thermique associé à la résistance de l'autre enroulement se retrouve également à l'entrée du transistor, mais il est divisé par le carré du rapport du nombre de spires (relation II.21).

Finalement, ces deux résistances doivent être choisies les plus petites possibles.

- Le « bruit Barkhausen » : c'est le bruit magnétique causé par des modifications dans la magnétisation du matériau ferromagnétique constituant le transformateur lorsque celui-ci est soumis à un champ magnétique environnant variable [20].

Pour réduire fortement ce bruit, il faut blinder le transformateur en l'enfermant dans un boîtier en mumétal. Cette précaution est obligatoire, sinon les spectres de bruit mesurés sont entachés en grande partie de pics de bruit à la fréquence 50 Hz et ses harmoniques, mais aussi de pics engendrés par tous les champs magnétiques environnant le transformateur.

La bande passante du transformateur constitue également un critère de choix important. Elle doit couvrir la bande de nos mesures [100 Hz - 100 kHz].

Le choix du rapport du nombre de spires est moins important. Il doit être suffisant pour à la fois diminuer l'impédance présentée sur la base du transistor (relation II.20) et réduire la source de bruit en tension associée à l'étage tampon (relation II.21).

Ces critères nous ont fait opter pour l'utilisation de transformateurs audio hautes performances couramment utilisés en électronique générale. Ils sont fabriqués par OEP (Oxford Electrical Products) et distribués entre autres par Radiospares.

Leurs performances sont résumées ci-après :

- ✓ La bande passante s'étend de 30 Hz à 30 kHz.
- ✓ Le nombre de spires au primaire et secondaire est respectivement : 6.3+6.3 : 1+1. Ceci signifie qu'il y a deux enroulements au primaire comme au secondaire. Par association série ou parallèle de ces deux enroulements, plusieurs configurations en terme de nombre de spires, de résistances DC et d'impédances au primaire et au secondaire, sont possibles. Ici, on peut bénéficier de deux rapports de nombre de spires : 6.3 ou 12.6 (6.3×2).
- ✓ Les résistances DC ou d'enroulement au primaire et au secondaire sont respectivement : (10+10) Ω et (0.36+0.36) Ω . Au mieux, on peut bénéficier d'une résistance DC au primaire de 5 Ω (les deux enroulements au primaire en parallèle) et d'une résistance DC au secondaire de 0.18 Ω (les deux enroulements au secondaire en parallèle). Ces résistances, de très faibles valeurs, conviennent parfaitement à notre application en raison de leur très faible bruit thermique en tension.
- ✓ Les constructeurs prévoient un boîtier en mumétal qui encapsule complètement le transformateur.
- ✓ Ce transformateur comporte un écran magnétique entre les bobines au primaire et au secondaire. Cet écran est constitué d'une feuille métallique connectée au châssis. Il

permet de réduire les courants parasites conduits par les capacités parasites entre les deux enroulements.

6.3.3 Précautions à prendre au niveau du câblage du transformateur et du montage final du banc de mesure

6.3.3.a Câblage du transformateur

Le dispositif est correctement blindé au niveau des champs magnétiques environnants grâce au boîtier en mumétal. Néanmoins, il reste encore très sensible à l'environnement extérieur à cause de ses contacts (primaire et secondaire). Les fils amenés au primaire et au secondaire doivent être blindés et les plus courts possibles pour réduire au mieux les effets d'antenne. Une perturbation conduite aux bornes du transformateur « excite » ce dernier, entraînant une pollution des spectres de bruit mesurés. Ces spectres deviennent inexploitablement surtout aux basses fréquences, puisque le principal rayonnement parasite est lié au réseau EDF : le 50 Hz et ses harmoniques.

Le transformateur et ses fils de câblage sont placés dans un boîtier blindé qui va surtout assurer une protection contre les champs électriques parasites. L'étage tampon est lui-même disposé dans ce boîtier afin de réduire les longueurs de fils entre les deux dispositifs ; des tests ont montré que la compatibilité électromagnétique entre l'étage tampon et le transformateur était tout à fait satisfaisante.

La liaison entre le boîtier transformateur+étage tampon et le transistor sous test doit également être la plus courte possible. L'idéal est une liaison directe, sans utiliser de câble même bas bruit, puisque ce cordon se situe directement à l'entrée du transformateur et est donc susceptible de capter des perturbations par couplage capacitif ou inductif.

6.3.3.b Ecueils à éviter au niveau du montage final du banc de mesure

D'une manière générale, l'utilisation de câbles dans la chaîne de mesure doit être limitée au maximum, à cause de leur susceptibilité électromagnétique ainsi que de celle des autres parties du banc. En effet, utiliser des câbles dans un banc de mesure de bruit BF impose une grande rigueur dans leur positionnement. Il est conseillé de poser ces câbles sur un châssis métallique (plaque inférieure de la cage) servant de référence de potentiel, et de séparer les câbles d'entrée et de sortie pour éviter les couplages capacitifs. La reproductibilité des mesures est ainsi améliorée.

Il est également préférable d'éviter les « boucles de masse » (figure II.24) [21], dont voici un exemple : deux boîtiers connectés entre eux par un câble sont reliés à la cage par une liaison propre.

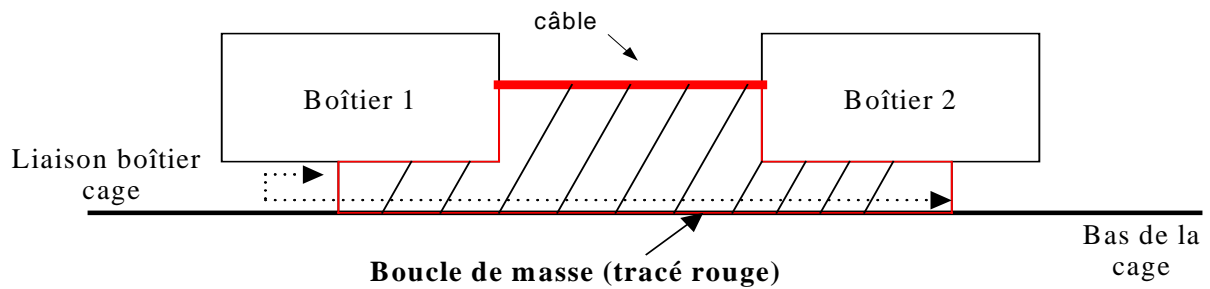


Figure II.24 : Problème de la boucle de masse (entoure la partie hachurée)

Ces boucles dégradent les mesures. En effet, un champ magnétique induit un courant sur une boucle, qui est d'autant plus grand que le périmètre de la boucle est grande. Un courant induit par un champ magnétique parasite va circuler dans la tresse du câble et peut donc polluer le « point chaud » (l'âme du câble coaxial où circule le signal utile) par couplage capacitif.

Ces boucles sont pénalisantes d'un point de vue électrique. Dans l'exemple de la figure II.24, le bas de la cage représente le potentiel de référence et distribue ce potentiel à l'ensemble des boîtiers par les liaisons filaires boîtier-cage. Le bas de la cage doit être équipotentiel, sous peine d'ajouter aux signaux utiles des chutes de tension dont il serait le siège. En réalité, un conducteur de masse n'a jamais une impédance nulle. Par conséquent, entre deux points distincts de ce conducteur de masse, il existe toujours une différence de potentiel de masse due à la circulation dans l'impédance de masse d'un courant de masse provenant des différents composants qui y sont connectés ou couplés (par exemple, le courant induit par un champ magnétique extérieur). Finalement, ces chutes de tension résultant de cette boucle de masse ajoutent des quantités de bruit à notre courant de bruit à mesurer.

Dans notre installation, ce problème de boucle de masse est contourné à l'aide d'une disposition des éléments du banc en étoile (figure II.25). Tous les boîtiers de notre banc sont reliés à un potentiel de masse en un point unique. Ce point unique est le boîtier du transistor sous test, et nous avons préféré isoler le bas de la cage pour éviter de ramener dans la chaîne de mesure des perturbations liées à l'environnement extérieur. Cette disposition en étoile est également respectée au niveau des composants internes des différents boîtiers : tous les points de masse des différents dispositifs (étage tampon, transformateur) sont reliés en un seul point, et un fil va de ce point à la carcasse du boîtier. Ces fils de masse comme tous les autres sont choisis les plus courts possibles.

