

UNIVERSITÉ DE LIMOGES
ÉCOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2008

Thèse N° 25-2008

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : **Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique**

présentée et soutenue par

Antonio Augusto Lisboa de Souza

le 18 Juillet 2008

**Caractérisation Expérimentale et
Modélisation Cyclostationnaire des
Sources de Bruit BF dans les Composants
Semiconducteurs pour la CAO des Circuits
MMIC Non Linéaires**

Thèse dirigée par Juan Obregon et Michel Prigent

JURY :

Mattia Borgarino	Professeur, Université de Modène	Rapporteur
Fabien Pascal	Professeur, Université de Montpellier	Rapporteur
Cyril Gourdon	Ingénieur de conception, UMS	Examineur
Nathalie Labat	Professeur, Université de Bordeaux	Examineur
Jean-Christophe Nallatamby	Maître de Conférences, Université de Limoges	Examineur
Juan Obregon	Professeur Émérite, Université de Limoges	Examineur
Michel Prigent	Professeur, Université de Limoges	Examineur
Raymond Quéré	Professeur, Université de Limoges	Examineur

À ma famille,

Remerciements

Tout d'abord, cette thèse a été rendue possible grâce à la décision de la CAPES (organisme attaché au Ministère de l'Éducation Brésilien) de financer ce travail de recherche. Je remercie ainsi tous les contribuables brésiliens, en espérant que leur investissement sera récompensé dans un avenir proche.

Côté français, je tiens à remercier Messieurs Pierre Guillon et Dominique Cros de m'avoir permis d'effectuer ces travaux au sein du laboratoire XLIM, ainsi que Monsieur le Professeur Raymond Quéré de m'avoir accueilli dans l'équipe Circuits Composants Signaux Systèmes qu'il dirige.

J'exprime ma gratitude aux professeurs Juan Obregon et Michel Prigent d'avoir dirigé mes travaux de thèse, au cours de ces 4 dernières années.

Je tiens à remercier les rapporteurs de ce travail, professeurs Mattia Borgarino et Fabien Pascal, ainsi que tous les autres membres du jury : l'ingénieur Cyril Gourdon, les professeurs Nathalie Labat et Raymond Quéré, et le maître de conférences Jean-Christophe Nallatamby.

À l'équipe du "self-heating", Alain, Raphael et Raymond : j'espère que vous avez pris autant de plaisir que moi, pendant nos discussions autour de cette thématique passionnante. J'espère aussi qu'un jour on comprendra la thermique comme elle le mérite !

J'ai eu la chance de partager le bureau avec une personne hors du commun, non seulement par son "bruit de phase", mais surtout à cause de ses qualités humaines. Mon cher Manou, l'aventure "Hawaii", je la raconterai à mes petits enfants. Courage pour ta rédaction, et bonne chance pour la suite de ta thèse.

Hélène, merci de ta volonté incessante de rendre la vie des autres plus facile et agréable.

Table des matières

Table des matières	1
Table des figures	5
Liste des tableaux	13
Introduction générale	15
Chapitre 1 : La Dynamique Basse Fréquence des Transistors Bipolaires	21
1.1 Introduction	23
1.2 Le transistor bipolaire NPN et ses paramètres hybrides	25
1.2.1 Principe de fonctionnement du transistor idéal en polarisation normale	25
1.2.2 La modulation de l'épaisseur effective de la base	28
1.3 L'impact de l'auto-échauffement	30
1.3.1 L'impact sur les caractéristiques en continu (DC)	31
1.3.2 L'impact sur les paramètres petit signal	33
1.4 Caractérisation expérimentale des paramètres hybrides	37
1.5 L'utilisation des mesures petit signal dans la caractérisation expérimentale de l'impédance thermique	43
1.5.1 Le choix des paramètres "thermomètre"	44
1.5.2 Détermination expérimentale de ϕ	48
1.6 Validation du modèle convectif	52
1.7 Conclusion	58
Chapitre 2 : Caractérisation du Bruit BF jusqu'à de Forts Courants DC	59
2.1 Introduction	61
2.2 Le bruit BF des transistors bipolaires	62
2.2.1 Représentation du bruit BF des transistors bipolaires, en vue de la mesure	63
2.3 Le choix d'instrumentation	63
2.3.1 Les amplificateurs Transimpédance	64
2.3.2 Les amplificateurs de tension	68
2.4 L'impact de l'auto-échauffement sur la mesure du bruit BF	73
2.4.1 L'impact sur la mesure côté base	73
2.4.2 L'impact sur la mesure côté collecteur	76
2.5 Caractérisation expérimentale de S_{ibe} , S_{ice} et S_{ibece}	79
2.5.1 L'extraction des sources de bruit en courant d'un "T" de résistances	81
2.5.2 L'extraction des sources de bruit en courant des transistors	83
2.5.3 Discussion	85
2.6 La Modélisation Compacte du bruit des transistors	87
2.6.1 Modèle non linéaire du transistor InGaP-GaAs 6X2X40	87
2.6.2 Modèle électrothermique petit signal en vue de l'extraction du modèle de bruit BF	94
2.6.3 Analyse des composantes de bruit blanc du transistor	98
2.6.3.1 Discussion	105

2.6.4	Extraction du modèle de bruit BF XLIM	107
2.6.4.1	Discussion	116
Chapitre 3 : Caractérisation Expérimentale du Bruit BF en Présence d'un Signal Sinusoïdal Déterministe 119		
3.1	Introduction	121
3.2	Historique des publications expérimentales et des premières simulations	122
3.3	Le modèle de fluctuations de résistance	125
3.3.1	Le modèle stationnaire (ancien)	125
3.3.2	L'expérience de Lorteijs et Hoppenbrouwers	126
3.3.3	Le modèle imaginé par Lorteijs et Hoppenbrouwers	127
3.3.3.1	Prévisions en polarisation continue	129
3.3.3.2	Analyse en présence d'un signal sinusoïdal déterministe (polarisation sinusoïdale)	130
3.3.3.3	Prévisions en polarisation DC + AC	132
3.3.3.4	L'origine physique des fluctuations de résistance (conductance)	133
3.3.3.5	Représentation du bruit 1/f dû aux fluctuations de conductance	134
3.4	Résultats expérimentaux sur le bruit BF des résistances au carbone	135
3.4.1	Instrumentation utilisée pour la mesure du bruit BF des résistances au carbone	136
3.4.2	Terminologie pour l'analyse des résultats expérimentaux	137
3.4.3	Conditions explorées expérimentalement	137
3.4.4	Résultats obtenus expérimentalement	140
3.4.5	Résultats de simulation	148
3.5	Conclusion	149
Chapitre 4 : Le Bruit BF des Diodes et Transistors Bipolaires Fonctionnant en Présence d'un Fort Signal 153		
4.1	Introduction	155
4.2	Historique expérimental et premières simulations	156
4.3	Choix de l'instrumentation et des conditions de mesure	158
4.4	Analyse en régime fort signal	160
4.4.1	Fonctionnement d'une jonction PN en régime fort signal	161
4.5	Vérification expérimentale des hypothèses	169
4.6	La diminution du bruit en tension	182
4.7	Caractérisation de la source en entrée d'un transistor	185
4.8	Discussion	193
Conclusion Générale et Perspectives		197
Bibliographie		201

Annexes	211
Publications et communications relatives à ce travail	213
Annexe 1 : L'impact de S_{ice} en entrée du transistor	215
Annexe 2 : Extraction de S_{ibe} , S_{ice} et S_{ibece}	219
Annexe 3 : Calcul des éléments du circuit équivalent petit signal du TBH	225
Annexe 4 : Passage des paramètres hybrides extrinsèques aux paramètres hybrides intrinsèques	227
Annexe 5 : Extraction du modèle de bruit BF XLIM	231
Annexe 6 : Dépendance fréquentielle du bruit mesuré des composants BFP740F et BFQ67	235

Table des figures

1.1	Schéma simplifié du montage expérimental pour la mesure du bruit basse fréquence.	24
1.2	Structure physique du transistor NPN (a), circuit équivalent proposé par Ebers et Moll (b) et circuit équivalent, basé sur la charge stockée dans la base, proposé par Gummel et Poon (c).	26
1.3	Transistor bipolaire idéal (a) et circuit équivalent (b).	27
1.4	Effet Early.	28
1.5	Conséquence de l'effet Early sur le réseau de sortie à courant de base constant.	29
1.6	Circuit équivalent hybride du transistor.	29
1.7	Impact de l'auto-échauffement sur le réseau d'entrée d'un TBH GaAs.	32
1.8	Impact de l'auto-échauffement sur le réseau de sortie d'un TBH GaAs.	32
1.9	Paramètres hybrides d'un TBH en technologie InGaP/GaAs : $V_{CE0} = 3V$, $I_{C0} = 50mA$, $I_{B0} \approx 700\mu A$	36
1.10	Schéma équivalent (a) et utilisation de l'appareil HP4194A pour la mesure de Z_{in0} (b).	38
1.11	Schéma équivalent (a) et utilisation de l'appareil HP4194A pour la mesure de G_d . La mesure de Z_{in} est effectuée avec le principe montré sur la figure 1.10-b.	39
1.12	Schéma équivalent de la mesure de Z_{out0} (a), Z_{out} et G_i (b).	40
1.13	Reproduction des mesures à partir des paramètres hybrides extraits de Z_{in0} , Z_{out0} , G_d et G_i	41
1.14	Reproduction des mesures à partir des paramètres hybrides extraits de Z_{in} , Z_{in0} , Z_{out} et G_d	42
1.15	Variation de la tension base-émetteur suite à une excitation par une impulsion de courant.	44
1.16	Modèle convectif non linéaire complet du transistor (avec prise en compte des diodes de fuites), avec implantation de son comportement thermique.	45
1.17	Paramètres hybrides d'un TBH InP/GaAsSb, polarisé à $I_{C0} = 20mA$, $V_{CE0} = 2V$. La surface d'émetteur est de $\approx 42\mu m^2$	46
1.18	Circuit pour la détermination de l'impédance thermique.	46
1.19	Impédance mesurée à l'entrée, en faisant varier la résistance de charge.	48
1.20	Valeurs de ϕ obtenues expérimentalement.	50
1.21	Comparaison entre la mesure et la simulation physique de Z_{TH}	51
1.22	Comparaison des paramètres hybrides mesurés et simulés à partir du circuit thermique spécifique au point de polarisation. $I_{C0} = 25mA$	53
1.23	Comparaison des paramètres hybrides mesurés et simulés à partir du circuit thermique spécifique au point de polarisation. $I_{C0} = 50mA$	54
1.24	Comparaison des paramètres hybrides mesurés et simulés à partir du circuit thermique spécifique au point de polarisation. $I_{C0} = 100mA$	55
1.25	Comparaison des paramètres hybrides mesurés et simulés à partir du circuit thermique linéaire. $I_{C0} = 25mA$	56
1.26	Comparaison des paramètres hybrides mesurés et simulés à partir du circuit thermique linéaire. $I_{C0} = 100mA$	57
2.1	Transistor bipolaire bruyant (a), et son modèle équivalent en vue de la mesure(b).	63

2.2	Utilisation des amplificateurs transimpédance pour la mesure directe des sources de bruit en courant ainsi que leur corrélation. La capacité placée dans le collecteur sert à respecter la limitation de courant DC de l'instrument.	64
2.3	Circuit équivalent pour l'utilisation d'un amplificateur transimpédance. La résistance de polarisation R correspond à R_2 dans la figure 2.2.	65
2.4	Imperfections du transimpédance.	66
2.5	Impact du transimpédance dans la mesure du bruit au collecteur.	67
2.6	Circuit équivalent pour l'utilisation d'un amplificateur de tension.	68
2.7	Imperfections de l'amplificateur de tension.	69
2.8	Schéma simplifié pour l'utilisation d'un amplificateur de tension (valable jusqu'à $100kHz$).	69
2.9	Impact du branchement d'un amplificateur de tension à la base. $I_{B0} \approx 350\mu A$	70
2.10	Impact du branchement d'un amplificateur de tension à la base. $I_{B0} \approx 1.4mA$	71
2.11	Oscillation BF observée due à la réaction thermique.	72
2.12	Circuit pour l'analyse de l'impact côté base.	73
2.13	Impédance vue en entrée en fonction de la charge en sortie.	74
2.14	Bruit en tension mesuré côté base.	75
2.15	Bruit en courant côté base.	75
2.16	Circuit pour l'analyse de l'impact côté collecteur.	76
2.17	Impédance vue en sortie en fonction de la charge en entrée.	77
2.18	Bruit en tension mesuré côté collecteur.	78
2.19	Bruit en courant côté collecteur.	78
2.20	Configuration pour la caractérisation expérimentale des sources de bruit.	79
2.21	Représentation du té de polarisation.	80
2.22	Schéma équivalent complet pour l'analyse du bruit.	81
2.23	Quadripôle bruyant pour vérifier la méthode d'extraction.	82
2.24	Montage avec le T de résistances.	82
2.25	Comparaison des résultats obtenus pour le T de résistances.	83
2.26	Comparaison des résultats de la méthode 1 accès et simultanée. Le composant est un transistor InP comportant 4 doigts d'émetteur de 15 par $0.7\mu m$	84
2.27	Coefficient de corrélation entre les sources de la figure 2.26. Le composant est un transistor InP comportant 4 doigts d'émetteur de 15 par $0.7\mu m$	84
2.28	Comparaison des résultats pour un TBH en technologie InGaP-GaAs, comportant 6 doigts d'émetteur de 2 par $40\mu m$ chacun.	85
2.29	Coefficient de corrélation pour un transistor en technologie InGaP-GaAs, comportant 6 doigts d'émetteur de 2 par $40\mu m$ chacun.	86
2.30	Schéma équivalent extrinsèque du transistor InGap-GaAs $6x2x40$	88
2.31	Schéma équivalent intrinsèque du transistor InGap-GaAs $6x2x40$	89
2.32	Circuit intrinsèque convectif du transistor InGap-GaAs $6x2x40$	89
2.33	Comparaison mesure-modèle du réseau de sortie.	92
2.34	Composantes du courant convectif pour 3 valeurs de courant de base.	92
2.35	Comparaison à bas niveau de courant DC.	93
2.36	Composante principale du courant de base à bas niveau de courant.	93
2.37	Circuit équivalent petit signal du transistor intrinsèque.	94

2.38	Valeurs des éléments de la figure 2.37 à $I_{C0} = 50mA$, $V_{CE0} = 3V$	96
2.39	Circuit équivalent du transistor intrinsèque avec des paramètres hybrides. . .	97
2.40	Comparaison des paramètres hybrides intrinsèques extraits et simulés. . . .	97
2.41	Paramètres h_{11i} extraits pour $I_{C0}=25, 50$ et $100mA$	98
2.42	Circuit pour l'analyse du bruit blanc.	99
2.43	Possible intégration du bruit shot cyclostationnaire dans le modèle non linéaire. Le transistor sur cette figure représente la partie intrinsèque convective du transistor réel (voir figure 2.32).	100
2.44	Montage expérimental pour la mesure du bruit en entrée (a) et configuration de simulation, contenant le transistor, les tés de polarisation " <i>comp_BIAS_TEE_45MHZ</i> " et " <i>comp_BIAS_TEE_400MHZ</i> ", et l'amplificateur de tension " <i>comp_421F5</i> " (b).	101
2.45	Comparaison entre la mesure et les résultats de simulation du modèle de bruit blanc de la figure 2.42. La courbe en vert clair représente le bruit dû à une résistance du té de polarisation côté base. Notons qu'aux basses fréquences, la mesure est dominée par le bruit coloré du transistor.	102
2.46	Montage experimental pour la mesure du bruit en sortie (a) et configuration de simulation du bruit blanc (b).	103
2.47	Comparaison mesure-modèle du bruit en sortie. La courbe en vert clair représente le bruit dû à une résistance du té de polarisation côté base. En basses fréquences, la mesure est dominée par le bruit BF du transistor, qui n'a pas été modélisé.	104
2.48	Résultats obtenus en simulation, en court-circuitant le té de polarisation côté base.	105
2.49	Résultats obtenus en fixant R_{th} à zero.	106
2.50	Topologie du modèle de bruit BF XLIM.	107
2.51	Passage de la source commandée aux accès du transistor intrinsèque : modèle original (a), impact de la source commandée aux accès (b), modèle équivalent à (b) avec deux sources représentant la source commandée et modèle complet équivalent (d).	108
2.52	Représentation petit signal du transistor, avec les paramètres hybrides intrinsèques, et ses sources de bruit BF.	109
2.53	Courbes obtenues pour les sources non commandée et commandée du transistor 6X2X40, en tenant compte de ses paramètres h intrinsèques issus des mesures.	110
2.54	Coefficient de corrélation des sources commandée et non commandée du transistor 6X2X40.	111
2.55	Dépendance des sources S_{ISC} et S_{ISNC} en fonction du courant de collecteur.	112
2.56	Reproduction des mesures aux accès du transistor à $I_{C0} = 6.75mA$	113
2.57	Reproduction des mesures aux accès du transistor à $I_{C0} = 100mA$	114
2.58	Courbes de S_{ice} pour deux transistors en même technologie, et de surface identique.	115
2.59	Circuit équivalent pour la localisation des sources de bruit BF, d'après Van Der Ziel.	116
2.60	Circuit équivalent pour la localisation des sources de bruit BF, d'après Borgarino et al.	117
3.1	Modèle classique (stationnaire) du bruit BF d'une résistance.	125

3.2	Montage utilisé par Lorteijs et Hoppenbrouwers.	127
3.3	Modèle imaginé par Lorteijs et Hoppenbrouwers.	128
3.4	Résistance bruyante (a) et conductance bruyante (b) polarisées en continue.	129
3.5	DSP du bruit en tension (a) et en courant (b) sous polarisation continue. k est une constante arbitraire.	130
3.6	Résistance bruyante sous polarisation sinusoïdale.	131
3.7	DSP du bruit en tension (a) et en courant (b) sous polarisation sinusoïdale. k est une constante arbitraire.	131
3.8	Résistance bruyante sous polarisation mixte.	132
3.9	DSP du bruit en tension (a) et en courant (b) sous polarisation mixte. k est une constante arbitraire.	133
3.10	Représentation d'une conductance dont le bruit est cyclostationnaire. . . .	134
3.11	Implantation de la conductance bruyante sur logiciel ADS.	135
3.12	À I_{DC} identique, le bruit autour de $\omega = 0$ d'un modèle cyclostationnaire est indissociable de celui d'un modèle stationnaire.	136
3.13	Instrumentation utilisée pour mesurer le bruit BF en pompage(a). En (b), pont de résistances contenant les résistances métalliques de forte valeur (en haut) et les résistances au carbone (en bas) que l'on veut étudier.	137
3.14	Terminologie des différentes composantes du bruit BF cyclostationnaire. . .	138
3.15	Types de ponts essayés.	139
3.16	Résultats pour le pont métallique, avec $f_p = 10kHz$	141
3.17	Résultats pour le pont métallique, avec $f_p = 100kHz$	142
3.18	Résultats avec les résistances au carbone, pour $R_S = 2k\Omega$	143
3.19	Résultats avec les résistances au carbone, pour $R_S = 10k\Omega$	144
3.20	Résultats pour $R_S = 2k\Omega$ et $f_p = 100kHz$	145
3.21	Indépendance du bruit autour de la porteuse en fonction de la tension DC.	146
3.22	Indépendance du bruit BF par rapport au signal à f_p	147
3.23	Bruit BF mesuré en absence de signal DC	148
3.24	Simulation du montage expérimental sous le logiciel ADS.	149
3.25	Comparaison mesure-modèle en polarisation DC.	150
3.26	Comparaison mesure-modèle en polarisation AC.	150
3.27	Comparaison mesure-modèle avec les signaux DC et AC.	150
4.1	Montage pour la mesure du bruit BF pompé des semi-conducteurs.	159
4.2	Tracé des courants I_{B0} et I_{C0} du transistor 6X2X40 à $V_{CE0} = 1V$ en fonction de V_{BE0}	162
4.3	Circuit pour l'analyse du bruit BF pompé des diodes.	162
4.4	Circuit équivalent pour l'analyse paramétrique.	164
4.5	Représentation de la source de bruit en courant.	165
4.6	Conversion du bruit en courant au bruit en tension.	167
4.7	Variation de R_{eq0} , R_{eq1} et R_{eq2} en fonction du niveau de pompage.	169
4.8	Montage avec le transistor BFP740F. La configuration collecteur ouvert procure au transistor un fonctionnement similaire à celui de la diode. . . .	170
4.9	Modèle qui représentera le transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert.	171
4.10	Tracé I_xV du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert (a) et impédance vue sous polarisation continue pour plusieurs valeurs du courant DC (b).	172

4.11	Bruit mesuré du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert et sous polarisation continue.	173
4.12	Montage pour la mesure des formes d'ondes temporelles du courant des composants.	173
4.13	Comparaison mesure-modèle des formes d'ondes temporelles du courant à l'entrée du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert.	175
4.14	Montage pour la mesure de l'impédance R_{eq0}	176
4.15	Configuration de simulation de l'impédance R_{eq0}	176
4.16	Comparaison mesure-modèle de l'impédance R_{eq0}	177
4.17	Montage pour la mesure du bruit BF pompé du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert.	177
4.18	Bruit en tension mesuré du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert, en présence de grand signal. La mesure est comparée avec les résultats de simulation pour trois valeurs du paramètre p	178
4.19	Diminution du bruit BF en tension avec une pompe à $10kHz$	180
4.20	Diminution du bruit BF en tension avec une pompe à $100kHz$	181
4.21	Schéma du pompage en courant. A comparer aux figures 4.3 et 4.4.	182
4.22	Bruit en tension d'une diode idéale pompée par une source de courant.	184
4.23	Composantes spectrales d'un bruit en courant cyclostationnaire.	184
4.24	Modèle qui représentera le transistor BFQ67.	186
4.25	Tracé des courants du transistor BFQ67 à V_{CE0} fixe, en fonction de V_{BE0}	186
4.26	Bruit BF en entrée du transistor BFQ67 sous polarisation continue.	187
4.27	Comparaison mesure-modèle des formes d'ondes temporelles du courant de base du transistor BFQ67.	188
4.28	Comparaison mesure-modèle de l'impédance R_{eq0} pour le circuit du transistor BFQ67.	189
4.29	Configuration pour la simulation du bruit en tension en entrée du transistor BFQ67.	189
4.30	Montage expérimental pour la mesure du bruit en tension en entrée du transistor BFQ67.	190
4.31	Comparaison mesure-modèle du bruit en tension du transistor BFQ67. $R_S = 10k\Omega$	191
4.32	Comparaison mesure-modèle du bruit en tension du transistor BFQ67. $R_S = 1k\Omega$	192
4.33	Différences entre les deux hypothèses, dans le cas d'une jonction PN idéale.	193
4.34	Montage alternatif au montage en pont.	195
5.35	Montage pour l'analyse de l'impact de S_{ice} sur le bruit en entrée.	215
5.36	Variation de K_3 en fonction de R_2	217
5.37	Montage pour l'analyse analytique du bruit BF.	219
5.38	Montage pour l'analyse de l'impact de I_{R1} sur V_{in} et V_{out}	222
5.39	Circuit petit signal.	225
5.40	Circuit qui relie les paramètres h_{11_i} , h_{21_i} (a) et h_{12_i} , h_{22_i} (b) aux paramètres hybrides intrinsèques.	227
5.41	Code MAPLE qui décrit le circuit sur la figure 5.40-a.	228
5.42	Code MAPLE qui décrit le circuit sur la figure 5.40-b.	228
5.43	Code MAPLE pour obtenir la relation entre les paramètres hybrides extrinsèques et intrinsèques.	229

5.44	Circuit équivalent pour l'extraction du modèle de bruit BF XLIM.	231
5.45	Code MAPLE qui décrit le circuit de la figure 5.44.	231
5.46	Résultats obtenus pour le circuit de la figure 5.44.	232
5.47	Dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFP740F sous polarisation continue.	235
5.48	Dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFP740F en régime de pompage.	236
5.49	Comparaison mesure-modèle de la dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFP740F en régime de pompage.	237
5.50	Dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFQ67 sous polarisation continue.	238
5.51	Dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFQ67 en régime de pompage.	238
5.52	Comparaison mesure-modèle de la dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFQ67 en régime de pompage.	239
5.53	Comparaison mesure-modèle de la dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFQ67 en régime de pompage, avec $R_S = 1k\Omega$	240

Liste des tableaux

2.1	Éléments Extrinsèques	88
2.2	Impédance Thermique	89
2.3	Paramètres du circuit convectif	90
2.4	Paramètres des charges base-émetteur et base-collecteur	91
2.5	Valeurs de S_{ISC}	111
2.6	Valeurs de S_{ISNC}	113

Introduction générale

À côté du monde macroscopique et déterministe, qui est celui que l'on a l'habitude de percevoir avec nos propres sens ou à l'aide d'instruments simples tels qu'une règle ou un multimètre, il existe un monde microscopique, dont l'observation nécessite généralement une instrumentation élaborée.

Bien qu'il puisse paraître invariant à l'oeil nu, si l'on regarde à plus petite échelle, l'objet de l'observation possède des grandeurs fluctuant autour d'une valeur moyenne. Ces fluctuations peuvent être le résultat, par exemple, des variations de température en fonction du temps, qui dilatent ou rétrécissent la distance moyenne entre les atomes/molécules. Ces fluctuations, beaucoup plus petites que la précision généralement requise pour des mesures macroscopiques, sont souvent négligées.

Dans le cas des circuits électroniques, la mesure du courant traversant un composant peut révéler, contrairement au chiffre fixe affiché par un multimètre (qui effectivement mesure le courant moyen), un courant variant dans le temps. Ces fluctuations peuvent être négligées dans certains contextes, la valeur indiquée par le multimètre peut être suffisante en tant que donnée expérimentale.

Par contre, dans d'autres circonstances, les petites variations sont d'une telle importance que certains auteurs ont consacré leur vie à l'analyse des fluctuations aléatoires autour d'un état déterministe, ainsi qu'à leur impact sur le monde macroscopique. Kolmogorov par le formalisme de la théorie des probabilités, Shannon avec la théorie de l'information, et Van Der Ziel à propos du bruit électronique des composants semi conducteurs, sont quelques exemples d'auteurs.

La présente contribution s'insère dans le domaine de l'analyse des circuits oscillateurs microondes à faible bruit de phase. Cependant, des résultats obtenus au cours du travail, notamment au niveau de la caractérisation et modélisation du comportement thermique du transistor, peuvent être aussi utiles à bien d'autres fonctions.

L'importance de l'optimisation du bruit de phase d'un oscillateur réside dans le fait que le bruit de phase, ainsi que certaines autres caractéristiques, limitent la quantité d'information transmissible dans un système de communication. Shannon a d'ailleurs relié le rapport signal à bruit d'un canal de communication (ainsi que sa bande) à son débit maximum.

L'optimisation d'un circuit oscillateur, vis à vis de son bruit de phase, est une étape qui nécessite une description précise des différents composants du circuit, ainsi

que des mécanismes de génération de bruit. On s'intéresse alors à la modélisation des caractéristiques déterministes des composants passifs et actifs, mais aussi à la modélisation de leur sources internes de bruit. L'optimisation est de ce fait très dépendante de notre capacité à modéliser ces composants [1].

L'utilisation de circuits à des fréquences de plus en plus élevées a poussé au développement de composants actifs de plus en plus performants en termes de caractéristiques fréquentielles. Ceci entraîne généralement une diminution des dimensions physiques, afin de réduire les éléments parasites, ceux-ci étant proportionnels à la surface du composant.

Cependant, les niveaux de densité de courant auxquels les performances HF sont obtenues ont, eux, augmenté et non diminué. Le résultat est le passage de densités de courant de quelques dizaines de kA/cm^2 souvent rencontrées dans les applications à transistors sur substrat AsGa [2], à quelques centaines de kA/cm^2 dans les applications à transistors en technologie SiGe [3] et sur substrat InP [4].

On observe ainsi une augmentation d'un ordre de grandeur de la densité de courant. Cette tendance à la décroissance des dimensions physiques a un impact important sur le bruit BF des transistors, et par conséquent sur le bruit de phase des oscillateurs [5].

Quant à la puissance dissipée, les meilleures performances en terme de bruit de phase sont souvent atteintes à des niveaux proches de la limite du composant. Cela implique que la température du composant joue un rôle important sur son comportement, notamment aux basses fréquences. Nous verrons l'impact de celle-ci sur la mesure du bruit BF [6].

La première partie de ce mémoire est constituée de deux chapitres ; elle est consacrée au défi de la caractérisation du bruit BF des transistors bipolaires soumis à des polarisations continues élevées, soit en termes de courant de base, soit en termes de puissance dissipée.

La deuxième partie de ce mémoire, elle aussi constituée de deux chapitres, est consacrée à répondre à une question primordiale concernant les modèles de bruit BF compacts : sous régime fort signal (périodique), les propriétés statistiques des sources de bruit sont-elles dépendantes du courant instantané traversant le composant ou seulement de sa composante moyenne ?

Puisque qu'il s'agit d'une question capitale dans la compréhension des mécanismes

de génération du bruit BF, notre approche a consisté à essayer de trouver les conditions de mesures pour lesquelles la différence entre ces deux concepts soit maximisé [7] .

Ainsi, la mesure du bruit BF sous polarisation périodique nous permettra de distinguer parmi ces deux options, et ainsi caractériser le comportement de ces sources en présence d'un signal de forte amplitude variant dans le temps. L'analyse des données obtenues expérimentalement peut facilement nous conduire à des conclusions imprécises ou erronées. Il importe d'être donc très précis sur celles-ci.

Le manuscrit est organisé de la façon suivante :

Le premier chapitre traite de la dynamique BF des transistors bipolaires, avec une analyse plus appliquée aux forts niveaux de puissance dissipée. Nous verrons que certains concepts, tels que l'unilatéralité et l'indépendance fréquentielle des paramètres du transistor, sont mis en défaut lorsque le niveau de puissance dissipée par le composant est important.

Nous proposons d'une part une méthode de caractérisation expérimentale de la dynamique BF du transistor, qui sera ensuite utilisée au deuxième chapitre pour l'extraction des sources équivalentes de bruit en courant aux accès du transistor. D'autre part, nous proposons l'exploitation de l'impact de l'auto-échauffement sur l'impédance d'entrée du transistor [8] pour la caractérisation expérimentale du circuit thermique du transistor, afin de pouvoir modéliser correctement son comportement BF.

En disposant des paramètres déterministes expérimentaux du transistor aux fréquences de mesure du bruit BF, le deuxième chapitre montre l'intérêt de l'utilisation des amplificateurs de tension dans la caractérisation des sources équivalentes de bruit en courant aux accès du transistor.

Nous utiliserons comme exemple un transistor en technologie InGaP-GaAs comportant 6 doigts d'émetteur de 2 par 40 μm chacun, dont le modèle non linéaire est complètement détaillé. Nous comparerons d'abord les résultats de simulation et de mesures de son comportement BF, pour ensuite analyser son comportement en bruit BF. Ce chapitre conclut nos analyses sous polarisation continue.

L'étude du bruit BF sous polarisation périodique sera le sujet des chapitres 3 et 4.

Pour passer du sujet "classique" de l'analyse du bruit BF sous polarisation continue,

au sujet complexe et controversé du bruit BF des composants semi-conducteurs en régime de pompage, il faut établir une base de connaissance à partir d'un cas simple : la résistance linéaire. Cela constitue le coeur de la discussion du troisième chapitre, qui nous permettra de bien assimiler les résultats obtenus lors des mesures sur des semi-conducteurs.

Nous expliquerons en détail le modèle de fluctuations de résistance/conductance imaginé par Lortetje et Hoppenbrouwers pour expliquer le comportement du bruit en $1/f$ dans les résistances au carbone, observé lors de leur mesures [9]. Nous vérifierons ensuite le très bon accord obtenu entre ce modèle et nos propres mesures, effectuées sur des résistances au carbone. Cela permettra de montrer les performances de l'instrumentation retenue pour l'étude du bruit BF pompé des semi-conducteurs.

Au quatrième chapitre, nous traitons d'abord du comportement d'une jonction PN (telle qu'une diode, où la jonction base émetteur d'un transistor bipolaire) en régime fort signal en présence d'une source de bruit en courant modélisant son bruit BF. Nous verrons ainsi que, dans les conditions de mesure choisies, une source de bruit en courant stationnaire devrait produire un bruit en tension qui devrait augmenter en fonction du pompage à courant DC fixe.

Grâce aux mesures effectuées, nous montrerons que, contrairement aux prévisions données par un modèle stationnaire, le bruit en tension d'une jonction PN diminue, qu'il s'agisse d'un varactor, d'un transistor en configuration de collecteur ouvert, ou de l'entrée d'un transistor polarisé normalement ! Et cela, pour deux valeurs de fréquence de pompage qui varient d'une décade.

Ceci constituera une preuve de plus de la cyclostationnarité du bruit BF. Nous proposons finalement une méthode de caractérisation du bruit BF sous régime de pompage, en montrant des comparaisons entre les résultats de simulation et la mesure pour deux composants commerciaux.

Nous terminons notre manuscrit par nos conclusions et les perspectives ouvertes par le présent travail.

Chapitre 1 :

La Dynamique Basse Fréquence des Transistors Bipolaires

1.1 Introduction

Le niveau du bruit basse fréquence propre aux composants actifs étant très faible, son analyse est réalisée à partir de la linéarisation du transistor autour d'un état établi (continu ou fort signal). Le bruit se comporte comme une perturbation de faible amplitude de l'état établi, et l'analyse autour d'une polarisation continue est appelée analyse "petit signal".

Dans le cadre d'une analyse petit signal, le composant actif est donc remplacé par un circuit linéaire : seules les sources de signal de faible amplitude (telles que les sources de bruit) restent dans le circuit. À partir de ces sources, qui peuvent être des sources de tension ou courant, on cherche donc à connaître la tension et/ou le courant aux différents endroits du circuit.

Le circuit équivalent dit "petit signal" peut être déduit à partir des équations non linéaires gouvernant le fonctionnement du composant ; des modèles plus au moins sophistiqués peuvent être utilisés selon le besoin.

Tant que la fréquence de travail permet de négliger les capacités de jonction ou de diffusion du transistor, l'utilisation d'un circuit purement convectif (et donc indépendant de la fréquence) donne des résultats très proches de la réalité. Un tel circuit est d'ailleurs utilisé par de nombreux auteurs de livres de référence pour l'analyse des circuits fonctionnant en basse fréquence [10, 11].

De façon générale, on remarque que les circuits oscillateurs présentant un faible bruit de phase demandent un niveau de puissance mis en jeu par le composant actif non négligeable. De plus, dans le cas des composants hyperfréquences, l'optimum des performances fréquentielles, telles que le gain en puissance, est obtenu à de fortes densités de courant de collecteur, pouvant atteindre $200kA/cm^2$ selon la technologie de fabrication ; donc à de fortes densités de puissance dissipée.

Comme nous le verrons par la suite, à de tels niveaux de courant continu et dans la gamme de fréquences de mesure du bruit BF, les concepts d'unilatéralité et d'indépendance fréquentielle ne sont plus valables, et notre modèle petit signal purement convectif doit être revu. Pour l'ensemble de notre travail les fréquences utilisées se situent entre $100Hz$ et $100kHz$, sauf cas explicité par ailleurs.

La caractérisation expérimentale de la dynamique basse fréquence du transistor

bipolaire a deux objectifs : le premier consiste à concevoir un modèle non linéaire qui puisse reproduire le comportement basse fréquence du transistor réel, en présence des sources AC de faible amplitude telles que les sources de bruit.

Le deuxième objectif consiste à rendre possible la caractérisation des sources équivalentes de bruit en courant de court-circuit aux accès du transistor (ainsi que leur corrélation), pour des courants de base pouvant atteindre quelques milliampères. Notons qu'aucun banc de mesure du bruit basse fréquence n'a été proposé, à notre connaissance, pour des telles valeurs de courant de base. Ceci constituera le sujet du deuxième chapitre.

La caractérisation expérimentale des sources de bruit basse fréquence passe obligatoirement par leurs mesures aux accès du composant. Pour des raisons qui seront explicitées en détail dans le chapitre 2, le montage expérimental retenu est donné ci-dessous.

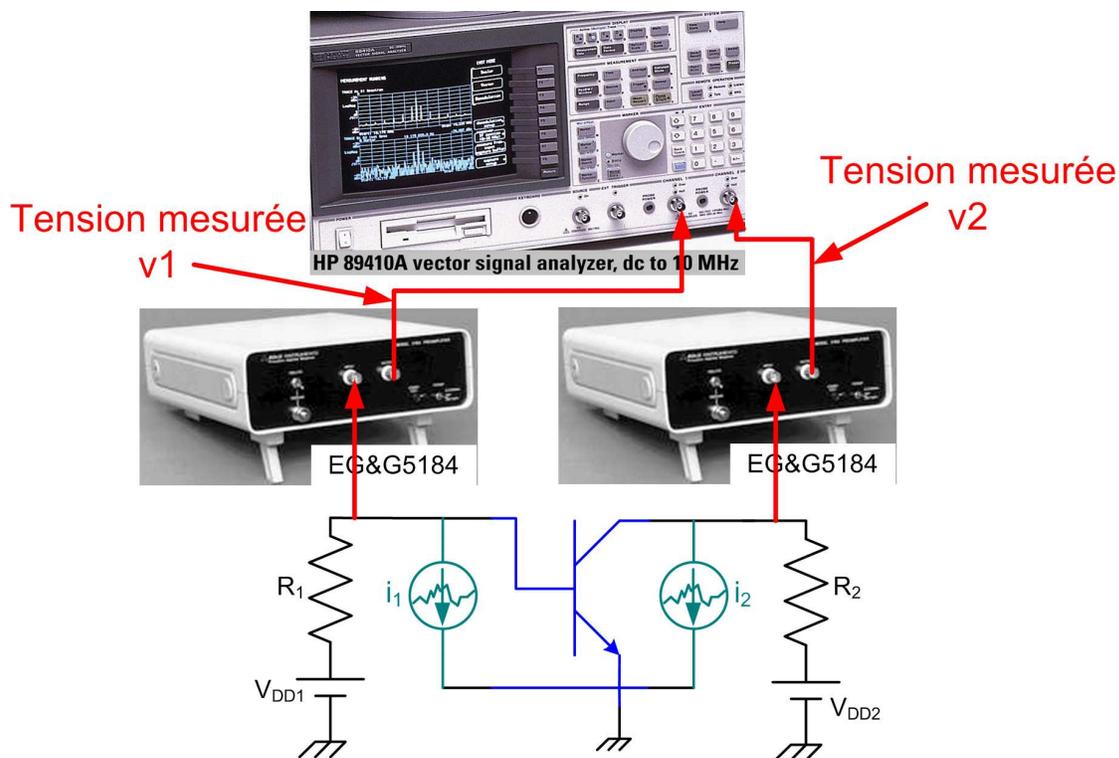


FIG. 1.1 – Schéma simplifié du montage expérimental pour la mesure du bruit basse fréquence.

Compte tenu des niveaux faibles des sources de bruit présentes dans le transistor, celles-ci peuvent être, dans un premier temps, représentées par un modèle linéaire classique comprenant une source de courant de court-circuit (équivalent Norton) à

chaque accès (i_1 et i_2), et ce à chaque point de polarisation. Ces deux sources sont corrélées entre elles. Dans un deuxième temps, la méthodologie d'extraction consistera à les représenter au moyen de sources internes au transistor (chapitre 2).

Le transistor est refermé sur 2 résistances R_1 et R_2 , et les tensions à leur bornes sont amplifiées par 2 amplificateurs de tension à faible bruit et à fort gain. Leurs sorties sont connectées sur un analyseur de spectre-FFT qui les mesure.

Compte tenu de cette représentation (figure 1.1), il est clair que la détermination des sources de courant i_1 et i_2 à partir des tensions v_1 et v_2 mesurées fait intervenir :

- Le gain de chaque amplificateur,
 - Les sources de bruit des amplificateurs,
 - Les valeurs des résistances R_1 et R_2 ainsi que leur bruit thermique,
- mais aussi les paramètres équivalents du modèle petit signal du transistor.

1.2 Le transistor bipolaire NPN et ses paramètres hybrides

Dans le cadre d'un oscillateur faible bruit, le cycle de charge passe, soit par la zone active du transistor (zone de saturation du courant de collecteur), soit par la zone bloquée.

Comme le bruit shot ainsi que le bruit BF sont fonctions du courant déterministe lorsqu'il est non nul, la zone bloquée représente un intérêt moins important que la zone active au premier ordre. Nous allons donc nous concentrer par la suite sur la zone active de fonctionnement du transistor. De plus nous allons considérer le transistor de type "NPN" en montage émetteur commun.

Parmi les divers ensembles des paramètres petit signal que l'on peut associer à un quadripôle linéaire, tels que les paramètres Y, Z ou S, nous allons nous intéresser plus particulièrement au circuit équivalent en termes de paramètres hybrides "h".

1.2.1 Principe de fonctionnement du transistor idéal en polarisation normale

Il peut sembler superfétatoire de rappeler dans un mémoire de thèse les bases de fonctionnement d'un transistor bipolaire (ici NPN). Il est cependant nécessaire, car son

fonctionnement sert de base à la modélisation du bruit basse fréquence dans le composant ainsi qu'à sa modélisation électrothermique.

La structure physique simplifiée du transistor bipolaire NPN homojonction est présentée sur la figure 1.2. Elle est composée de la juxtaposition de trois couches d'un matériau semi-conducteur (dopées différemment) formant deux diodes tête-bêche interagissant entre elles [12].

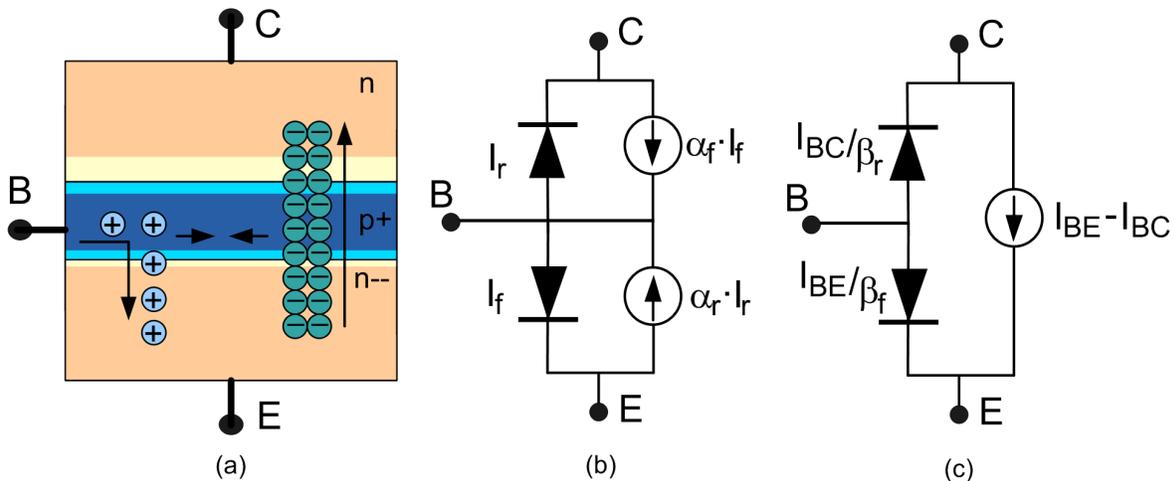


FIG. 1.2 – Structure physique du transistor NPN (a), circuit équivalent proposé par Ebers et Moll (b) et circuit équivalent, basé sur la charge stockée dans la base, proposé par Gummel et Poon (c).

A partir de la figure 1.2-a, on distingue les deux types de porteurs du courant électrique : les électrons (-) et les trous (+). La polarisation directe de la jonction base-émetteur entraîne l'injection d'électrons vers la base ainsi que de trous vers l'émetteur. L'effet "transistor" se traduit par la récupération d'une partie des électrons arrivant dans la base par le collecteur, quand la jonction base-collecteur est polarisée en inverse.

Comme le montre la figure 1.2, il y a une autre partie du courant d'électrons qui se recombine dans la base. Le rapport entre le courant d'électrons qui effectivement arrive au collecteur et le courant total d'électrons est appelé facteur de transport de base (notée α_T), et dépend de l'épaisseur effective de base.

La figure 1.2-b montre le modèle équivalent en "T" du transistor proposé par Ebers et Moll [13], qui incorpore symétriquement deux diodes tête-bêche en parallèle avec des sources de courant. Le terme α_f représente le produit de l'efficacité d'injection

de l'émetteur (le rapport entre le courant d'électrons et de trous, notée γ) et α_T . En inversant collecteur et émetteur, la même définition s'applique au terme α_r .

La figure 1.2-c montre le modèle équivalent en “ π ” proposé par Gummel et Poon [14], basé sur le contrôle de charge dans la base et qui explicite le gain en courant direct du transistor (notée β_f). En régime actif, la jonction base-collecteur est polarisée en inverse, ce qui se traduit par un courant I_r (I_{BC}) négligeable.

En considérant le modèle en “ π ” et en négligeant le courant base-collecteur ($I_{BC} = 0$), le courant de collecteur peut être décrit par l'équation suivante :

$$I_C = I_B \cdot \beta_F = I_s \cdot (e^{\frac{V_{BE}}{\eta \cdot V_{th}}} - 1) \quad (1.1)$$

où I_s représente le courant de saturation de la jonction base-émetteur à une température donnée, η représente le facteur d'idéalité de la jonction base-émetteur et V_{th} représente l'unité de potentiel thermique, correspondant à 25.9 mV à la température ambiante.

À partir de cette description simplifiée du transistor idéal, son schéma équivalent petit signal est obtenu en dérivant l'équation 1.1 autour d'un point de polarisation donné par $(V_{BE0}, I_{B0}, V_{CE0}, I_{C0})$. L'impédance d'entrée (figure 1.3), pour le moment notée z_e , est donnée par :

$$z_e = \frac{\partial V_{BE0}}{\partial I_{B0}} = \frac{\eta \cdot V_{th}}{I_{B0}} \quad (1.2)$$

On arrive donc au circuit électrique équivalent représenté sur la figure 1.3, en notant que le gain en courant petit signal correspond à β_F .

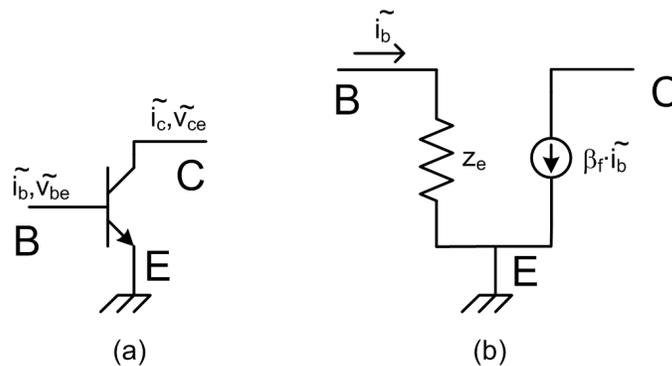


FIG. 1.3 – Transistor bipolaire idéal (a) et circuit équivalent (b).

1.2.2 La modulation de l'épaisseur effective de la base

Les premiers transistors bipolaires étaient formés de couches épaisses et peu dopées, ce qui explique d'ailleurs leur limitation en fréquence.

Pour les composants dont la base est épaisse par rapport à la longueur de diffusion, comme dans le cas des transistors de puissance pour les applications basse fréquence, une partie non négligeable des électrons se recombine dans la base. L'effet de la réduction de l'épaisseur effective de base par la tension V_{CB} est illustré dans la figure 1.4, et connue par le nom de "effet Early" [15].

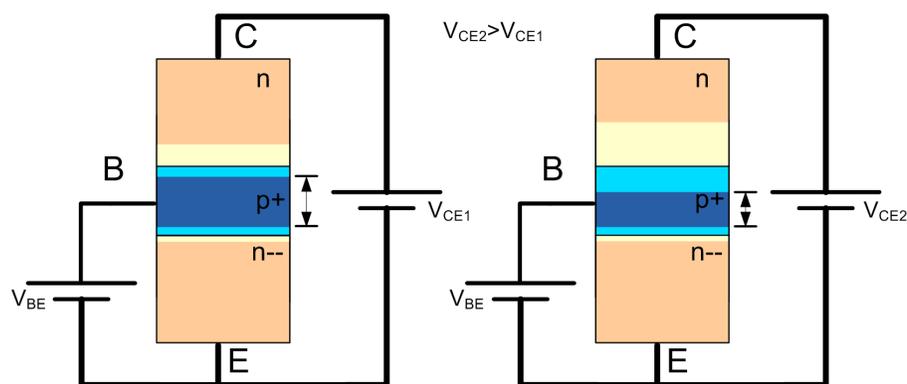


FIG. 1.4 – Effet Early.

L'augmentation de la tension V_{CB} fait augmenter la zone de charge d'espace dans la jonction base-collecteur, ce qui entraîne la diminution de l'épaisseur effective de base. Cet effet a deux conséquences. La première est visible dans la dépendance du courant de collecteur (à courant de base constant) à la tension collecteur-émetteur (V_{CE}), comme le montre la figure 1.5. En fait, en diminuant l'épaisseur effective de base, le gradient de porteurs minoritaires dans la base (électrons) augmente, et comme le courant de collecteur est proportionnel à ce gradient, il augmente en fonction de V_{CE} .

Comme il y a une dépendance du courant de collecteur par rapport à la tension V_{CE} , une conductance petit signal g_c de valeur $\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}}$, dans ce cas positive, doit être ajoutée en parallèle avec la source de courant dans la figure 1.3-b.

La deuxième conséquence est la réalimentation collecteur-émetteur. Comme la quantité d'électrons et de trous se recombinant dans la base dépend du rapport entre la longueur de diffusion et l'épaisseur effective de base, en augmentant V_{CE} à V_{BE} constant, le courant de base diminue. Inversement, en augmentant V_{CE} à I_B constant, la valeur de V_{BE} augmente.

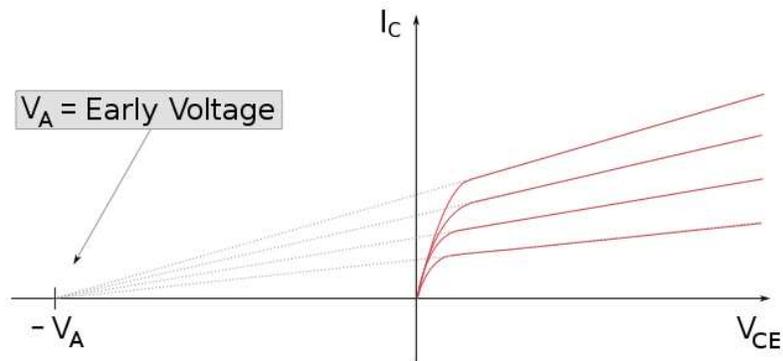


FIG. 1.5 – Conséquence de l'effet Early sur le réseau de sortie à courant de base constant.

En termes de modèle petit signal, ce phénomène est représenté par une source de tension $\mu_c \cdot \tilde{v}_{ce}$ en série avec la résistance d'entrée. Ces modifications nous ramènent au circuit équivalent montré sur la figure 1.6 [16], strictement équivalent au circuit représenté avec les paramètres hybrides du transistor, définis comme :

$$v_b = h_{11} \cdot \tilde{i}_b + h_{12} \cdot \tilde{v}_{ce} \quad (1.3)$$

$$i_c = h_{21} \cdot \tilde{i}_b + h_{22} \cdot \tilde{v}_{ce} \quad (1.4)$$

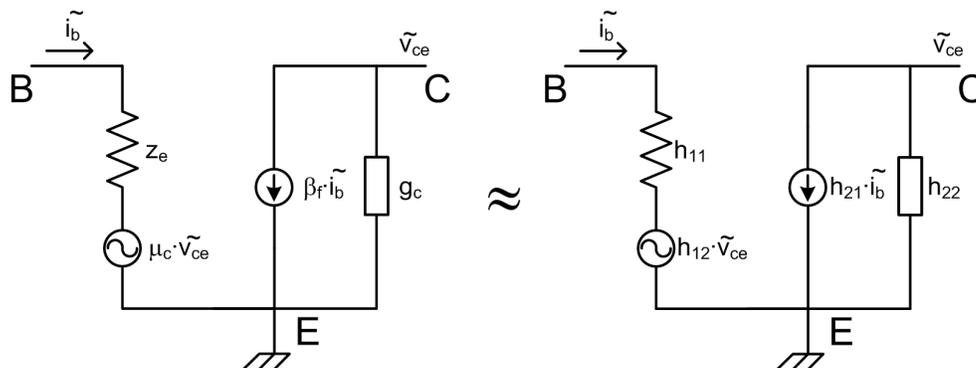


FIG. 1.6 – Circuit équivalent hybride du transistor.

On doit remarquer qu'il y a plusieurs effets parasites du transistor que nous n'avons pas abordé, comme par exemple les courants de fuites et les résistances d'accès. Néanmoins, le circuit équivalent montré sur la figure 1.6, en termes des paramètres hybrides, reste toujours valable pour représenter un quadripôle linéaire tel que le transistor bipolaire. De même, il y a d'autres représentations possibles, en terme des paramètres S, Y ou Z. Nous avons voulu montrer simplement comment les paramètres h étaient en quelque sorte liés au comportement du transistor (et ses premiers défauts

historiquement observés).

Finalement, en considérant des variations sinusoïdales $(\tilde{v}_{be}, \tilde{i}_b, \tilde{v}_{ce}, \tilde{i}_c)$ autour d'un point de polarisation donné $(V_{BE_0}, I_{B_0}, V_{CE_0}, I_{C_0})$, les 4 paramètres h sont ainsi définis :

$$h_{11} = \frac{\tilde{v}_{be}}{\tilde{i}_b}, \text{ avec } \tilde{v}_{ce} = 0 \quad (1.5)$$

$$h_{21} = \frac{\tilde{i}_c}{\tilde{i}_b}, \text{ avec } \tilde{v}_{ce} = 0 \quad (1.6)$$

$$h_{12} = \frac{\tilde{v}_{be}}{\tilde{v}_{ce}}, \text{ avec } \tilde{i}_b = 0 \quad (1.7)$$

$$h_{22} = \frac{\tilde{i}_c}{\tilde{v}_{ce}}, \text{ avec } \tilde{i}_b = 0 \quad (1.8)$$

1.3 L'impact de l'auto-échauffement

La technologie actuelle permet la réalisation de transistors bipolaires avec une base très fine (quelques dizaines de nanomètres) et extrêmement dopée (supérieur à 10^{19} impuretés/cm³), comme par exemple dans les transistors hyperfréquences à hétérojonction. Comme conséquence, l'effet Early est négligeable pour ces composants. D'ailleurs, le circuit de la figure 1.3-b est utilisé par plusieurs auteurs pour l'analyse petit signal tant que la fréquence d'analyse ne fait pas intervenir les capacités de jonction ou de diffusion (fréquences basses à modérées).

Ce circuit équivalent est effectivement valable pour cette gamme de fréquences lorsque la puissance continue dissipée par le composant est faible par rapport à sa capacité de dissipation maximum. Il est à noter que dans ce cas le transistor est considéré unilatéral (pas de réalimentation sortie-entrée), ainsi les paramètres h sont réels et constants dans la gamme de fréquences considérée. Un tel circuit équivalent a été utilisé (avec l'inclusion des résistances d'accès) dans l'extraction des sources internes de bruit en courant à partir de la mesure du bruit en tension mesuré simultanément dans la base et dans le collecteur [17]. Dans ce cas, le courant de base a été limité à $80\mu A$.

Dès que le niveau de puissance dissipée est important, le phénomène d'auto-échauffement intervient sur l'ensemble des caractéristiques continue (DC) du composant, et par conséquence sur ses paramètres petit signal. L'auto-échauffement est un mécanisme de réalimentation thermique basse fréquence, perceptible dans les transistors bipolaires à hétérojonction (TBHs) sur substrat GaAs pour les fréquences allant de DC à quelques

centaines de kiloHertz. Pour les fréquences supérieures à la fréquence de coupure du phénomène, le composant est considéré en état isothermique, et le circuit de la figure 1.3-b est envisageable pourvu que l'impédance des capacités du transistor à la fréquence de travail soit suffisamment grande.

1.3.1 L'impact sur les caractéristiques en continu (DC)

Pour comprendre mieux le phénomène et son impact sur les caractéristiques DC, il faut reprendre l'équation 1.1 et expliciter la dépendance du courant de saturation des diodes de la figure 1.2-c en fonction de la température [18] :

$$I_{s_x} = I_{s_{x0}} \cdot e^{\left(\frac{-T_{s_x}}{T}\right)} \quad (1.9)$$

pour laquelle $I_{s_{x0}}$ et T_{s_x} sont des constantes, et T représente la température du composant. Le gain en courant est lui aussi dépendant de la température, sa dérivée peut être positive ou négative selon le composant. Pour les transistors à hétérojonction sur substrat GaAs, le gain diminue en général quasi-linéairement avec l'augmentation de la température, et peut être décrit par l'équation suivante [18] :

$$\beta_F = \beta_{F_0} \cdot (1 - (K_\beta \cdot (T - T_0))^{n_\beta}) \quad (1.10)$$

β_{F_0} représente le gain DC à la température de référence T_0 (ambiante) et les coefficients K_β et n_β permettent de décrire la variation du gain en fonction de la température par rapport à T_0 .

La figure 1.7 montre l'impact de l'auto-échauffement sur le réseau d'entrée d'un TBH GaAs. Cette figure illustre la dépendance de la relation I_{B_0} - V_{BE_0} en fonction de V_{CE_0} . En augmentant V_{CE_0} à courant de base fixe, on peut montrer que la puissance dissipée augmente. Dans ce cas, on remarque que le V_{BE_0} nécessaire à maintenir le même courant de base diminue. Nous pouvons noter aussi que pour certaines valeurs de V_{CE_0} et I_{B_0} , la conductance différentielle vue de l'entrée ($\frac{dI_B}{dV_{BE}}$) devient négative.

La figure 1.8 montre l'impact de l'auto-échauffement sur le réseau de sortie. Cette figure illustre la dépendance de la relation I_{C_0} - V_{CE_0} pour plusieurs courants de base. En augmentant V_{CE_0} , on remarque que le gain en courant DC dans la zone active diminue. Nous pouvons noter aussi que la dérivée $\frac{dI_C}{dV_{CE}}$ est finie et négative pour un courant de base supérieur à $400\mu A$. Comme nous le verrons par la suite, cet effet sera représenté par la conductance h_{22} .

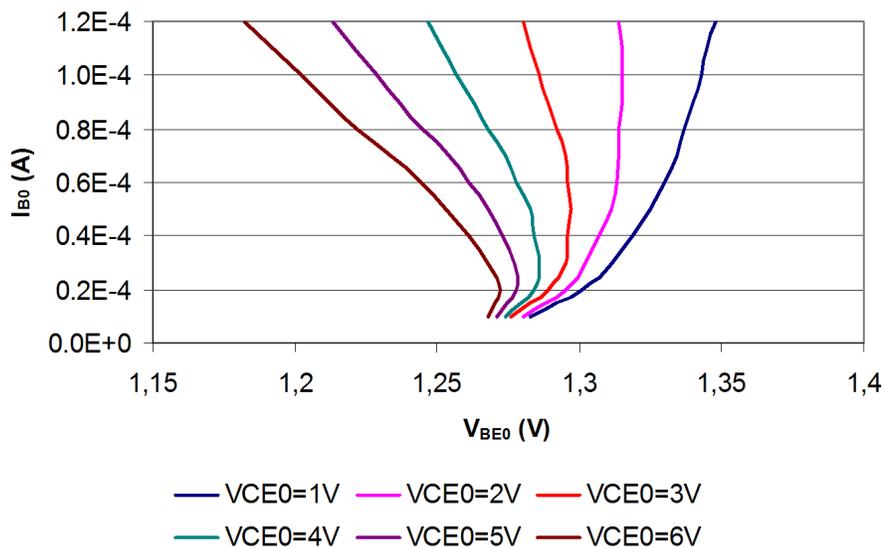


FIG. 1.7 – Impact de l’auto-échauffement sur le réseau d’entrée d’un TBH GaAs.

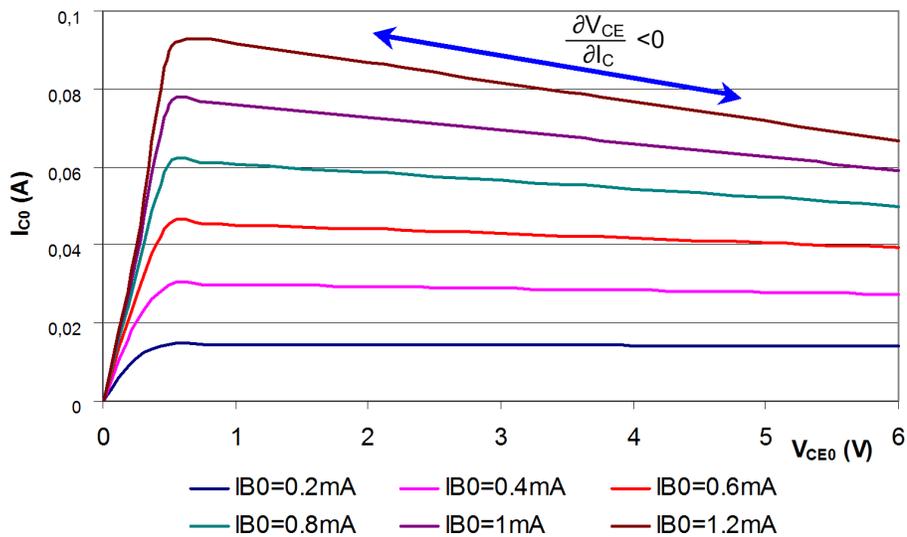


FIG. 1.8 – Impact de l’auto-échauffement sur le réseau de sortie d’un TBH GaAs.

Il est à remarquer que ces deux comportements sont obtenus en polarisation continue, et ne seraient pas visibles si le transistor avait été polarisé en régime impulsionnel, avec une largeur d'impulsion suffisamment petite pour garder l'état du transistor isotherme.

1.3.2 L'impact sur les paramètres petit signal

Nous avons vu dans la section précédente que les paramètres petit signal du transistor tels que la conductance d'entrée ou de sortie sont dépendants de l'état thermique du composant.

L'impact de l'auto-échauffement sur les paramètres petit signal autour d'un point de polarisation $(V_{BE_0}, I_{B_0}, V_{CE_0}, I_{C_0})$ vient du fait que les sources de faible amplitude, tels que le bruit, provoquent une variation de la puissance instantanée dissipée par le transistor. Ces petites variations de puissance instantanée engendrent des variations de la température du composant, selon la fréquence du signal [19].

La relation entre les fluctuations de température et les fluctuations de puissance (autour du point de polarisation) est donnée dans le domaine fréquentiel par l'impédance thermique du composant :

$$\tilde{T} = \tilde{P} \cdot \tilde{Z}_{TH}(\omega) \quad (1.11)$$

L'impédance thermique est une grandeur complexe qui varie en fonction de la fréquence. Par conséquent, la dispersion des paramètres petit signal du transistor (par rapport au régime isothermique) dépendra de la fréquence du signal, et ces paramètres peuvent donc être utilisés pour la caractérisation expérimentale de l'impédance thermique du composant.

Bien que l'intérêt de l'utilisation de cet effet dans la caractérisation de l'impédance thermique des transistors puisse paraître récent, les premières évidences expérimentales remontent à peu d'années après l'invention du transistor. Déjà en 1964, Mueller a proposé un modèle de transistor qui prenait en compte l'effet d'auto-échauffement sur les paramètres petit signal [19].

Il a effectué une série d'expériences pour montrer la dépendance fréquentielle de la transconductance en montage base commune avec le collecteur chargé par une résistance non nulle, de l'admittance d'entrée en montage base-commune avec le collecteur en court-circuit AC, et de la conductance de sortie entre autres.

Depuis ce travail pionnier, certains auteurs ont calculé des expressions plus ou moins sophistiquées pour relier la dispersion d'un paramètre petit signal donné à l'impédance thermique du dispositif. Dans ce contexte, le gain en tension direct [20], le gain en courant de court-circuit (h_{21}) [21] et l'impédance d'entrée [8] et de sortie [22] sont des exemples des paramètres thermosensibles explorés.

D'autres ont trouvé des conditions de polarisation (plus spécifiquement des charges AC à présenter au composant) afin de réduire l'effet de l'auto-échauffement sur certains paramètres [23, 8]. Dans tous les cas, les résultats sont en conformité avec les idées proposées par Mueller [19], et peuvent être déduits d'une façon simple. Si nous nous intéressons aux paramètres hybrides (voir la figure 1.6), nous devons considérer les fonctions non linéaires courant-tension suivantes dans un transistor bipolaire :

$$I_C = F_1(I_B, V_{CE}, T) \quad (1.12)$$

$$V_{BE} = F_2(I_B, V_{CE}, T) \quad (1.13)$$

Nous allons considérer des variations sinusoïdales ($\tilde{I}_B, \tilde{V}_{BE}, \tilde{I}_C, \tilde{V}_{CE}$) autour d'un point de polarisation donné ($V_{BE0}, I_{B0}, V_{CE0}, I_{C0}$) dues à une source de signal AC extérieure, à une fréquence spécifique ω_T . La puissance totale AC (c'est à dire, les fluctuations de puissance) engendrée par le signal extérieur est donc donnée par :

$$\tilde{P} = \tilde{V}_{BE} \cdot I_{B0} + \tilde{I}_B \cdot V_{BE0} + \tilde{V}_{CE} \cdot I_{C0} + \tilde{I}_C \cdot V_{CE0} \quad (1.14)$$

Avant de calculer les paramètres h_{11} et h_{21} , il faut tout d'abord noter qu'ils sont définis avec une condition de court-circuit au collecteur, et donc $\tilde{V}_{CE} = 0$. En dérivant l'équation 1.12, on obtient :

$$\tilde{I}_C = dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \cdot \tilde{I}_B + \frac{\partial I_C}{\partial T} \cdot \tilde{T} \quad (1.15)$$

La première dérivée partielle dans l'équation 1.15, $\frac{\partial I_C}{\partial I_B}$, représente la valeur du paramètre h_{21} isothermique et sera notée $h_{21_{ISO}}$. La deuxième dérivée partielle, $\frac{\partial I_C}{\partial T}$, représente la variation du courant de collecteur par degré Celsius à courant de base constant. Elle sera notée γ .

En observant que $\tilde{V}_{CE} = 0$, et en sachant que dans ce cas $\tilde{V}_{BE} = h_{11} \cdot \tilde{I}_B$ dans l'équation 1.14, on aboutit à :

$$\frac{\tilde{I}_C}{\tilde{I}_B} = h_{21} = h_{21_{ISO}} + \gamma \cdot Z_{TH} \cdot (V_{CE0} \cdot h_{21} + h_{11} \cdot I_{B0} + V_{BE0}) \quad (1.16)$$

qui nous mène à :

$$h_{21} = \frac{h_{21_{ISO}} + \gamma \cdot \tilde{Z}_{TH} \cdot (h_{11} \cdot I_{B0} + V_{BE0})}{1 - \gamma \cdot \tilde{Z}_{TH} \cdot V_{CE0}} \quad (1.17)$$

Étudions maintenant la dérivée de l'équation 1.13 :

$$\tilde{V}_{BE} = dV_{BE} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \cdot \tilde{I}_B + \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \cdot \tilde{T} \quad (1.18)$$

La première dérivée partielle dans l'équation 1.18, $\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B}$, représente la valeur du paramètre h_{11} isothermique et sera notée $h_{11_{ISO}}$. La deuxième dérivée partielle, $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T}$, représente la variation de la tension base-émetteur par degré Celsius (à courant de base constant). Elle sera notée ϕ .

Puisque $\tilde{V}_{BE} = h_{11} \cdot \tilde{I}_B$ dans l'équation 1.14, il vient :

$$\frac{\tilde{V}_{BE}}{\tilde{I}_B} = h_{11} = h_{11_{ISO}} + \phi \cdot \tilde{Z}_{TH} \cdot (V_{CE0} \cdot h_{21} + h_{11} \cdot I_{B0} + V_{CE0}) \quad (1.19)$$

qui nous mène à :

$$h_{11} = \frac{h_{11_{ISO}} + \phi \cdot \tilde{Z}_{TH} \cdot (h_{21} \cdot V_{CE0} + V_{BE0})}{1 - \phi \cdot \tilde{Z}_{TH} \cdot I_{B0}} \quad (1.20)$$

Finalement, les équations 1.17 et 1.20 peuvent être combinées pour donner les équations 1.21 et 1.22 :

$$h_{11} = \frac{h_{11_{ISO}} + \phi \tilde{Z}_{TH} V_{BE0} - \gamma \tilde{Z}_{TH} V_{CE0} h_{11_{ISO}} + h_{21_{ISO}} \phi \tilde{Z}_{TH} V_{CE0}}{1 - \phi \tilde{Z}_{TH} I_{B0} - \gamma \tilde{Z}_{TH} V_{CE0}} \quad (1.21)$$

$$h_{21} = \frac{h_{21_{ISO}} + \gamma \tilde{Z}_{TH} I_{B0} h_{11_{ISO}} - \phi \tilde{Z}_{TH} I_{B0} h_{21_{ISO}} + \gamma \tilde{Z}_{TH} V_{BE0}}{1 - \phi \tilde{Z}_{TH} I_{B0} - \gamma \tilde{Z}_{TH} V_{CE0}} \quad (1.22)$$

Pour déterminer h_{22} et h_{12} , on peut utiliser la même procédure que ci-dessus, mais en considérant que pour ces deux paramètres on doit avoir un circuit ouvert AC à la base (et donc $\tilde{I}_B = 0$). On arrive dans ce cas aux équations 1.23 et 1.24 :

$$h_{12} = \frac{h_{12_{ISO}} + \phi \tilde{Z}_{TH} I_{C0} - \gamma \tilde{Z}_{TH} V_{CE0} h_{12_{ISO}} + h_{22_{ISO}} \phi \tilde{Z}_{TH} V_{CE0}}{1 - \phi \tilde{Z}_{TH} I_{B0} - \gamma \tilde{Z}_{TH} V_{CE0}} \quad (1.23)$$

$$h_{22} = \frac{h_{22_{ISO}} + \gamma \tilde{Z}_{TH} I_{B0} h_{12_{ISO}} - \phi \tilde{Z}_{TH} I_{B0} h_{22_{ISO}} + \gamma \tilde{Z}_{TH} I_{C0}}{1 - \phi \tilde{Z}_{TH} I_{B0} - \gamma \tilde{Z}_{TH} V_{CE0}} \quad (1.24)$$

Pour illustrer l'impact de \tilde{Z}_{TH} dans les 4 équations précédentes, la figure 1.9 présente

les résultats obtenus lors de la mesure des paramètres hybrides d'un TBH en technologie InGaP/GaAs. Le composant comporte 6 doigts d'émetteur de 2 par $40\mu\text{m}$, et le point de polarisation est fixé à $V_{CE0} = 3\text{V}$, $I_{C0} = 50\text{mA}$.

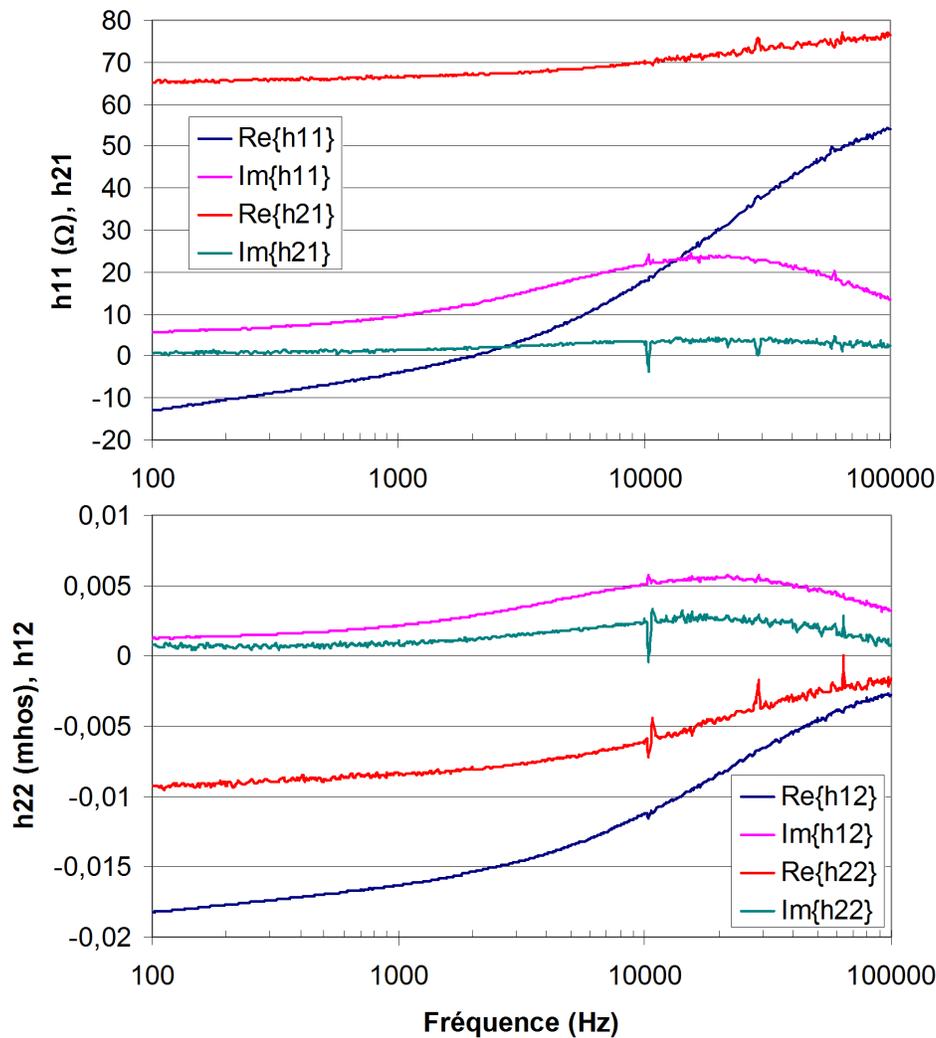


FIG. 1.9 – Paramètres hybrides d'un TBH en technologie InGaP/GaAs : $V_{CE0} = 3\text{V}$, $I_{C0} = 50\text{mA}$, $I_{B0} \approx 700\mu\text{A}$.

Comme on peut le constater, le gain en courant de court-circuit h_{21} est le moins affecté par l'auto-échauffement [19], mais peut néanmoins être employé pour caractériser l'impédance thermique du dispositif [21]. Intuitivement, on pouvait s'y attendre du fait que ce paramètre est, dans les conditions habituelles d'utilisation, le responsable du gain en puissance du dispositif.

Ainsi, la réduction de h_{21} due à une augmentation instantanée de la température réduirait à son tour la puissance instantanée, et par conséquent la température. Cette

contre-réaction empêche h_{21} de varier de façon importante. En revanche, les paramètres h_{11} et h_{12} varient considérablement dans la gamme de fréquence de la réponse thermique du dispositif, un fait qui sera mis à profit dans la suite de nos travaux concernant la caractérisation expérimentale de l'impédance thermique du transistor. Comme on le verra dans le chapitre suivant, ces deux paramètres auront un impact intéressant sur la mesure du bruit à l'aide des amplificateurs de tension. On s'intéresse maintenant à la caractérisation expérimentale des paramètres hybrides.

1.4 Caractérisation expérimentale des paramètres hybrides

La caractérisation directe des paramètres hybrides du transistor se fait dans les conditions mentionnées dans les équations 1.5 à 1.8. Néanmoins, une caractérisation indirecte est toujours possible, pourvu qu'on dispose de 4 mesures vectorielles indépendantes. À titre d'exemple, on peut mesurer les paramètres S du transistor, par conséquent en présentant 50Ω à ses accès, et ensuite utiliser les formules de conversion des paramètres S vers les paramètres hybrides [24]. Pour des raisons pratiques, nous avons voulu caractériser les paramètres hybrides en ayant le transistor dans les mêmes conditions de polarisation (et de charge) que lors de la mesure du bruit BF.

En disposant de l'appareil HP4194A, capable de faire des mesures d'impédance dans la gamme de fréquences allant de $100Hz$ à $40MHz$, ainsi que de gain en tension dans la gamme de fréquences allant de $10Hz$ à $40MHz$, nous avons mis en place une méthode de caractérisation des paramètres hybrides à partir d'un ensemble de 4 mesures vectorielles, comprenant des mesures d'impédance et gain en tension.

Afin de choisir nos 4 mesures, nous avons préalablement considéré 6 configurations de mesure sur le système formé par le transistor et son circuit de polarisation. Dans toutes les configurations, le signal extérieur (stimulus) est appliqué par une source haute impédance (source de courant); des sondes de tension haute impédance ($1M\Omega$) mesurent la réponse du système.

Dans les 3 premières configurations, la source extérieure est connectée à la base du transistor. La première caractérisation consiste à court-circuiter le collecteur à l'aide d'une capacité de forte valeur, et à mesurer le rapport entre la tension à la base (\tilde{v}_{be}) et le courant appliqué (\tilde{i}_{stim}). Nous l'avons appelée Z_{in_0} :

$$Z_{in0} = \frac{\tilde{v}_{be}}{\tilde{i}_{stim}} \text{ (avec } \tilde{v}_{ce} = 0) = \frac{h_{11} \cdot R_1}{R_1 + h_{11}} \quad (1.25)$$

La figure 1.10 illustre le schéma équivalent ainsi que l'utilisation de l'appareil HP4194A pour la mesure de Z_{in0} . D'autres mesures d'impédance utilisent le même principe. La résistance de forte valeur ($10k\Omega$) est utilisée en sortie de l'appareil de façon à obtenir une source haute impédance, et à ne pas modifier le comportement du transistor.

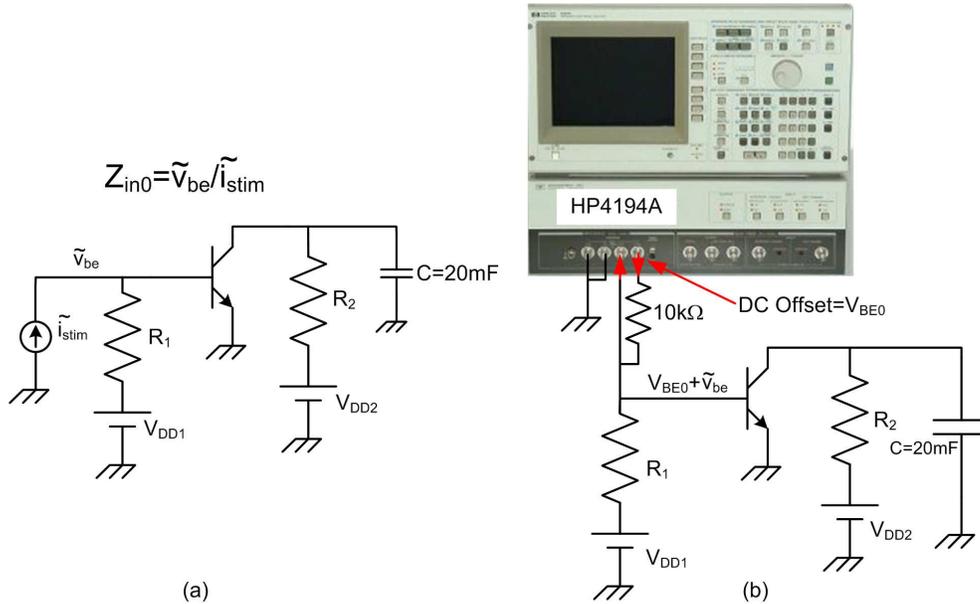


FIG. 1.10 – Schéma équivalent (a) et utilisation de l'appareil HP4194A pour la mesure de Z_{in0} (b).

Ensuite, la capacité est déconnectée du circuit, et la mesure est refaite pour que l'on caractérise cette fois ci Z_{in} :

$$Z_{in} = \frac{\tilde{v}_{be}}{\tilde{i}_{stim}} = \frac{R_1 \cdot (h_{22} \cdot h_{11} \cdot R_2 + h_{11} - h_{21} \cdot h_{12} \cdot R_2)}{h_{22} \cdot R_1 \cdot R_2 + h_{22} \cdot h_{11} \cdot R_2 + R_1 + h_{11} - h_{21} \cdot h_{12} \cdot R_2} \quad (1.26)$$

Finalement, on mesure le gain en tension direct, G_d , défini comme étant le rapport entre la tension au collecteur et celle à la base :

$$G_d = \frac{\tilde{v}_{ce}}{\tilde{v}_{be}} = \frac{h_{21} \cdot R_2}{R_2 \cdot (h_{21} \cdot h_{12} - h_{22} \cdot h_{11}) - h_{11}} \quad (1.27)$$

La figure 1.11 illustre le schéma équivalent pour la caractérisation de Z_{in} et G_d , ainsi que l'utilisation de l'appareil HP4194A pour la mesure de G_d .

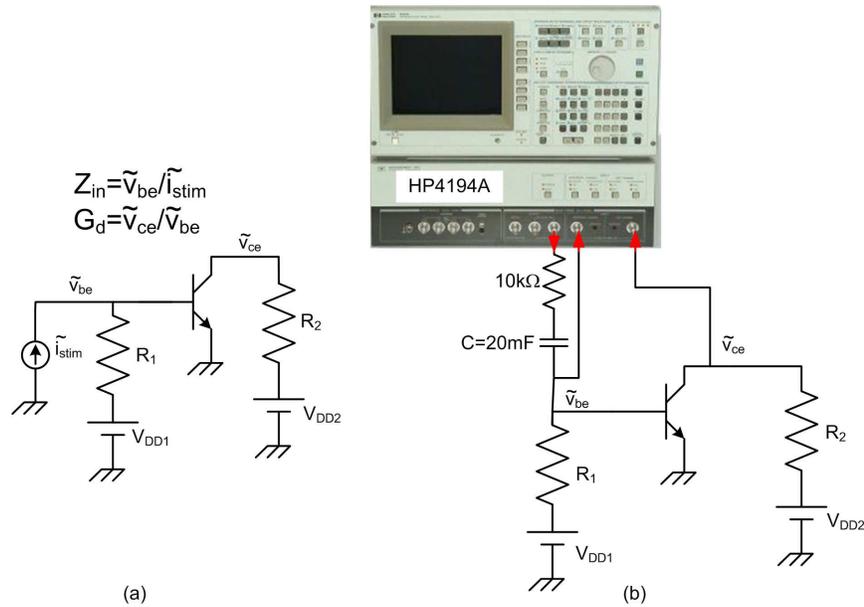


FIG. 1.11 – Schéma équivalent (a) et utilisation de l'appareil HP4194A pour la mesure de G_d . La mesure de Z_{in} est effectuée avec le principe montré sur la figure 1.10-b.