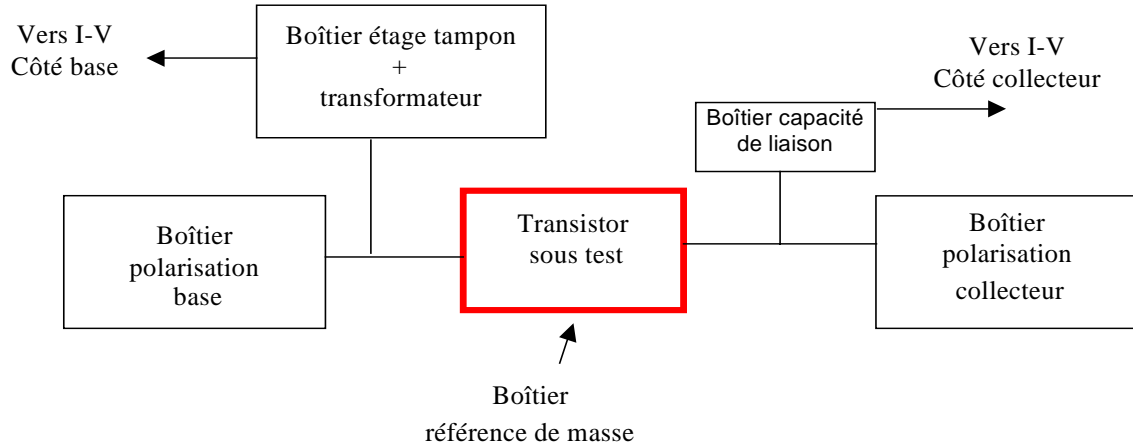


Figure II.25 : Disposition en étoile des éléments du banc

6.3.4 Validation du transformateur sur les mesures au collecteur

La validation du transformateur consiste à examiner si ce dernier remplit correctement les objectifs fixés :

- isoler les sources de bruit de l'étage tampon
- abaisser l'impédance d'entrée présentée à l'entrée du transistor sous test.

Pour ce faire, deux mesures au collecteur sont effectuées : la mesure de référence et une mesure « chaîne complète » (transimpédance côté base + étage tampon + transformateur).

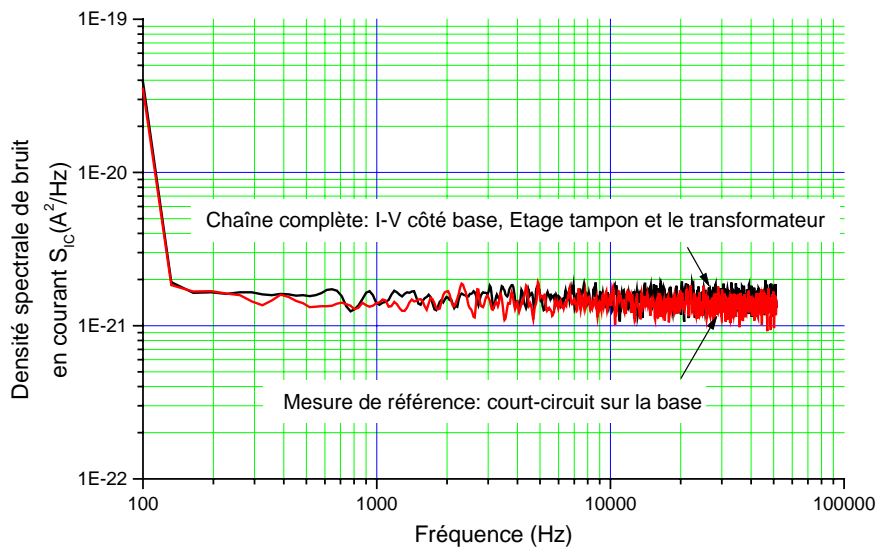


Figure II.26 : Mesures de densités spectrales de bruit en courant S_{IC} sur un transistor bipolaire SiGe pour une même polarisation

La figure II.26 montre un bon accord entre les deux mesures. Les deux sources de bruit excédentaires présentées dans le paragraphe 6.2.2 n'apparaissent plus sur la mesure « chaîne complète ». Le transformateur n'introduit quasiment aucune source de bruit propre. La mesure « chaîne complète » n'est polluée ni par un niveau de bruit supplémentaire ni par des pics discrets parasites. Le transformateur choisi semble donc convenir à notre application.

6.3.5 Problème de mesure lié à l'utilisation du transformateur

Le paragraphe précédent montre que l'utilisation du transformateur est indispensable pour une mesure correcte au collecteur. Cependant, il reste à vérifier que le transformateur ne fausse pas la mesure de la source de bruit sur la base S_{IB} .

Malheureusement, ce transformateur câblé dans la configuration de la figure II.23, provoque une division du courant de bruit i_B du transistor sous test par le rapport du nombre de spires :

$$\overline{i^2} = \frac{\overline{i_B^2}}{N^2} \quad (\text{II.22})$$

où $\overline{i^2}$ représente la densité spectrale de puissance de bruit en courant sur la base du transistor vue à l'entrée de l'étage tampon, indiquée sur la figure II.27.

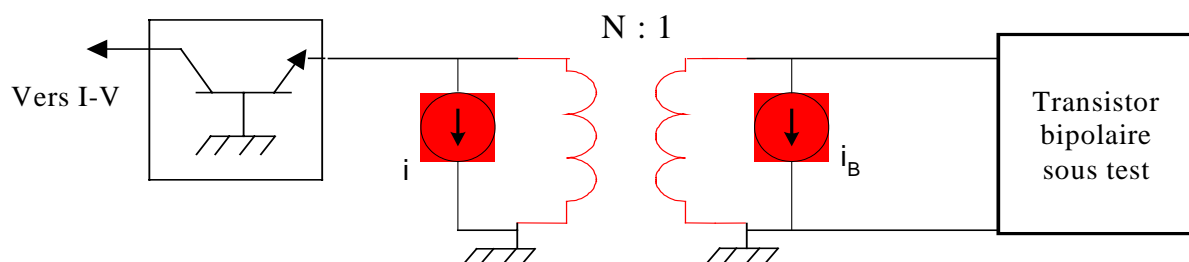


Figure II.27 : Représentation du bruit en courant i_B du transistor vu par l'étage tampon

Le transformateur atténue la source de bruit S_{IB} . Cette quantité de bruit ne peut donc pas être mesurée dans cette configuration, puisque ce courant de bruit i_B suite à la division par le rapport du nombre de spires, va la plupart du temps être inférieur au plancher de bruit de la manipulation.

Par conséquent, le transformateur doit être enlevé de la chaîne de mesure lorsqu'une mesure de S_{IB} est effectuée.

6.4 Banc de mesure final du bruit BF

Un objectif de base du banc était de réaliser des mesures de bruit BF directes, avec une seule configuration de mesure. Pourtant, les études précédentes montrent qu'une seule configuration de mesure des trois quantités de bruit en courant : S_{IB} , S_{IC} , S_{IBIC}^* est difficile à développer.

Nous allons expliquer les différentes configurations à mettre en œuvre pour réaliser ces trois mesures de bruit. La figure II.28 présente le banc de mesure final du bruit BF.

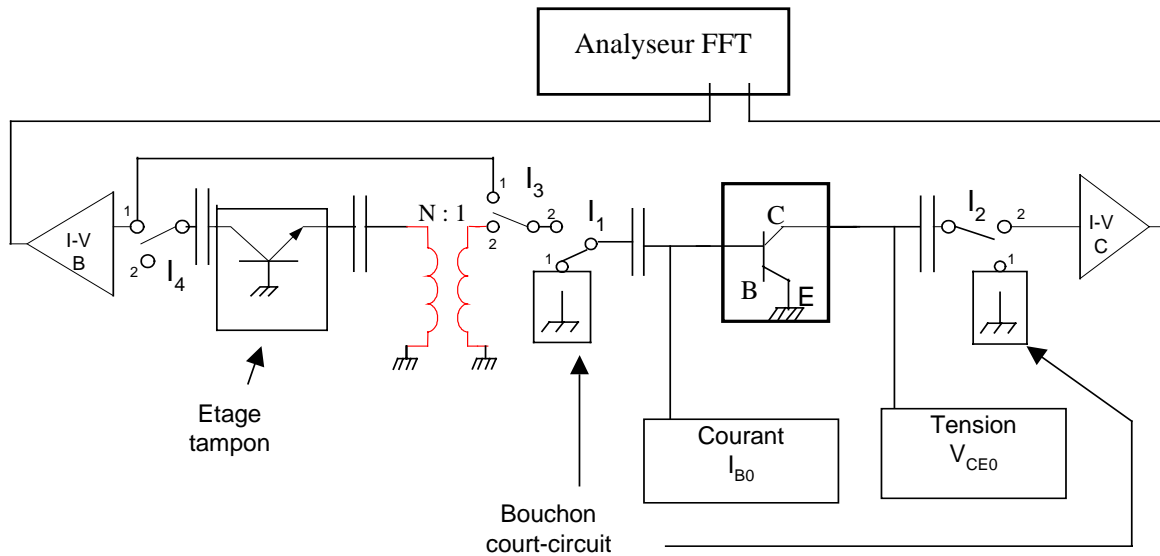


Figure II.28 : Banc de mesure final pour la mesure du bruit BF

6.4.1 Mesure de la source S_{IB}

Seul le transformateur fausse la mesure. Cependant, pour avoir le plancher de bruit de la chaîne de mesure le plus faible possible, l'étage tampon doit être enlevé. Seul le transimpédance côté base est indispensable. Le transimpédance côté collecteur peut quant à lui être connecté, car il n'introduit qu'une faible erreur sur la mesure à la base du transistor.

La configuration retenue pour cette mesure de la source de bruit S_{IB} reste celle de la mesure de référence sur la base, qui consiste à placer un bouchon court-circuit sur le collecteur. On présente ainsi réellement 0Ω au collecteur. Cependant, comme indiqué par l'équation II.10, le spectre affiché à l'analyseur lors de cette mesure ne donne pas directement la quantité de bruit en courant sur la base du transistor S_{IB} . En effet, elle est « polluée » par le bruit ramené par le transimpédance côté base (e_T , i_T). Pour avoir accès à notre source bruit en courant S_{IB} , il faut donc soustraire ces quantités de bruit

(principalement i_T^{-2} et $\frac{e_T^{-2}}{Z_E^2}$). La mesure de l'impédance d'entrée du transistor sous test (Z_E) à tous les

points de polarisation étudiés s'avère donc indispensable pour quantifier ces courants de bruit en excès du transimpédance.

La configuration de mesure sur la base place les interrupteurs I_1 en position 2, I_2 en position 1, I_3 en position 1 et I_4 en position 2.

6.4.2 Mesure de la source S_{IC}

Elle peut être réalisée en utilisant la chaîne complète. Néanmoins, pour une meilleure précision sur la mesure, on utilise la configuration de la mesure de référence : le système transimpédance côté base + étage tampon + transformateur est déconnecté, et seul un bouchon court-circuit sur la base du transistor sous test est utilisé.

La configuration de mesure sur le collecteur place alors les interrupteurs I_1 en position 1, I_2 en position 2, et I_3 et I_4 en position flottante.

6.4.3 Mesure de la corrélation S_{IBIC^*}

La mesure de corrélation quantifie le degré de ressemblance de deux signaux (ici les deux sources de bruit S_{IB} et S_{IC}), revenant à moyenner le produit de ces deux signaux. Celui-ci est effectué par l'analyseur de spectre grâce au calcul du « Cross Spectrum » :

$$S_{IBIC^*} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N i_{Bk} \times i_{Ck}^* \quad (\text{II.23})$$

avec :

N nombre d'acquisition des signaux, i_{Bk} spectre du courant de bruit sur la base du transistor, exprimé en Ampères et i_{Ck} spectre du courant de bruit au collecteur du transistor, exprimé en A et non en $A/\sqrt{\text{Hz}}$.

Le résultat de ce calcul est exprimé en A^2 . Pour retrouver une densité spectrale croisée de bruit S_{IBIC^*} en A^2/Hz , il faut diviser ce spectre obtenu par la «Equivalent filter Bandwidth» de l'analyseur de spectre, qui dépend de sa résolution fréquentielle donc de son « frequency span » et de la fenêtre de pondération utilisée pour les mesures.

Cette mesure de corrélation montre généralement une faible précision si elle est effectuée avec un moyennage identique à celui utilisé lors des deux mesures directes des sources de bruit du transistor. Typiquement, on moyenne sur 500 à 1000 acquisitions, alors que lors des deux mesures directes des sources de bruit du transistor, on se limite à 100 voire 150 acquisitions. Le temps de mesure s'en trouve ainsi rallongé.

Pour améliorer la précision de la mesure de corrélation, il est également possible de diminuer le « frequency span » de l'appareil, augmentant ainsi sa résolution fréquentielle. Dans ce cas, on effectue des mesures par bandes de fréquence (100 Hz-1 kHz, 1kHz-10 kHz, 10 kHz-100 kHz). Par concaténation de ces mesures, on couvre notre bande d'étude du bruit BF qui ne s'étend ici que

jusqu'à 51.2 kHz car l'analyseur de spectre divise la bande de fréquence maximale par deux lorsque ses deux voies sont activées.

Pour réaliser cette mesure, la configuration chaîne complète est obligatoire. Les deux transimpédances sont utilisées pour mesurer les deux quantités de bruit du transistor S_{IB} et S_{IC} . Le transformateur est nécessaire car il isole la source de bruit de l'étage tampon et diminue l'impédance présentée à l'entrée du transistor étudié. Ainsi, les sources de bruit en excès au collecteur du transistor sont supprimées.

Côté base, le transformateur divise la source de bruit en courant S_{IB} par son rapport du nombre de spires au carré. Cette quantité de bruit S_{IB} ainsi divisée peut, suivant le niveau de polarisation du transistor, devenir faible devant le plancher de bruit de la manipulation. Mais si le niveau de cette source de bruit S_{IB} est suffisant pour être traité par l'analyseur de spectre dans son calcul de spectre croisé, la mesure de corrélation est possible, car toutes les autres quantités de bruit présentes sur la base (sources de bruit de transimpédance et de l'étage tampon), formant le plancher de bruit, sont décorréliées du niveau de bruit au collecteur, et donc n'apparaissent pas sur la mesure du spectre croisé.

L'idéal serait d'avoir à notre disposition un transformateur possédant les mêmes caractéristiques que celui utilisé au niveau de ses résistances DC et de sa bande passante, mais avec un rapport de transformation un peu plus faible pour atténuer moins fortement la source de bruit en courant S_{IB} . Il faudra bien sûr toujours veiller à isoler correctement l'étage tampon du transistor sous test. Nous n'avons pas réussi à l'heure actuelle à trouver un tel transformateur.

La configuration de mesure de la corrélation place alors les interrupteurs I_1 en position 2, I_2 en position 2, I_3 en position 2, et I_4 en position 1.

Suite à cette mesure du spectre croisé S_{IBIC^*} et des deux sources de bruit en courant S_{IB} et S_{IC} , il est possible de calculer le coefficient de corrélation C'_{COR} (relation II.7).

Ce changement de configuration pour mesurer les trois quantités de bruit en courant : S_{IB} , S_{IC} , S_{IBIC^*} n'est pas obligatoire pour tous les transistors bipolaires étudiés. Si ces derniers possèdent des niveaux de bruit au collecteur très supérieurs aux sources de bruit en excès présentées au paragraphe 6.2.3, le transformateur n'est pas nécessaire. Ainsi, une seule configuration suffit alors pour mesurer nos trois quantités de bruit. Il reste néanmoins indispensable de connaître l'impédance d'entrée du transistor sous test pour tous les points de polarisation étudiés afin de quantifier ces sources de bruit en excès.

Si ces sources de bruit en excès sont du même ordre de grandeur que la source de bruit au collecteur, la mesure de S_{IC} reste possible par soustraction de ces sources excédentaires au spectre

affiché par l'analyseur, mais la mesure de corrélation est surestimée. Une seule configuration de mesure devient alors impossible.

Dans tous les cas, la mesure des trois sources de bruit pour un point de polarisation donné est relativement rapide comparativement à la mesure de bruit BF basée sur la technique des impédances multiples ; L. Bary annonce un gain de temps d'un facteur six entre les deux techniques de mesure [19]. De plus, ce nouveau banc permet de mesurer les sources de bruit BF du transistor à des niveaux de polarisation plus faibles comparativement à la technique des impédances multiples.

6.5 Mesure de bruit BF

6.5.1 Transistors étudiés et support de test utilisé

Les composants mesurés sont des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe en technologie BICMOS6G 0.35 μm de chez STMicroelectronics avec trois surfaces d'émetteur :

2T : $2 \times 0.4\mu\text{m} \times 60\mu\text{m}$

3T : $3 \times 0.4\mu\text{m} \times 60\mu\text{m}$

4T : $4 \times 0.4\mu\text{m} \times 80\mu\text{m}$

Ces composants sont montés dans un boîtier de type Thomson BMH 60 : la puce est collée sur une semelle en kovar dorée, un « bounding » vient reporter les contacts sur les connecteurs SMA via deux lignes microruban en alumine d'impédance caractéristique 50 Ω . L'ensemble est inséré dans un boîtier. Le choix du matériau de ce support de test est important pour des raisons de dissipation thermique. Le transistor polarisé à des niveaux élevés s'échauffe. Les variations de température détériorent les performances électriques du composant et affaiblissent les « fils de bounding », parfois jusqu'à leur rupture. Il faut donc évacuer cette chaleur en dehors de ce support de test. L'association Kovar + alumine a été retenue car elle permet une bonne dissipation de chaleur [22].

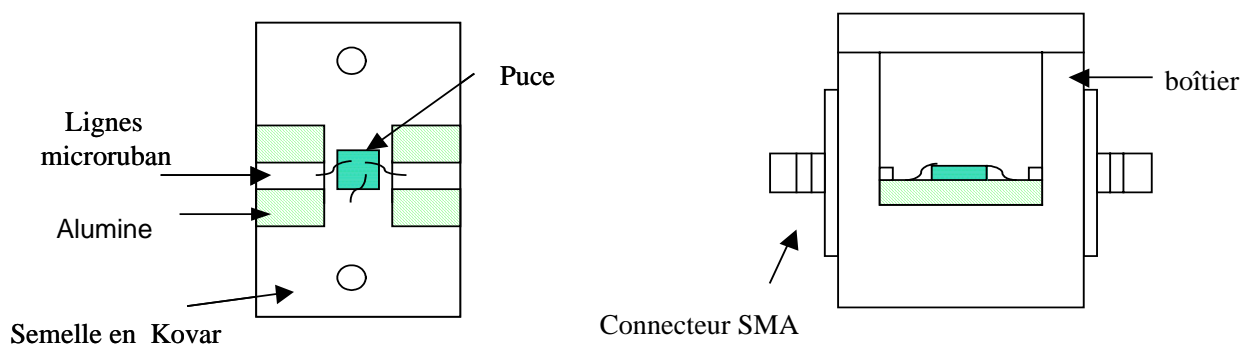


Figure II.29 : Support de test utilisé et son boîtier

6.5.2 Résultats de mesure de bruit BF

6.5.2.a Mesures des deux sources : S_{IB} et S_{IC}

Nous avons reporté sur la figure II.29, les mesures des densités spectrales de bruit sur la base et sur le collecteur sur un TBH SiGe 2T polarisé à $I_B = 40 \mu\text{A}$ et $V_{CE} = 1 \text{ V}$.