La source extérieure est désormais connectée au collecteur. La quatrième caractérisation consiste à court-circuiter la base, et mesurer le rapport entre la tension au collecteur (\tilde{v}_{ce}) et le courant appliqué (\tilde{i}_{stim}). Nous l'avons appelée Z_{out0} :

$$Z_{out0} = \frac{\tilde{v}_{ce}}{\tilde{i}_{stim}} \text{ (avec } \tilde{v}_{be} = 0) = \frac{h_{11} \cdot R_2}{h_{11} \cdot (h_{22} \cdot R_2 + 1) - h_{12} \cdot h_{21} \cdot R_2} \quad (1.28)$$

Ensuite, la capacité est déconnectée du circuit, et la mesure est refaite pour caractériser cette fois-ci Z_{out} :

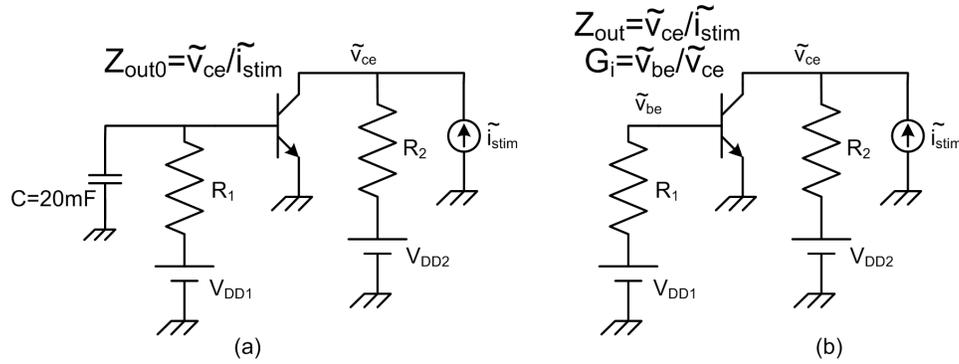
$$Z_{out} = \frac{\tilde{v}_{ce}}{\tilde{i}_{stim}} = \frac{R_2 \cdot (R_1 + h_{11})}{h_{22} \cdot R_1 \cdot R_2 + R_1 + h_{11} \cdot h_{22} \cdot R_2 - h_{12} \cdot h_{21} \cdot R_2 + h_{11}} \quad (1.29)$$

Finalement, on mesure le gain en tension inverse, G_i , défini comme étant le rapport entre la tension à la base et celle au collecteur :

$$G_i = \frac{\tilde{v}_{ce}}{\tilde{v}_{be}} = \frac{h_{12} \cdot R_1}{h_{11} + R_1} \quad (1.30)$$

La figure 1.12 illustre le schéma équivalent pour la caractérisation de Z_{out0} , Z_{out} et G_i . Les principes d'utilisation de l'appareil HP4194A sont ceux présentés dans les figures 1.10-b et 1.11-b.

Nous avons donc procédé à l'extraction des paramètres hybrides à partir des


 FIG. 1.12 – Schéma équivalent de la mesure de Z_{out0} (a), Z_{out} et G_i (b).

combinaisons de 4 mesures parmi les 6 proposées. Il faut noter que 3 ensembles parmi les 15 combinaisons possibles ne sont pas exploitables : certaines mesures peuvent être définies comme une fonction des trois autres, et dans ce cas, nous disposons donc de 3 mesures indépendantes au lieu de 4 nécessaires. Par exemple, pour l'ensemble $(Z_{in}, Z_{in0}, Z_{out}, Z_{out0})$, en utilisant les équations 1.25, 1.26, 1.28 et 1.29, il est possible de montrer que :

$$Z_{out0} = \frac{Z_{out} \cdot Z_{in0}}{Z_{in}} \quad (1.31)$$

En utilisant les paramètres hybrides extraits pour reproduire les 2 autres mesures (il est évident que les 4 mesures utilisées dans l'extraction des paramètres doivent être fidèlement reproduites), nous avons pu choisir l'ensemble de mesures qui globalement reproduisent le mieux le composant du transistor. La faible différence entre chaque ensemble de paramètres hybrides extraits vient du fait que ces paramètres sont caractérisés indirectement, et que les mesures contiennent des imprécisions : chaque ensemble de configurations utilisé est donc plus ou moins sensible aux imprécisions de la mesure.

Comme illustration, les figures 1.13 et 1.14 présentent une comparaison entre les 6 mesures effectuées et les résultats de simulation obtenues à partir des paramètres hybrides extraits des ensembles $(Z_{in0}, Z_{out0}, G_d, G_i)$ et $(Z_{in}, Z_{in0}, Z_{out}, G_d)$ respectivement. Dans le premier cas, les paramètres extraits ne permettent pas de reproduire Z_{in} et Z_{out} .

En ayant essayé plusieurs composants et points de polarisation, nous avons retenu l'ensemble $(Z_{in}, Z_{in0}, Z_{out}, G_d)$ pour caractériser les paramètres hybrides. On peut montrer qu'en manipulant les équations 1.25-1.27 et 1.29, les paramètres hybrides peuvent être déterminés à partir des formules suivantes :

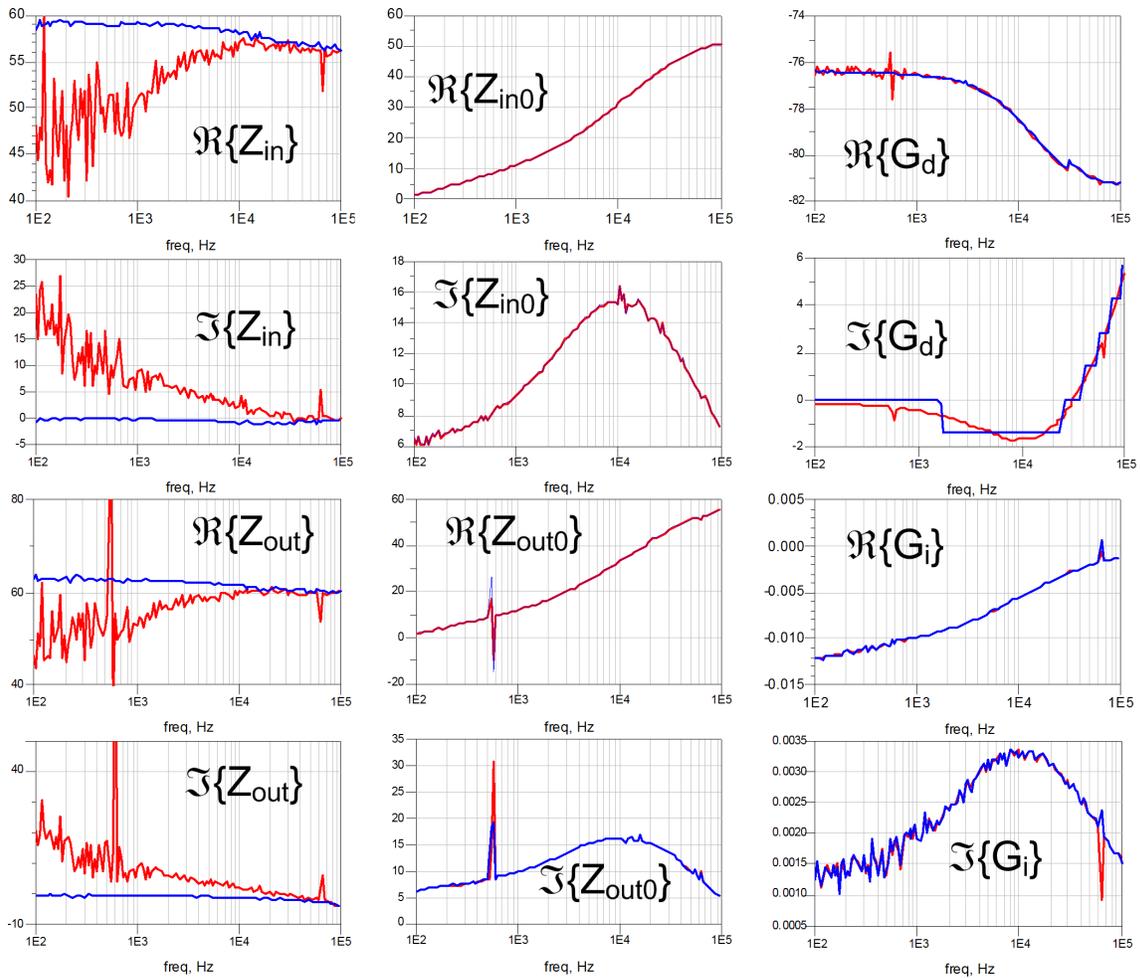


FIG. 1.13 – Reproduction des mesures à partir des paramètres hybrides extraits de Z_{in0} , Z_{out0} , G_d et G_i .

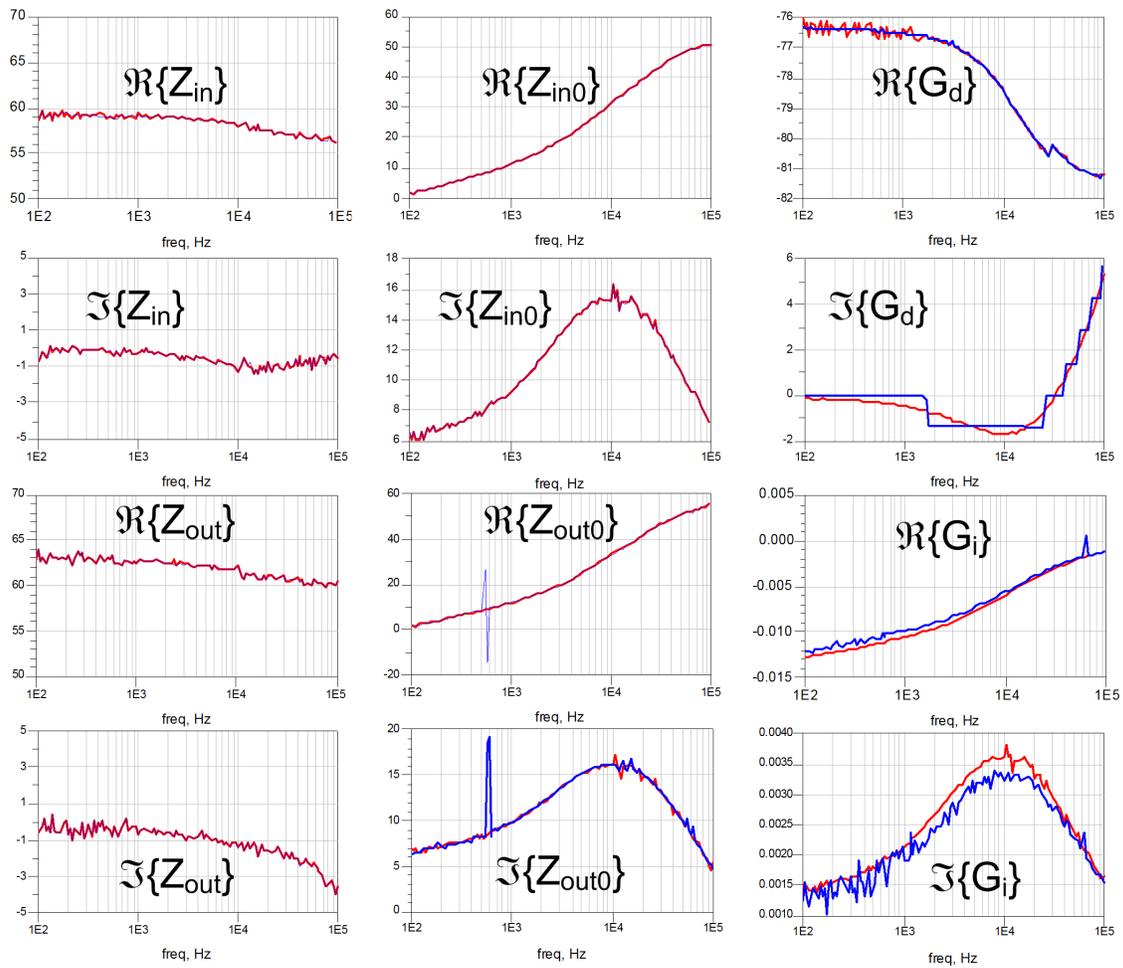


FIG. 1.14 – Reproduction des mesures à partir des paramètres hybrides extraits de Z_{in} , Z_{in0} , Z_{out} et G_d .

$$h_{11} = \frac{R_1 \cdot Z_{in_0}}{R_1 - Z_{in_0}} \quad (1.32)$$

$$h_{12} = \frac{(Z_{in} - Z_{in_0}) \cdot R_1}{Z_{in} \cdot G_d \cdot (R_1 - Z_{in_0})} \quad (1.33)$$

$$h_{21} = \frac{Z_{in} \cdot G_d \cdot R_1}{Z_{out} \cdot (Z_{in_0} - R_1)} \quad (1.34)$$

$$h_{22} = \frac{Z_{out} \cdot Z_{in_0} + R_1 \cdot R_2 - Z_{in} \cdot R_2 - Z_{out} \cdot R_1}{Z_{out} \cdot R_2 (R_1 - Z_{in_0})} \quad (1.35)$$

1.5 L'utilisation des mesures petit signal dans la caractérisation expérimentale de l'impédance thermique

Comme nous avons pu le voir dans les sections précédentes, l'effet d'auto-échauffement provoque une dispersion fréquentielle des paramètres petit signal du transistor. On pourrait donc penser à l'utilisation de ces derniers comme moyen de caractérisation de l'impédance thermique du transistor.

Une telle méthode se distingue philosophiquement de la caractérisation dans le domaine temporel : cette dernière explore la variation dans le temps d'un paramètre (tel que la tension base-émetteur à courant de base constant) suite à l'application d'une impulsion, comme le montre la figure 1.15 [25]. L'analyse temporelle est d'ailleurs la méthode utilisée au sein du laboratoire XLIM pour la caractérisation de la dépendance fréquentielle de l'impédance thermique des composants actifs.

Comme nous sommes intéressés par la modélisation de la réponse fréquentielle (basse fréquence) du transistor, nous allons donc nous concentrer sur l'exploitation des paramètres petit signal.

Rappelons que la modélisation de la réponse thermique du transistor consiste à la décrire par un circuit électrique qui convertit un courant, représentant la puissance instantanée, en tension, représentant la température instantanée. La température instantanée réaligne les relations entre tensions appliquées et courants résultants, telles que celles décrites dans les équations 1.9 et 1.10. Le principe est illustré sur la figure 1.16.

Nous allons nous intéresser par la suite à la méthode de caractérisation du circuit

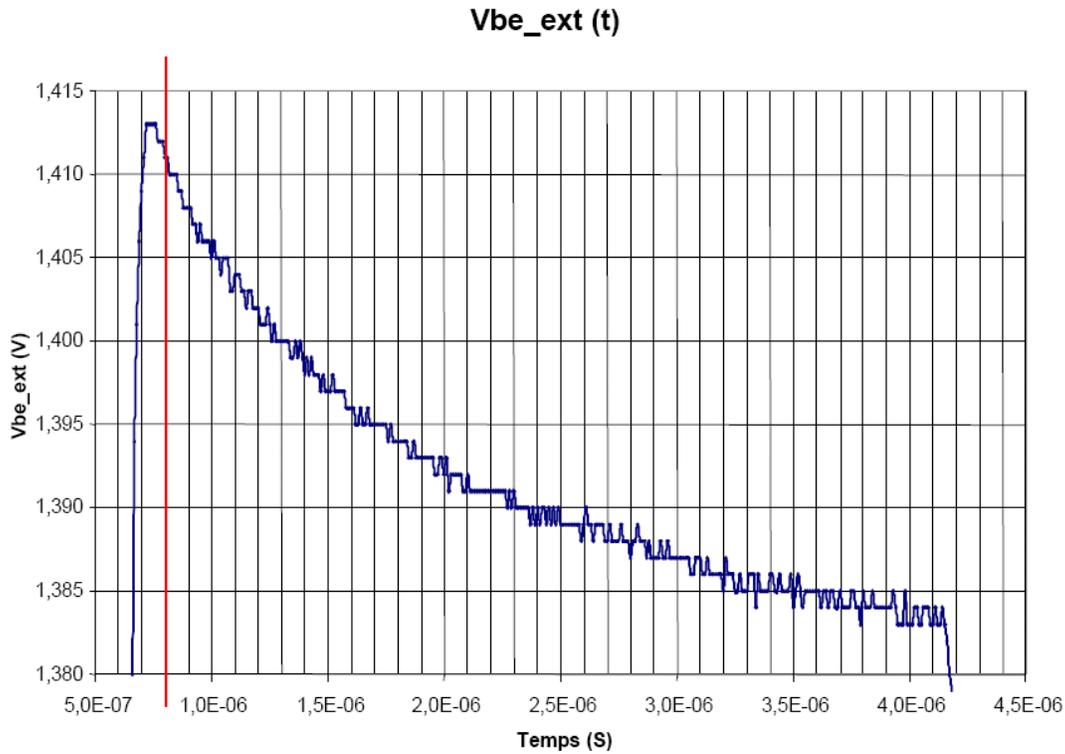


FIG. 1.15 – Variation de la tension base-émetteur suite à une excitation par une impulsion de courant.

thermique montré sur la figure 1.16.

1.5.1 Le choix des paramètres “thermomètre”

Nous avons vu précédemment qu’il est possible d’utiliser différents paramètres petit signal pour caractériser Z_{TH} . Si l’on isole Z_{TH} dans les équations 1.17 et 1.20, par exemple, on obtient les relations suivantes :

$$Z_{TH}(\omega) = \frac{h21 - h21_{ISO}}{\gamma \cdot (h21 \cdot V_{CE0} + h11 \cdot I_{B0} + V_{BE0})} \quad (1.36)$$

$$Z_{TH}(\omega) = \frac{h11 - h11_{ISO}}{\phi \cdot (h21 \cdot V_{CE0} + h11 \cdot I_{B0} + V_{BE0})} \quad (1.37)$$

Pour les deux équations ci-dessus, il faut noter que le terme $h21 \cdot V_{CE0}$ est prépondérant au dénominateur. Dans un cas typique, on peut considérer $|h21| > 50$, $|h11| < 100\Omega$, $I_{B0} < 10mA$, $V_{CE0} > 2V$ et $V_{BE0} < 2V$.

L’équation 1.36 a été utilisée par Lonac et al [21] pour caractériser l’impédance thermique normalisée, en s’appuyant sur l’écart entre $h21$ et $h21_{ISO}$. Pour déterminer

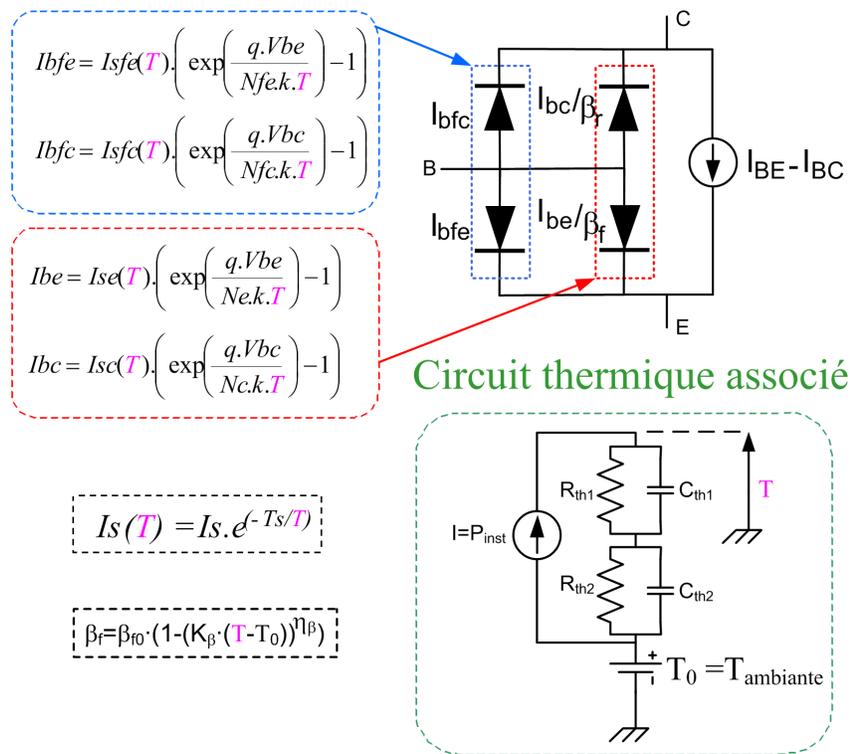


FIG. 1.16 – Modèle convectif non linéaire complet du transistor (avec prise en compte des diodes de fuites), avec implantation de son comportement thermique.

$h_{21_{ISO}}$, l'auteur suggère la mesure des paramètres S à $50MHz$, suivie de la conversion vers les paramètres hybrides.

Cette méthode n'est pas toujours applicable : pour certains composants et niveaux de puissance dissipée, la dispersion fréquentielle de h_{21} est presque imperceptible. À titre d'exemple, la figure 1.17 montre les paramètres hybrides d'un transistor à hétérojonction InP/GaAsSb, polarisé à $I_{C0} = 20mA$, $V_{CE0} = 2V$. Ce courant de collecteur correspond à une densité de courant d'émetteur de $50 kA/cm^2$. Comme nous pouvons le constater, le paramètre h_{21} est quasiment indépendant de la fréquence.

Par contre, les paramètres h_{11} et h_{12} varient sensiblement. Pour profiter de ce fait, et en utilisant l'équation 1.37, il nous faut donc caractériser $h_{11_{ISO}}$. En profitant des idées proposées par Mueller [19], nous avons montré qu'il est possible d'obtenir la valeur de $h_{11_{ISO}}$ même à des fréquences très basses [8]. Pour y arriver, nous considérons le circuit décrit dans la figure 1.18, composé d'un transistor polarisé en courant à la base, et ayant une résistance au collecteur R_2 que l'on peut changer tout en ajustant V_{DD} pour obtenir toujours le même V_{CE0} .

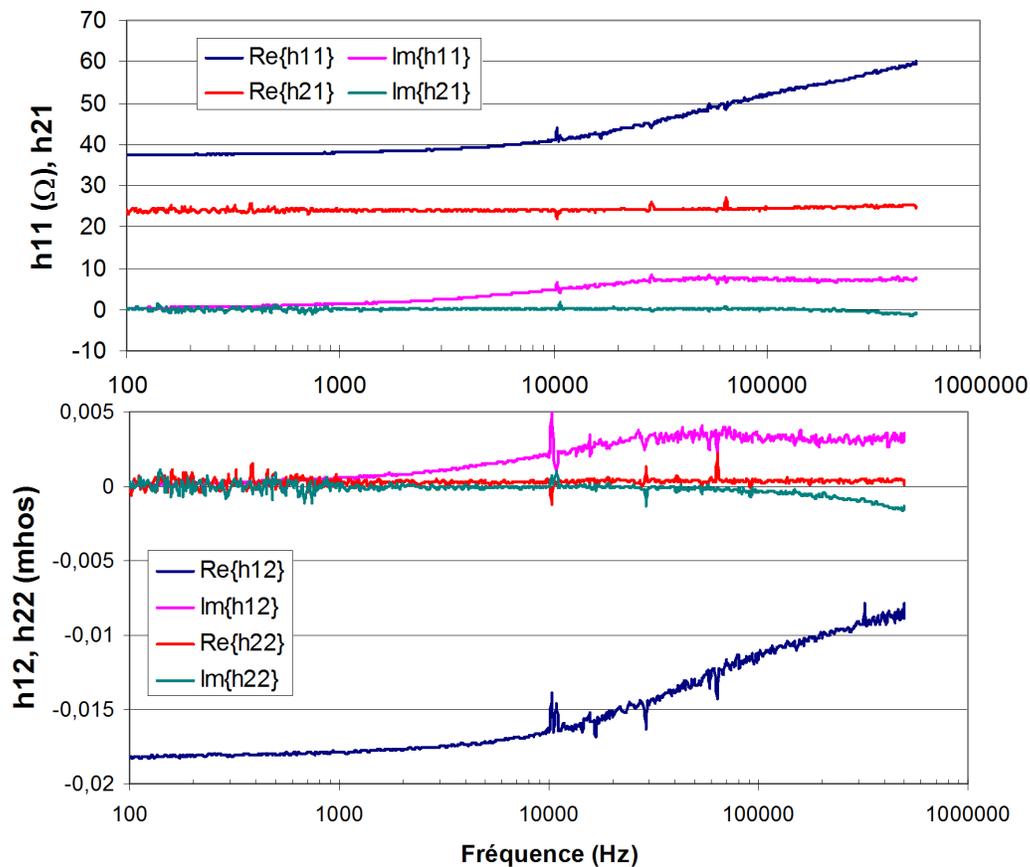


FIG. 1.17 – Paramètres hybrides d’un TBH InP/GaAsSb, polarisé à $I_{C0} = 20\text{mA}$, $V_{CE0} = 2\text{V}$. La surface d’émetteur est de $\approx 42\mu\text{m}^2$.

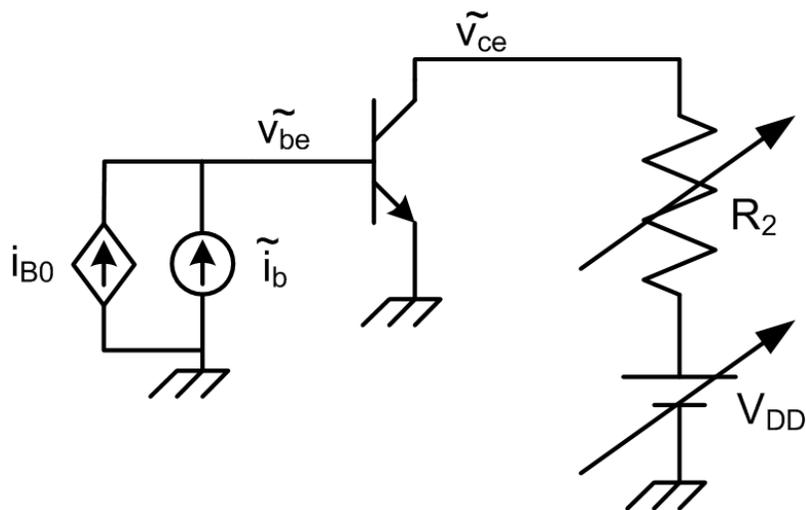


FIG. 1.18 – Circuit pour la détermination de l’impédance thermique.

On commence par considérer que la tension base-émetteur est une fonction non linéaire du courant de base et de la température :

$$V_{BE} = f(I_B, T) \quad (1.38)$$

En considérant des petites variations sinusoïdales autour d'un point de polarisation donné (V_{BE0}, I_{B0}, T_0) , la dérivée de l'équation 1.38 donne dans le domaine fréquentiel :

$$\frac{\tilde{V}_{BE}}{\tilde{I}_B} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} + \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \cdot \frac{\tilde{T}}{\tilde{I}_B} = h11_{ISO} + \phi \cdot \frac{\tilde{T}}{\tilde{I}_B} \quad (1.39)$$

La puissance AC s'écrit, en négligeant les composants de puissance dans la base :

$$\tilde{P} = \tilde{V}_{CE} \cdot I_{C0} + \tilde{I}_C \cdot V_{CE0} \quad (1.40)$$

Grâce à la présence de la résistance R_2 , les fluctuations du courant de collecteur \tilde{I}_C engendrent une fluctuation de la tension de collecteur donnée par (en négligeant l'impact de $h22$) :

$$\tilde{V}_{CE} = -R_2 \cdot \tilde{I}_C = -R_2 \cdot h21 \cdot \tilde{I}_B \quad (1.41)$$

On a donc :

$$\frac{\tilde{P}}{\tilde{I}_B} = h21 \cdot (V_{CE0} - R_2 \cdot I_{C0}) \quad (1.42)$$

Finalement, en tenant compte de l'équation 1.11 il vient :

$$\tilde{Z}_{BE} = \frac{\tilde{V}_{BE}}{\tilde{I}_B} = h11_{ISO} + \phi \cdot \tilde{Z}_{TH}(\omega) \cdot h21 \cdot (V_{CE0} - R_2 \cdot I_{C0}) \quad (1.43)$$

Cette équation concise nous montre l'impact de la résistance de charge sur l'impédance vue à l'entrée \tilde{Z}_{BE} . Pour la condition $R_2 = \frac{V_{CE0}}{I_{C0}}$, on devrait donc obtenir à l'entrée une impédance réelle et constante, et égale à $h11_{ISO}$. En dehors de cette condition particulière, l'écart obtenue entre l'impédance vue et $h11_{ISO}$ est proportionnel au produit de \tilde{Z}_{TH} et $(V_{CE0} - R_2 \cdot I_{C0})$. Le phénomène est illustré dans la figure 1.19, qui montre les résultats obtenus pour un transistor en technologie InGaP/GaAs de surface égale à $480\mu m^2$, polarisé à $V_{CE0} = 4V$, $I_{C0} = 20mA$.

Comme on peut le constater, les courbes sont symétriques autour de la valeur obtenue en respectant $R_2 = \frac{V_{CE0}}{I_{C0}}$, comme prévu par l'équation 1.43. Nous pouvons ainsi profiter de ce phénomène pour caractériser \tilde{Z}_{TH} .

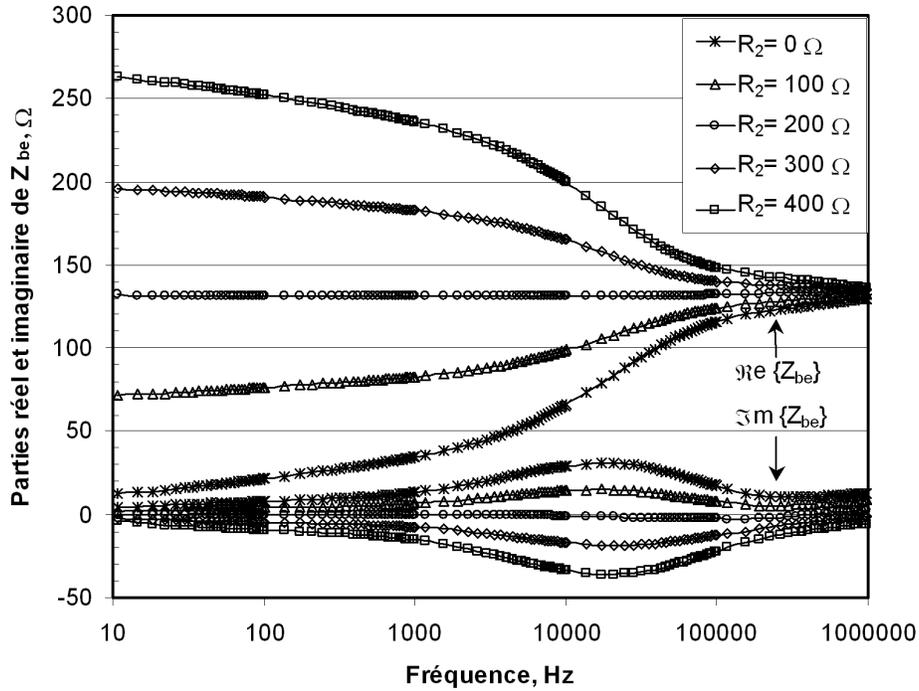


FIG. 1.19 – Impédance mesurée à l'entrée, en faisant varier la résistance de charge.

En faisant $R_2 = 0$ dans l'équation 1.43 on retrouve la condition de court-circuit à la sortie qui implique que $\tilde{Z}_{BE} = h_{11}$. On retrouve ainsi l'équation 1.37, hormis les termes de puissance dans la base (négligés dans la présente analyse). Il est à noter qu'en faisant $R_2 > 0$, la valeur initiale à 10Hz de \tilde{Z}_{BE} par rapport à la condition de court-circuit ($\tilde{Z}_{BE} = h_{11}$) est surtout due à l'impact de h_{12} .

La méthode consiste donc à mesurer l'impédance vue à l'entrée pour 2 conditions de charge du collecteur, $R_2 = \frac{V_{CE0}}{I_{C0}}$ et $R_2 = 0$, leur différence correspondant au terme $\phi \cdot \tilde{Z}_{TH} \cdot h_{21} \cdot V_{CE0}$.

Il nous reste donc à déterminer le paramètre ϕ , qui va être étudié dans la suite de notre travail.

1.5.2 Détermination expérimentale de ϕ

On rappelle que ϕ représente la variation de la tension base-émetteur par degré Celsius, à courant de base constant :

$$\phi = \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right|_{I_B = CTE} \quad (1.44)$$

La caractérisation expérimentale de ϕ est réalisée en faisant varier la température du composant de façon contrôlée. En principe, ceci n'est possible qu'en appliquant des impulsions de courant-tension dont la largeur soit suffisamment faible pour que le composant n'ait pas le temps de convertir la puissance en augmentation substantielle de sa température.

Dans le cas des composants pour les applications très hautes fréquences, tels que les transistors en technologie InP, ceci peut représenter une largeur maximale permise de quelques dizaines, voir même quelques nanosecondes, ce qui représente un défi pour les bancs de mesures impulsionnels actuels.

À fin d'éviter cette restriction, nous avons procédé à une caractérisation en mode continu. Dans ce cas, la température de jonction est donnée par l'équation 1.45 :

$$T_{jonction} = T_0 + P \cdot R_{TH}(T = T_{jonction}) , \text{ avec } P = V_{CE0} \cdot I_{C0} + V_{BE0} \cdot I_{B0} \quad (1.45)$$

T_0 est la température de référence, dans notre cas fixée par le support thermique, et R_{th} représente la résistance thermique du composant, qui varie légèrement avec la température. Le problème associé à la caractérisation thermique en polarisation continue est dû au fait que si l'on garde le même point de polarisation (V_{CE0} , I_{B0}), la puissance dissipée par le composant va, en général, changer en fonction de la température de jonction. Ce changement est dû à la variation en température du gain en courant DC. On peut néanmoins prendre en compte cet effet en ajustant finement V_{CE0} de façon à obtenir la même puissance dissipée à chaque valeur de température du support.

Par contre, il reste un deuxième problème difficile à résoudre : la dépendance de R_{th} en fonction de la température. Dans ce cas, il est impossible de prendre en compte cet effet sans connaître, *a priori*, cette dépendance, qui d'ailleurs est le but de la caractérisation. Cette dépendance est toutefois légère : à titre d'exemple d'un cas réel, la résistance thermique d'un transistor TBH en technologie InGaP/GaAs varie d'environ 20% pour une variation de température de 50°C, comme nous le verrons prochainement.

De toute façon, comme l'auto-échauffement se manifeste par un produit de deux termes, le paramètre "thermomètre" et l'impédance thermique (voir, par exemple, les équations 1.21 à 1.24), le fait de considérer R_{TH} constant peut être compensé *a posteriori* par une adéquation de la valeur finale de R_{TH} calculée à partir de l'impédance d'entrée. C'est cette hypothèse que nous allons adopter.

Pour la validation de la méthode de caractérisation de l'impédance thermique par des simulations physiques, nous avons employé un TBH sur substrat GaAs, comportant 10 doigts d'émetteur de 2 par $110\mu m$ chacun, fourni par UMS. Nous disposons de données précises sur sa structure physique, en termes de son "layout" 3D ainsi que les caractéristiques thermiques de chacune de ses couches. Le transistor est brasé sur un capot, qui peut être, soit en cuivre, soit en Kovar.

Nous avons effectué des mesures en polarisation continue et à courant de base constant, en faisant varier la température du radiateur entre 0 et $50^\circ C$, par pas de $5^\circ C$. Pour chaque température, les valeurs de courant de base ont varié entre 0.5 et $2mA$, et pour chacune de ces valeurs la tension V_{CE0} a varié entre 2.5 et $20V$.

La figure 1.20 présente les résultats obtenus pour une variation de $\pm 5^\circ C$ autour de $25^\circ C$ (température du radiateur). Comme on peut le constater, pour les valeurs de I_{B0} et V_{CE0} considérées, la valeur de ϕ reste quasiment constante. Il faut noter que la résistance thermique de ce composant est de l'ordre de $30^\circ C/W$, et lorsque le courant de base est de $2mA$, entre 2.5 et $20V$ de V_{CE0} il y a un écart d'environ $50^\circ C$ sur la température de jonction (dû à la différence de puissance dissipée). Nous allons donc utiliser la valeur de $-1.35 mV/^\circ C$ par la suite.

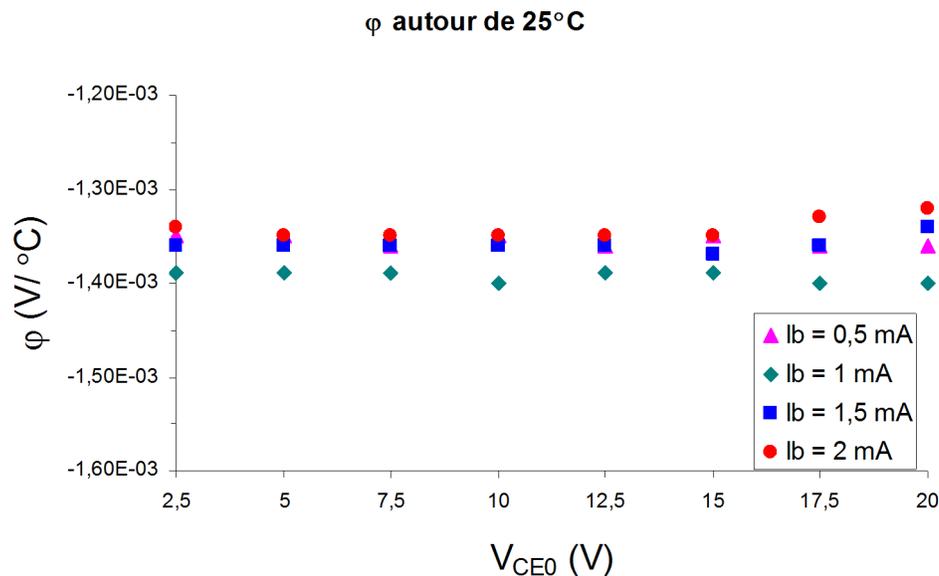


FIG. 1.20 – Valeurs de ϕ obtenues expérimentalement.

Afin de caractériser l'impédance thermique, le composant a été polarisé à $I_{C0} = 50mA$,

$V_{CE0} = 10V$, avec une charge de collecteur de 200Ω de façon à respecter la condition $R_2 = \frac{V_{CE0}}{I_{C0}}$. La résistance utilisée pour polariser la base est très grande devant l'impédance d'entrée du transistor.

A partir des 4 mesures Z_{in} , Z_{in0} , Z_{out} et G_d dans les conditions ci-dessus, on a pu extraire ses paramètres hybrides, notamment h21. Il faut noter que dans ce cas, Z_{in} correspond à h_{11ISO} et que Z_{in0} correspond à h11. On n'a donc qu'à utiliser ces deux mesures, ainsi que les valeurs de h21 extraites à chaque fréquence, dans l'équation 1.43 pour obtenir Z_{TH} .

Alain Xiong, doctorant au laboratoire XLIM, a réalisée une simulation physique (thermique) de la structure du transistor, en tenant compte de chaque type de capot (cuivre ou Kovar) [26]. La figure 1.21 présente les parties réelle et imaginaire de Z_{TH} extraites à partir de nos mesures, ainsi que les valeurs obtenues par cette simulation.

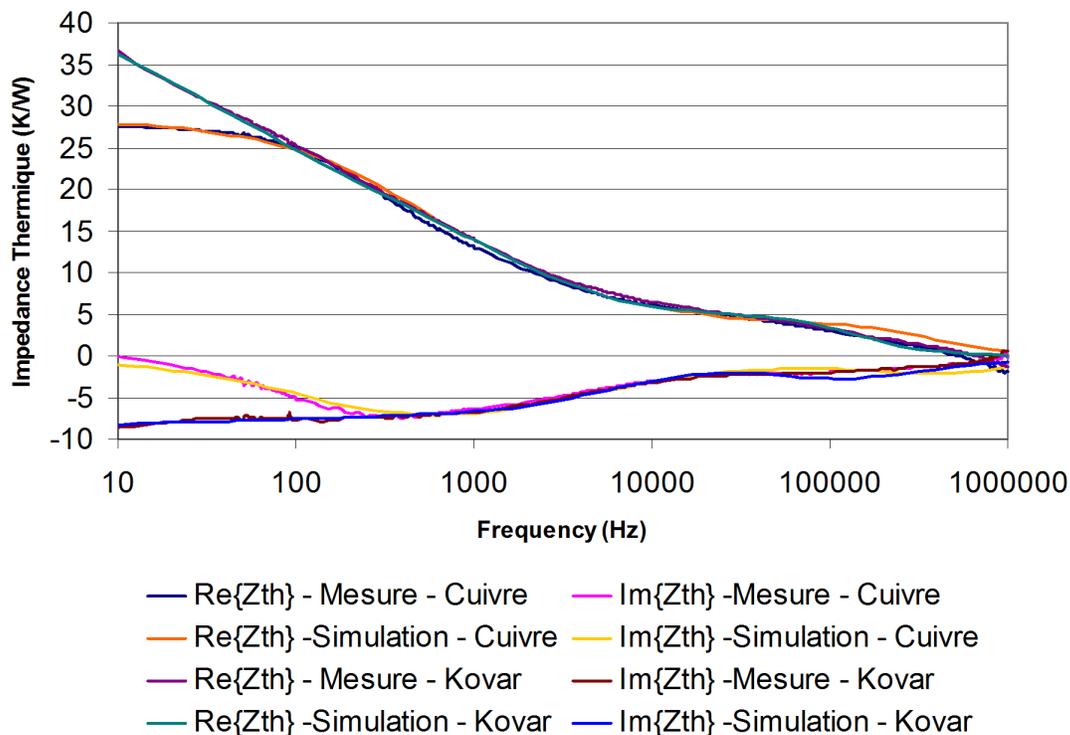


FIG. 1.21 – Comparaison entre la mesure et la simulation physique de Z_{TH} .