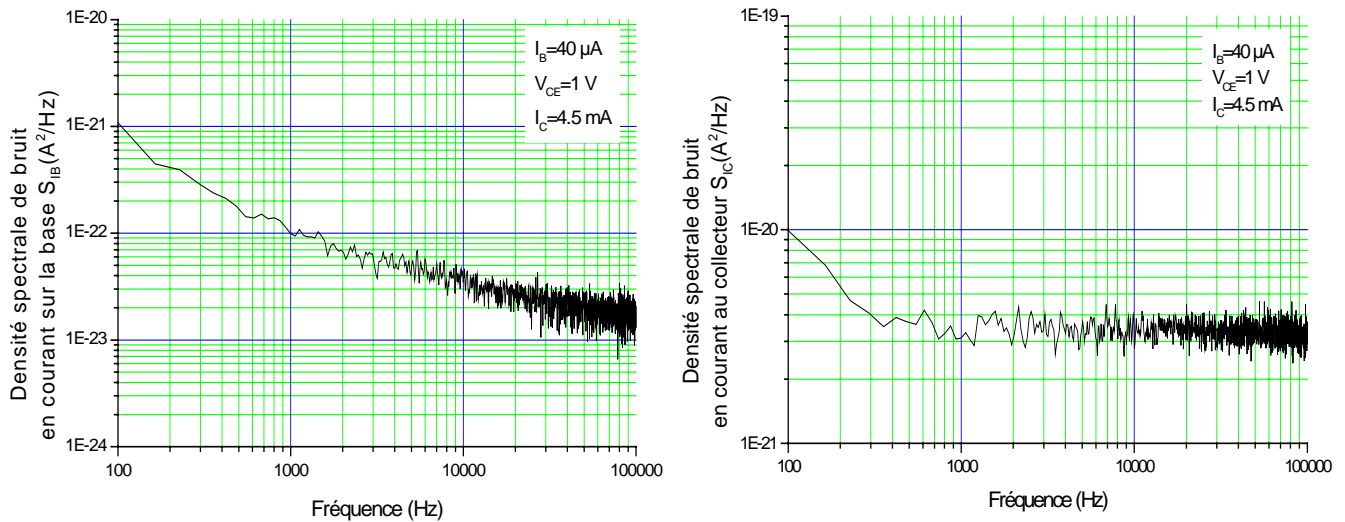


Figure II.30 : Mesure des densités spectrales de bruit sur la base S_{IB} et sur le collecteur S_{IC} , sur un TBH SiGe ($2 \times 0.4 \mu\text{m} \times 60 \mu\text{m}$) polarisé à $I_B = 40 \mu\text{A}$ et $V_{CE} = 1 \text{ V}$

Les niveaux de bruit de ce composant sont très faibles, même pour des points de polarisation élevés : à $I_B = 100 \mu\text{A}$, $V_{CE} = 1 \text{ V}$, $S_{IB} \cong 10^{-22} \text{ A}^2/\text{Hz}$. La figure II.22 montre que pour cette même polarisation ($I_B = 40 \mu\text{A}$ et $V_{CE} = 1 \text{ V}$) l'étage tampon associé au transimpédance côté base introduit des courants de bruit excédentaires (paragraphe 6.2.3) perturbant la mesure au collecteur. Ces derniers ont donc été isolés du transistor sous test par le transformateur pour réaliser la mesure de la corrélation.

La densité spectrale de bruit en courant sur la base montre des composantes de bruit connues : un bruit en $1/f$ majoritaire aux basses fréquences, suivi d'un plancher de bruit en fin de bande d'étude. La densité spectrale de bruit en courant au collecteur montre également un spectre de bruit tout à fait conforme à ce que l'on peut attendre d'une mesure de bruit BF au collecteur. Ces mêmes résultats ont pu être reproduits à d'autres points de polarisation et pour plusieurs transistors de caractéristiques différentes.

6.5.2.b Mesures du spectre croisé et du coefficient de corrélation

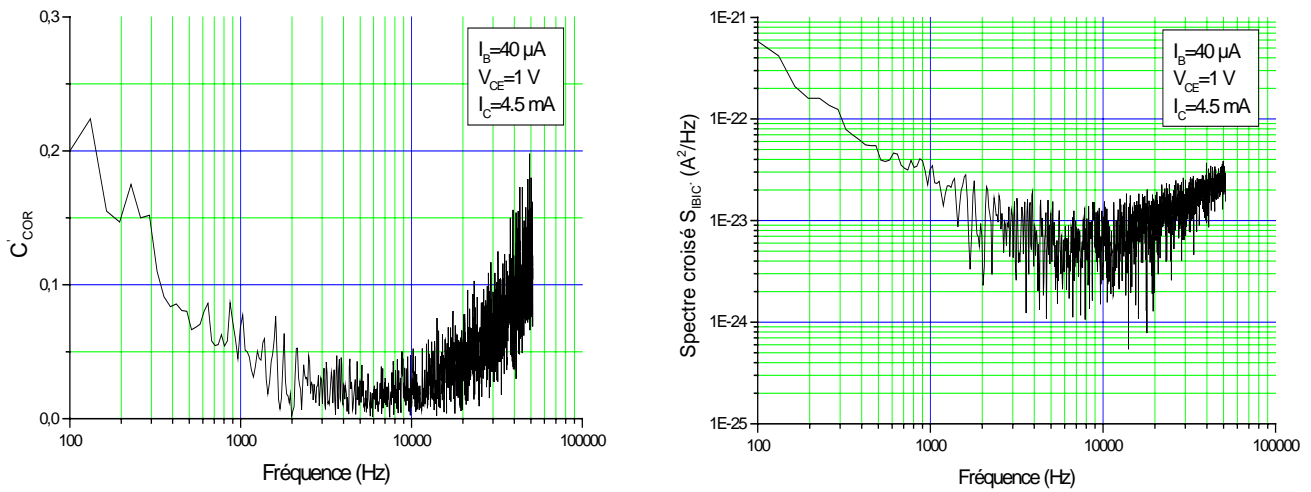


Figure II.31 : Mesures du spectre croisé S_{IBIC}^* et du coefficient de corrélation $C'cor$ entre les deux sources (S_{IB} , S_{IC}) sur un TBH SiGe ($2 \times 0.4 \mu\text{m} \times 60 \mu\text{m}$) polarisé à $I_B = 40 \mu\text{A}$ et $V_{CE} = 1 \text{ V}$

Le spectre croisé présenté en figure II.31 a été obtenu avec un moyennage de 1000 acquisitions.

On constate sur la figure II.31 que, pour des fréquences supérieures à 20 kHz, les amplitudes du spectre croisé et du coefficient de corrélation augmentent avec la fréquence. Nous ne savons pas si cette observation correspond à une réalité physique ou à un problème de mesure. Cette évolution a été retrouvée à d'autres points de polarisation et pour d'autres tailles de transistors.

Nous avons essayé de déterminer les éléments susceptibles d'être responsables de cette forme de courbe. L'élément le plus critique de la chaîne de mesure est le transformateur. Les données constructeurs de cet élément annoncent une bande passante de 30 Hz-30 kHz. Par conséquent, il semble difficile d'effectuer une mesure de spectre croisé en dehors de cette bande. Malheureusement, nous n'avons pas encore réussi à trouver de transformateurs possédant une bande passante plus large et satisfaisant à toutes les spécifications détaillées au paragraphe 6.3.2.

A l'heure actuelle, nous n'avons trouvé aucune autre cause à ce problème.

7 *Modélisation en bruit basse fréquence des transistors bipolaires*

7.1 Introduction

Comme nous l'avons indiqué en début de chapitre, la modélisation en bruit BF d'un transistor est indispensable. Tout d'abord, il est très important d'identifier les origines physiques des différentes sources de bruit BF afin d'essayer de trouver les moyens technologiques adéquats permettant de les supprimer ou les atténuer au mieux. La modélisation en bruit BF du transistor aide à cette identification en visant à localiser les différents défauts présents dans la structure. Ensuite, il est reconnu que les sources de bruit BF se convertissent par les non-linéarités du transistor en bruit de phase au niveau de la porteuse d'un oscillateur ou d'un OCT (oscillateur contrôlé en tension). D'où la nécessité d'élaborer un modèle le plus précis possible en vue de mieux comprendre ces mécanismes de conversion.

Un modèle en bruit BF associé à un modèle non linéaire du transistor assure une bonne prédiction de son fonctionnement électrique global.

Les caractérisations en bruit basse fréquence des transistors bipolaires TBH réalisées par le banc décrit précédemment donnent accès aux trois quantités de bruit de la représentation parallèle en bruit BF du composant : S_{IB} , S_{IC} et S_{IBIC^*} . La modélisation en bruit BF du composant est extraite de ces mesures

La suite de ce paragraphe expose deux modèles de bruit BF : le modèle très couramment utilisé dans les simulateurs type SPICE, et un modèle représentant des sources de bruit physiques et localisées au sein du composant. Ce dernier modèle, plus précis, est extrait pour nos transistors d'étude (de la filière BICMOS6G), puis validé grâce au simulateur ADS en comparant les densités spectrales de bruit expérimentales et simulées équivalentes sur la base et sur le collecteur (S_{IB} , S_{IC}), ainsi que les coefficients de corrélation.

7.2 Modèle de type SPICE

Ce modèle, présenté en figure II.32, comporte des sources de bruit en courant décorrélées entre elles [23].

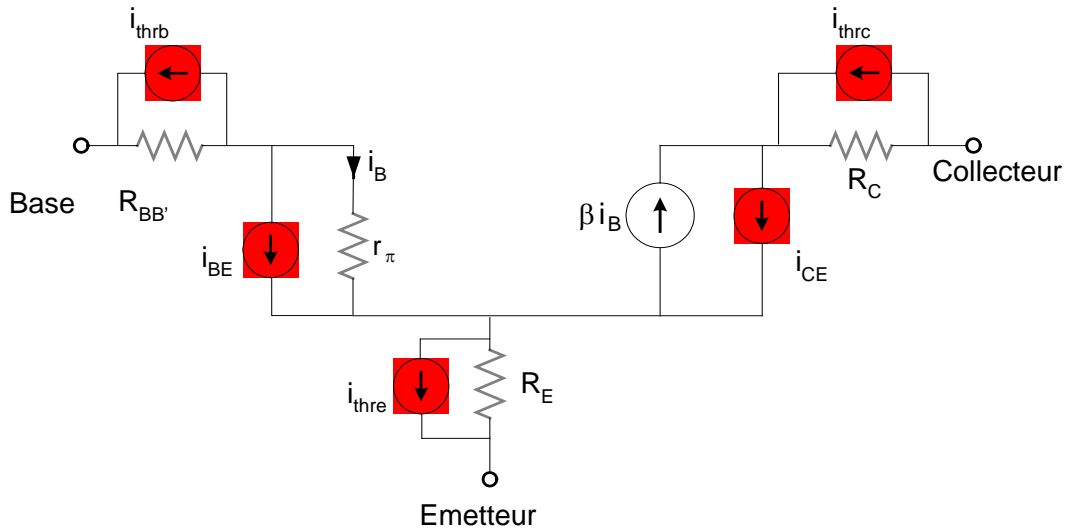


Figure II.32 : Modèle de bruit BF de type SPICE

Il comprend :

- Les trois sources de bruit thermique associées aux résistances d'accès du transistor ($R_{BB'}$, R_C , R_E), dont les densités spectrales sont respectivement :

$$S_{IthRBB'} = \frac{4kT}{R_{BB'}}, \quad S_{IthRC} = \frac{4kT}{R_C}, \quad S_{IthRE} = \frac{4kT}{R_E}, \quad (\text{II.24})$$

- La source i_{BE} , qui modélise le bruit en courant localisé à la jonction BE. Elle prend en compte un bruit de grenaille et une composante de bruit en $1/f$. Sa densité spectrale S_{IBE} s'exprime alors comme suit :

$$S_{IBE} = 2qI_B + K_f \cdot \frac{I_B^{a_f}}{f} \quad (\text{II.25})$$

où K_f et a_f sont des paramètres technologiques liés au bruit en $1/f$;

- La source i_{BC} , qui modélise le bruit en courant localisé à la jonction BC. Seul du bruit grenaille est pris en compte. Sa densité spectrale s'exprime par la relation suivante :

$$S_{IBC} = 2qI_C \quad (\text{II.26})$$

Ce modèle ne tient pas compte de sources de bruit de génération-recombinaison et en particulier des phénomènes de recombinaison de surface. Pourtant, les transistors TBH SiGe étudiés sont des composants résultant de la superposition de couches de matériaux hétérogènes présentant des paramètres de maille différents, d'où la grande probabilité de présence de défauts dans ces structures. En outre, l'utilisation de procédés technologiques particuliers (comme l'implantation ionique) est susceptible de générer du bruit en excès. Enfin, à cause de la réduction de plus en plus forte des

dimensions des transistors, les défauts générés dans ces derniers risquent d’avoir une influence grandissante au sein de la structure.

Ce modèle type SPICE est donc peu adapté à la prédiction correcte du comportement en bruit BF du transistor bipolaire à hétérojonction.

Cependant, de nombreux travaux ont favorisé son amélioration en considérant de nouvelles sources de bruit décrivant ces phénomènes physiques [24].

La suite du travail consiste à présenter un modèle de bruit BF complet, plus précis, basé sur le modèle de Kirtania [25] et utilisé pour la modélisation finale de nos transistors d’étude.

7.3 Modèle de bruit BF complet

7.3.1 Présentation du modèle de bruit BF utilisé

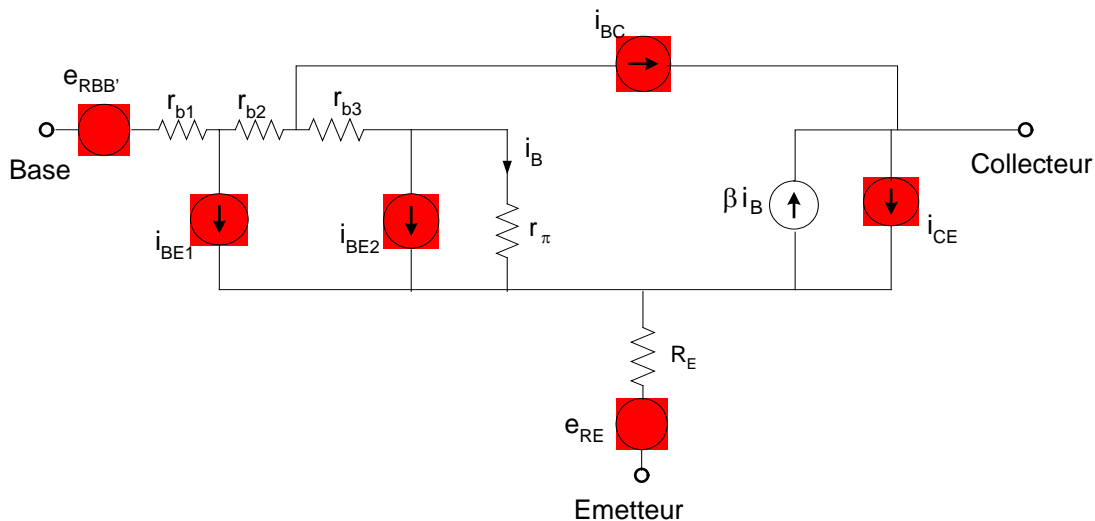


Figure II.33 : Modèle de bruit BF utilisé

Kirtania *et al.* ont cherché à développer un modèle plus réaliste et précis du TBH en prenant davantage en considération les phénomènes de génération-recombinaison (bruit G-R) et les composantes de bruit en $1/f$ de la structure.

Ce modèle propose une distribution de la résistance de base en trois résistances :

$$R_{BB'} = r_{b1} + r_{b2} + r_{b3} \quad (\text{II.27})$$

Cette distribution permet de positionner plus précisément les différentes sources de bruit en courant dans la structure.

Le modèle utilise deux sources de bruit en courant sur la jonction EB, i_{BE1} et i_{BE2} , qui représentent dans un TBH les sources de bruit en courant les plus significatives :

- ✓ La source i_{BE1} modélise le bruit en $1/f$ associé aux effets de recombinaison à la surface de la base ainsi que les composantes de bruit G-R.
- ✓ La source i_{BE2} modélise plusieurs composantes de bruit. Le bruit en $1/f$ associé au courant de recombinaison dans le volume de la base, le bruit G-R dans la zone de charge et d'espace de la jonction BE et le bruit de grenaille de la jonction BE ($2qI_B$).
- ✓ Un générateur de bruit en courant i_{BC} apparaît dans ce modèle. Son origine physique vient également de phénomènes de recombinaison à la surface de la base. Cette source a été introduite pour la première fois en 1956 par Fonger [25], mais a été négligée dans la plupart des modèles de bruit BF. En effet, beaucoup pensent que le courant de recombinaison visible dans le courant de base circule dans la boucle Base-Emetteur, et que seule une très faible quantité de ce courant de recombinaison circule dans la boucle Base-Collecteur [26, 27, 28, 29]. Cependant, différentes études ont montré que ce générateur de bruit i_{BC} doit être pris en compte dans des TBH SiGe [30].
- ✓ La source i_{CE} modélise le bruit de grenaille de la jonction BC ($2qI_C$).
- ✓ Les sources de bruit en tension $e_{R_{BB}}$ et e_{R_E} modélisent le bruit thermique des résistances de base et d'émetteur, ainsi que des composantes de bruit en $1/f$, dont l'importance au niveau des résistances d'accès du composant (R_{BB} et R_E) a été démontrée par Kleinpenning [31], essentiellement pour des transistors de petites dimensions. Il est reconnu d'ailleurs que plus les composants sont petits, plus les résistances d'accès sont grandes [32].