Comme on peut le constater, il y a une concordance excellente entre la caractérisation expérimentale et la simulation physique de Z_{th} , ce qui valide notre méthode.

1.6 Validation du modèle convectif

Pour vérifier la cohérence entre la méthode de caractérisation expérimentale de l'impédance thermique, son implantation au sein d'un circuit convectif sur ADS, et la reproduction des mesures petit signal, nous avons mené une caractérisation complète des paramètres petit signal à différents points de polarisation, ainsi que la mesure expérimentale de ϕ .

Le composant mesuré est un TBH sur technologie InGaP/GaAs ayant 6 doigts d'émetteur de $2\mu m$ par $40\mu m$ chacun, dont on dispose du modèle convectif, fourni par UMS. Notre but a été de caractériser son circuit thermique de façon à bien représenter sa dynamique basse fréquence. Les points de polarisation utilisés sont les suivants : $V_{CE_0} = 3V$ et $I_{C_0} = 25, 50$ et $100mA$.

Suite à la caractérisation de l'impédance thermique en fonction du point de polarisation, nous avons déduit un circuit thermique à quatre cellules R-C pour chaque point de polarisation. Le choix du nombre de pôles du circuit thermique a été basé sur la comparaison visuelle entre la mesure et les résultats de simulation : avec un circuit à 3 pôles, les données expérimentales n'étaient pas représentées de manière satisfaisante, alors que l'ajout d'un cinquième pôle n'a pas amené d'amélioration substantielle.

Les figures 1.22 à 1.24 montrent la comparaison entre mesure et simulation pour $I_{C_0} = 25, 50$ et $100mA$ respectivement. Comme on peut le constater, un très bon accord global est obtenu.

La différence observée entre la mesure et la simulation du paramètre h_{22} est attribuée à une faible imprécision de la modélisation de la dépendance en température du gain en courant du transistor. D'ailleurs, une faible différence est observée entre la mesure et la simulation du paramètre h_{21} .

Cette différence peut être atténuée en ajustant finement les coefficients de variation thermique du gain en courant (voir équation 1.10). Néanmoins, elle n'est pas gênante : le module de $\frac{1}{h_{22}}$ correspond à une impédance de sortie de l'ordre de 1000, 400 et 120 Ω pour $I_{C_0} = 25, 50$ et $100mA$, des valeurs considérablement plus grandes que celle de la résistance de polarisation R_2 (respectivement 120, 60 et 30 Ω).

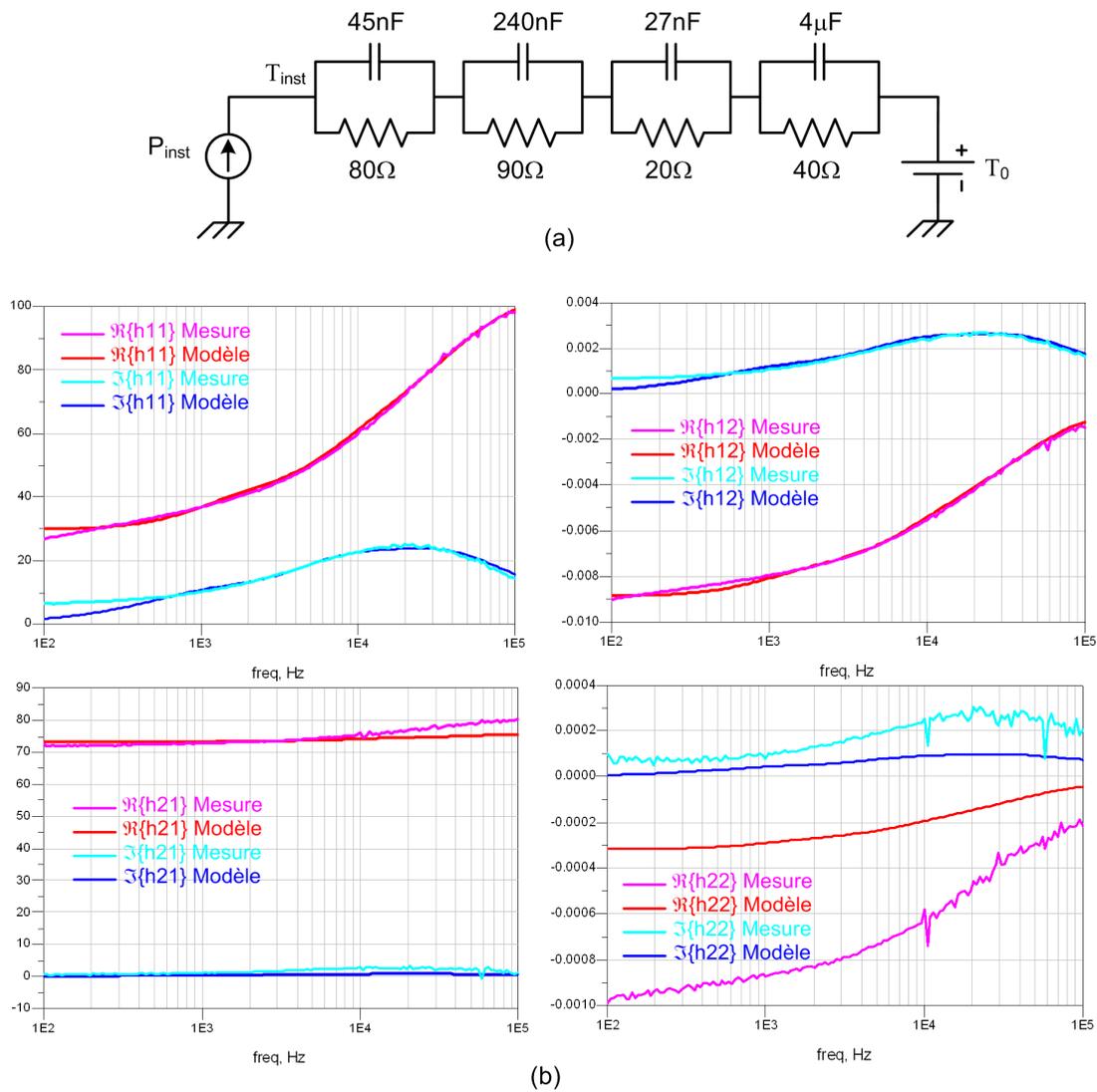


FIG. 1.22 – Comparaison des paramètres hybrides mesurés et simulés à partir du circuit thermique spécifique au point de polarisation. $I_{C_0} = 25mA$.

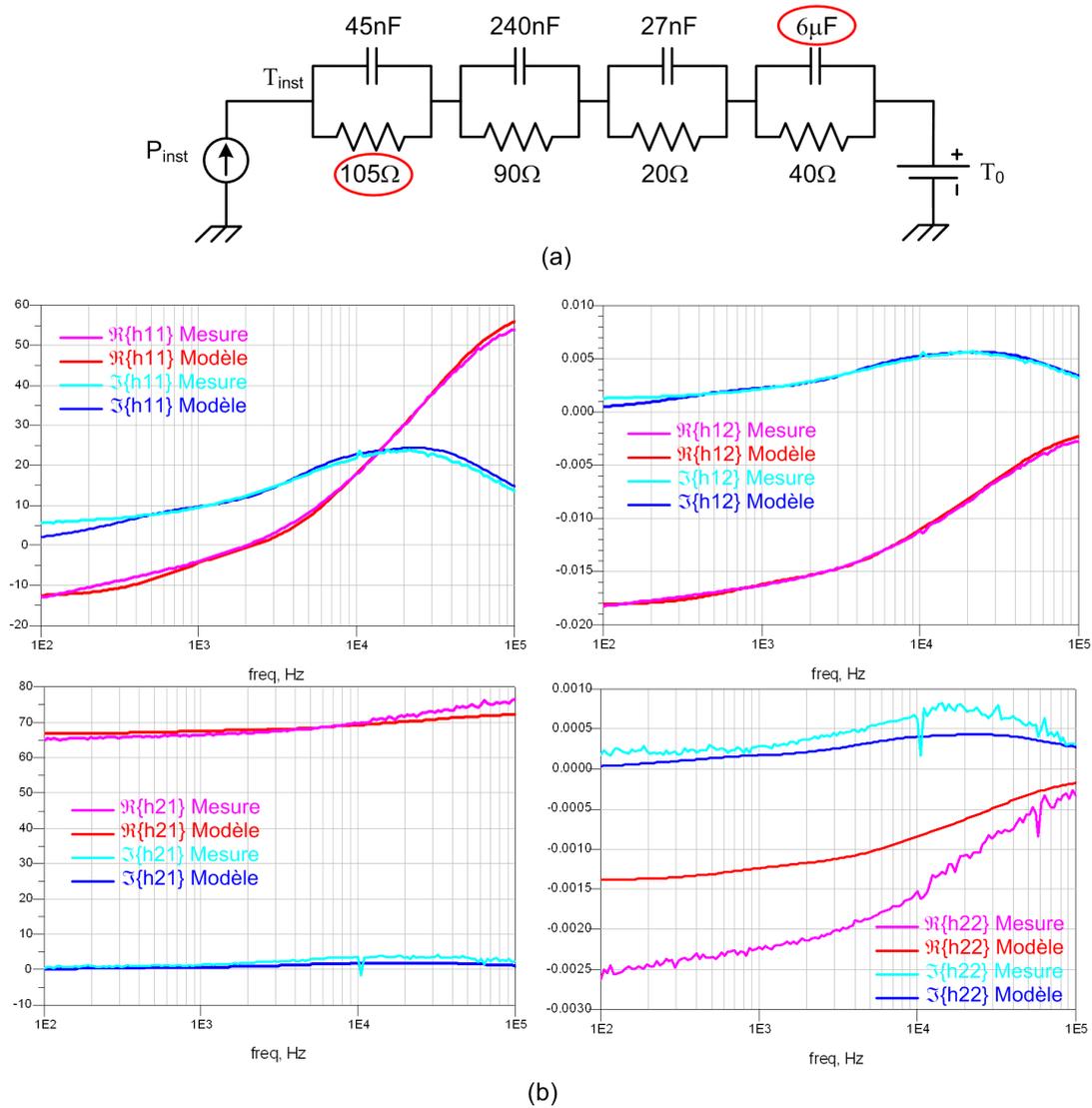


FIG. 1.23 – Comparaison des paramètres hybrides mesurés et simulés à partir du circuit thermique spécifique au point de polarisation. $I_{C_0} = 50mA$.

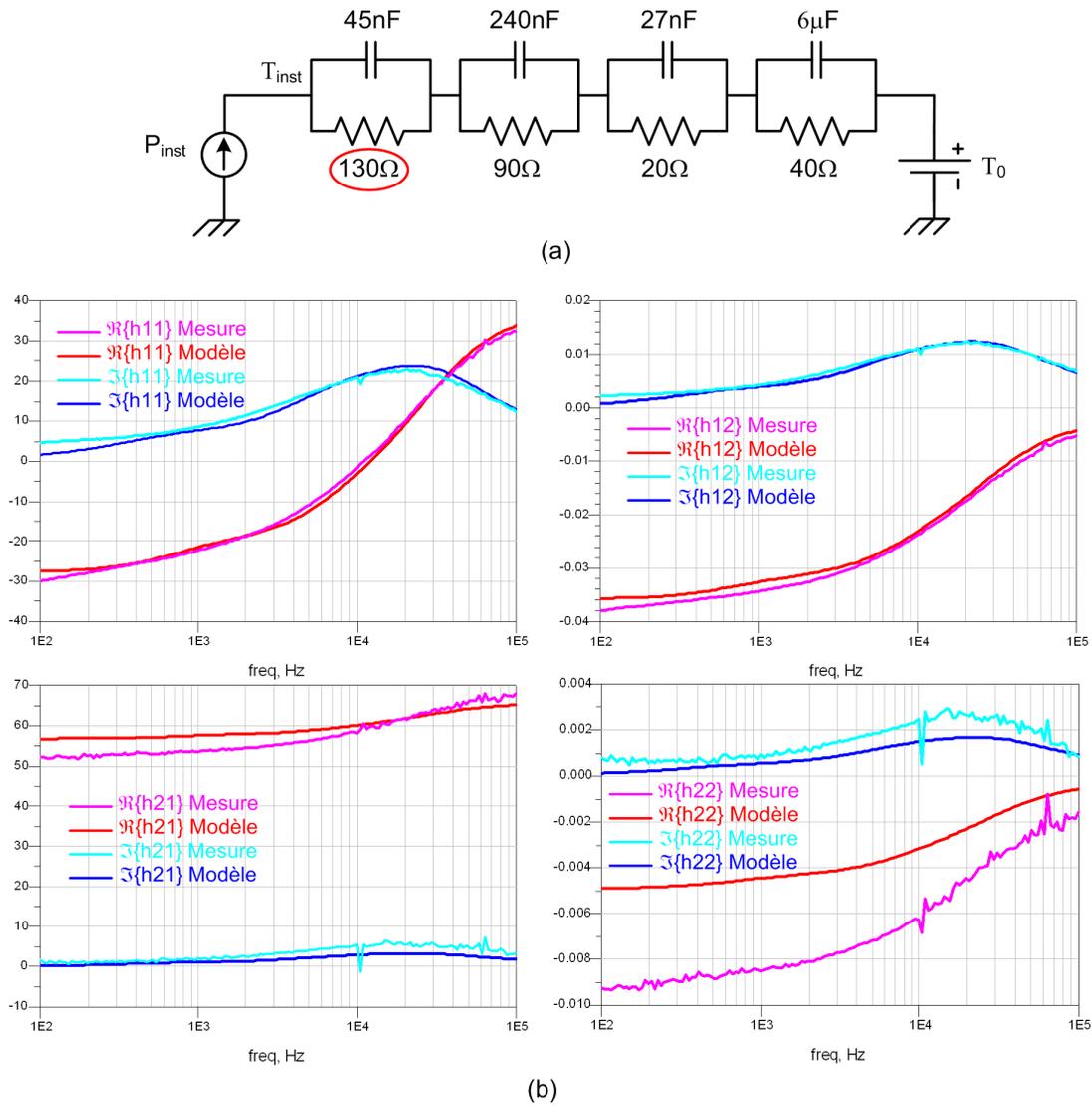


FIG. 1.24 – Comparaison des paramètres hybrides mesurés et simulés à partir du circuit thermique spécifique au point de polarisation. $I_{C_0} = 100mA$.

Par contre, pour éviter l'augmentation du temps de calcul due à l'introduction d'un circuit thermique non linéaire, nous avons refait la comparaison en n'utilisant que le circuit thermique extrait pour $I_{C_0} = 50mA$. Les résultats sont présentés sur les figures 1.25 et 1.26 pour $I_{C_0} = 25$ et $100mA$ respectivement, et montrent qu'une précision acceptable est obtenue avec un circuit thermique linéaire.

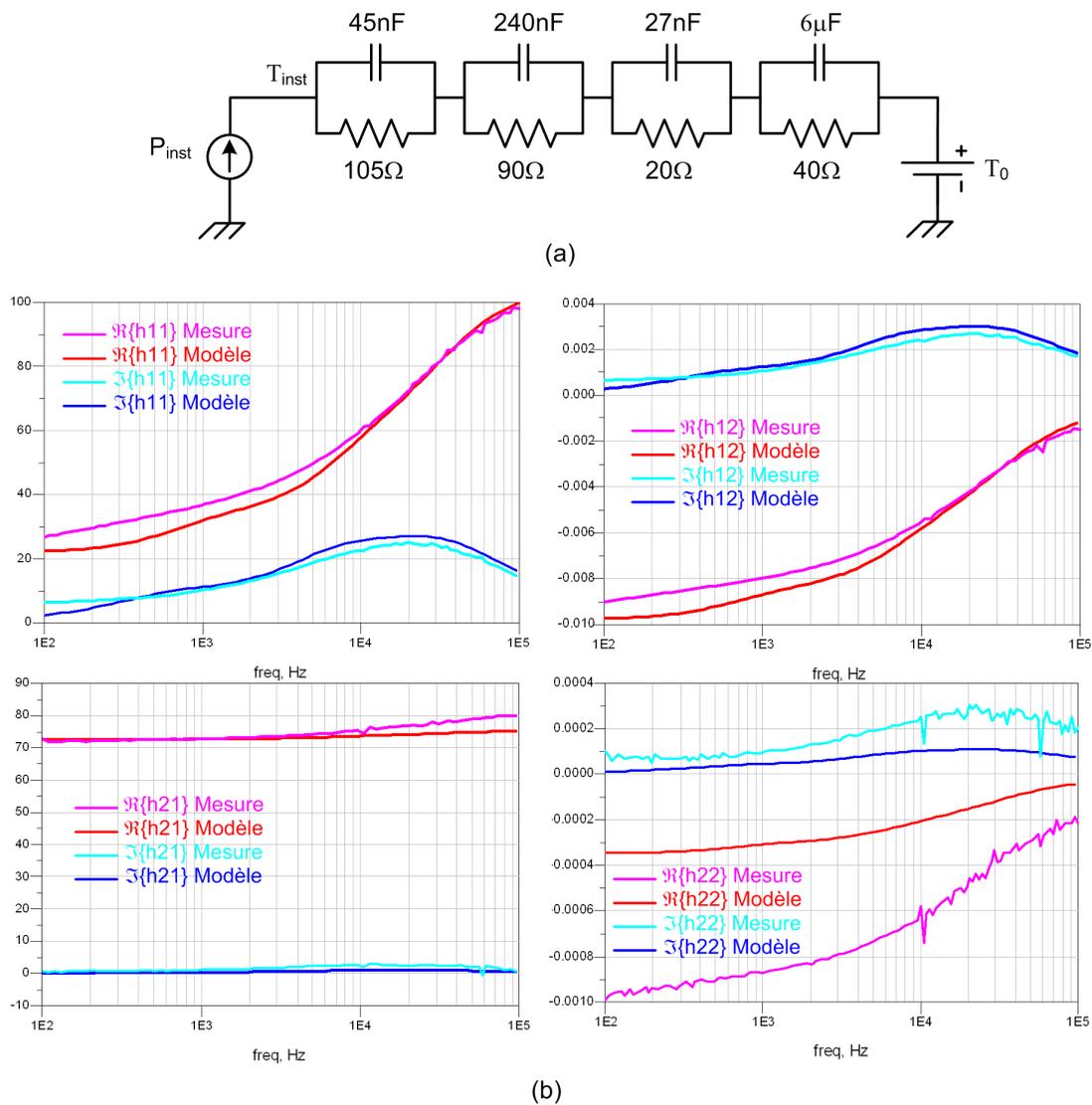


FIG. 1.25 – Comparaison des paramètres hybrides mesurés et simulés à partir du circuit thermique linéaire. $I_{C_0} = 25mA$.

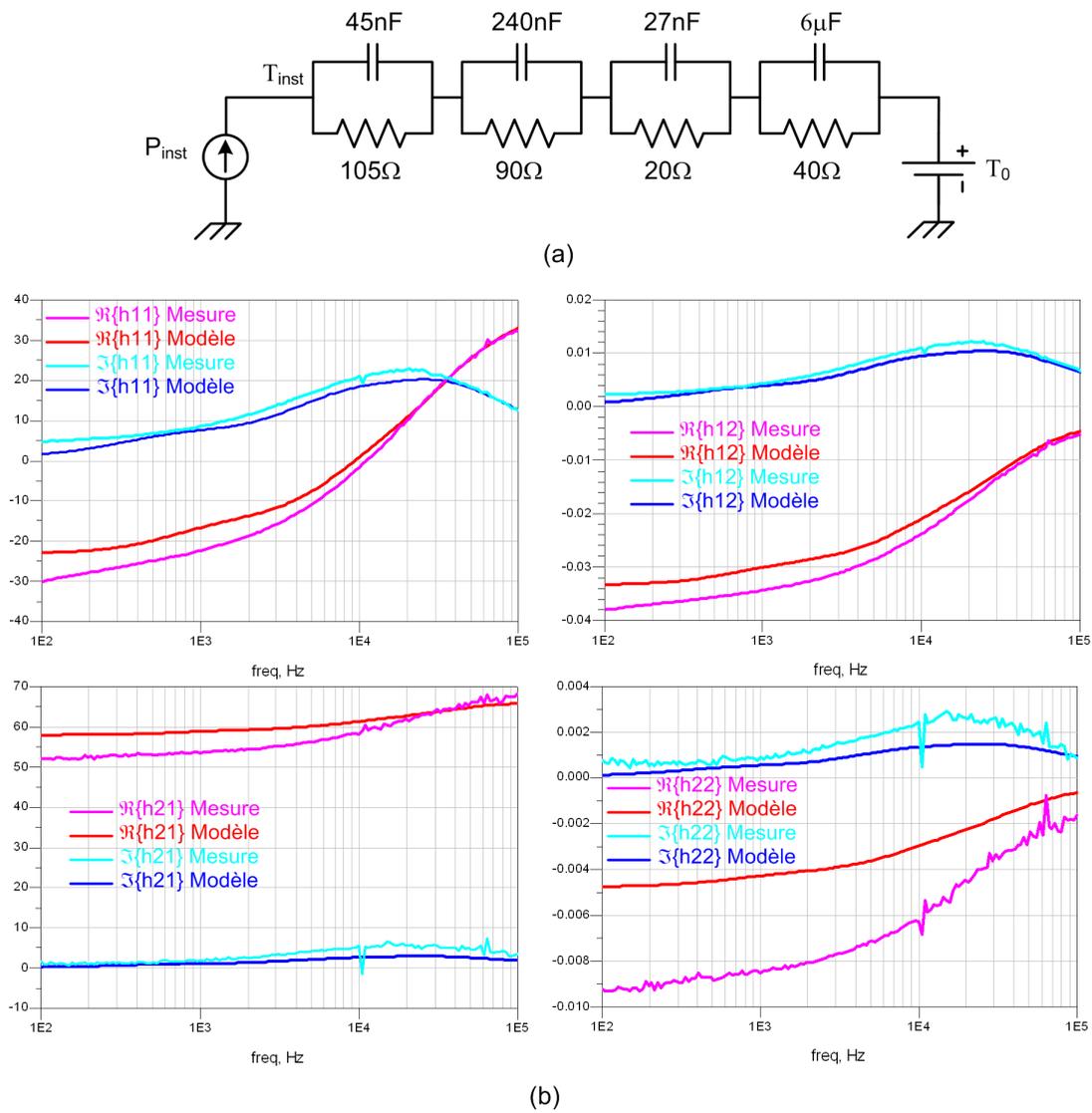


FIG. 1.26 – Comparaison des paramètres hybrides mesurés et simulés à partir du circuit thermique linéaire. $I_{C_0} = 100mA$.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence l'impact du phénomène d'auto-échauffement sur les paramètres petit signal des transistors bipolaires. Pour les transistors sur substrat GaAs, les conséquences sont observables du continu à quelques centaines de kHz, et donc dans la gamme de fréquence d'intérêt pour l'analyse du bruit BF.

On a pu remarquer que les concepts d'unilatéralité et d'indépendance fréquentielle, souvent utilisés pour les basses fréquences, ne sont plus valables lorsque la puissance dissipée par le composant est importante.

Afin de prendre en compte ce phénomène dans le modèle non linéaire du transistor, nous avons mis en place une méthode de caractérisation expérimentale de la dynamique basse fréquence du transistor, qui passe par la caractérisation de son impédance thermique.

Une modélisation précise de la dynamique BF du transistor s'avère nécessaire dès qu'il y a un signal d'intérêt dans la bande de fréquences de la réponse thermique du composant. Dans le cadre des circuits oscillateurs, son importance est évidente. Néanmoins, d'autres fonctions électroniques peuvent bénéficier de la méthode proposée. C'est le cas, par exemple, des circuits amplificateurs à haute linéarité. Des travaux récents ont d'ailleurs montré l'impact des impédances BF présentées au transistor sur la distorsion d'intermodulation des amplificateurs microondes [27].

De plus, les paramètres petit signal mesurés vont permettre l'extraction des sources de bruit en courant aux accès du transistor (ainsi que leur corrélation) à partir de la mesure du bruit en tension entrée-sortie, ce qui constitue le sujet du deuxième chapitre.

Chapitre 2 :

Caractérisation du Bruit BF jusqu'à de Forts Courants DC

2.1 Introduction

Le terme “bruit” est souvent associé à un phénomène aléatoire indésirable, que l’on essaie d’éliminer. Parmi les types de bruits électroniques, il y a ceux dit “irréductibles”, tels que le bruit thermique ou le bruit shot, et ceux dit “en excès”, tels que le bruit $1/f$ ou le bruit de génération-recombinaison. Ces derniers sont aussi appelés “réductibles”, donnant ainsi l’idée d’une possible réduction de leur valeur.

Le bruit BF des composants est un bruit réductible, et sa caractérisation expérimentale a pour objectif final soit d’agir directement sur son origine soit de réduire son impact dans un circuit ou système.

Dans le premier cas, la caractérisation peut servir de support à l’amélioration d’une technologie, en mettant en évidence l’impact des différents processus de fabrication, tels que la concentration d’impuretés dans la base. Elle peut aussi aider à comprendre les mécanismes de dégradation des composants soumis à des conditions extrêmes [28].

Dans le second cas, on cherche à représenter électriquement les mécanismes du bruit BF, pour pouvoir extraire la performance optimale d’un circuit spécifique, tel qu’un oscillateur. Dans ce travail, nous nous référons à ce deuxième objectif, en vue de la conception de sources à haute pureté spectrale.

Pour obtenir un faible bruit de phase, il est généralement nécessaire que la partie active (transistor) travaille à des niveaux de courant importants. Il est par conséquent souhaitable que la caractérisation du bruit BF soit faite en parcourant une bonne partie du cycle de charge convectif envisageable. Dans certains composants hyperfréquences, tels que les transistors sur substrat InP, cela peut représenter des densités de courant de l’ordre de plusieurs dizaines de kA/cm^2 , et des courants de base de quelques mA .

Ces conditions de mesure représentent un défi pour la caractérisation expérimentale du bruit BF des transistors bipolaires : il est à noter qu’aucun banc de mesure n’a été validé à de telles valeurs de courant de base. De ce fait, nous avons dû développer une méthode de caractérisation adaptée à ces conditions. Elle sera détaillée par la suite.

L’application de cette méthode à un transistor spécifique et l’observation de son comportement en bruit en présence de l’auto-échauffement va nous permettre de localiser ses principales sources de bruit BF, ainsi que de mettre en évidence l’importance de la modélisation du transistor.

2.2 Le bruit BF des transistors bipolaires

Contrairement aux bruits irréductibles, dont la densité spectrale de puissance (DSP) ne varie pas dans la gamme de fréquences observables (bruit blanc), le bruit BF présente une DSP des sources de courant qui est fonction de la fréquence.

Dans ce cas, on distingue deux types de variation fréquentielle. Le type “Lorentzien” comprend le bruit G-R ainsi que le bruit RTS, et présente une DSP de la forme :

$$S_i(f) , \text{ en } A^2/Hz = \frac{K_1 \cdot I^{K_2}}{1 + K_3 \cdot f^2} \quad (2.1)$$

ou I représente le courant traversant le dispositif, et K_1 , K_2 , K_3 sont des constantes dépendantes du composant.

Celui dont la DSP varie inversement à la fréquence est dit bruit en $1/f$ ou flicker noise. Il est observable dans les composants électroniques, et sa DSP de bruit équivalent en courant est généralement exprimée sous forme :

$$S_i(f) , \text{ en } A^2/Hz = \frac{K_1 \cdot I^{K_2}}{f} \quad (2.2)$$

L’origine du bruit en $1/f$ est encore sujet à débat. Dans ce travail, nous envisageons un modèle phénoménologique : la discussion sur l’origine du bruit : fluctuation du nombre de porteurs ou de la mobilité [29, 30], ne fait pas partie de notre contribution. Il est à noter qu’aucune loi universelle n’a pas été obtenue jusqu’à présent (et ne fait pas partie de nos prétentions), et qu’une bonne partie des théories est difficilement vérifiable.

Ces deux types de bruit expriment la fluctuation de la conductance du composant, et sont souvent associés au passage d’un courant continu (DC) à travers le composant, malgré les observations expérimentales de ces fluctuations en absence de courant DC [9, 31]. Ce paradoxe constitue le coeur de la discussion du troisième chapitre.

Nous allons considérer ainsi un bruit générique, dont la dépendance fréquentielle de sa DSP en courant sera caractérisée dans la gamme de fréquences allant de $100Hz$ à $100KHz$, en présence d’une polarisation continue.

2.2.1 Représentation du bruit BF des transistors bipolaires, en vue de la mesure

Du point de vue de la mesure, le transistor bipolaire bruyant montré sur la figure 2.1-a est perçu comme un quadripôle sans bruit (sujet du premier chapitre) ayant des sources de bruit à ses accès. Plusieurs représentations sont donc envisageables, en adoptant des sources de bruit en tension et/ou courant. On verra prochainement que la représentation avec des sources de bruit en courant permet une compréhension plus facile des mécanismes physiques du bruit BF. On adoptera par la suite la représentation montrée sur la figure 2.1-b, comprenant deux sources de bruit en courant, qui peuvent être corrélées.

On doit remarquer qu'il s'agit d'une représentation équivalente extrinsèque, résultante donc de l'action des sources de bruit internes liées aux différents éléments convectifs du transistor. Le but de la modélisation est de caractériser ces sources internes, comme on le verra prochainement. Pour commencer, nous allons étudier la caractérisation des sources directement accessibles par la mesure : les sources équivalentes extrinsèques (figure 2.1-b).

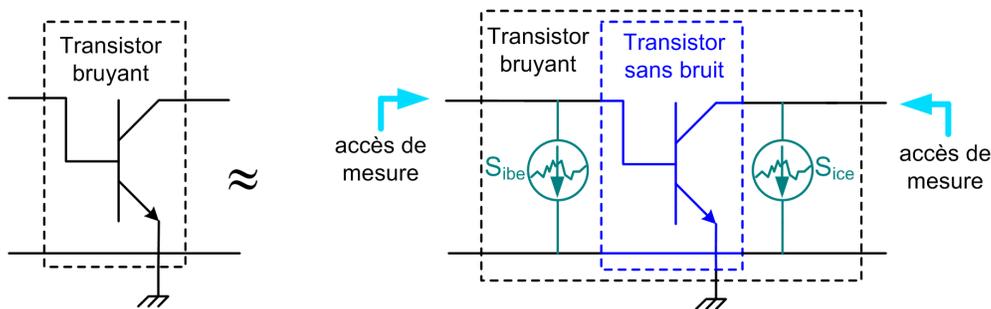


FIG. 2.1 – Transistor bipolaire bruyant (a), et son modèle équivalent en vue de la mesure(b).

2.3 Le choix d'instrumentation

Les systèmes actuels de mesure du bruit BF des transistors sont basés sur l'utilisation des amplificateurs de tension et/ou des amplificateurs dits transimpédance. Chacun de ces instruments présente ses avantages et limites d'application. Pour une large gamme de conditions de polarisation, notamment à des courants de base faibles à modérés, les deux systèmes donnent des résultats équivalents [32].

À fort courant de base, objet de ce chapitre, nous verrons que les amplificateurs de tension sont préférables et qu'à certains niveaux de puissance DC dissipée il est même impossible d'utiliser les transimpédances.

2.3.1 Les amplificateurs Transimpédance

En examinant la figure 2.1-b, il est évident que pour faire la mesure directe des sources de bruit en courant il nous faudrait des sondes de courant à chaque accès du transistor : c'est le principe de fonctionnement des amplificateurs transimpédances.

L'amplificateur transimpédance idéal amplifie des fluctuations de courant et les convertit en fluctuations de tension, mesurables par les analyseurs de signal. Il présente au composant une impédance AC nulle, de façon à pouvoir "absorber" complètement le bruit en courant de celui-ci. En les connectant suivant la figure 2.2, on aurait donc la possibilité de mesurer directement les sources de bruit en courant ainsi que leur corrélation.

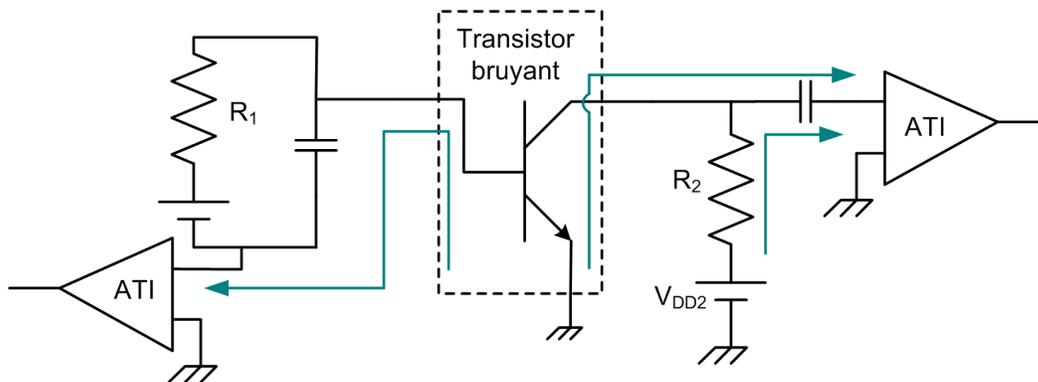


FIG. 2.2 – Utilisation des amplificateurs transimpédance pour la mesure directe des sources de bruit en courant ainsi que leur corrélation. La capacité placée dans le collecteur sert à respecter la limitation de courant DC de l'instrument.

Malheureusement, l'instrument réel présente des imperfections qu'il faut prendre en compte, notamment au niveau du bruit propre de l'amplificateur, ainsi que de son impédance AC non nulle. Pour l'analyse en bruit, on arrive ainsi au circuit équivalent montré sur la figure 2.3, qui inclut l'impact de la résistance de polarisation.

Dans cette figure, on remarque que l'entrée de l'instrument, utilisé toujours en régime linéaire, est représentée par une impédance complexe notée Z_{ati} , ainsi que par deux sources internes de bruit partiellement corrélées : une source de bruit en tension notée e_{ati} et une source de bruit en courant notée i_{ati} .

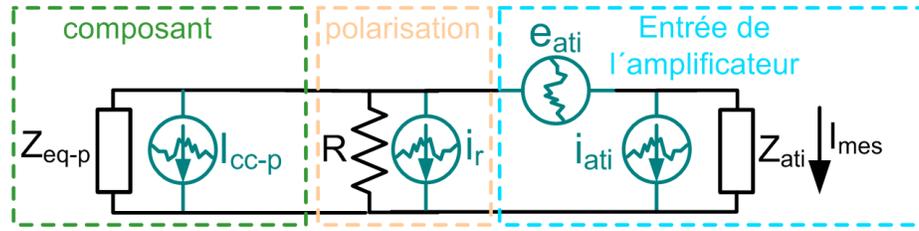


FIG. 2.3 – Circuit équivalent pour l'utilisation d'un amplificateur transimpédance. La résistance de polarisation R correspond à R_2 dans la figure 2.2.

Pour la polarisation du transistor, la résistance utilisée est souvent de type métallique bobinée, de façon à éviter un bruit en excès ($1/f$) lors du passage d'un courant DC. La source i_r correspond ainsi au bruit thermique de la résistance de polarisation.

Finalement, l'accès du composant à mesurer (soit en entrée soit en sortie) est aperçu comme étant une impédance complexe Z_{eq-p} en parallèle avec une source de bruit en courant, la source équivalente de court-circuit de l'accès : elle ne correspond à une des sources de la figure 2.1-b que si l'autre accès est fermé par un court-circuit AC. Elle sera notée I_{cc-p} .

L'équation qui relie la DSP du bruit en courant effectivement mesurée ($S_{I_{meas}}$) à celle du bruit en courant du composant ($S_{I_{cc-p}}$) est déduite du schéma de la figure 2.3 et prend la forme suivante :

$$S_{I_{cc-p}} = S_{I_{meas}} \cdot \left| \frac{Z_{vue} + Z_{ati}}{Z_{vue}} \right|^2 - \frac{S_{e_{ati}}}{|Z_{vue}|^2} - 2 \cdot \Re \left\{ \frac{e_{ati} \cdot i_{ati}^*}{Z_{vue}} \right\} - S_{i_{ati}} - S_{i_r} \quad (2.3)$$

d'où $Z_{vue} = Z_{eq-p} // R$ (l'impédance vue par l'amplificateur) et $S_{i_r} = 4KT/R$.

Pour la caractérisation de $S_{I_{cc-p}}$ il faut donc disposer de données concernant les imperfections de l'instrument. La figure 2.4 présente les résultats obtenus lors de la mesure de l'impédance d'entrée et des sources de bruit internes de l'amplificateur EG&G modèle 5182, pour une sensibilité de $10^{-6} A/V$.

Comme on peut le constater, son impédance est importante pour les fréquences supérieures à $1kHz$. De plus, nous verrons par la suite que la source de bruit en tension de l'instrument joue un rôle important sur la caractérisation de la source de bruit de courant au collecteur.

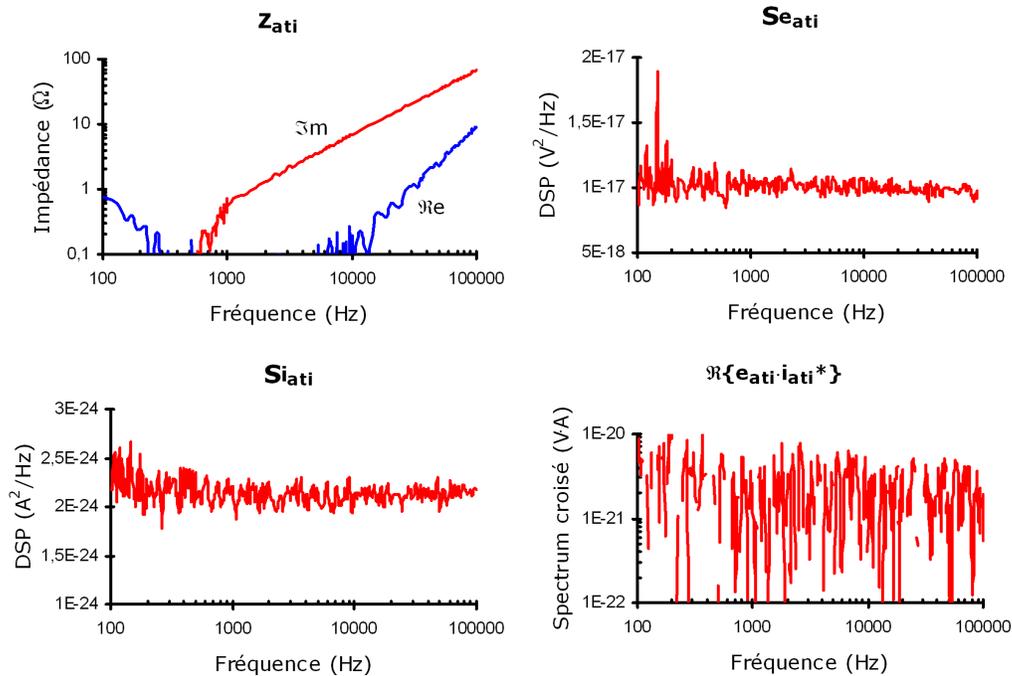


FIG. 2.4 – Imperfections du transimpédance.

L'utilisation des amplificateurs transimpédance pour la mesure simultanée des sources de bruit en courant du transistor a été proposée par Bruce et al en 1999 [33]. Il s'agissait d'une alternative à la mesure indirecte basée sur l'utilisation des amplificateurs de tension (détaillée par la suite), qui a été utilisée pour un courant de base maximum de $25\mu A$.

Les auteurs se sont vite aperçus de l'impact de e_{ati} de l'amplificateur transimpédance connecté à la base sur la mesure du bruit au collecteur, sujet d'un article publié juste un an après [34]. En fait, l'impédance de l'instrument étant faible, la source de bruit e_{ati} se trouve directement connectée entre base et émetteur. Par l'effet de la transconductance du transistor, cette source parasite se retrouve au collecteur, mélangée avec la source de bruit propre au composant à mesurer.

L'impact de e_{ati} est illustrée sur la figure 2.5, qui présente la comparaison du bruit en courant mesuré au collecteur en ayant un amplificateur transimpédance ou une capacité de forte valeur connectés côté base. Le composant est un TBH InGaP-GaAs comprenant six doigts d'émetteur de 2 par $40\mu m$ chacun, polarisé à un courant de base de $300\mu A$.