Toutes ces sources de bruit sont extraites à partir de caractérisations en bruit BF des transistors en fonction des conditions de polarisation. Ce travail d'extraction de ces sources de bruit sur les transistors SiGe de la filière BICMOS6G 0.35 μ m de chez STMicroelectronics a été effectué par le LAAS [19], dans le cadre d'un projet RNRT ARGOS, notre banc de test n'étant pas encore opérationnel. En revanche, la validation de ce modèle a été réalisée au sein de notre laboratoire. Le paragraphe suivant présente brièvement la technique d'extraction des sources de bruit du modèle.

7.3.2 Description de la technique d'extraction des sources de bruit du modèle [33]

Les relations II.28, II.29, II.30 données ci-après permettent d'exprimer les sources de bruit équivalentes (S_V , S_I , S_{VI^*}) en fonction des sources de bruit localisées utilisées dans le modèle présenté précédemment.

$$\begin{aligned}
 S_V = & (S_{R_{BB'}} + S_{R_E}) + (r_{b1} + R_E)^2 \cdot S_{IBE1} + (R_{BB'} + R_E)^2 \cdot S_{IBE2} \\
 & + (R_{BB'} + R_E + r_\pi)^2 \cdot \frac{S_{ICE}}{\beta^2} + \left(\frac{Z_E}{\beta} + r_{b1} + r_{b2} \right)^2 \cdot S_{IBC}
 \end{aligned} \quad (II.28)$$

$$S_I = S_{IBE1} + S_{IBE2} + \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)^2 \cdot S_{IBC} + \frac{S_{ICE}}{\beta^2} \quad (II.29)$$

$$\begin{aligned}
 S_{VI^*} = & (r_{b1} + R_E) \cdot S_{IBE1} + (R_{BB'} + R_E) \cdot S_{IBE2} + (R_{BB'} + R_E + r_\pi) \cdot \frac{S_{ICE}}{\beta^2} \\
 & + \left(\frac{Z_E}{\beta} + r_{b1} + r_{b2} \right) \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \cdot S_{IBC}
 \end{aligned} \quad (II.30)$$

Nous avons reportés également les relations de passage d'une représentation de bruit BF parallèle (S_{IB} , S_{IC} , S_{IBIC^*}) à une représentation de bruit BF chaîne (S_V , S_I , S_{VI^*}) et inversement:

$$S_V = \left(\frac{Z_E}{\beta} \right)^2 \cdot S_{IC} \quad (II.31)$$

$$S_I = S_{IB} + \frac{S_{IC}}{\beta^2} + 2 \times \frac{\Re(S_{IBIC^*})}{\beta} \quad (II.32)$$

$$S_{VI^*} = \left(\frac{Z_E}{\beta} \right) \cdot \left(\frac{S_{IC}}{\beta} + S_{IBIC^*} \right) \quad (II.33)$$

$$S_{IC} = \left(\frac{\beta}{Z_E} \right)^2 \cdot S_V \quad (II.34)$$

$$S_{IB} = S_I + \frac{S_V}{Z_E^2} + 2 \times \frac{\Re(S_{VI^*})}{Z_E} \quad (II.35)$$

$$S_{IBIC^*} = \left(\frac{\beta}{Z_E} \right) \cdot \left(\frac{S_V}{Z_E} + S_{VI^*} \right) \quad (II.36)$$

La technique de modélisation en bruit BF des transistors bipolaires débute par l'étude de leur résistance de corrélation (relation II.37).

Son expression mathématique est la suivante :

$$R_{COR} = \frac{\Re(S_{VI^*})}{S_I} \quad (II.37)$$

Cette grandeur est mesurable et nous pouvons l'exprimer en fonction des sources de bruit BF localisées :

$$R_{COR} = \frac{(r_{b1} + R_E) \cdot S_{IBE1} + (R_{BB'} + R_E) \cdot S_{IBE2} + (R_{BB'} + R_E + r_\pi) \cdot \frac{S_{ICE}}{\beta^2} + \left(\frac{Z_E}{\beta} + r_{b1} + r_{b2} \right) \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \cdot S_{IBC}}{S_{IBE1} + S_{IBE2} + \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)^2 \cdot S_{IBC} + \frac{S_{ICE}}{\beta^2}} \quad (\text{II.38})$$

La relation II.38 montre que la résistance de corrélation correspond à la moyenne pondérée de plusieurs termes résistifs, avec comme poids les différentes sources de bruit localisées. Elle s'assimile donc à un « témoin » traduisant l'importance d'une source de bruit par rapport aux autres. La résistance de corrélation apporte alors des indications très utiles pour limiter le nombre de sources de bruit localisées à considérer dans la modélisation en bruit du transistor, sachant que le nombre de ces sources localisées à déterminer est plus grand que le nombre de sources de bruit équivalentes accessibles par la mesure (S_{IB} , S_{IC} , S_{IBIC^*}).

La résistance de corrélation obtenue par la mesure est comparée à la somme des résistances d'accès base et émetteur du composant ($R_{BB'} + R_E$). Suivant la comparaison entre R_{COR} et ($R_{BB'} + R_E$) et en s'aidant de l'expression II.38, certaines sources de bruit localisées peuvent être négligées et donc non prises en compte dans le modèle de bruit du transistor (figure II.33).

Les sources $e_{RBB'}$, e_{RE} , i_{BE2} étant donné leur origine physique, sont nécessaires pour décrire le comportement en bruit BF du transistor ; elles ne peuvent donc être omises du modèle.

- $R_{COR} > (R_{BB'} + R_E)$, les phénomènes de recombinaison de surface sont absents, les sources i_{BE1} , i_{BC} sont alors négligées.
- $R_{COR} < (R_{BB'} + R_E)$, la source i_{CE} est négligée
- $R_{COR} = (R_{BB'} + R_E)$, les trois sources de bruit (i_{BE1} , i_{BC} , i_{CE}) sont négligées

La résistance de corrélation peut varier sur la bande de fréquence d'étude [100 Hz-100 kHz], et ainsi devenir tantôt supérieure, tantôt inférieure à la somme des résistances ($R_{BB'} + R_E$). Toutes les sources de bruit localisées doivent alors être conservées dans le modèle.

Pour effectuer cette étude de la résistance de corrélation, il est nécessaire de déterminer précisément les valeurs des résistances d'accès de base et d'émetteur du composant. Leur extraction se fait grâce à des mesures de bruit BF et de l'impédance d'entrée du transistor à différents points de polarisation [19]. La mesure de bruit BF utilisée pour cette caractérisation est une mesure de densité spectrale de bruit en tension équivalente à l'entrée du composant S_V dont on ne gardera que la valeur plancher faisant apparaître les deux résistances à extraire (relation II.28). Nous nous plaçons à hautes fréquences pour pouvoir négliger les sources associées à des phénomènes de recombinaison de

surface. L'expression de la densité spectrale de bruit en tension équivalente à l'entrée du composant $S_{V_plancher}$ s'écrit comme suit :

$$S_{V_plancher} = 4kT(R_{BB'} + R_E) + (R_{BB'} + R_E)^2 \cdot S_{IBE2_plancher} + \frac{(R_{BB'} + R_E + r_\pi)^2}{\beta^2} \cdot S_{ICE_plancher} \quad (II.39)$$

Cette mesure de bruit associée à la mesure de l'impédance d'entrée du transistor décrite sur la figure II.17 établit un système de deux équations à deux inconnues ($R_{BB'} + R_E$).

Une fois cette étude de la résistance de corrélation effectuée, une analyse multi-polarisation est entreprise afin de caractériser et modéliser le comportement en bruit BF du transistor sur toute la plage de polarisation de la base et du collecteur.

Les mesures des trois sources de bruit BF (S_{IB} , S_{IC} , S_{IBC^*}) sont effectuées pour tous les points de polarisation d'étude choisis sur les caractéristiques statiques du transistor.

Les sources de bruit localisées du modèle sont déterminées en partie de manière graphique : il faut comparer les spectres mesurés (S_{IB} , S_{IC} , S_{IBC^*}) ou (S_V , S_I , S_{VI^*}) aux spectres calculés (relations II.28, II.29, II.30). Ceci nécessite au préalable d'avoir défini les expressions mathématiques des sources de bruit localisées, connaissant leur origine physique (paragraphe 7.3.1). Ces expressions sont paramétrées par des coefficients k_n , fonctions du niveau de polarisation sur la base I_B . L.Bary a montré que les niveaux de bruit BF de ces TBH SiGe sont indépendants de la tension de polarisation V_{CE} .

Ces expressions sont présentées ci-dessous :

$$\mathbf{i}_{CE} : \quad \text{Bruit de grenaille de la jonction BC} \quad S_{ICE} = k_3 \quad \text{avec } k_3=2q I_C \quad (II.40)$$

$$\mathbf{i}_{BC} : \quad \text{Bruit de génération-recombinaison} \quad S_{IBC} = \frac{k_4}{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} \quad (II.41)$$

avec f_0 : fréquence de coupure du centre G-R

$$\mathbf{i}_{BE1} : \quad \text{Bruit en } 1/f \quad S_{IBE1} = \frac{k_0}{f} \quad (II.42)$$

$$\mathbf{i}_{BE2} : \quad \text{Bruit en } 1/f + \text{bruit de grenaille de la jonction BE} \quad S_{IBE2} = k_1 + \frac{k_2}{f} \quad \text{avec } k_1=2q I_B \quad (II.43)$$

$$\mathbf{e}_{RBB'+RE} : \quad \text{Bruit en } 1/f + \text{Bruit thermique} \quad S_{rbb'+re} = k_5 + \frac{k_6}{f} \quad \text{avec } k_5=4kT(R_{BB'} + R_E) \quad (II.44)$$

Le modèle en bruit BF est alors complet. Il est désormais nécessaire de procéder à sa validation.

7.3.3 Validation du modèle de bruit BF des transistors TBH SiGe de STMicroelectronics

Ce modèle a été validé au moyen d'un simulateur électrique ADS (Advanced Design System) de Agilent EESOF. La simulation petit signal consiste à une analyse en bruit BF du modèle (figure II.32) en respectant les conditions de la mesure de bruit : il faut court-circuiter la base et le collecteur du transistor et ainsi simuler les transimpédances. Typiquement, nous avons mis une impédance de fermeture aux accès du composant de 0.1Ω .

Lors de la saisie du modèle, les résistances d'accès (base et émetteur) doivent être passivées en bruit ; leur bruit propre étant déjà pris en compte dans la source $e_{R_{BB'}} + e_{RE}$.

Le type de simulation utilisé est soit une simulation « AC » soit une simulation « S Parameter ». Cette dernière simulation permet de calculer la matrice de corrélation de bruit en courant du composant :

$$I_{COR} = \begin{bmatrix} S_{IB} & S_{IBIC^*} \\ S_{ICIB^*} & S_{IC} \end{bmatrix} \quad (II.45)$$

Les termes de cette matrice représentent les sources de bruit en courant court-circuitées. Dans ce cas, l'impédance de fermeture sur la base et le collecteur du transistor ne doivent pas traduire obligatoirement un court-circuit. Les coefficients de la matrice donnent donc bien directement les sources de bruit de la représentation parallèle (S_{IB} , S_{IC} , S_{IBIC^*}), qu'il est possible de comparer avec les quantités de bruit mesurées par le banc. Les relations II.31, II.32, II.33 permettent une comparaison entre données mesurées et simulées des sources de bruit de la représentation chaîne (S_V , S_I , S_{VI^*}).

Une simulation en bruit dans le menu « AC » permet de calculer des tensions ou des courants de bruit à différents nœuds du circuit ; les courts-circuits (impédances de source et de charge proches de 0Ω pour simuler les amplificateurs transimpédances) aux accès du composant sont alors obligatoires.

Sur les figures suivantes (figure II.34), nous avons représenté les densités spectrales des sources de bruit de la représentation chaîne (S_V , S_I , S_{VI^*}) et la résistance de corrélation simulées et mesurées, pour un TBH 2T ($2 \times 0.4 \mu m \times 60 \mu m$) polarisé à $I_B = 40 \mu A$, $V_{CE} = 1 V$.

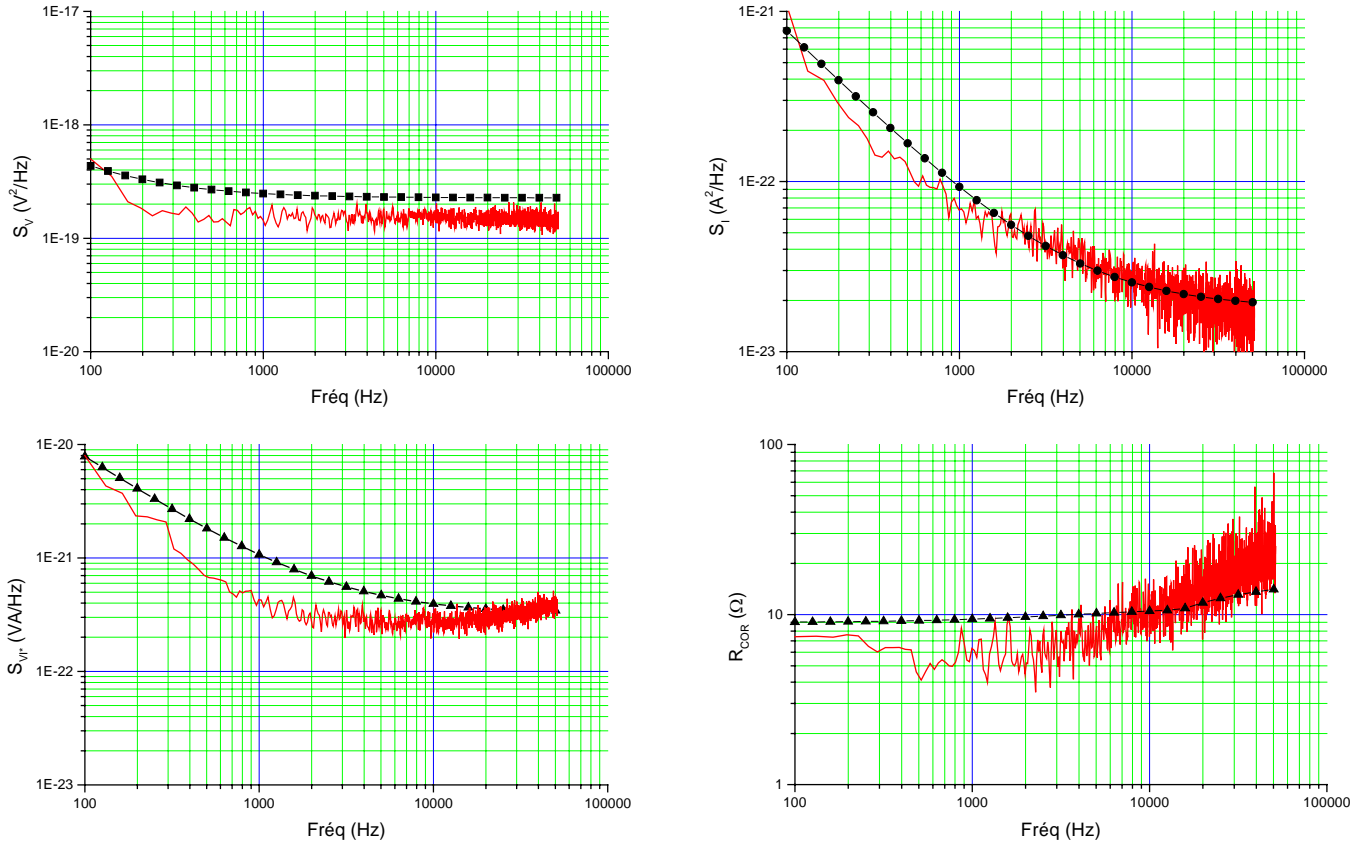


Figure II.34 : Comparaison des différentes densités spectrales de bruit BF (S_V , S_I , S_{VI^*} , R_{COR}) mesurées et simulées pour le transistor 2T polarisé à $I_B=40 \mu A$ et $V_{CE}=1 V$

Les coefficients k_n ainsi que les résistances de base et d'émetteur extraits par le LAAS pour ce transistor à ce niveau de polarisation sont :

$$\begin{aligned}
 k_0 &= 2.10^{-20} \text{ A}^2 \\
 k_1 &= 5,5.10^{-20} \text{ A}^2 / \text{Hz} \\
 k_2 &= 1,28.10^{-23} \text{ A}^2 \\
 k_3 &= 1,33.10^{-21} \text{ A}^2 / \text{Hz} \\
 k_4 &= 5.10^{-24} \text{ A}^2 / \text{Hz} \\
 k_5 &= 2,42.10^{-19} \text{ A}^2 / \text{Hz} \\
 k_6 &= 1,5.10^{-17} \text{ A}^2 \\
 f_0 &= 10^6 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

$$R_E=1.6 \Omega, r_{b1}=1 \Omega, r_{b2}=7 \Omega, r_{b3}=5 \Omega \text{ d'où } R_{BB}=13 \Omega, \text{ pour un gain en courant } \beta=103$$

Les sources de bruit mesurées proviennent de notre banc de mesure, alors que le modèle a été élaboré à partir des mesures réalisées dans le cadre du projet Argos, ce qui explique un léger désaccord

entre les sources de bruit mesurées et simulées. Ces différences se justifient facilement par le fait que les composants testés ne sortent pas du même « run ». Il existe donc tout naturellement quelques disparités au niveau des mesures, surtout sur les mesures de corrélation (S_{VI^*} et R_{COR}). On retrouve également le problème de mesure observé à hautes fréquences évoqué dans le paragraphe précédent.

D'ailleurs, l'extraction des résistances de base et d'émetteur a été effectuée à partir de nos mesures et révèlent quelques différences par rapport à celles du LAAS, puisqu' il a été trouvé :

$$R_{BB'} = 7 \Omega \text{ et } R_E = 0.35 \Omega.$$

A titre indicatif, le laboratoire IRCOM³ a également extrait ces résistances pour élaborer le modèle non-linéaire de ces transistors. Les résultats de ces extractions donnent : pour le 2T, $R_{BB'} = 6.7 \Omega$ et $R_E = 0.2 \Omega$.