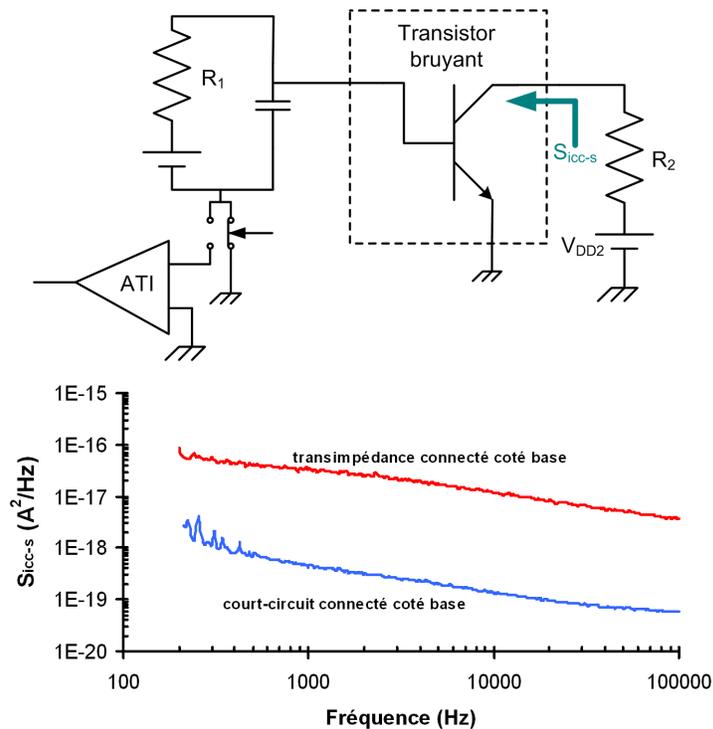


FIG. 2.5 – Impact du transimpédance dans la mesure du bruit au collecteur.

Bary et al ont atténué le problème lié à e_{ati} , en proposant l'introduction d'un transistor en configuration base commune entre l'amplificateur et le composant à mesurer [35]. Ils ont ainsi réduit d'une décade (en puissance) la valeur du bruit en tension, et le système a été appliqué pour la mesure du bruit des transistors en technologie SiGe, connus pour leur forte valeur de β .

En envisageant la mesure des transistors en technologie GaAs, la proposition a ensuite été améliorée avec l'introduction d'un transformateur entre l'entrée du buffer base commune et le composant à mesurer [36]. Le système a été employé pour un courant de base maximum de $80\mu A$.

Il reste toutefois un problème fondamental qui limite l'utilisation des transimpédances : l'impact de l'auto-échauffement. En ayant un court-circuit AC sur le collecteur, l'impédance à l'entrée du transistor est égale à h_{11} . A fort niveau de courant DC de base (et par conséquent de puissance dissipée), la partie réelle de h_{11} peut devenir négative, avec une partie imaginaire positive, comme illustré sur la figure 1.9.

La connexion d'une charge AC dont la partie réelle est quasi-nulle et la partie imaginaire est négative (capacitive) peut donc entraîner des oscillations BF dues à la

réaction thermique. Nous avons d'ailleurs observé ce phénomène expérimentalement, en plaçant une capacité de forte valeur connectée côté base et l'amplificateur transimpédance côté collecteur.

En conclusion, même si l'on possède un amplificateur transimpédance sans bruit, son utilisation n'est pas envisageable lorsque le niveau de courant de base/puissance dissipée génère une partie réelle de h_{11} négative.

2.3.2 Les amplificateurs de tension

Lorsque les charges AC présentées au transistor ne sont pas des courts-circuits, il y aura à ses accès des fluctuations de tension. On cherche donc à amplifier ces fluctuations, de façon à pouvoir les mesurer : c'est la tâche des amplificateurs de tension.

Contrairement aux amplificateurs transimpédances, ces amplificateurs présentent des impédances d'entrée très importantes, de l'ordre de $1M\Omega$ en DC et quelques dizaines de $k\Omega$ à $100kHz$: les charges AC que voit le transistor sont donc celles du circuit de polarisation. Le circuit équivalent pour l'analyse en bruit est montré sur la figure 2.6.

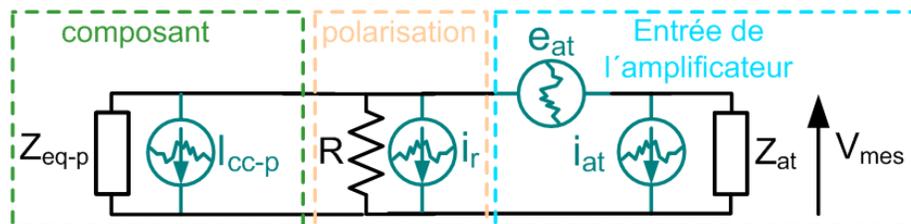


FIG. 2.6 – Circuit équivalent pour l'utilisation d'un amplificateur de tension.

Dans ce cas, l'équation qui relie la DSP du bruit en tension mesuré ($S_{V_{meas}}$) au bruit en courant du composant ($S_{I_{cc-p}}$) prend la forme suivante :

$$S_{I_{cc-p}} = S_{V_{meas}} \cdot \left| \frac{Z_{vue} + Z_{at}}{Z_{at} \cdot Z_{vue}} \right|^2 - \frac{S_{e_{at}}}{|Z_{vue}|^2} - 2 \cdot \Re \left\{ \frac{e_{at} \cdot i_{at}^*}{Z_{vue}} \right\} - S_{i_{at}} - S_{i_r} \quad (2.4)$$

La figure 2.7 présente les imperfections de l'amplificateur de tension EG&G modèle 5184. La corrélation entre les 2 sources est trop faible pour être mesurée.

Pour la gamme de courant de base qui nous intéresse ainsi que pour les résistances de polarisation utilisées usuellement, son impédance d'entrée est en effet très grande par

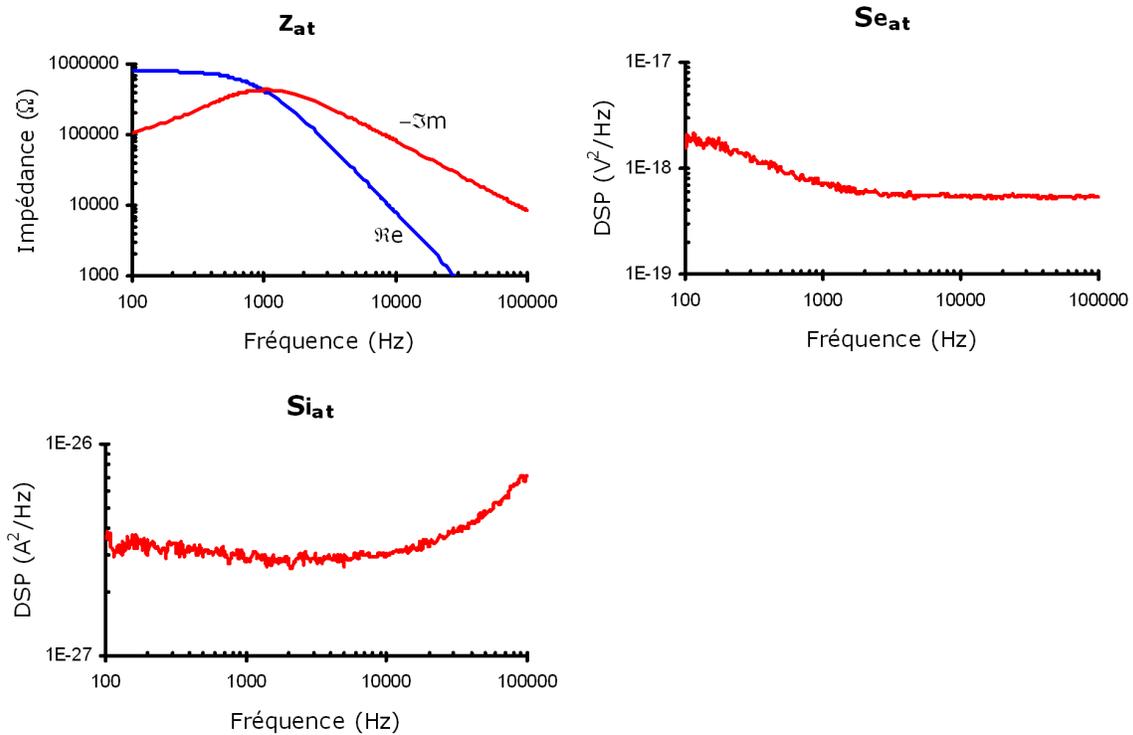
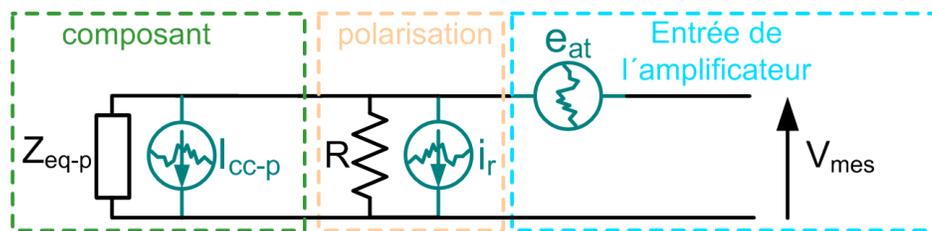


FIG. 2.7 – Imperfections de l'amplificateur de tension.

rapport aux impédances qu'il voit aux accès du transistor. De plus, son bruit en courant est négligeable. On peut ainsi se servir du schéma équivalent simplifié montré sur la figure 2.8.


 FIG. 2.8 – Schéma simplifié pour l'utilisation d'un amplificateur de tension (valable jusqu'à $100kHz$).

L'équation qui relie $S_{I_{cc-p}}$ à $S_{V_{meas}}$ est ainsi donnée par :

$$S_{I_{cc-p}} = (S_{V_{meas}} - S_{e_{at}}) \cdot \left(\frac{1}{|Z_{vue}|^2} \right) - S_{i_r} \quad (2.5)$$

On remarque que le niveau de bruit en tension de l'amplificateur de tension est inférieur à celui de l'amplificateur transimpédance. De plus, puisque son impédance

d'entrée est très importante, l'effet de cette source est négligeable. Pour le montrer, nous avons fait varier la résistance de polarisation de la base, et comparé le bruit mesuré au collecteur avec ou sans amplificateur de tension côté base. Les résultats sont montrés sur la figure 2.9, pour un courant de base de $350\mu A$ ($I_{C0} = 25mA$). Le composant est un TBH en technologie InGaP-GaAs, comportant 6 doigts d'émetteur de 2 par $40\mu m$ chacun.

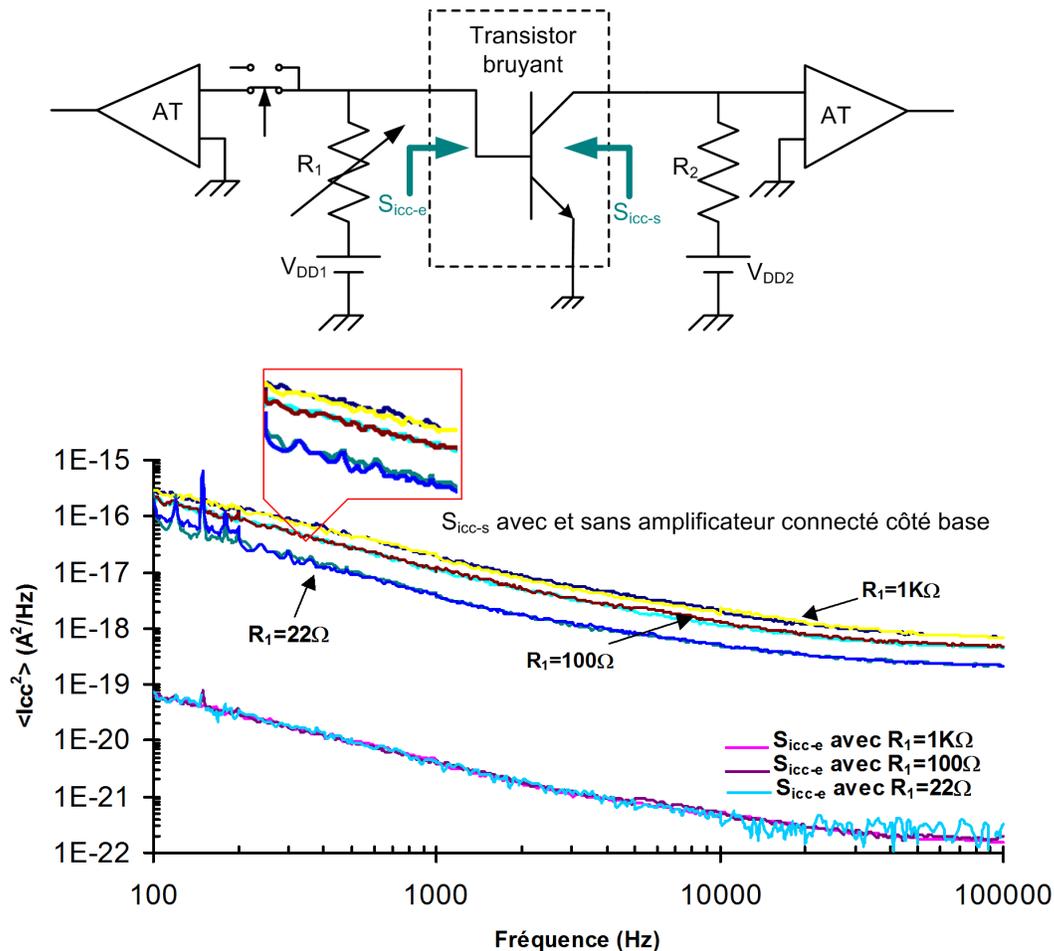


FIG. 2.9 – Impact du branchement d'un amplificateur de tension à la base. $I_{B0} \approx 350\mu A$.

Comme nous pouvons le constater, le bruit mesuré au collecteur n'est pas affecté par le branchement de l'amplificateur. La figure 2.10 montre la comparaison avec une résistance de base fixe, cette fois-ci à un courant de base de $1.4mA$ ($I_{C0} = 100mA$). À nouveau, aucune variation n'est visible.

L'utilisation des amplificateurs de tension présente ainsi deux avantages par rapport aux amplificateurs transimpédances [32] :

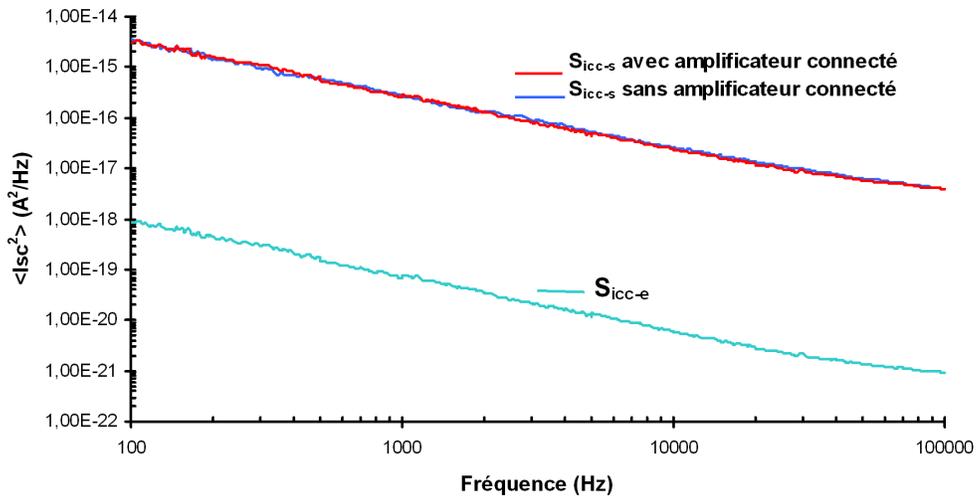


FIG. 2.10 – Impact du branchement d’un amplificateur de tension à la base. $I_{B0} \approx 1.4\text{mA}$.

- L’impact du bruit propre de l’amplificateur est négligeable dans le cas d’une mesure simultanée,
- Ils permettent le choix des charges AC présentées aux transistors. De cette façon, ils est possible d’éviter de possibles oscillations BF à très fort courant DC.

La figure 2.11 illustre, à titre d’exemple, l’oscillation BF observée lors de la polarisation à $I_{C0} = 100\text{mA}$, à une condition de charge AC spécifique. Des telles oscillations BF dues à l’auto-échauffement ont aussi été observées dans un autre contexte [37].

En contrepartie, comme la mesure du bruit en courant du transistor est indirecte, il faut faire intervenir la dynamique basse fréquence du transistor pour relier les fluctuations de tensions mesurées (ainsi que leur corrélation) aux sources S_{ibe} et S_{ice} (ainsi que leur corrélation S_{ibec}). Jarrix et al ont proposé des formules pour le passage direct du bruit en tension aux sources intrinsèques du transistor [17]. Étant donné le niveau maximum de courant de base utilisé par les auteurs ($80\mu\text{A}$), la dynamique basse fréquence du transistor a été supposée indépendante de la fréquence.

Comme on verra par la suite, lorsque la puissance dissipée est importante, certains concepts tels que l’indépendance fréquentielle ne sont plus valables.

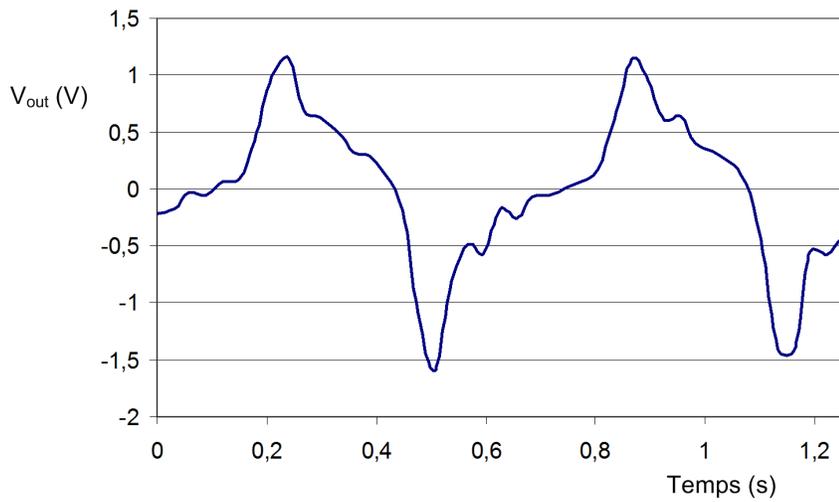
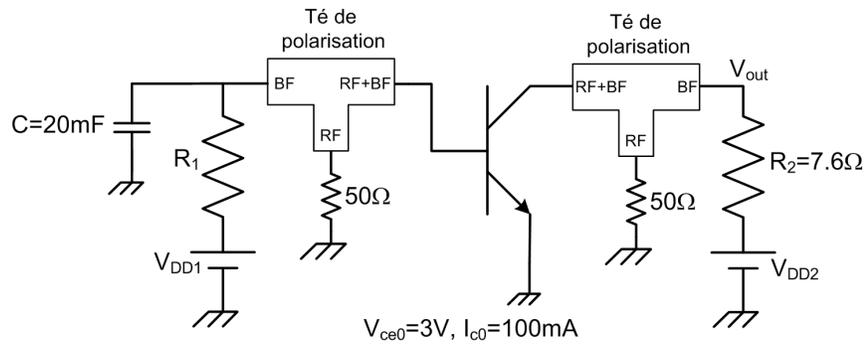


FIG. 2.11 – Oscillation BF observée due à la réaction thermique.

2.4 L'impact de l'auto-échauffement sur la mesure du bruit BF

Dans cette section, nous allons considérer la mesure du bruit BF des transistors de type 1 accès, c'est à dire qu'un seul accès du transistor est mesuré, pendant que l'autre est fermé par une charge AC donnée.

Nous allons utiliser l'équation 2.5, qui détermine la relation entre le bruit en tension mesuré et la source équivalente de bruit en courant de l'accès, en faisant intervenir l'impédance vue par l'amplificateur de tension. Le composant sous test est un TBH en technologie InGaP/GaAs, ayant six doigts d'émetteur de $2 \times 40 \mu\text{m}$ chacun, polarisé à $V_{CE0} = 3V$ et $I_{C0} = 50\text{mA}$.

2.4.1 L'impact sur la mesure côté base

Le circuit est montré sur la figure 2.12. Il est composé d'un amplificateur de tension pour la mesure du bruit côté base, ainsi que d'une charge AC variable (en fait, la résistance de polarisation) côté collecteur. À chaque valeur de résistance de charge, la tension d'alimentation côté collecteur est ajustée de façon à obtenir le même point de polarisation ($V_{CE0} = 3V$, $I_{C0} = 50\text{mA}$).

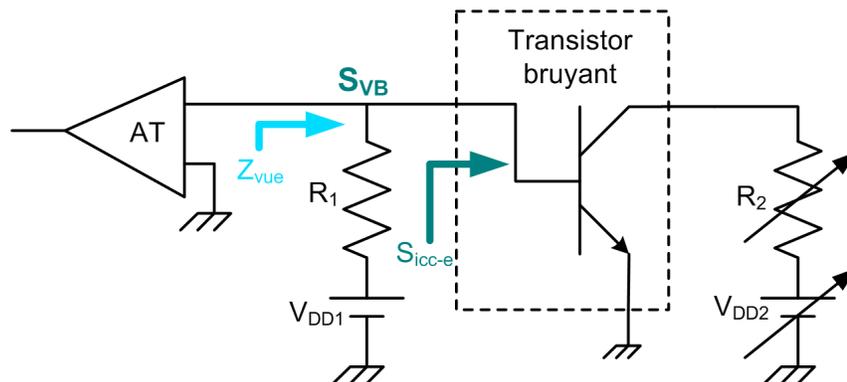


FIG. 2.12 – Circuit pour l'analyse de l'impact côté base.

L'impact de la charge AC au collecteur sur l'impédance vue de l'entrée, analysé au chapitre 1, est présenté sur la figure 2.13, qui montre les courbes de Z_{vue} obtenues en fonction de la résistance de charge du collecteur. Nous avons utilisé trois valeurs de R_2 : 0 (capacité de forte valeur entre collecteur et émetteur), 60 et 120 Ω . La valeur de 60 Ω correspond au rapport entre V_{CE0} et I_{C0} , de façon à annuler l'impact de

l'auto-échauffement à l'entrée [8]. R_1 est fixée à $1k\Omega$.

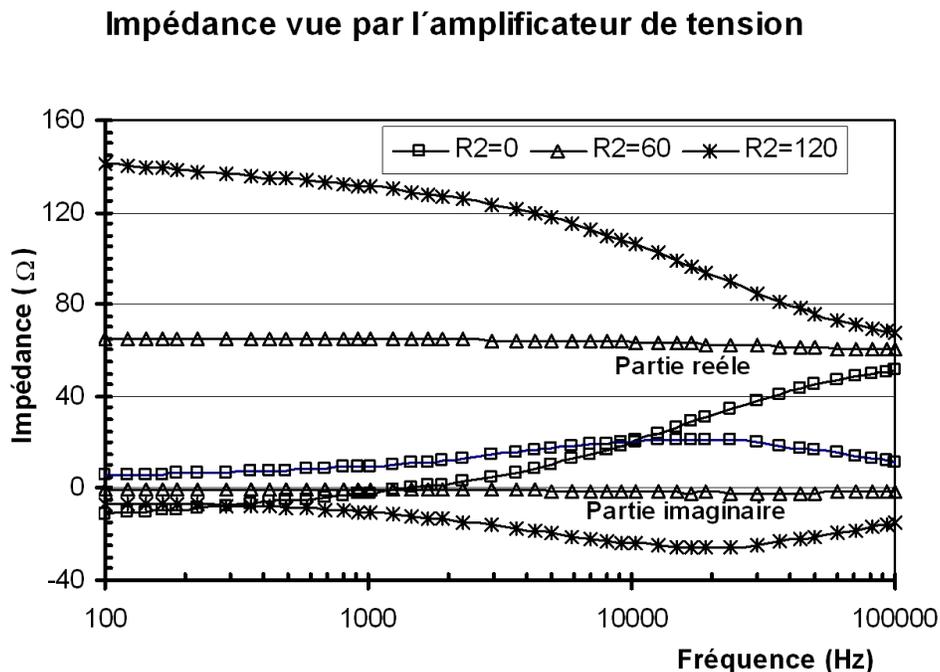


FIG. 2.13 – Impédance vue en entrée en fonction de la charge en sortie.

Pour chaque valeur de R_2 , nous avons également mesuré le bruit en tension côté base. Les courbes obtenues sont montrées sur la figure 2.14, et nous pouvons constater une différence remarquable en fonction de la charge au collecteur.

En utilisant l'équation 2.5, la source équivalente en entrée (S_{icc-e}) a été extraite et correspond, grosso modo, à la division des courbes de bruit en tension (en V^2/Hz) par le carré du module de l'impédance vue dans chaque cas. Les résultats sont présentés sur la figure 2.15. Malgré le fait que le bruit en tension a varié de plus de 20dB, le bruit en courant extrait est pratiquement le même! On rappelle que la condition de court-circuit au collecteur donne un accès direct à S_{ibe} (voir figure 2.1).

Nous avons ainsi une évidence expérimentale que le mécanisme fondamental du bruit en courant extrinsèque côté base est une fluctuation de courant, certainement dépendante du point de polarisation (notamment le courant de base) mais indépendante des conditions de charges (et donc de l'auto-échauffement). Le bruit en tension est tout simplement une conséquence de la modulation du bruit fondamental en courant par une impédance d'entrée sensible aux effets d'auto-échauffement. C'est une conclusion qui

Bruit en tension coté base

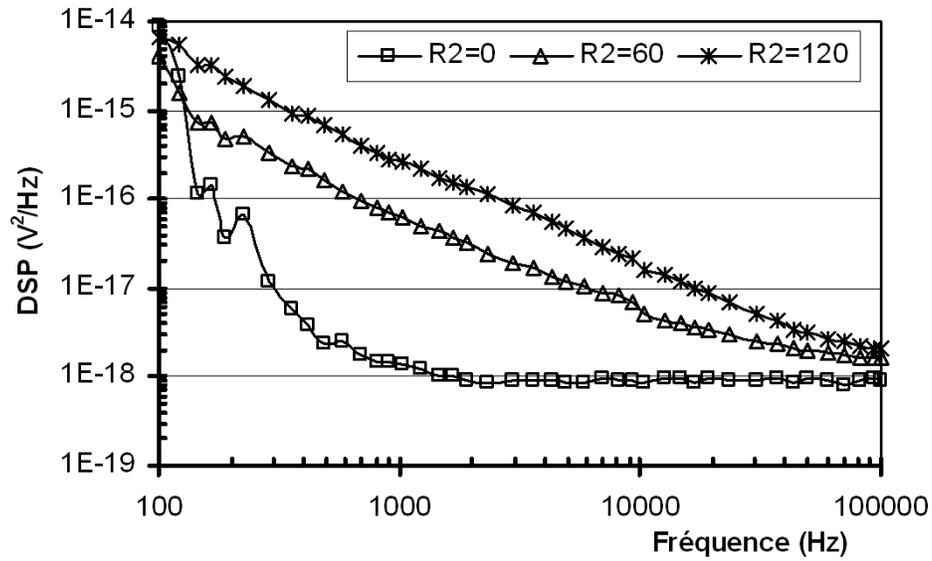


FIG. 2.14 – Bruit en tension mesuré côté base.

Bruit en courant coté base

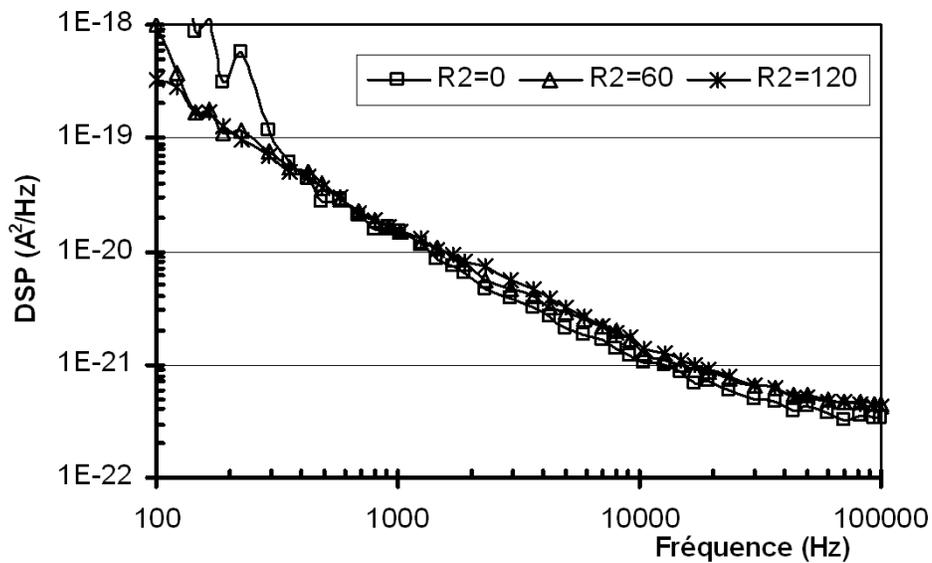


FIG. 2.15 – Bruit en courant côté base.

sera rappelée lors de l'analyse du bruit en régime fort signal.

Cette conclusion (indépendance à la charge en sortie) doit être admise avec certaines précautions. En dehors de la condition de court-circuit au collecteur, pour laquelle la mesure côté base donne directement la valeur de S_{ibe} , il serait envisageable d'avoir un bruit en courant différent à la base. En effet, la présence d'un paramètre h_{12} non nul fait apparaître à la base une fluctuation (de tension) due aux fluctuations de tension au collecteur (voir figure 1.6). Celles-ci étant en partie dues à S_{ice} , on aurait donc une partie de S_{ice} qui revient vers la base. Le même raisonnement est valable pour la corrélation entre S_{ibe} et S_{ice} .

Néanmoins, on peut montrer par un calcul analytique (voir Annexe 1) que si le bruit en courant, mesuré au collecteur pour une condition de base ouverte ($R_1 \gg Z_{vue}$), est très supérieur à celui obtenu dans une condition de base en court-circuit, l'impact de S_{ice} sur l'entrée est faible. Pour une bonne partie des transistors, cette condition est observée expérimentalement.

2.4.2 L'impact sur la mesure côté collecteur

La méthode d'investigation adoptée est similaire à la précédente. Le circuit d'intérêt est montré sur la figure 2.16 : cette fois-ci, l'amplificateur est connecté côté collecteur, pendant qu'une charge AC variable est présentée à la base. R_2 est fixée à 60Ω .

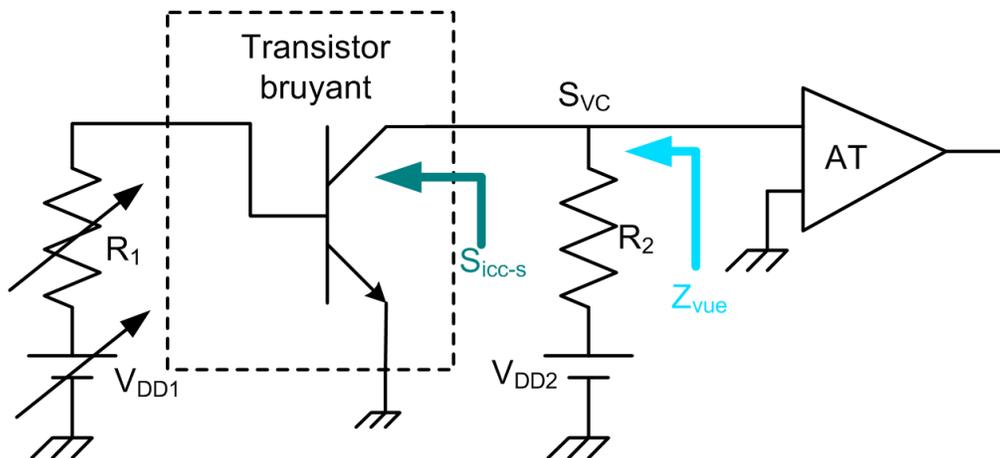


FIG. 2.16 – Circuit pour l'analyse de l'impact côté collecteur.

L'impact de la charge AC de la base sur l'impédance vue en sortie est présenté sur la figure 2.17. Les trois valeurs de R_1 utilisées sont 0 (capacité de forte valeur entre base

et émetteur), 1000 et 4700 Ω . La valeur de 1000 Ω correspond à celle nécessaire à annuler l'impact de l'auto-échauffement à la sortie [23].

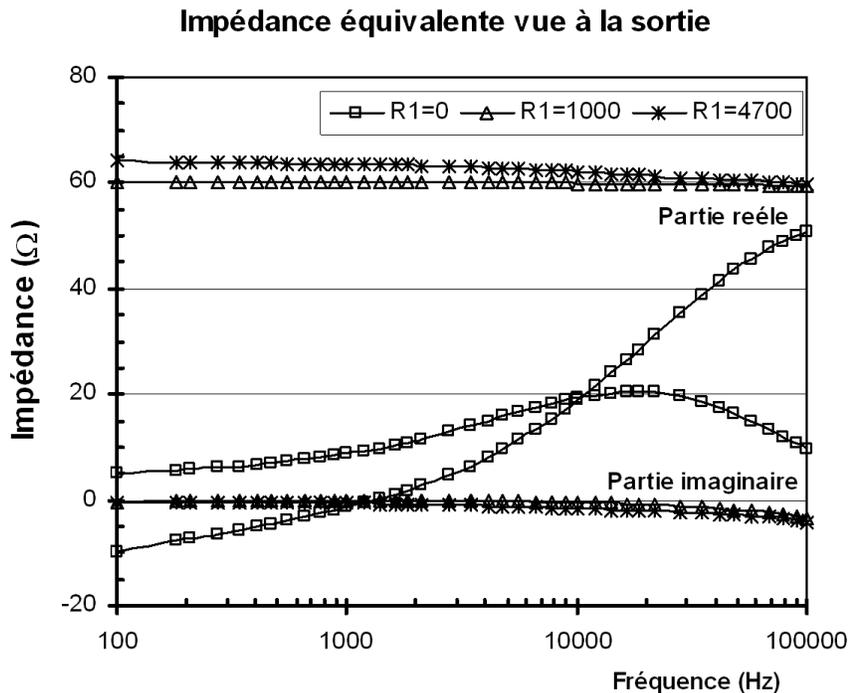


FIG. 2.17 – Impédance vue en sortie en fonction de la charge en entrée.

Comme la figure le montre, lorsque la base est court-circuitée (AC), la partie réelle de l'impédance vue à la sortie peut devenir négative, la partie imaginaire étant positive. Nous avons ensuite mesuré le bruit pour chaque valeur de R_1 . Les figures 2.18 et 2.19 montrent respectivement le bruit en tension mesuré et le bruit en courant extrait pour chaque cas.

À la différence des résultats côté base, nous avons obtenu un bruit en courant qui change en fonction de la charge à la base. Cependant, ce phénomène est tout à fait attendu : la condition de court-circuit implique que la source S_{ibe} n'est plus visible par la dynamique basse fréquence sans bruit de notre transistor (voir figure 2.1). Ainsi, elle ne se retrouvera pas au collecteur, amplifiée par l'effet transistor. La courbe inférieure de bruit en courant correspond donc à S_{ice} .

On remarque aussi que les deux plus grandes valeurs de R_1 donnent des résultats équivalents : puisque $R_1 \gg Z_{in}$ dans les deux cas, S_{ibe} se referme dans le transistor et donc son effet apparaît en sortie (mesure équivalente au cas où la base est en circuit ouvert). De plus, l'impédance vue à la sortie pour ces deux valeurs de résistance est

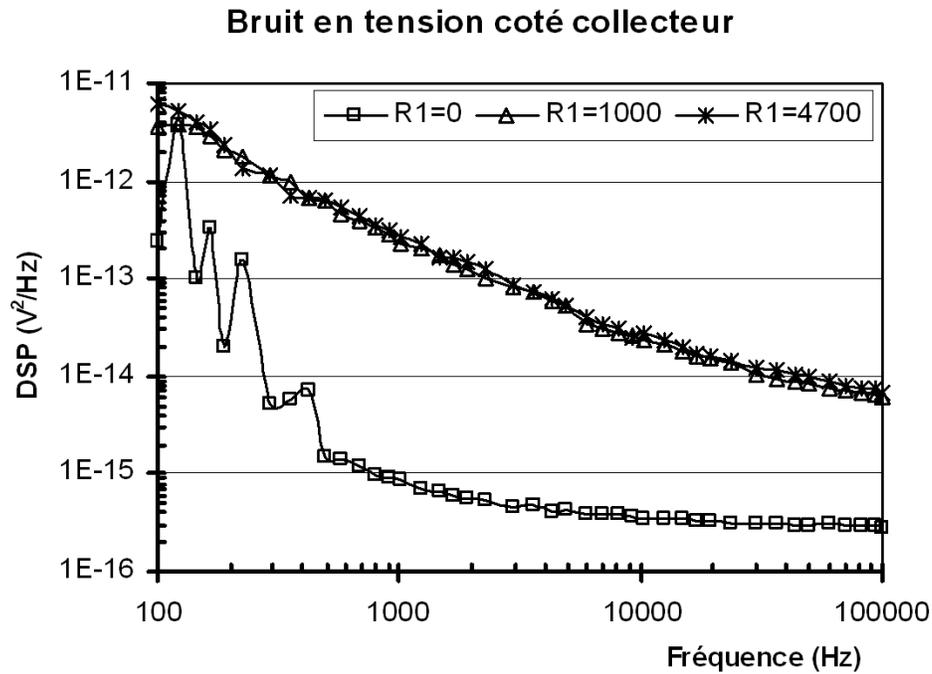


FIG. 2.18 – Bruit en tension mesuré côté collecteur.

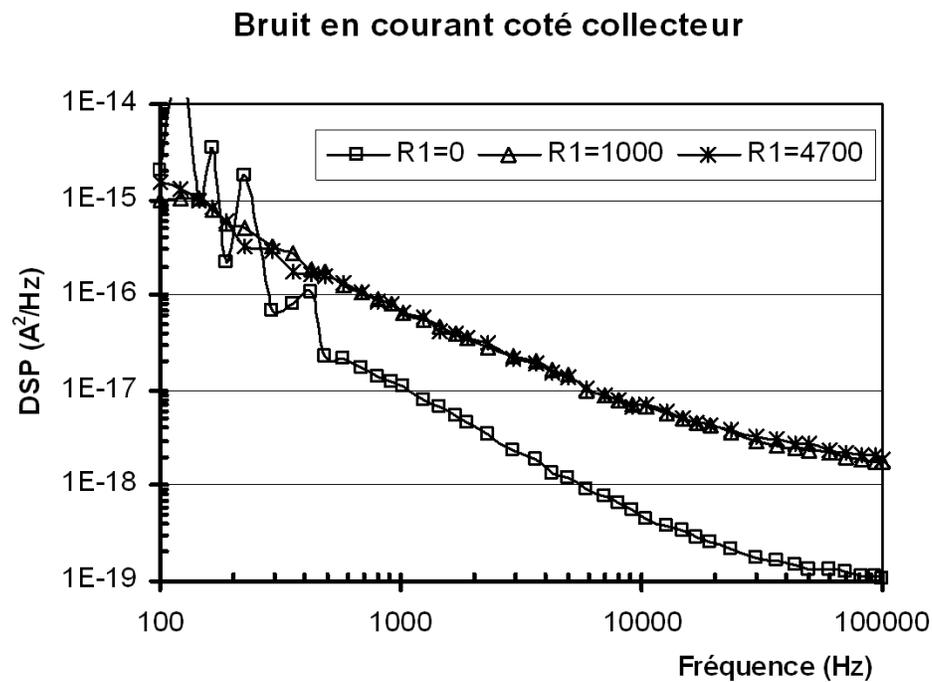


FIG. 2.19 – Bruit en courant côté collecteur.

quasiment la même.

Le fait intéressant dans ce cas est que les courbes de courant extraites ne varient pas autant que celles du bruit en tension. Si l'on divise la courbe de bruit en tension, obtenue à la condition de court-circuit côté base, par le carré de R_2 (en supposant que l'impédance de sortie du transistor est très importante), donc sans prendre en compte l'effet thermique, le bruit en courant ainsi extrait peut être erroné de plus de 20dB.

En conclusion de ce paragraphe, nous avons montré que le choix d'utilisation des amplificateurs de tension pour la mesure du bruit BF est préférable, lorsque les niveaux de courant DC sont importants [32]. Par contre, puisque la caractérisation des sources de bruit en courant est faite de façon indirecte, il est indispensable de considérer l'impact de l'auto-échauffement sur la dynamique basse fréquence du transistor [6].

Nous verrons par la suite comment nous servir des résultats du premier chapitre pour extraire les sources de bruit en courant S_{ibe} et S_{ice} , ainsi que leur corrélation S_{ibece} .

2.5 Caractérisation expérimentale de S_{ibe} , S_{ice} et S_{ibece}

Dans le cadre de l'utilisation des amplificateurs de tension pour la mesure du bruit BF, la caractérisation expérimentale de S_{ibe} , S_{ice} et S_{ibece} (où S_{ibece} est la corrélation entre les sources S_{ibe} et S_{ice}) est faite à partir de la mesure simultanée entrée-sortie des fluctuations de tension aux accès du transistor, comme illustré sur la figure 2.20.