Des simulations équivalentes réalisées à d'autres points de polarisation sur ce même transistor 2T et sur d'autres transistors (3T et 4T) ont aboutit aux mêmes conclusions.

Nous pouvons donc conclure que le modèle en bruit BF (figure II.34), implanté dans le simulateur ADS apparaît adapté à la simulation en bruit des transistors étudiés.

8 Conclusion

La première partie de ce chapitre a traité des différentes sources de bruit BF rencontrées dans les composants semi-conducteurs. Nous avons ensuite présenté une technique d'analyse du bruit télégraphique observé dans les transistors bipolaires à hétérojonction. Enfin, la majeure partie de ce chapitre a consisté à la présentation et à la mise au point d'un banc de caractérisation du bruit BF de ces mêmes composants basé sur l'utilisation d'amplificateurs transimpédances.

Ce travail a proposé des solutions pour résoudre le problème de l'existence de la source de bruit en tension du transimpédance côté base, qui empêche de réaliser la caractérisation complète en bruit BF des composants avec une unique configuration de mesure. En effet, cette source de bruit vient fausser les mesures de bruit au collecteur et par la même occasion celles du spectre croisé. Deux techniques, peu coûteuses, d'isolation de cette source de bruit, basées sur l'utilisation d'un montage amplificateur base commune et d'un transformateur, ont été mises en place. Ce banc de caractérisation en bruit BF a été utilisé pour mesurer nos transistors d'étude. Ces mesures ont montré un bon accord avec celles effectuées au LAAS sur les mêmes composants. Le banc de mesure est donc opérationnel. Cependant, quelques tests restent encore à réaliser au niveau de la mesure du spectre croisé.

³ Institut de Recherche en COMmunications

La fin de ce chapitre a présenté un modèle en bruit BF de nos composants, basé sur les travaux de Kirtania. Ce modèle permet une bonne description du comportement en bruit BF des transistors bipolaires.

Dans la suite du travail, il sera associé au modèle non linéaire des composants pour la simulation d'un circuit radiofréquence (OCT).

Références Bibliographiques

- [1] VASILESCU G. *Bruits et signaux parasites*. Paris : Dunod, 1999, 560 pages
- [2] BLASQUEZ G. *General aspects of Noise Phenomena – Application to surface noise*. North Holland : Elsevier Science, 1986, pp. 363-398
- [3] KIRTON M.J., UREN M.J. *Noise in solid-state microstructures : A new perspective on individual defects, interface states and low-frequency (1/f) noise*. Advances in Physics, 1989, vol. 38, n° 4, pp. 367-468
- [4] HSU S.T., WHITTIER R.J., MEAD C.A. *Physical model for burst noise in semiconductor devices*. Solid-State Electronics, 1970, vol. 13, pp. 1055-1071
- [5] HSU S.T. *Bistable noise in p-n junctions*. Solid-State Electronics, 1971, vol. 14, pp. 487-497
- [6] ANDERSSON G.I., XIAO Z., NORRMAN S., et al. *Model based on trap-assisted tunnelling for two level current fluctuations in submicrometer metal-silicon-dioxide-silicon diodes*. Phys. Rev. B, 1990, vol. 41, n° 14, pp. 9836-9842
- [7] ANDERSSON G.I., ANDERSSON M.O., ENGSTROM O. *Discrete conductance fluctuations in silicon emitter junctions due to defect clustering and evidence for structural changes by high-energy irradiation and annealing*. Journal of Applied Physics, 1992, vol. 72, n° 7, pp. 2680-2691
- [8] DUH K.H., VAN DER ZIEL A. *Hooge parameters for various FET structures*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1985, vol. 32, n° 3, pp. 662-666
- [9] MILITARU L. *Etude des défauts induits lors de l'intégration des transistors bipolaires à hétérojonction Si/SiGe dans une technologie BICMOS avancée*. Thèse. Lyon : INSA de Lyon, 2000, 164 pages
- [10] RAOULT J., MILITARU L., VERDIER J., et al. *Time domain and frequency analysis of RTS noise in deep submicron SiGe HBTs*. Nuclear Instruments and Methods B, 2002, Vol. 186, N°1-4, pp. 435-440
- [11] MILITARU L., SOUIFI A., MOUIS M., et al. *RTS noise in submicron SiGe epitaxial base bipolar transistors*. Proceedings ESREF2000, 2-6 octobre 2000, Dresde : Microelectronics Reliability, 2000, vol. 40, n° 8-10, pp. 1585-1590
- [12] PLANA R. *Bruit de fond dans les transistors à effet de champ et bipolaires pour micro-ondes*. Thèse. Toulouse : Université Paul Sabatier, 1993, 195 pages
- [13] JARRIX S., DELSENY C., PASCAL F., et al. *Noise Correlation measurements in bipolar transistors. I. Theoretical expressions and extracted current spectral densities*. Journal of Applied Physics, 1997, vol. 81, n° 6, pp. 2651-2664
- [14] LLINARES P., CELI D., ROUX-DIT-BUISSON O., et al. *Dimension scaling of 1/f noise in the base current of quasiself-aligned polysilicon emitter bipolar transistors*. Journal of Applied Physics, 1997, vol. 82, n° 5, pp. 2671-2675
- [15] BRUCE S.P.O., VANDAMME L.K.J., RYDBERFG A. *Measurement of Low-Frequency Base and Collector Current Noise and Coherence in SiGe Heterojunction Bipolar Transistors Using*

- Transimpedance Amplifiers*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1999, vol. 46, n° 5, pp. 993-1000
- [16] BARY L., BORGARINO M., PLANA R., et al. *Transimpedance Amplifier-Based Full Low-Frequency Noise Characterization Setup for Si/SiGe HBTs*. IEEE Transactions on Electron Devices, 2001, vol. 48, n° 4, pp. 767-773
- [17] BECKER J.A., SHIVE J.N. *The transistor – A new semiconductor amplifier*. The Electrical Engineering, 1949, vol. 68, n° 3, pp. 215-221, reprinted in Proceedings of the IEEE, 1999, vol. 87, n° 8, pp. 1389-1396
- [18] CHENETTE E.R., VAN DER ZIEL A. *Accurate noise measurements on transistors*. IRE Trans. On Electron Devices, 1962, pp. 123-128
- [19] BARY L. *Caractérisation et modélisation du bruit Basse Fréquence de composants bipolaires micro-ondes : Applications à la conception d'oscillateurs à faible bruit de phase*. Thèse. Toulouse : Université Paul Sabatier, 2001, 140 pages
- [20] LETZTER S., WEBSTER N. *Noise in Amplifiers*. Reprinted from IEEE Spectrum, august 1970, pp. 67-75
- [21] ASCH G. *Acquisition de données, du capteur à l'ordinateur*. Paris : Dunod, 1999, 478 pages
- [22] SEJALON F. *Conception et réalisation d'amplificateurs cryotechniques faible bruit à base de transistors à effet de champ dans la bande 16-20 GHz*. Thèse. Toulouse : Université Paul Sabatier, 1993, 242 pages
- [23] ANTOGNETTI P., MASSOBRIO G. *Semiconductor Device Modeling with SPICE*. 2nd edition. New York : McGraw-Hill, 1993
- [24] VAN DER ZIEL A., ZHANG X., PAWLIKIEWICZ H. *Location of 1/f Noise Sources in BJTs and HBTs-I. Theory*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1986, vol. 33, n° 9, pp. 1371-1376
- [25] KIRTANIA A.K., DAS M.B., CHANDRASEKHAR S., et al. *Measurement and Comparison of 1/f Noise and g-r Noise in Silicon Homojunction and III-V Heterojunction Bipolar Transistors*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1996, vol. 43, n° 5, pp. 784-792
- [26] CONTI M. *Surface and bulk effects in low frequency noise in n-p-n planar transistors*. Solid State Electronics, 1970, vol. 13, pp. 1461-1469
- [27] JAEGER R.C., BRODERSEN A.J. *Low frequency noise sources in bipolar junction transistors*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1970, vol. 17, n° 2, pp. 128-134
- [28] KNOTT K.F. *Experimental location of the surface and bulk 1/f noise currents in low noise high gain n-p-n planar transistors*. Solid State Electronics, 1975, vol. 16, pp. 1429-1434
- [29] PLUMB J.L., CHENETTE E.R. *Flicker noise in transistors*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1963, vol. ED-10, pp. 304-308
- [30] KLEINPENNING T.G.M. *On 1/f mobility fluctuations in bipolar transistors*. Physica, 1986, vol. 138B, pp. 244-252
- [31] KLEINPENNING T.G.M. *Location of Low Frequency Noise in Submicrometer Bipolar Transistors*. IEEE Transactions on Electron Devices, 1992, vol. 39, n°6, pp. 1501-1506

- [32] BORGARINO M., KOVACIC S., LAFONTAINE H. *Low Noise considerations in SiGe BICMOS Technology for RF Applications*. European Wireless'99, october 1999, Munich, Allemagne, pp. 39-44

- [33] BORGARINO M., BARY L., VESCOVI D. *The Correlation Resistance for Low-Frequency Noise Compact Modeling of Si/SiGe HBTs*. IEEE Transactions on Electron Devices, 2002, vol. 49, n° 5, pp. 863-870