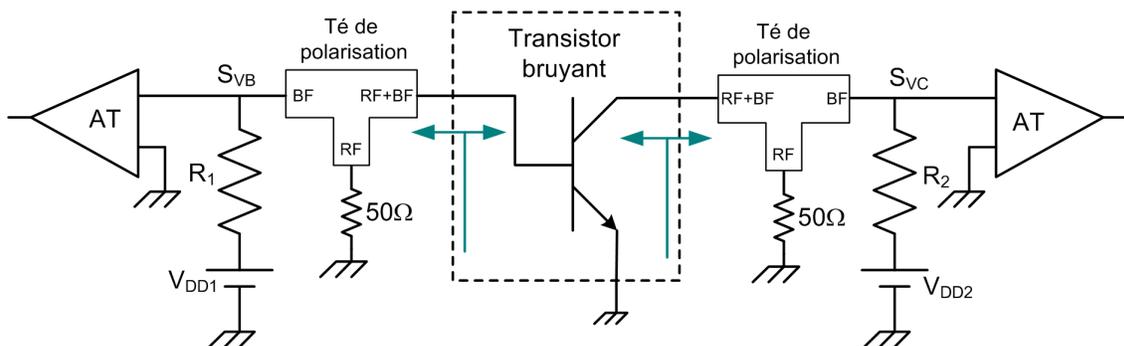


FIG. 2.20 – Configuration pour la caractérisation expérimentale des sources de bruit.

L'adoption des tés de polarisation évite de possibles oscillations du transistor en dehors de la bande BF : en effet, les charges présentées au transistor doivent être bien contrôlées dans la gamme de fréquence où le composant est potentiellement instable.

Pour les transistors bipolaires micro-ondes, cette gamme peut aller jusqu'à quelques GHz, où le circuit de polarisation (BF) a un comportement indéterminé. Pour garantir une charge connue (50Ω) indépendamment du circuit de polarisation, les chemins BF et HF sont séparés, comme le montre la figure.

L'influence des tés de polarisation est prise en compte lors de l'extraction des sources de bruit en courant : ceux-ci sont caractérisés en terme de matrice chaîne équivalente, comme le montre la figure 2.21 :

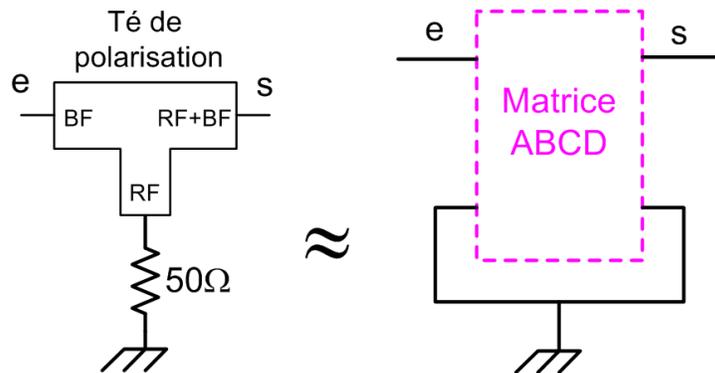


FIG. 2.21 – Représentation du té de polarisation.

La matrice chaîne est formée à partir d'un schéma électrique équivalent du té de polarisation. Celui-ci est extrait à partir d'un ensemble de mesures aux accès du composant. Les tés ont été modélisés dans la gamme de fréquences allant de $100Hz$ à $10MHz$, la fréquence supérieure correspondant à la limite supérieure mesurable par l'analyseur de signal HP89410A.

L'impact des tés de polarisation est effectivement perçu quand la fréquence d'analyse est supérieure à quelques dizaines de kHz , et sera exploité dans l'analyse du bruit blanc des transistors. Dans tous les cas, on se ramène au circuit équivalent montré sur la figure 2.22 pour l'analyse du bruit.

Le quadripôle non bruyant de la figure 2.1-b est ici représenté par les paramètres hybrides du transistor, dont la caractérisation a été le sujet du chapitre 1. Nous considérons également le bruit en courant dû aux résistances de polarisation R_1 et R_2 , de valeur $4KT/R_1$ (notée S_{ir1}) et $4KT/R_2$ (notée S_{ir2}) respectivement.

Si l'on néglige l'impact des tés de polarisation, on peut montrer que S_{ibe} , S_{ice} et S_{ibece} peuvent être extraites à partir du bruit en tension mesuré (S_{vin} , S_{vout} et S_{vinout}),

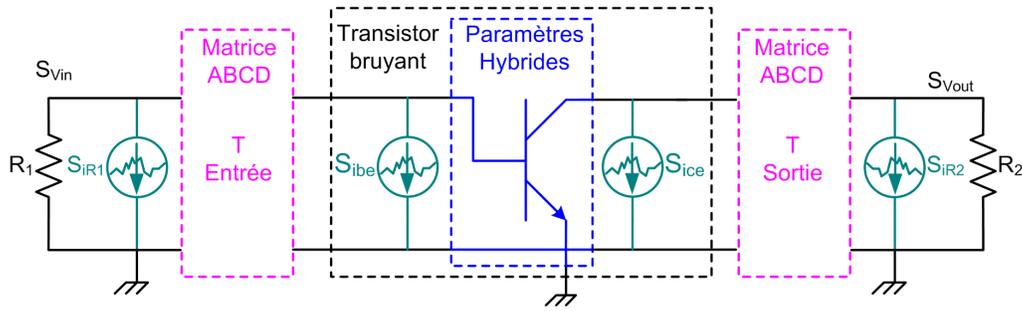


FIG. 2.22 – Schéma équivalent complet pour l'analyse du bruit.

des valeurs des résistances de polarisation (ainsi que leur bruit correspondant) et des paramètres hybrides du transistor, en utilisant les formules suivantes (voir Annexe 2) :

$$S_{ibe} = |K_1|^2 \cdot S_{V_{in}} + |K_2|^2 \cdot S_{V_{out}} + K_1 \cdot K_2^* \cdot S_{V_{in}V_{out}} + K_1^* \cdot K_2 \cdot S_{V_{in}V_{out}}^* - S_{i_{r1}} \quad (2.6)$$

$$S_{ice} = |K_3|^2 \cdot S_{V_{in}} + |K_4|^2 \cdot S_{V_{out}} + K_3 \cdot K_4^* \cdot S_{V_{in}V_{out}} + K_4^* \cdot K_3 \cdot S_{V_{in}V_{out}}^* - S_{i_{r2}} \quad (2.7)$$

$$S_{ibece} = K_1 \cdot K_3^* \cdot S_{V_{in}} + K_1 \cdot K_4^* \cdot S_{V_{in}V_{out}} + K_2 \cdot K_3^* \cdot S_{V_{in}V_{out}}^* + K_2 \cdot K_4^* \cdot S_{V_{out}} \quad (2.8)$$

pour lesquelles on a les valeurs complexes suivantes :

$$K_1 = \frac{R_2 \cdot h_{11} + R_2 \cdot R_1}{R_2 \cdot h_{11} \cdot R_1} \quad (2.9)$$

$$K_2 = \frac{-R_1 \cdot h_{12} \cdot R_2}{R_2 \cdot h_{11} \cdot R_1} \quad (2.10)$$

$$K_3 = \frac{R_2 \cdot h_{21} \cdot R_1}{R_2 \cdot h_{11} \cdot R_1} \quad (2.11)$$

$$K_4 = \frac{h_{22} \cdot h_{11} \cdot R_1 \cdot R_2 - h_{21} \cdot h_{12} \cdot R_2 \cdot R_1 + h_{11} \cdot R_1}{R_2 \cdot h_{11} \cdot R_1} \quad (2.12)$$

Il faut noter que puisque les paramètres hybrides sont dépendants de la fréquence, les valeurs ci-dessus le sont aussi. L'Annexe 2 contient le développement complet, en tenant compte des tensions de polarisation.

2.5.1 L'extraction des sources de bruit en courant d'un "T" de résistances

Nous avons considéré tout d'abord l'application de notre méthode d'extraction sur un composant simple, dont nous connaissons la valeur théorique des sources de bruit

équivalentes aux accès. Il s'agit d'un "T" formé par 3 résistances métalliques, comme le montre la figure 2.23.

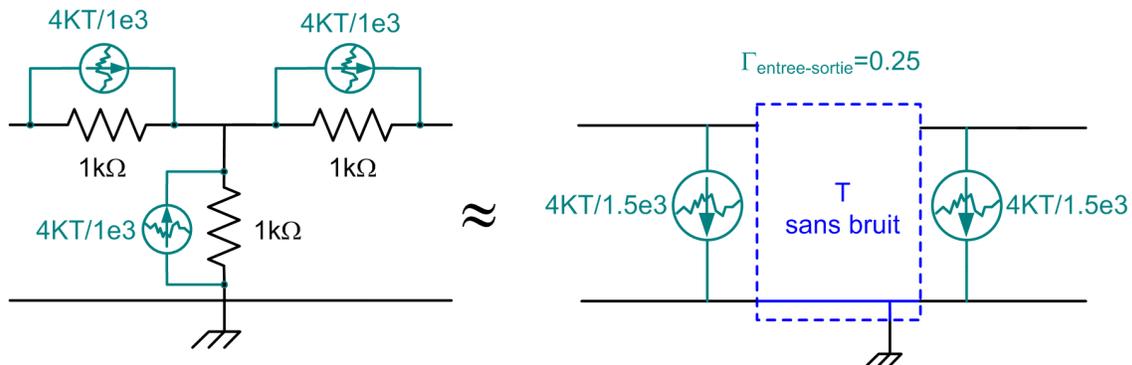


FIG. 2.23 – Quadripôle bruyant pour vérifier la méthode d'extraction.

La figure présente aussi la valeur théorique des sources équivalentes aux accès, ainsi que celle de leur cohérence [38]. Pour simuler une utilisation normale, le T de résistances remplace le transistor dans la figure 2.20. Le montage est illustré sur la figure 2.24.

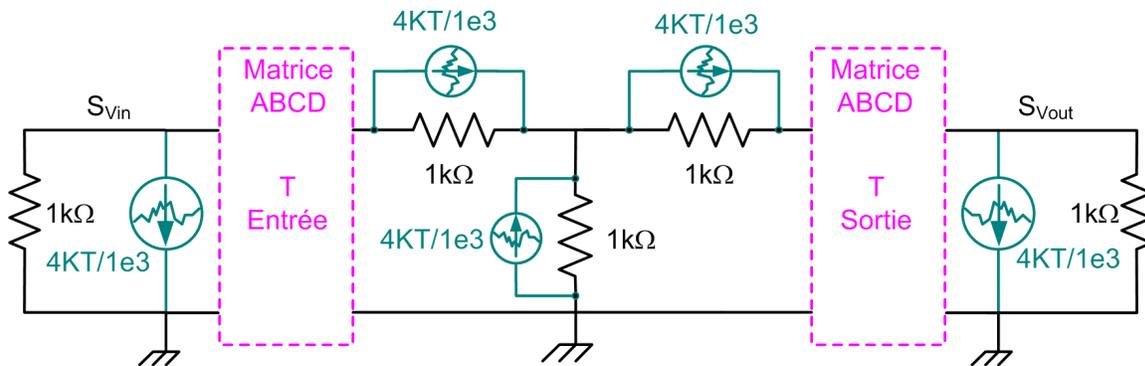


FIG. 2.24 – Montage avec le T de résistances.

Comme dans le cas d'un transistor, nous avons caractérisé les paramètres hybrides du composant, mesuré le bruit en tension aux bornes des résistances de polarisation et ensuite extrait les sources de bruit équivalentes à ses accès. Le résultat est présenté sur la figure 2.25, qui démontre un très bon accord entre les valeurs expérimentales et théoriques.

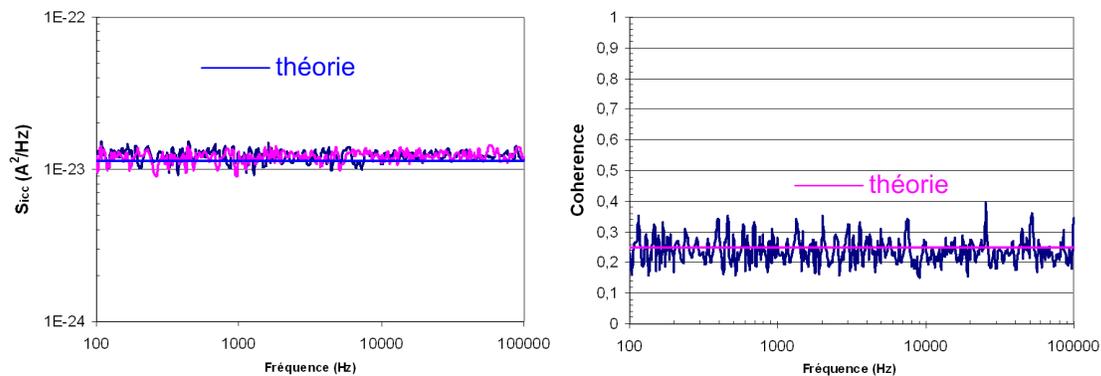


FIG. 2.25 – Comparaison des résultats obtenus pour le T de résistances.

2.5.2 L'extraction des sources de bruit en courant des transistors

Afin de vérifier les résultats de notre méthode d'extraction, nous avons préalablement mesuré S_{ibe} et S_{ice} du transistor par la méthode 1 accès, en ayant une capacité de forte valeur entre un des accès du transistor et la masse (voir figures 2.12 et 2.16). Evidemment, la mesure 1 accès ne donne pas accès à la corrélation entre les sources de courant (S_{ibece}).

Nous avons ensuite mesuré le bruit comme indiqué sur la figure 2.20 (c'est à dire, en absence de court-circuit AC) et appliqué notre système d'extraction de S_{ibe} , S_{ice} et S_{ibece} . Les courbes de S_{ibe} et S_{ice} extraites par chaque méthode ont ainsi pu être comparées. Quant au dispositif sous test, il s'agit ici d'un transistor en technologie InP, disposant de 4 doigts d'émetteur de 15 par $0.7\mu m$ chacun. Le gain en courant DC (β) est d'environ 20.

La figure 2.26 montre les résultats obtenus par les deux méthodes, pour un courant de collecteur de 30 et 60mA. Ces valeurs correspondent à une densité de courant d'émetteur de 75 et $150kA/cm^2$, et à un courant de base de 1.5 et 3mA respectivement.

Comme on peut le constater, un très bon accord entre les deux méthodes est obtenu, ce qui valide notre extraction du bruit en courant aux accès du transistor (ainsi que leur corrélation) à partir de la mesure simultanée du bruit en tension.

La figure 2.27 présente le module du coefficient de corrélation entre S_{ibe} et S_{ice} , pour les deux valeurs de courant de collecteur mentionnées. Dans les deux cas, les sources de bruit en courant équivalentes (extrinsèques) sont très corrélées.

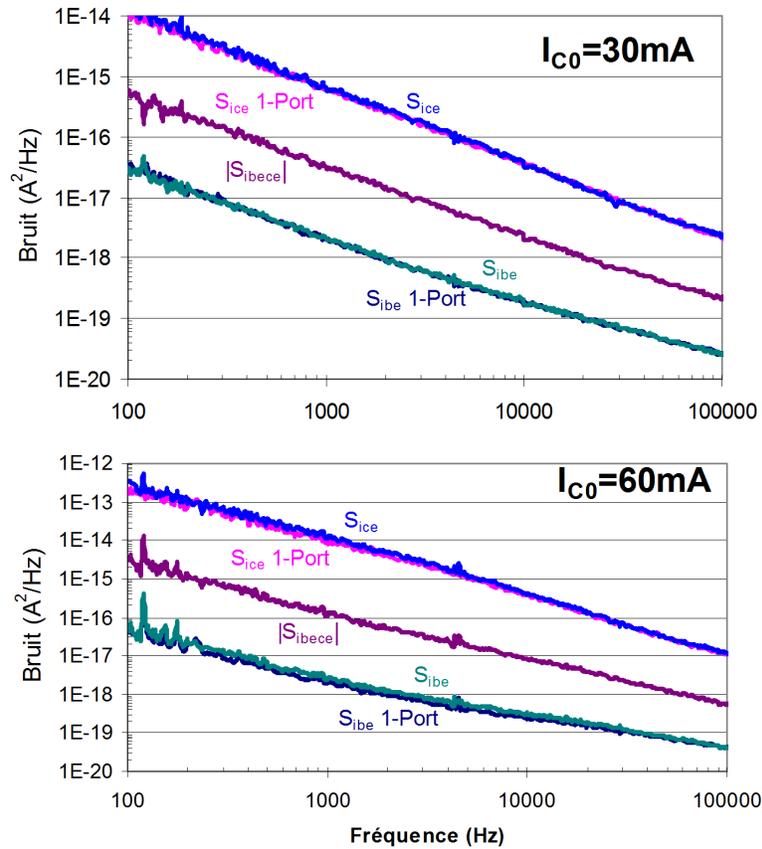


FIG. 2.26 – Comparaison des résultats de la méthode 1 accès et simultanée. Le composant est un transistor InP comportant 4 doigts d'émetteur de 15 par $0.7\mu m$.

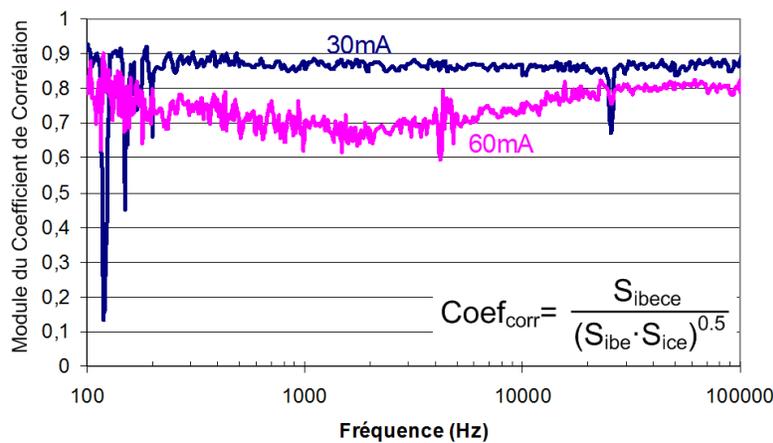


FIG. 2.27 – Coefficient de corrélation entre les sources de la figure 2.26. Le composant est un transistor InP comportant 4 doigts d'émetteur de 15 par $0.7\mu m$.

La figure 2.28 montre les résultats obtenus pour un transistor en technologie InGaP-GaAs comportant 6 doigts d'émetteur de 2 par 40 μm chacun, destiné à être analysé en détail par la suite. Dans ce cas, le gain en courant DC (β) est d'environ 75, et les valeurs de courant sont 50 et 100mA, qui correspondent à une densité de courant d'émetteur de 10 et 20 kA/cm^2 .

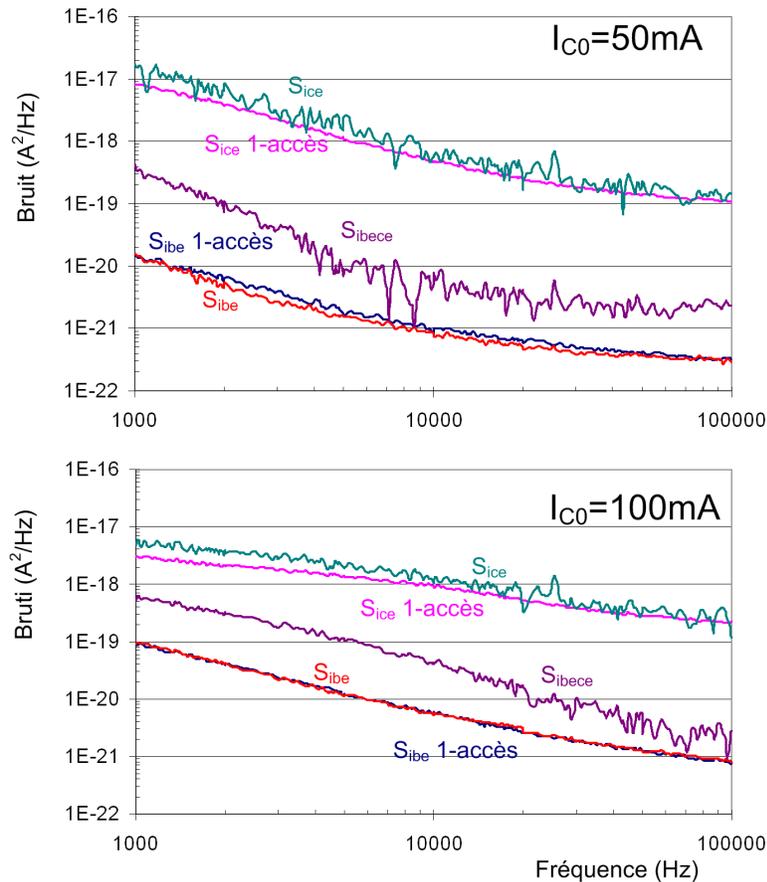


FIG. 2.28 – Comparaison des résultats pour un TBH en technologie InGaP-GaAs, comportant 6 doigts d'émetteur de 2 par 40 μm chacun.

La figure 2.29 présente le module du coefficient de corrélation entre S_{ibe} et S_{ice} , pour les deux valeurs de courant de collecteur mentionnées.

2.5.3 Discussion

Les figures 2.26 et 2.28 témoignent d'un accord satisfaisant entre les méthodes 1 accès et simultanée, l'avantage de l'utilisation de cette dernière étant l'obtention de la corrélation entre les sources équivalentes aux accès. Elle sera utilisée par la suite.

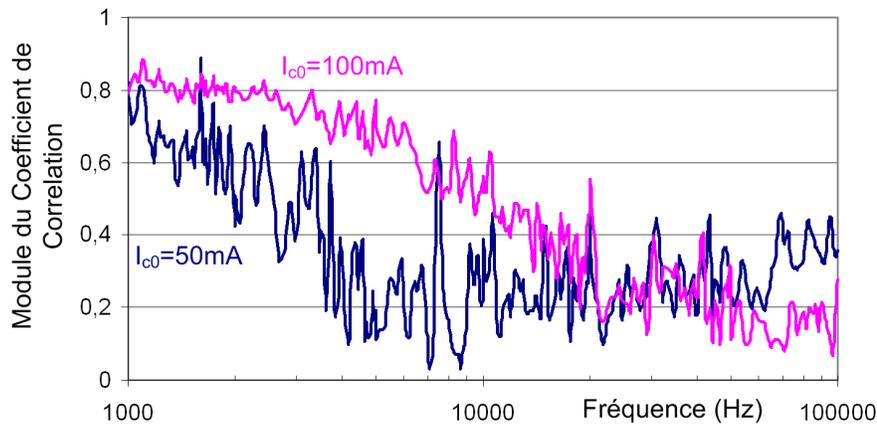


FIG. 2.29 – Coefficient de corrélation pour un transistor en technologie InGaP-GaAs, comportant 6 doigts d'émetteur de 2 par 40 μm chacun.

La méthode d'extraction du bruit en courant à partir de la mesure simultanée du bruit en tension reste, de toute évidence, une méthode indirecte. Elle est par conséquent, sensible au conditionnement du système, qui traduit, grosso modo, le rapport de puissance entre la source équivalente vue à la sortie en présence de R_1 coté base, et S_{ice} que l'on souhaite caractériser.

Il est probable que pour certaines situations, telles que pour les transistors à très fort β , ou ceux qui présentent un bruit très faible en sortie, la méthode simultanée indirecte ne soit plus cohérente avec la méthode 1 accès.

Pour ce cas (en supposant que l'on travaille à fort courant de base), la méthode 1 accès doit servir de référence, et si la corrélation entre les sources équivalents aux accès s'avère indispensable à la modélisation du bruit BF, la solution envisageable est la mesure multi-impédance, qui consiste à mesurer le bruit à un accès (généralement au collecteur) en fonction de l'impédance AC présente à l'autre accès (généralement à la base).

A très faible courant de base, la méthode (quasi-)directe basée sur des amplificateurs transimpédance est évidemment préférable.

2.6 La Modélisation Compacte du bruit des transistors

Les sources de bruit en courant équivalentes aux accès du transistor, dont la méthode de caractérisation a été le sujet de la dernière section, constituent la seule donnée concernant le bruit du composant directement accessible par la mesure BF. On rappelle que pour leur extraction, aucune hypothèse n'est faite : toutes les variables, telles que la dynamique BF du transistor ainsi que les tensions de polarisation, ont été caractérisées expérimentalement.

Par contre, la modélisation compacte du bruit basse fréquence des transistors nécessite l'association d'une source de bruit à un élément convectif spécifique du circuit équivalent du transistor. Le but est donc de se rapprocher de la réalité des mécanismes physiques de la génération du bruit BF.

En effet, l'impact des sources de bruit intrinsèques sur une caractéristique extrinsèque (tel que le bruit équivalent de court-circuit au collecteur) dépendra de la fonction de transfert entre l'endroit où la source est placée et le point d'analyse. Dans une simulation physique, cette fonction de transfert correspond aux fonctions de Green reliant la fluctuation locale à son impact au niveau des contacts du composant [39]. Le même raisonnement est valable pour le calcul des caractéristiques d'un circuit, tel que le bruit de phase des oscillateurs.

Ceci montre l'importance non seulement de la localisation expérimentale des sources, mais aussi du circuit équivalent du transistor dans la reproduction de son comportement réel.

Nous allons considérer par la suite une étude de cas, menée sur un TBH en technologie InGaP-GaAs. Cette étude nous permettra d'illustrer les moyens de mesure développés jusqu'ici dans la modélisation compacte du bruit BF des transistors.

Nous commençons avec une description détaillée du modèle non linéaire du transistor, qui sera utilisé par la suite dans les simulations sur le logiciel ADS.

2.6.1 Modèle non linéaire du transistor InGaP-GaAs 6X2X40

Dans cette section, nous présentons le modèle électrothermique non linéaire d'un transistor en technologie InGaP-GaAs, qui nous servira de base pour la modélisation

du bruit BF. Il s'agit d'un modèle d'échelle, dont on peut ajuster paramétriquement le nombre (N) et la largeur (W) des doigts, la longueur des doigts étant fixé à $2\mu\text{m}$. Pour la suite de ce chapitre, $N=6$ et $W=40$, correspondant à un transistor de 6 doigts d'émetteur de 2 par $40\mu\text{m}$.

La figure 2.30 montre le schéma équivalent du transistor, tel qu'il est disponible sous pointes pour la mesure du bruit BF, c'est à dire, contenant des inductances et capacités dues aux réseau d'accès (plots). La table 2.1 donne la valeur de ces parasites, ainsi que des résistances d'accès associées au transistor (R_b , R_e et R_c). Le schéma équivalent intrinsèque du transistor est donné sur la figure 2.31.

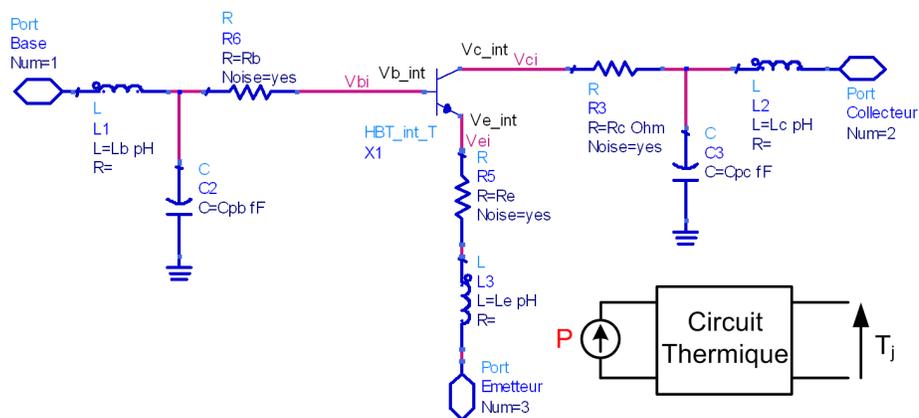


FIG. 2.30 – Schéma équivalent extrinsèque du transistor InGaP-GaAs 6x2x40.

TAB. 2.1 – Éléments Extrinsèques

Paramètre	Unité	Value	Paramètre	Unité	Value
R_b	Ω	1,36	L_b	pH	60,54
R_c	Ω	0,416	L_c	pH	9,65
R_e	Ω	0,246	C_{pb}	fF	53,7
L_e	pH	10,22	C_{pc}	fF	115

Nous allons par la suite explorer le modèle intrinsèque électrothermique du transistor, notée HBT_int_T sur la figure 2.30. Pour commencer, la figure 2.31 présente un schéma bloc composé d'une partie convective, d'une capacité placée entre base et émetteur, et d'une capacité placée entre base et collecteur. Puisque les lois qui régissent ces trois composants font intervenir la température de jonction du transistor, la figure inclut aussi le circuit représentant le circuit thermique équivalent du composant.

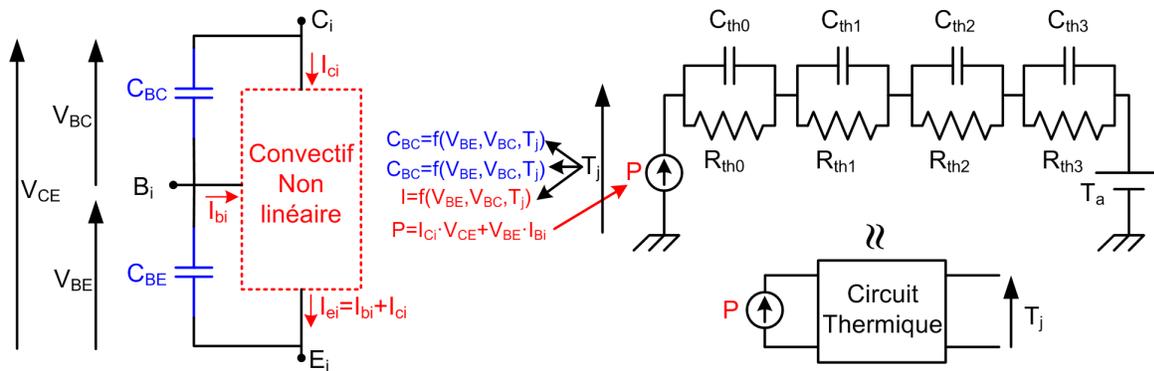


FIG. 2.31 – Schéma équivalent intrinsèque du transistor InGap-GaAs 6x2x40.

La table 2.2 indique la valeur des résistances et capacités qui composent le circuit thermique équivalent du transistor.

TAB. 2.2 – Impédance Thermique

Paramètre	Unité	Value	Paramètre	Unité	Value
R_{th0}	Ω	105	C_{th0}	nF	45
R_{th1}	Ω	90	C_{th1}	nF	240
R_{th2}	Ω	20	C_{th2}	nF	27
R_{th3}	Ω	40	C_{th3}	nF	6000

Nous passons à la partie convective du transistor, montrée sur la figure 2.32.

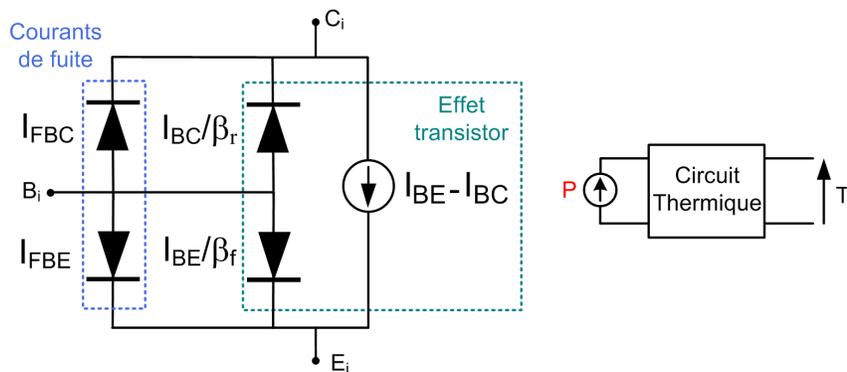


FIG. 2.32 – Circuit intrinsèque convectif du transistor InGap-GaAs 6x2x40.

Les équations qui définissent les courants convectifs sont montrées ci-dessous :

$$I_{BE} = I_{SE} \cdot e^{\frac{-T_{SE}}{T_j}} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_{BE}}{N_E \cdot K \cdot T_j}} - 1 \right) \quad (2.13)$$

$$I_{BC} = I_{SC} \cdot e^{\frac{-T_{SC}}{T_j}} \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_{BC}}{N_C \cdot K \cdot T_j}} - 1 \right) \quad (2.14)$$

$$I_{FBE} = I_{SFE} \cdot e^{\frac{-T_{SFE}}{T_j}} \cdot (e^{\frac{q \cdot V_{BE}}{N_{FE} \cdot K \cdot T_j}} - 1) \quad (2.15)$$

$$I_{FBC} = I_{SFC} \cdot e^{\frac{-T_{SFC}}{T_j}} \cdot (e^{\frac{q \cdot V_{BC}}{N_{FC} \cdot K \cdot T_j}} - 1) \quad (2.16)$$

$$\beta_F = \beta_0 \cdot e^{\frac{\beta_1}{T_j}} \quad (2.17)$$

$$I_{CT} = I_{BE} - I_{CE} \quad (2.18)$$

La table 2.3 contient la valeur de chaque paramètre du circuit convectif.

TAB. 2.3 – Paramètres du circuit convectif

Paramètre	Unité	Value	Paramètre	Unité	Value
I_{SE}	A	$23,11 \cdot 10^4$	N_E		1,1
I_{SFE}	A	$19,17 \cdot 10^{-3}$	N_{FE}		2
I_{SC}	A	200	N_C		1,1
I_{SFC}	A	37,92	N_{FC}		2
T_{SE}	K	18610	β_0		28
T_{SFE}	K	9440	β_1		331
T_{SC}	K	18610	β_r		1
T_{SFC}	K	9440			

En ce qui concerne les capacités base-émetteur et base-collecteur, ces capacités sont implantées comme étant la dérivée de la charge totale stockée dans chaque jonction. La capacité totale base-émetteur est en effet donnée par l'addition de 3 termes, qui représentent les capacités de jonction et diffusion liées à la jonction base-émetteur, ainsi que d'une "trans-capacité" issue de la jonction base-collecteur. Leur charge (q_{bej} , q_{bed} et q_{bec} respectivement) sont données par les expressions ci-dessous [40] :

$$q_{bej} = -2 \cdot C_{je0} \cdot \varphi_{BE} \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{BE}}{\varphi_{BE}}}, \text{ si } V_{BE} < V_{BEJ} \quad (2.19)$$

$$q_{bej} = \frac{C_{je0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{BEJ}}{\varphi_{BE}}}} \cdot (V_{BE} - V_{BEJ}) - 2 \cdot C_{je0} \cdot \varphi_{BE} \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{BEJ}}{\varphi_{BE}}}, \text{ si } V_{BE} \geq V_{BEJ} \quad (2.20)$$

$$q_{bed} = \frac{N_D \cdot K \cdot T_j}{q} \cdot C_{BEJ0} \cdot e^{\left(\frac{-C_{BEJ0}}{T_j}\right)} \cdot e^{\left(\frac{V_{BE} \cdot q}{N_D \cdot k \cdot T}\right)} \quad (2.21)$$

$$q_{bec} = C_{BEc0} \cdot e^{(V_{BC} \cdot C_{BEc1})} \quad (2.22)$$

$$q_{be-total} = q_{bej} + q_{bed} + q_{bec} \quad (2.23)$$

Ci-dessous nous donnons les équations qui définissent les charges q_{bej} , q_{bed} et q_{bec} qui composent la capacité totale base-collecteur [40] :

$$q_{bcj} = -2 \cdot C_{jc0} \cdot \varphi_{BC} \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{BC}}{\varphi_{BC}}}, \text{ si } V_{BC} < V_{BC\downarrow} \quad (2.24)$$

$$q_{bcj} = \frac{C_{jc0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{BC\downarrow}}{\varphi_{BC}}}} \cdot (V_{BC} - V_{BC\downarrow}) - 2 \cdot C_{jc0} \cdot \varphi_{BC} \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{BC\downarrow}}{\varphi_{BC}}}, \text{ si } V_{BC} \geq \varphi_{BC} \quad (2.25)$$

$$q_{bcd} = \frac{N_{BC} \cdot k \cdot T_j}{q} \cdot C_{BC\downarrow 0} \cdot e^{\left(\frac{V_{BC} \cdot q}{N_{BC} \cdot k \cdot T}\right)} \quad (2.26)$$

$$q_{bce} = \frac{N_{BE} \cdot k \cdot T_j}{q} \cdot C_{BC\downarrow e0} \cdot e^{\left(\frac{-C_{BC\downarrow e1}}{T_j}\right)} \cdot e^{\left(\frac{V_{BE} \cdot q}{N_{BE} \cdot k \cdot T}\right)} \quad (2.27)$$

$$q_{bc\text{-total}} = q_{bcj} + q_{bcd} + q_{bce} \quad (2.28)$$

La table 2.4 contient la valeur de chaque paramètre des charges.

TAB. 2.4 – Paramètres des charges base-émetteur et base-collecteur

Paramètre	Unité	Value	Paramètre	Unité	Value
C_{jc0}	F	$7,55 \cdot 10^{-13}$	C_{jc0}	F	$2,3 \cdot 10^{-13}$
φ_{BE}		1,6	φ_{BC}		1,069
$V_{BE\downarrow}$	V	1,495	$V_{BC\downarrow}$	V	0,529
N_D		1,1	N_{BC}		1,1
$C_{BE\downarrow 0}$	F	$2,21 \cdot 10^{-6}$	N_{BE}		1,08
$C_{BE\downarrow 1}$	K	18610	$C_{BC\downarrow 0}$	F	$2,3 \cdot 10^{-19}$
$C_{BE\downarrow e0}$	F	$1,8 \cdot 10^{-17}$	$C_{BC\downarrow e0}$		$13,75 \cdot 10^{-6}$
$C_{BE\downarrow e1}$		5,6	$C_{BC\downarrow e1}$	K	18610

Les paramètres et les équations ci-dessus définissent complètement notre transistor. Nous pouvons ainsi examiner les résultats de simulation de notre modèle.

La figure 2.33 illustre la comparaison entre la mesure et les résultats de simulation du réseau de sortie DC (I_{C0} en fonction de V_{CE0}) pour un courant de base allant de $100\mu A$ à $1200\mu A$ par pas de $100\mu A$. La température de semelle est de $25^\circ C$, et il n'y a pas de résistance thermique entre le transistor et la semelle ajoutée à celle du modèle non linéaire. Comme on peut le constater, un excellent accord est obtenu.

Nous avons voulu examiner aussi les différentes composantes du courant de base et collecteur, notamment celles associées aux diodes de fuites. La figure 2.34 présente les résultats de simulation pour 3 valeurs de courants de base : 330 , 660 et $1330\mu A$. Le courant I_{BC} s'est avéré inférieur à $10^{-9} A$ dans tous les cas, et n'a pas été inclus sur la figure.

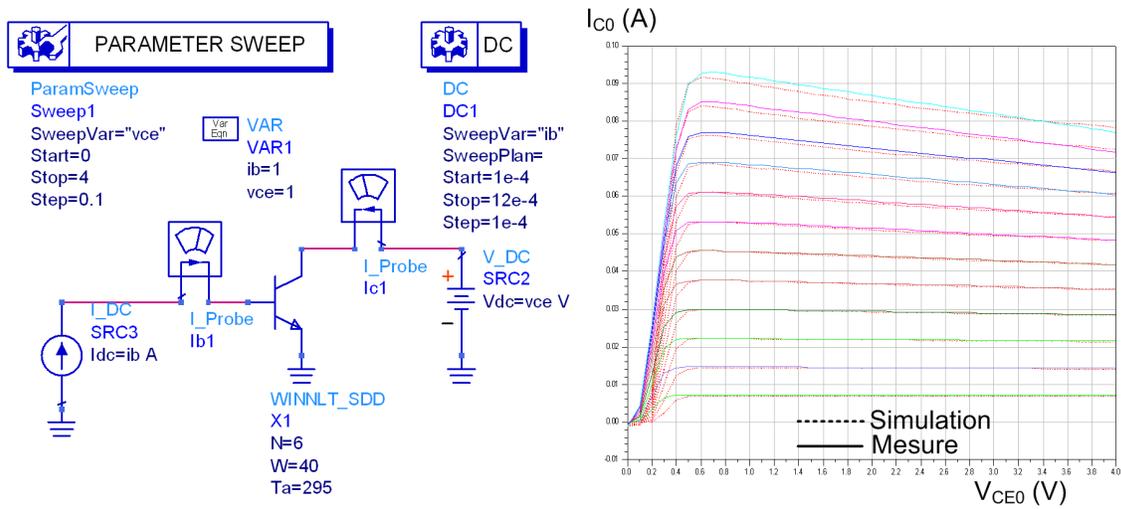


FIG. 2.33 – Comparaison mesure-modèle du réseau de sortie.

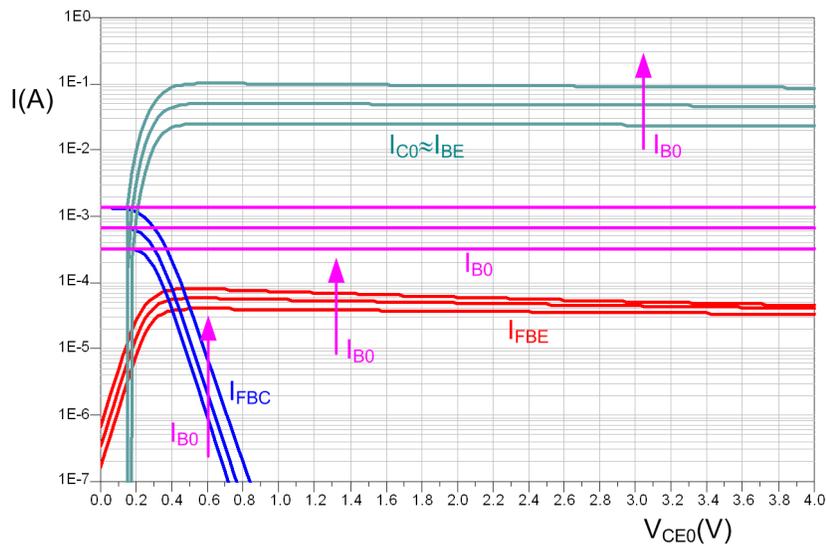


FIG. 2.34 – Composantes du courant convectif pour 3 valeurs de courant de base.

Cependant, la comparaison à bas niveau de courant a révélé un désaccord important entre la mesure et les résultats du modèle, comme le montre la figure 2.35. Dans ce cas, les courants de base et collecteur sont tracés en fonction de V_{BE0} , alors que V_{CE0} est fixée à 1V. Ces résultats de mesure et simulation sont similaires à ceux obtenus pour la condition $V_{CE0} = 3V$.

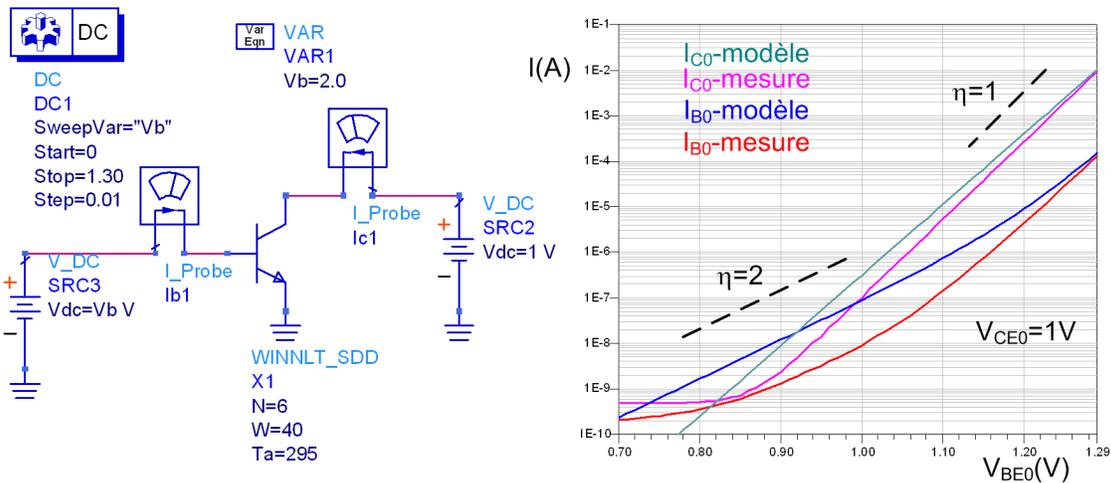


FIG. 2.35 – Comparaison à bas niveau de courant DC.

La modélisation du courant de fuite associé à la jonction base-émetteur est trop pessimiste, comme le montre la figure 2.36.

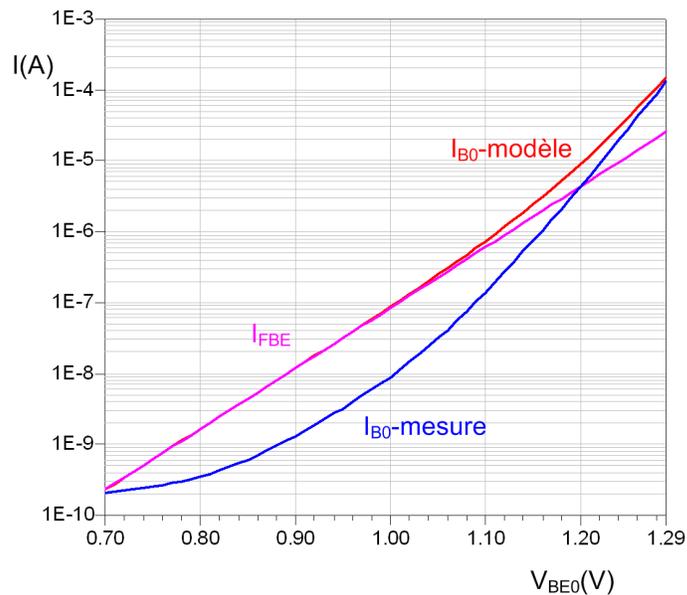


FIG. 2.36 – Composante principale du courant de base à bas niveau de courant.

Néanmoins, aux niveaux de courant de travail, le modèle représente bien le comportement du transistor, même si la modélisation de son courant de fuite base-émetteur peut être améliorée.

2.6.2 Modèle électrothermique petit signal en vue de l'extraction du modèle de bruit BF

Mueller a été l'un des premiers auteurs à proposer un circuit équivalent petit signal du transistor bipolaire qui tienne compte de l'effet d'auto-échauffement [19]. Il s'est servi d'inductances (et conductances) pour représenter la réalimentation électrothermique. Evidemment, le circuit physique ne comporte pas d'inductances de fortes valeurs, celles-ci étant utilisées dans le cadre d'une représentation "équivalente". Nous verrons par la suite la raison pour laquelle Mueller a utilisé les inductances.

Considérons dans un premier temps, le modèle petit signal montré sur la figure 2.37 pour représenter la partie intrinsèque du transistor [25].

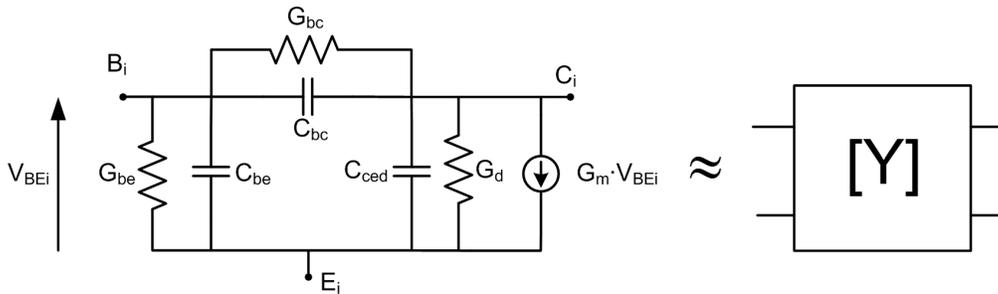


FIG. 2.37 – Circuit équivalent petit signal du transistor intrinsèque.

G_m est le seul paramètre complexe (donc $G_m = G_{mr} + i \cdot G_{mi}$), tous les autres étant réels. On peut montrer par calcul analytique (voir Annexe 3) que chacun des ces paramètres est lié aux paramètres $[Y]$ de la partie intrinsèque par :

$$C_{BE} = \frac{\Im(Y_{11} + Y_{12})}{\omega} \quad (2.29)$$

$$C_{BC} = \frac{-\Im(Y_{12})}{\omega} \quad (2.30)$$

$$C_{CED} = \frac{\Im(Y_{22} + Y_{12})}{\omega} \quad (2.31)$$

$$G_{BE} = \Re(Y_{11} + Y_{12}) \quad (2.32)$$

$$G_{BC} = -\Re(Y_{12}) \quad (2.33)$$

$$G_D = \Re(Y_{22} + Y_{12}) \quad (2.34)$$

$$G_{mr} = \Re(Y_{21} - Y_{12}) \quad (2.35)$$

$$G_{mi} = \Im(Y_{21} - Y_{12}) \quad (2.36)$$

Nous avons simulé le circuit intrinsèque électrothermique du transistor en nous plaçant à la condition $I_{C0} = 50mA$ et $V_{CE0} = 3V$, et ensuite nous avons utilisé les équations 2.29-2.36 pour tracer les différents éléments du circuit équivalent petit signal de la figure 2.37 en fonction de la fréquence. Les résultats sont montrés sur la figure 2.38.

Comme nous pouvons le constater, nous avons obtenu des capacités négatives, dont la valeur varie en fonction de la fréquence jusqu'à atteindre la valeur associée à la partie réactive.

Même en sachant que ce circuit équivalent représente bien le comportement du transistor (linéarisé autour du point de polarisation mentionné), pour éviter "l'incohérence" des valeurs négatives des capacités et de ne pas utiliser des inductances comme l'a fait Mueller, nous allons considérer la représentation du transistor intrinsèque en termes des ses paramètres hybrides équivalents intrinsèques. La figure 2.39 illustre le principe.

Comme nous disposons d'un moyen de caractérisation des paramètres hybrides équivalents aux accès du transistor (désormais appelés $h_{ij_{ext}}$, comme extrinsèques), sujet du premier chapitre, nous allons considérer les valeurs des résistances d'accès données par le modèle et extraire les paramètres hybrides équivalents au niveau du transistor intrinsèque (désormais appelés h_{ij_i} , comme intrinsèques).

L'Annexe 4 montre le calcul du passage des paramètres $h_{ij_{ext}}$ aux paramètres h_{ij_i} , étant données les résistances d'accès. Ici nous présenterons seulement les résultats. La figure 2.40 montre les paramètres hybrides extrinsèques mesurés ainsi que les paramètres hybrides intrinsèques extraits pour un point de polarisation de $I_{C0} = 50mA$, $V_{CE0} = 3V$. La figure inclut les résultats obtenus à partir de la simulation ADS du modèle.

Comme nous pouvons le constater, seule la partie réelle du paramètre h_{11_i} est différente de son correspondant extrinsèque : toutes les autres valeurs intrinsèques correspondent exactement à celles obtenues au niveau extrinsèque.

La figure 2.41 présente les paramètres h_{11_i} obtenus pour 3 valeurs de courant de collecteur (25, 50 et 100mA) et V_{CE0} égal à 3V.

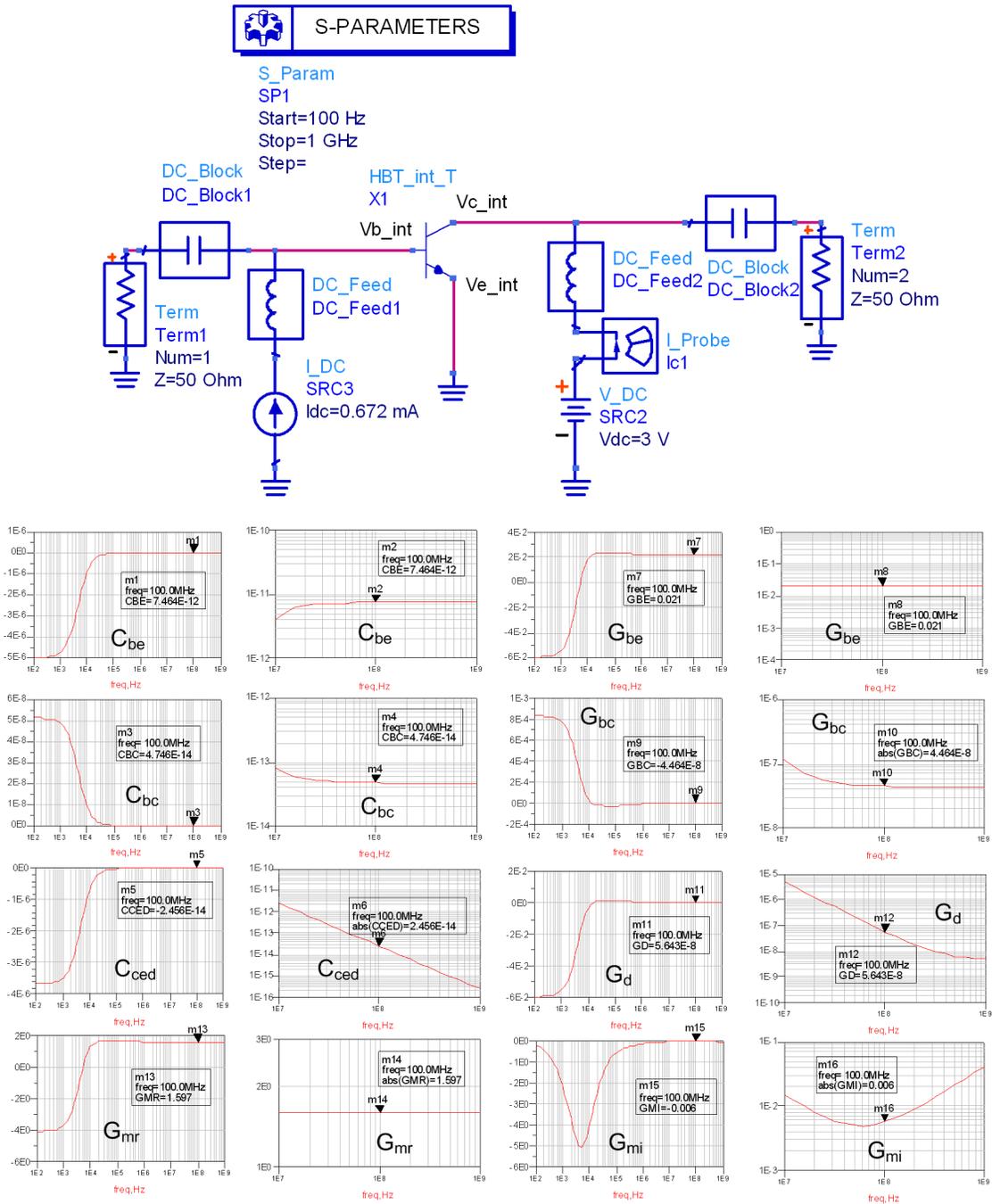


FIG. 2.38 – Valeurs des éléments de la figure 2.37 à $I_{C0} = 50mA$, $V_{CE0} = 3V$.

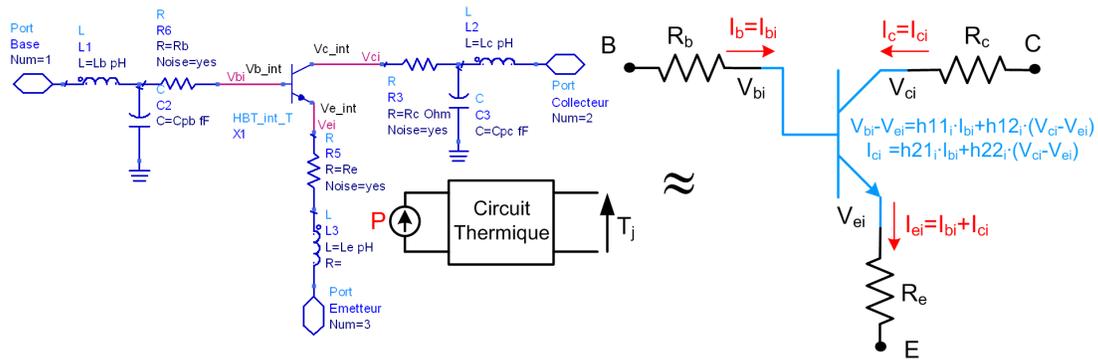


FIG. 2.39 – Circuit équivalent du transistor intrinsèque avec des paramètres hybrides.

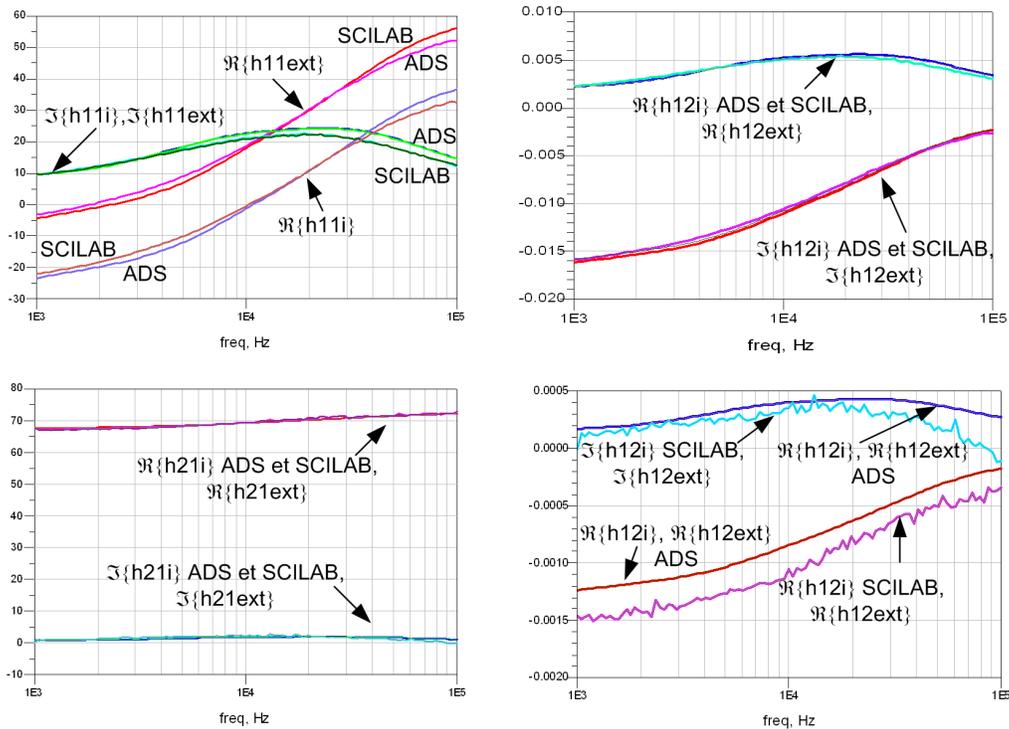
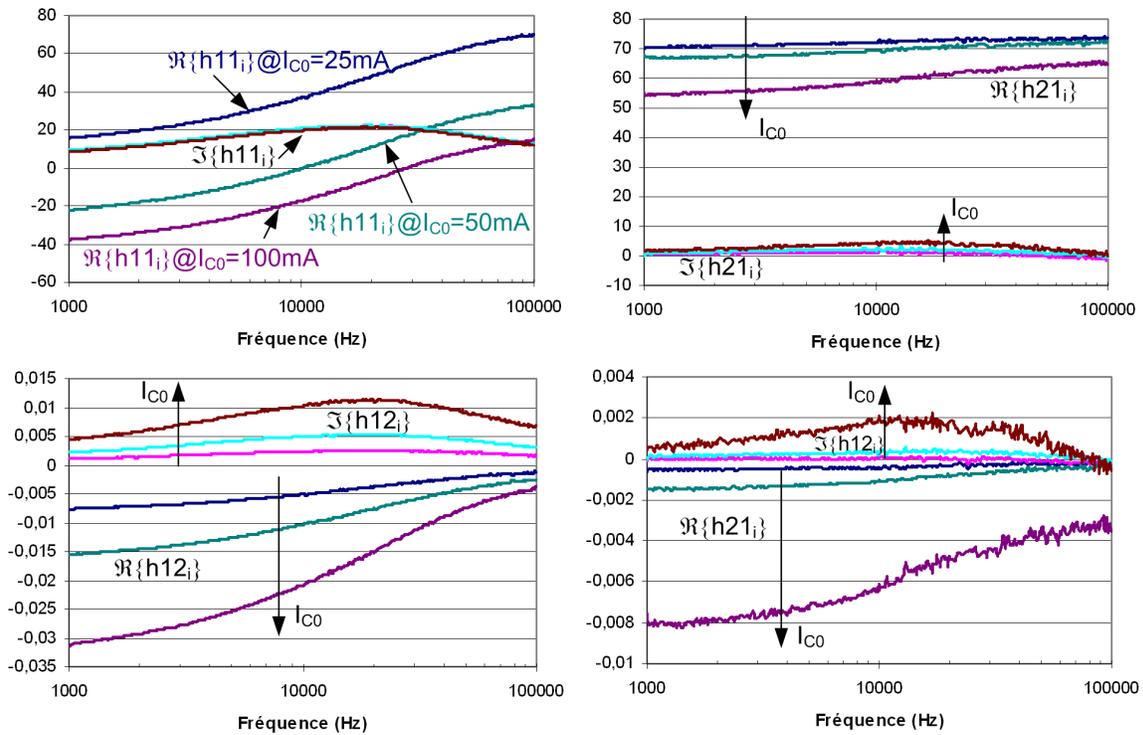


FIG. 2.40 – Comparaison des paramètres hybrides intrinsèques extraits et simulés.


 FIG. 2.41 – Paramètres h_{11i} extraits pour $I_{C0}=25, 50$ et 100mA .

2.6.3 Analyse des composantes de bruit blanc du transistor

Nous avons voulu tout d'abord comparer les résultats de simulation du bruit blanc du transistor avec la mesure du bruit entre 100kHz et 10MHz . Nous avons effectué des mesures du type 1 accès, soit en entrée, soit en sortie, et extrait la source équivalente de bruit en courant de court-circuit vue par l'amplificateur de tension.

Pour pouvoir comparer simulation et mesure dans cette gamme de fréquence, une modélisation précise des tés de polarisation ainsi que de l'impédance d'entrée de l'amplificateur de tension a été effectuée.

En terme de bruit blanc du transistor, nous avons considéré le modèle proposé par Giacolletto pour la configuration émetteur-commun [41], qui associe une source de bruit en courant entre base ainsi que collecteur et l'émetteur, ainsi qu'une source représentant le bruit thermique de la résistance de base, comme le montre la figure 2.42. Les résistances d'accès d'émetteur et collecteur ont elles aussi leur propre bruit thermique.

Suite au travail pionnier de Strutt sur les mélangeurs en 1946 [42], et les généralisations

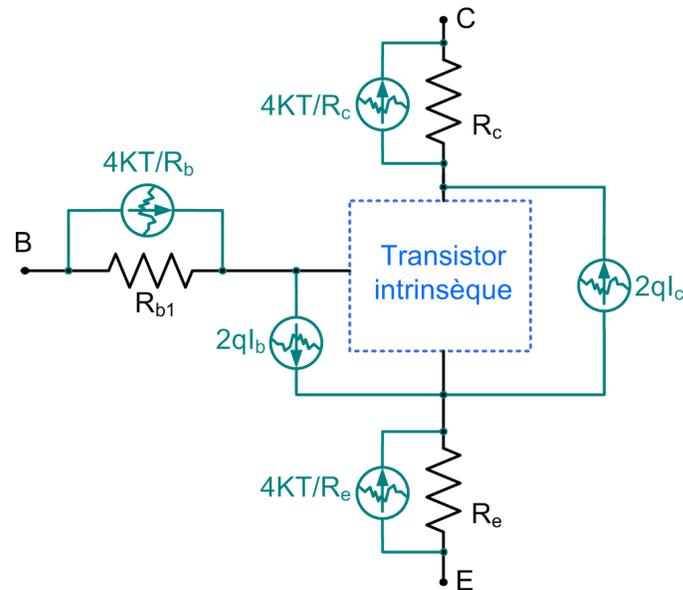


FIG. 2.42 – Circuit pour l’analyse du bruit blanc.

proposées par Dragone [43], et Held et Kerr [44], nous savons que le bruit shot est cyclostationnaire : sa densité spectrale de puissance est proportionnelle au courant instantané traversant la jonction.

Les densités spectrales de puissance des sources sur la figure 2.42 s’écrivent donc :

$$S_{I_{shot-base}}(A^2/Hz) = 2 \cdot q \cdot I_b(t) \quad (2.37)$$

$$S_{I_{shot-collecteur}}(A^2/Hz) = 2 \cdot q \cdot I_c(t) \quad (2.38)$$

À titre d’illustration sur un outil commercial, une possible intégration des sources de bruit shot cyclostationnaires sur le logiciel ADS est montrée figure 2.43. Dans ce cas, un ampèremètre est placé à chaque accès (intrinsèque) du modèle du transistor, pour récupérer la valeur instantanée des courants de base et de collecteur. La valeur instantanée de chaque courant est utilisée pour “moduler” une source de bruit en courant, implémentée à l’aide d’un SDD (Symbolically Defined Device). Une formulation similaire a été employée par Tempel et al, pour l’analyse d’un mélangeur fabriqué en technologie AlGaAs [45].

Evidemment, en polarisation continue sans excitation par un signal variable en fonction du temps, les courants déterministes instantanés sont invariants dans le temps, et ces sources sont alors fonction du courant continu (DC).

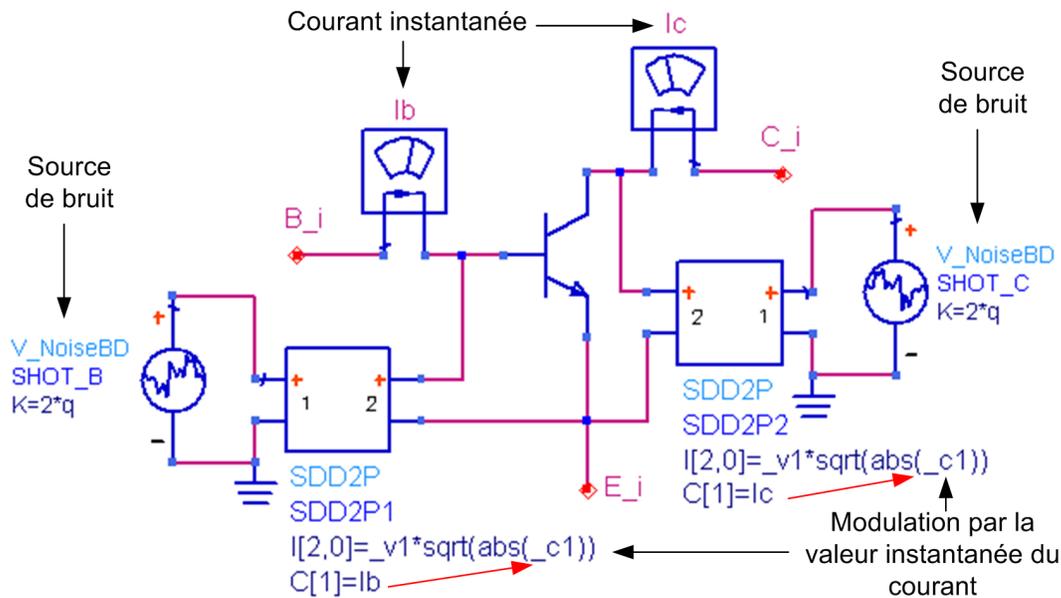


FIG. 2.43 – Possible intégration du bruit shot cyclostationnaire dans le modèle non linéaire. Le transistor sur cette figure représente la partie intrinsèque convective du transistor réel (voir figure 2.32).

Nous allons ainsi simuler le modèle de la figure 2.42 dans les mêmes conditions que nos mesures 1 accès. Pour la mesure du bruit en entrée, nous avons utilisé le montage montré sur la figure 2.44-a, la figure 2.44-b illustrant le circuit simulé sur le logiciel ADS.

L'impédance "vue" par l'amplificateur de tension est mesurée au point "B". Ensuite, nous utilisons l'équation 2.4, qui tient compte de l'impédance de l'amplificateur, pour extraire la source équivalente de bruit en courant au point "B". Pour la simulation nous nous servons des simulations du type "S-PARAMETERS", qui donnent accès directement au bruit en courant.

La figure 2.45 montre la comparaison entre mesure et simulation du bruit à l'entrée, ainsi que chaque composante du bruit blanc total (simulation). Nous rappelons que la dynamique BF du transistor 6X2X40 a été modélisée à la fin du chapitre 1 (voir figures 1.23, 1.25 et 1.26). Les valeurs des résistances d'accès sont respectivement 0.246, 1.36 et 0.417Ω pour R_e , R_b et R_c . Les valeurs de courant de collecteur sont 25, 50 et 100mA, correspondant à des densités de courant d'émetteur de 5, 10 et 20KA/cm², et V_{CE0} est fixé à 3V.

Comme nous pouvons le constater, l'intégration du bruit blanc du transistor permet de reproduire assez fidèlement les mesures à de telles densités de courant. De plus,

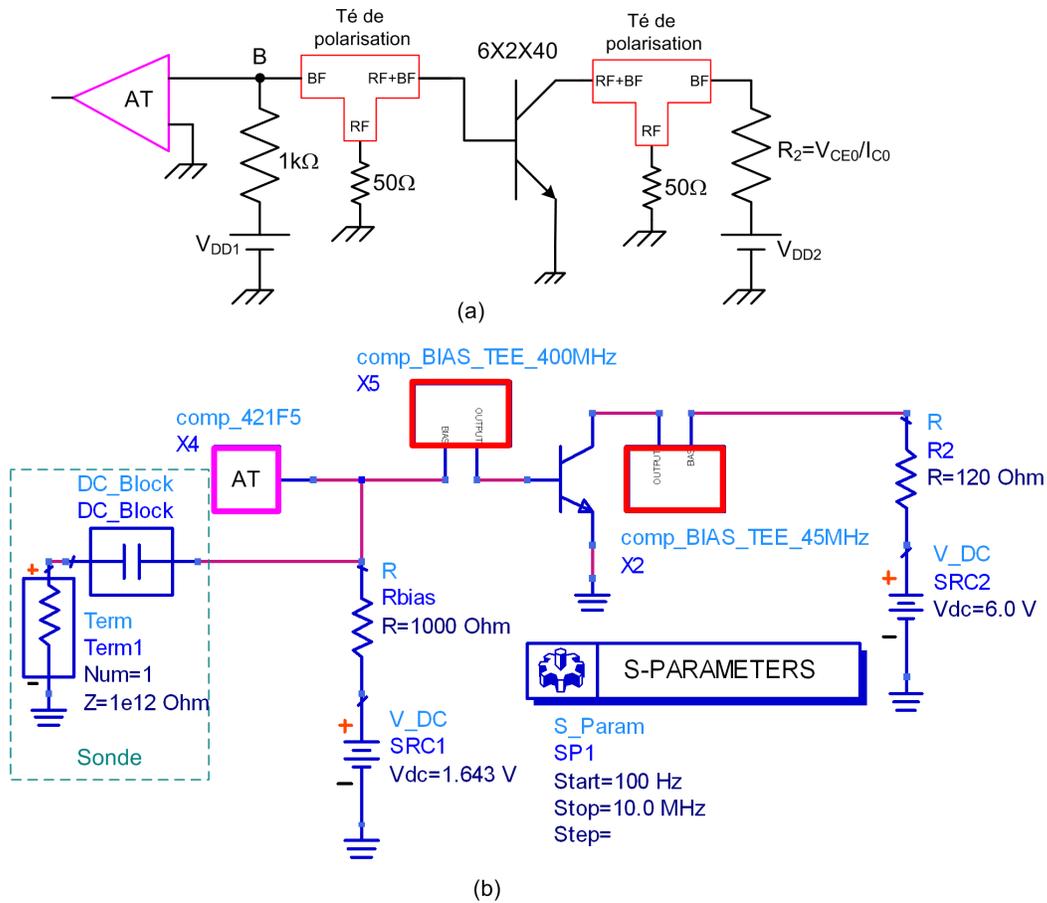


FIG. 2.44 – Montage expérimental pour la mesure du bruit en entrée (a) et configuration de simulation, contenant le transistor, les tés de polarisation “*comp_BIAS_TEE_45MHZ*” et “*comp_BIAS_TEE_400MHZ*”, et l’amplificateur de tension “*comp_421F5*” (b).

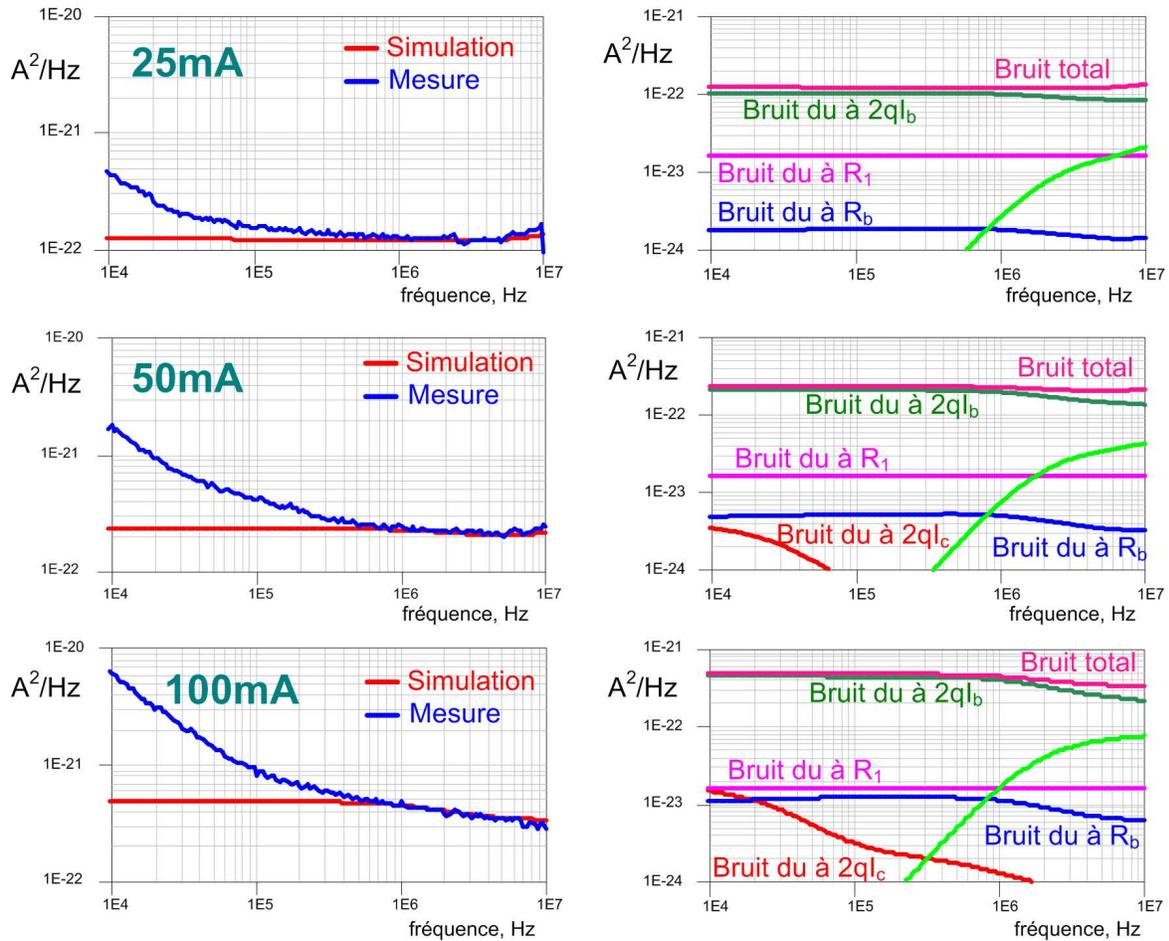


FIG. 2.45 – Comparaison entre la mesure et les résultats de simulation du modèle de bruit blanc de la figure 2.42. La courbe en vert clair représente le bruit dû à une résistance du té de polarisation côté base. Notons qu’aux basses fréquences, la mesure est dominée par le bruit coloré du transistor.

l'impact du bruit intrinsèque base-émetteur (shot) à l'extérieur est au moins $15dB$ supérieur aux autres contributions internes au transistor.

Cela nous permettra, dans un premier temps, d'associer le bruit mesuré côté base au bruit base-émetteur intrinsèque, sans se préoccuper, par exemple, de la valeur de la résistance de base.

Il en va tout autrement quand le bruit à la sortie est considéré. Pour la mesure du bruit en sortie, nous avons utilisé le montage montré sur la figure 2.46-a, la figure 2.46-b illustrant le circuit simulé sur logiciel ADS.

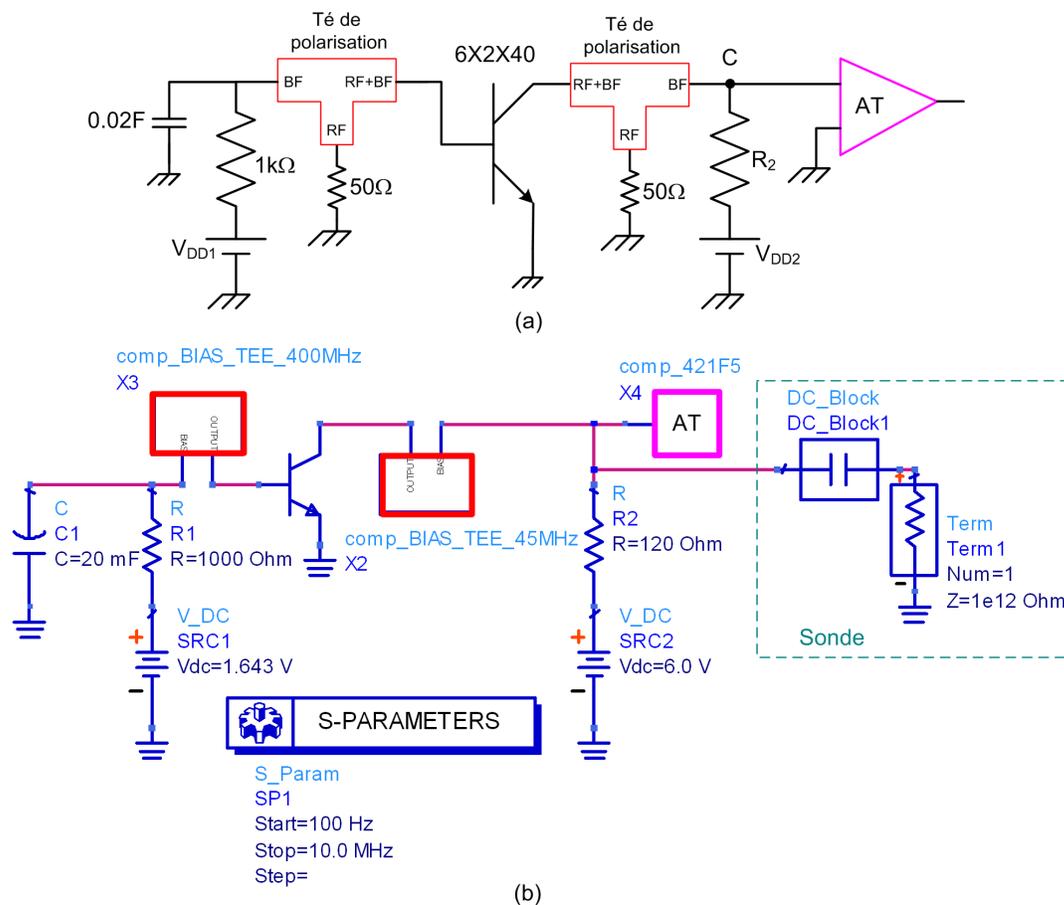


FIG. 2.46 – Montage expérimental pour la mesure du bruit en sortie (a) et configuration de simulation du bruit blanc (b).

Les résultats sont présentés sur la figure 2.47.

Dans ce cas, l'accord entre mesure et simulation est encore satisfaisant, mais la mesure ne permet pas d'accéder au bruit intrinsèque collecteur-émetteur (shot) :

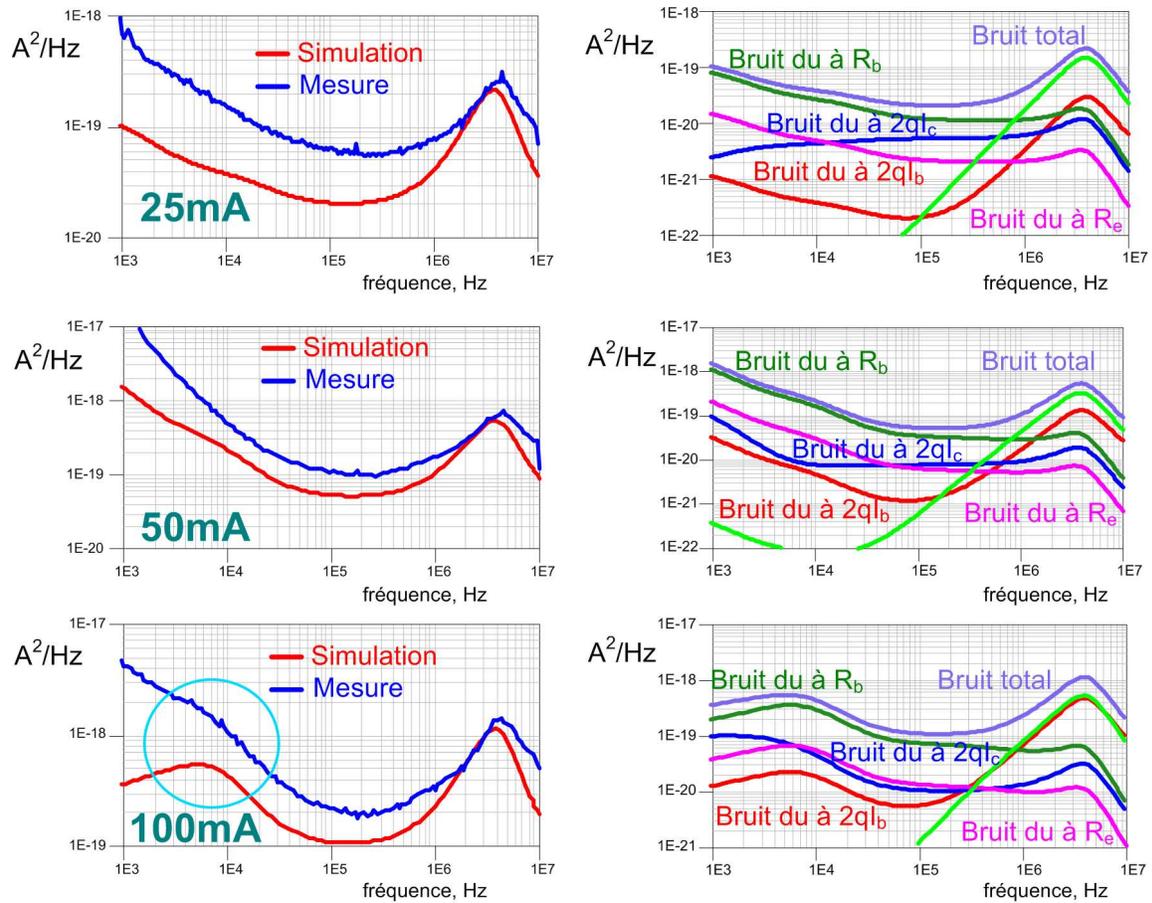


FIG. 2.47 – Comparaison mesure-modèle du bruit en sortie. La courbe en vert clair représente le bruit dû à une résistance du té de polarisation côté base. En basses fréquences, la mesure est dominée par le bruit BF du transistor, qui n'a pas été modélisé.

l'impact à la sortie du bruit thermique de R_b est plus important que celui dû à la source collecteur-émetteur. En effet, une forte valeur de courant de collecteur implique une transconductance importante, qui amplifie le bruit de R_b vers la sortie.

Il y a un autre effet visible à partir de $1MHz$, dû à l'impact du té de polarisation utilisé dans la base. À partir de $100kHz$, celui-ci ne présente plus une faible impédance entre la résistance de base et la capacité de forte valeur : une partie importante du bruit shot de base n'est plus court-circuité en entrée, et se trouve donc à la sortie, amplifiée par l'effet transistor. Pour l'illustrer, lorsque l'on court-circuite le té de polarisation de base en simulation, les résultats obtenus sont ceux montrés sur la figure 2.48.

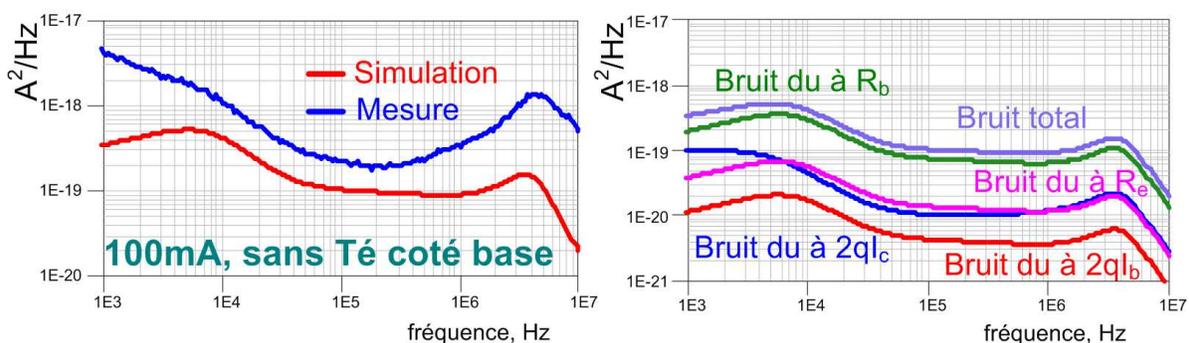


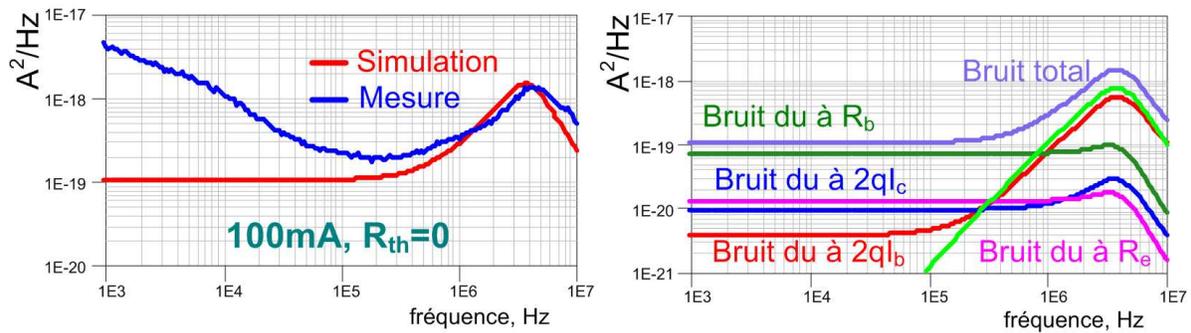
FIG. 2.48 – Résultats obtenus en simulation, en court-circuitant le té de polarisation côté base.

Dans la bande de fréquence où la dynamique thermique intervient ($f < 100kHz$), il est intéressant d'observer que les sources de bruit blanc (bruit shot et thermique) génèrent, à la sortie, des composantes qui varient avec la fréquence. D'ailleurs, la "bosse" obtenue expérimentalement pour $I_{C0} = 100mA$ est aussi visible en simulation. L'impact des tés de polarisation étant négligeable pour cette gamme de fréquence, le phénomène est intégralement dû à l'auto échauffement. Pour le montrer, nous avons fixé $R_{th} = 0$, et re-simulé le circuit. Les résultats sont montrés sur la figure 2.49.

2.6.3.1 Discussion

L'analyse du bruit blanc du transistor a mis en évidence trois aspects, qui vont guider l'extraction du bruit BF pour ce composant spécifique :

- La source de bruit en courant base-émetteur est directement accessible par la mesure de la source équivalente à l'entrée,


 FIG. 2.49 – Résultats obtenus en fixant R_{th} à zéro.

- Aux niveaux de courant mentionnés, l’impact de la source collecteur-émetteur peut être masquée par le bruit de la résistance de base, rendant son extraction difficile, voire impossible,
- L’auto-échauffement peut “transformer” la dépendance fréquentielle des sources internes, si l’on observe le bruit à la sortie.

Il est toutefois important d’observer que ces conclusions proviennent d’une analyse du bruit blanc, dont la valeur théorique est connue. Quant au bruit BF, il n’y a pas d’a priori, et l’analyse doit se faire au cas par cas. Même en ayant de telles (faibles) valeurs de résistance de base, il serait donc possible d’avoir un impact important de son bruit BF, même en entrée.

Finalement, en absence de résistances d’accès le modèle de bruit shot adopté engendre des sources équivalentes aux accès qui sont indépendantes (non corrélées) [46]. Quand la fréquence de travail se rapproche de la fréquence de transition (Ft), une corrélation entre les deux sources équivalentes aux accès est attendue [47], due essentiellement à une portion du temps de transit base-collecteur.

Une intégration stationnaire récente proposée par Rudolph et al [48] prend en compte cet effet, en utilisant les mesures de bruit HF (régime linéaire) pour “ajuster” la répartition de charge entre base et collecteur dans le modèle non linéaire du transistor, sans compromettre le comportement HF du modèle du transistor.

Van Der Ziel [47] a remarqué que la détermination des paramètres petit signal (tels que la répartition de la résistance de base) en vue de la modélisation du bruit HF ne correspond pas nécessairement aux autres méthodes de mesure. On peut donc penser que des mesures de bruit HF sont nécessaires afin de régler finement cette corrélation, quand la fréquence d’opération est proche de Ft . De plus, la corrélation en régime fort signal

peut s'avérer être une autre variable à déterminer, ce qui ne fait pas partie du travail présent.

2.6.4 Extraction du modèle de bruit BF XLIM

Le modèle de bruit BF XLIM a été initialement développé en vue de la prédiction du bruit de phase des oscillateurs monolithiques [2]. Comme le montre la figure 2.50, il associe une source de courant de bruit à la jonction base-émetteur intrinsèque, notée δI_{BE} , ainsi qu'une source de courant de bruit à la diode de fuite base-émetteur, notée δI_{RBE} . Ces sources ont été supposées non corrélées par les auteurs du modèle [2].

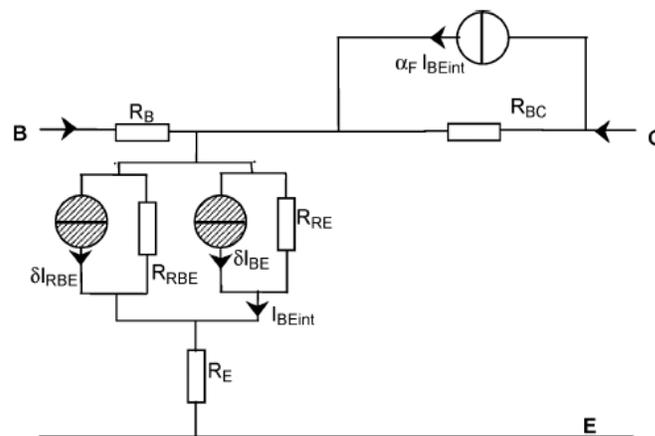


FIG. 2.50 – Topologie du modèle de bruit BF XLIM.

Cependant, la topologie tel que montrée sur la figure 2.50 ne rend pas possible une modélisation à l'extérieur du transistor intrinsèque : en effet, comme δI_{BE} fait partie de I_{BEint} , il fallait "ouvrir" le transistor intrinsèque pour l'implanter.

Pour remédier à ce problème, une topologie strictement équivalente aux accès du transistor intrinsèque a été adoptée. Pour la suite de ce document, la source δI_{BE} sera appelée source commandée, et notée I_{SC} , pendant que la source δI_{RBE} sera appelée source non commandée, et notée I_{SNC} . La figure 2.51 illustre le passage de la source commandée aux accès du transistor intrinsèque.

Il faut noter l'intervention du paramètre α sur la figure 2.51-d, qui représente la "partition" du bruit d'émetteur entre base et collecteur. Strictement parlant, ce paramètre peut être différent du α observé à partir de l'application d'un signal extérieur [2]. Nous adopterons par la suite $\alpha = \frac{h21_i}{h21_i+1}$, où $h21_i$ représente le gain en courant de

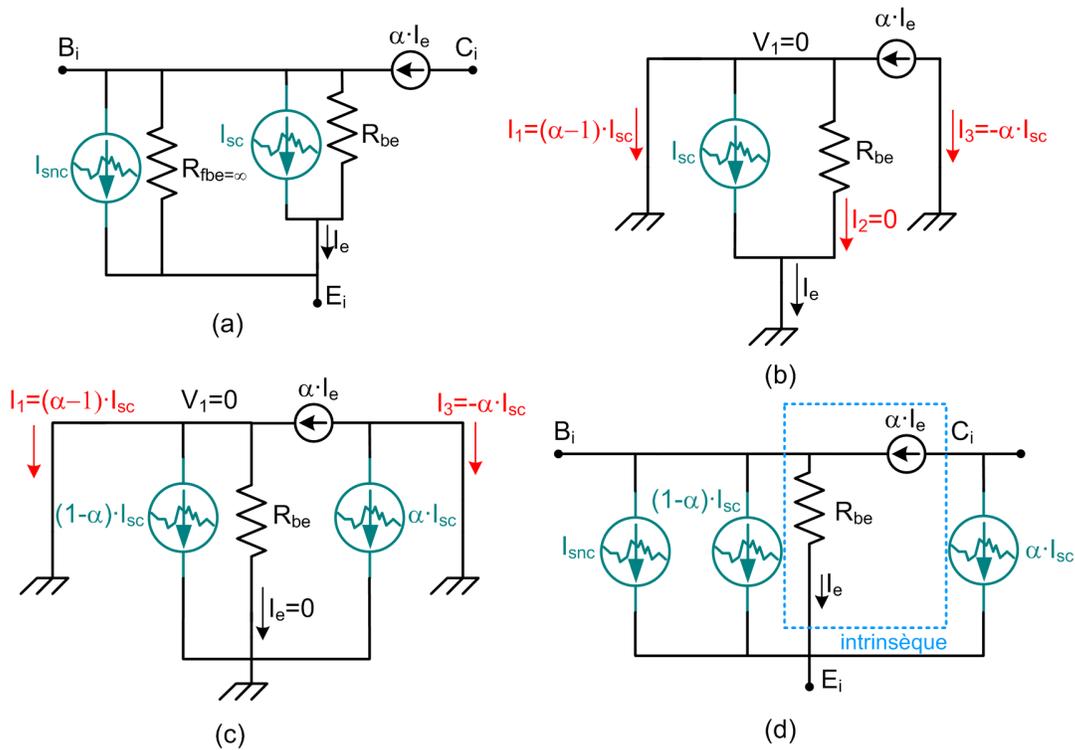


FIG. 2.51 – Passage de la source commandée aux accès du transistor intrinsèque : modèle original (a), impact de la source commandée aux accès (b), modèle équivalent à (b) avec deux sources représentant la source commandée et modèle complet équivalent (d).

court-circuit au niveau intrinsèque du transistor. Dans le cas d'un transistor idéal, $\alpha = 1$, et ce cas correspond à placer une source de bruit entre base et émetteur (source non commandée) et une autre entre collecteur et émetteur (source commandée).

En tenant compte des sources de bruit blanc du transistor (bruit shot ainsi que le bruit thermique des résistances d'accès), la figure 2.52 présente le modèle complet en bruit BF du transistor. Dans cette figure, toutes les sources internes sont supposées non corrélées, à l'exception d'une possible corrélation entre I_{SC} et I_{SNC} . L'Annexe 5 présente le calcul qui relie les sources internes à déterminer aux sources équivalentes aux accès du transistor.

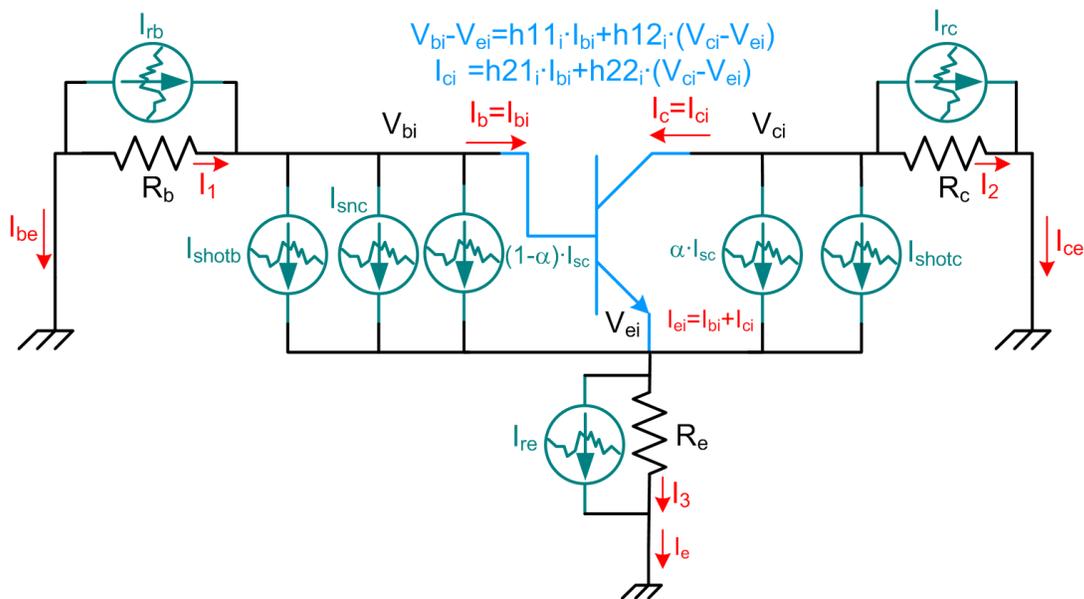


FIG. 2.52 – Représentation petit signal du transistor, avec les paramètres hybrides intrinsèques, et ses sources de bruit BF.

En partant des mesures effectuées sur le transistor 6X2X40 (telles qu'elles sont montrées sur la figure 2.28) pour 5 valeurs de courant de collecteur à $V_{CE0} = 3V$, nous avons extrait ses sources internes commandée et non commandée. La figure 2.53 présente les résultats obtenus pour la DSP de ces deux sources en fonction de la fréquence. La figure 2.54 présente les résultats obtenus pour le module du coefficient de corrélation entre ces deux sources.

Les tables 2.5 et 2.6 précisent les valeurs des sources à 3 fréquences : $1kHz$, $10kHz$ et $100kHz$.

La source non commandée présente un comportement typique : une décroissance

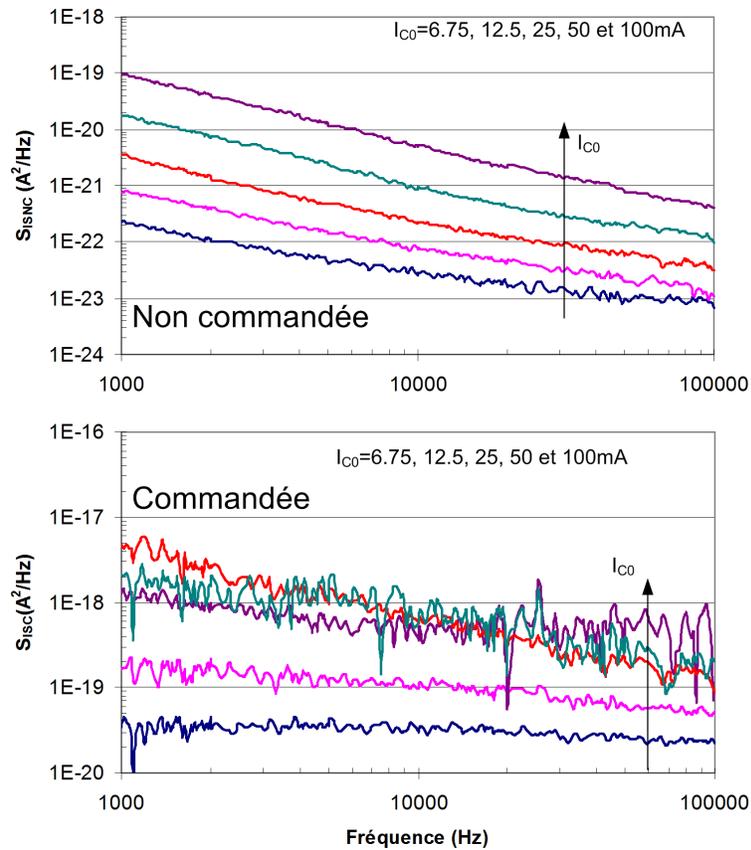


FIG. 2.53 – Courbes obtenues pour les sources non commandée et commandée du transistor 6X2X40, en tenant compte de ses paramètres h intrinsèques issus des mesures.

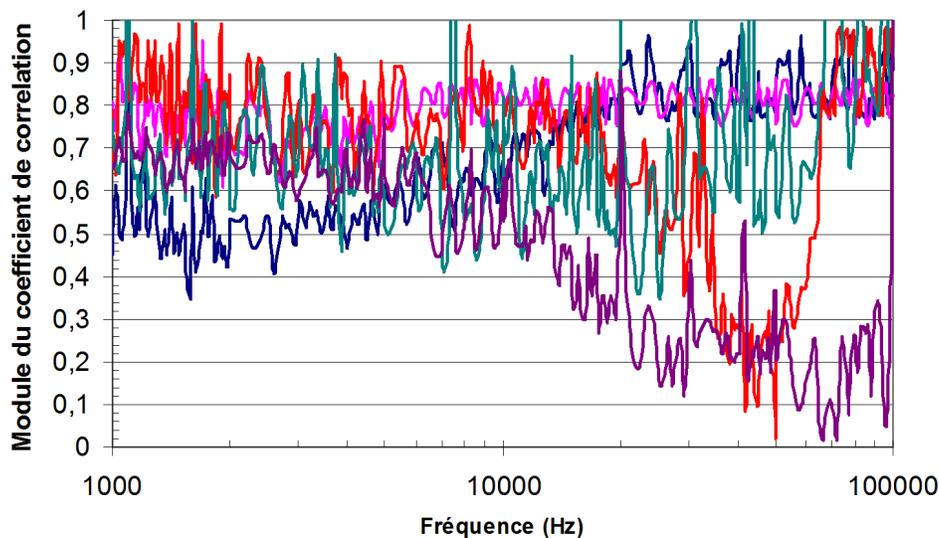


FIG. 2.54 – Coefficient de corrélation des sources commandée et non commandée du transistor 6X2X40.

TAB. 2.5 – Valeurs de S_{ISC}

$I_{C0}(mA)$	$S_{ISC}@1kHz$	$S_{ISC}@10kHz$	$S_{ISC}@100kHz$
6.75	$3.36 \cdot 10^{-20}$	$3.02 \cdot 10^{-20}$	$2.28 \cdot 10^{-20}$
12.5	$1.64 \cdot 10^{-19}$	$1.08 \cdot 10^{-19}$	$5.11 \cdot 10^{-20}$
25	$4.80 \cdot 10^{-18}$	$6.85 \cdot 10^{-19}$	$8.80 \cdot 10^{-20}$
50	$2.10 \cdot 10^{-18}$	$6.74 \cdot 10^{-19}$	$2.03 \cdot 10^{-19}$
100	$1.25 \cdot 10^{-18}$	$4.40 \cdot 10^{-19}$	$4.00 \cdot 10^{-19}$

fréquentielle ainsi qu'une dépendance monotone vis à vis du courant de collecteur ($\approx I_{E0}$). Par contre, dans le cas de la source commandée, on constate que celle-ci présente non seulement une indépendance fréquentielle à bas courant, mais aussi une variation non monotone vis à vis du courant de collecteur.

La dépendance des sources S_{ISC} et S_{ISNC} en fonction du courant de collecteur est tracée sur la figure 2.55, pour 3 valeurs de fréquence : $1kHz$, $10kHz$ et $100kHz$.

Comme pour le cas des paramètres h intrinsèques, nous avons voulu comparer nos mesures aux accès du transistor avec les résultats des simulations ADS, en tenant compte des valeurs précisées sur les tables 2.5 et 2.6.

Deux cas extrêmes semblent être intéressants à analyser : $I_{C0}=6.75$ et $100mA$. Nous avons implanté les sources commandée et non commandée dans le modèle non linéaire

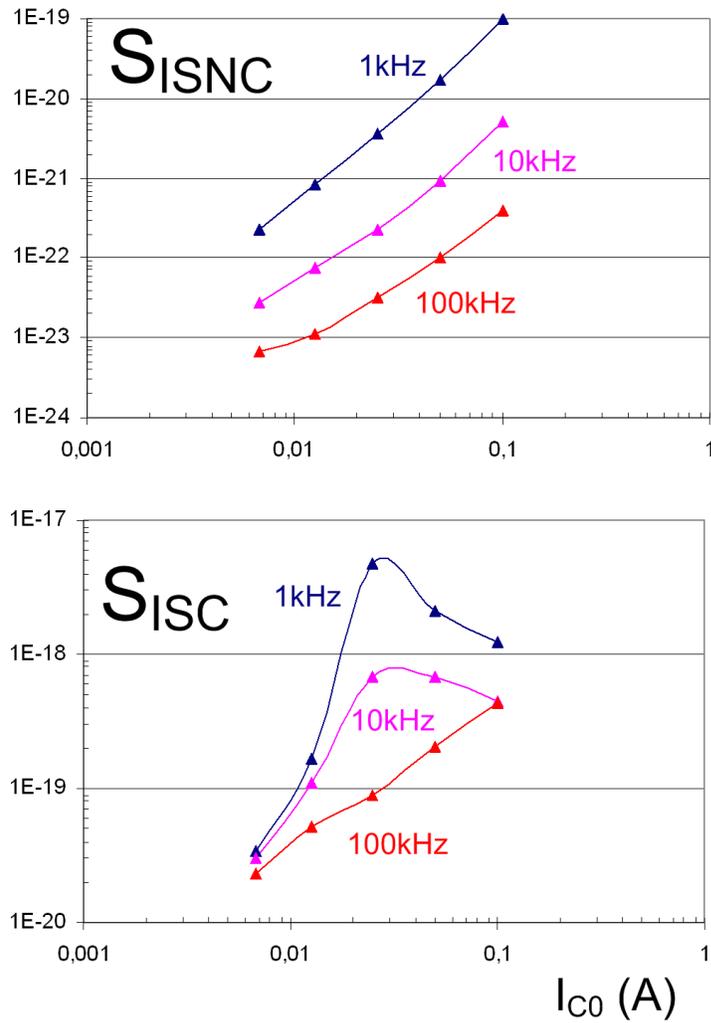


FIG. 2.55 – Dépendance des sources S_{ISC} et S_{ISNC} en fonction du courant de collecteur.

TAB. 2.6 – Valeurs de S_{ISNC}

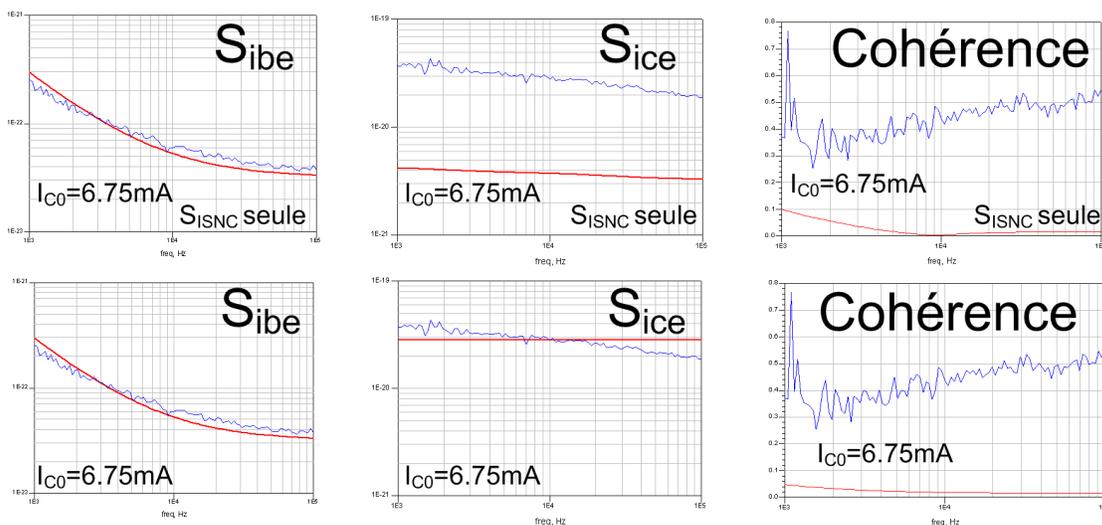
$I_{C0}(mA)$	$S_{ISNC}@1kHz$	$S_{ISNC}@10kHz$	$S_{ISNC}@100kHz$
6.75	$2.30 \cdot 10^{-22}$	$2.83 \cdot 10^{-23}$	$6.62 \cdot 10^{-24}$
12.5	$8.60 \cdot 10^{-22}$	$7.70 \cdot 10^{-23}$	$1.09 \cdot 10^{-23}$
25	$3.60 \cdot 10^{-21}$	$2.25 \cdot 10^{-22}$	$3.16 \cdot 10^{-23}$
50	$1.74 \cdot 10^{-20}$	$9.22 \cdot 10^{-22}$	$1.00 \cdot 10^{-22}$
100	$9.85 \cdot 10^{-20}$	$5.28 \cdot 10^{-21}$	$3.90 \cdot 10^{-22}$

du transistor, en tenant compte des valeurs précisées sur les table 2.5 et 2.6.

Puisque la source non commandée présente un comportement assez ordinaire, nous l'avons implantée à l'aide d'une source de bruit disponible sur ADS dont la DSP varie comme $S_{ISNC}(A^2/Hz) = 1.37 \cdot 10^{-10} \cdot I_{B0}^{2.1} \cdot f^{-1.1}$. Pour la source commandée, nous avons adopté une source indépendante de la fréquence (blanche), dont la DSP est donnée par la valeur de S_{ISC} à $10kHz$ (voir table 2.5). Ces deux sources sont supposées non corrélées.

Nous avons aussi réalisé la simulation en enlevant la source commandée, comme nous allons l'expliquer par la suite.

La figure 2.56 présente la comparaison entre la mesure et les résultats de simulation pour un courant de $6.75mA$. Comme on peut le constater, en absence de la source commandée, les valeurs de S_{ice} obtenues en simulation sont presque un ordre de grandeur plus faible que la mesure.


 FIG. 2.56 – Reproduction des mesures aux accès du transistor à $I_{C0} = 6.75mA$.

L'implantation de la source commandée rend S_{ice} très proche des valeurs mesurées. Par contre, la cohérence simulée est très différente de la valeur obtenue en mesure, du fait que l'on a choisi un modèle avec des sources non corrélées.

La figure 2.57 présente la comparaison entre la mesure et les résultats de simulation pour un courant de 100mA. A la différence du cas précédent, en absence de la source commandée les valeurs de S_{ice} obtenues en simulation sont proches de la mesure. Il est à noter qu'en absence d'une résistance de base, les valeurs de S_{ice} dans ce cas serait environ 10dB plus faibles.

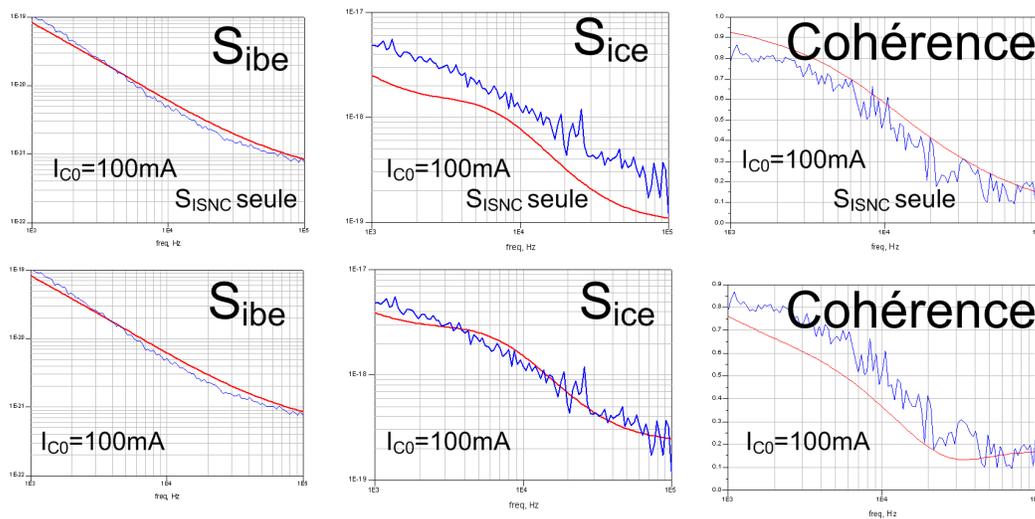


FIG. 2.57 – Réproduction des mesures aux accès du transistor à $I_{C0} = 100mA$.

L'implantation de la source commandée rend S_{ice} très proche des valeurs mesurées, sans avoir, cependant, un grand impact sur la cohérence, puisque la valeur de la source commandée a un faible impact sur S_{ice} , contrairement au cas précédent.

La supposition de non corrélation entre les sources commandée et non commandée pour notre transistor semble ne pas être justifiée, malgré le fait qu'à fort niveau de courant l'impact de la corrélation entre ces deux sources soit mineure (puisque la source non commandée est dominante soit en entrée soit en sortie).

Un autre point intéressant est la quasi indépendance fréquentielle de la source commandée, à faible niveau de courant, ce qui pourrait venir d'un plateau de bruit dû à un mécanisme de génération-recombinaison dans la résistance de base. De tels plateaux de bruit ont été observés expérimentalement dans des couches d'épitaxie, à partir de la

mesure du bruit BF des structures de test spéciales [49].

Finalement, il semblerait que le transistor étudié présente un comportement de bruit BF atypique, qui d'ailleurs est reproductible parmi plusieurs transistors (de même type) sur une plaque. Déjà au niveau de la source S_{ice} , on peut noter une variation non monotone par rapport au courant de collecteur, comme le montre la figure 2.58.

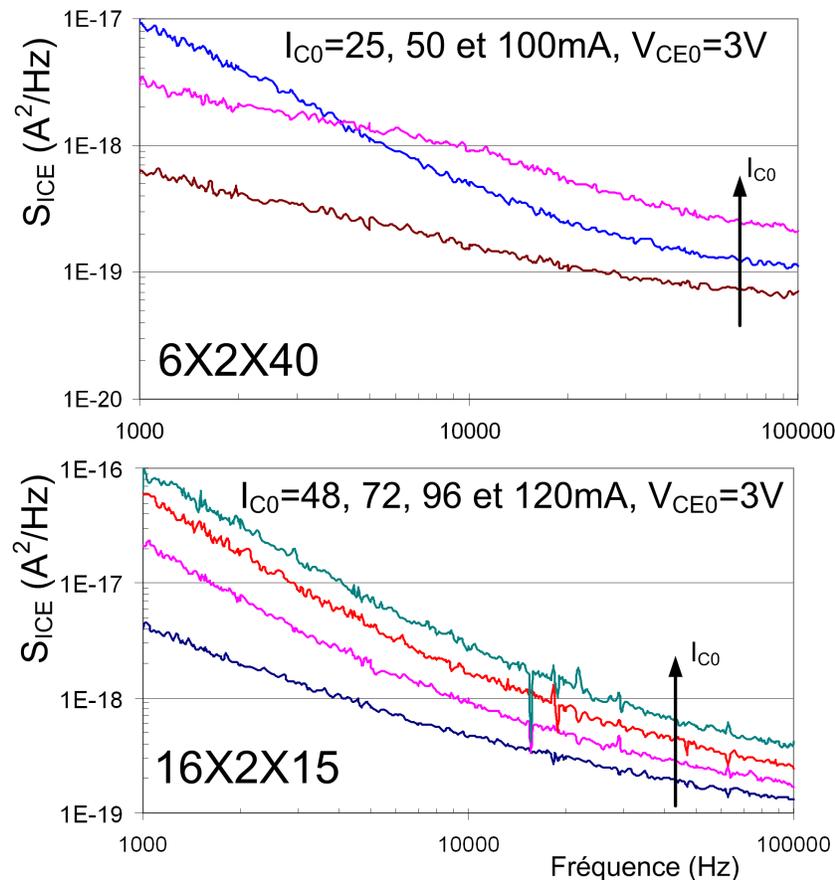


FIG. 2.58 – Courbes de S_{ice} pour deux transistors en même technologie, et de surface identique.

Cette même figure présente les courbes de S_{ice} issues d'un transistor dans la même technologie, mais de dimensions différentes. Il s'agit d'un transistor comportant 16 doigts d'émetteur de 2 par 15 μm chacun. Les deux transistors ont ainsi la même surface active, ce qui veut dire qu'à courant de collecteur identique, ils travaillent donc à la même densité de courant. Comme on peut le constater, une variation monotone est encore observée à des densités de courant supérieures à celle du transistor 6X2X40.

2.6.4.1 Discussion

Van Der Ziel a suggéré une approche de localisation physique des sources de bruit en se basant sur le modèle équivalent petit signal montré sur la figure 2.59 [50]. La résistance de base est composée de deux parties, et l'auteur propose la mesure du bruit haute fréquence au collecteur (la base étant court-circuitée) pour la détermination de sa valeur totale ($r_{bb1} + r_{bb2}$). Quant aux résistances d'accès du transistor, seul leur bruit thermique est considéré.

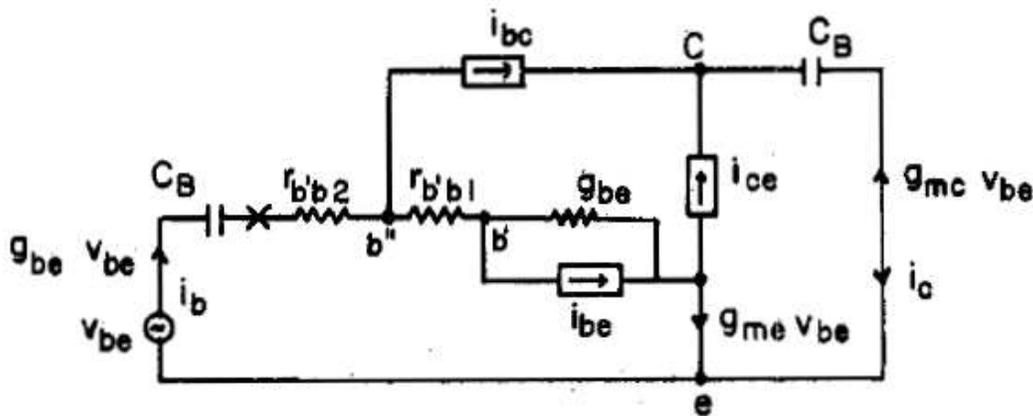


FIG. 2.59 – Circuit équivalent pour la localisation des sources de bruit BF, d'après Van Der Ziel.

Un modèle équivalent plus élaboré a été adopté par Borgarino et al [51], qui considère une possible contribution des résistances d'accès au bruit BF, suite aux travaux de Kleinpenning sur l'impact de ces résistances dans les composants sub-micrométriques (R_b de plusieurs dizaines d'ohms) [52, 53]. Dans ce cas, la résistance d'accès de base est composée de trois parties, comme le montre la figure 2.60.

Il faut noter qu'une résistance de base indépendante du niveau d'injection, tel qu'implantée sur le modèle non linéaire du transistor 6X2X40, est une simplification. Physiquement, la résistance de base est composée de deux parties : la résistance associée à la portion de la base qui se trouve entre émetteur et collecteur, et celle reliant la première portion et le contact métallique (en incluant la résistance de contact).

La première composante est dépendante du nombre de porteurs dans la base, et donc influencée par le niveau d'injection d'électrons de l'émetteur [54]. L'effet est prononcé surtout dans les transistors du type homojonction, pour lesquels le dopage d'émetteur est généralement très supérieur à celui de la base. En effet, dans certains modèles de

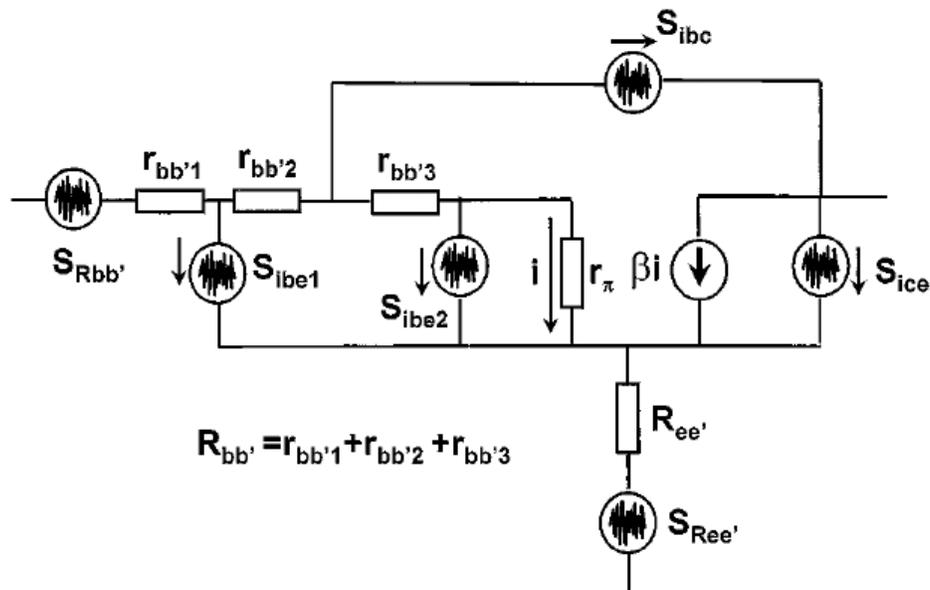


FIG. 2.60 – Circuit équivalent pour la localisation des sources de bruit BF, d’après Borgarino et al.

transistor, la valeur de la résistance de base totale décroît avec le niveau d’injection (courant).

La détermination expérimentale de la résistance totale de base (ainsi que de ses composantes) est encore un sujet controversé. Il y a plusieurs méthodes qui ont été proposées pour sa caractérisation.

Parmi les techniques basées sur l’exploitation des mesures BF ($< 100MHz$) sur des transistors “usuels”, on distingue l’utilisation de mesures DC [55, 56], de la conductance petit-signal [56] et de mesures de bruit [57, 58]. Il y a en plus les méthodes qui nécessitent une structure spéciale, telle qu’un deuxième accès de base [59, 54, 60].

Par contre, certaines ne considèrent pas l’effet d’auto-échauffement [56], d’autres ne sont pas valables à fort niveau de courant [57] où encore ne sont pas tout à fait applicables aux transistors microondes, dont la résistance de base a raisonnablement de faible valeur [55]. Par ailleurs, le document du toolkit d’extraction des paramètres du modèle Gummel-Poon de chez Agilent note : “...Applying these three methods to the same transistor will generate typically three different values for the Base resistor (!).”

Getreu suggère une idée assez naturelle : la résistance de base doit être extraite par une méthode la plus “proche” de l’application [61]. Si le but est une représentation

fidèle du bruit du transistor (autant en BF qu'en HF), il pourrait être intéressant de l'extraire à partir des mesures de bruit. Dans ce cas, il serait envisageable de réajuster la conception du modèle non linéaire à partir des données de bruit BF, afin de trouver un bon compromis entre les deux comportements.

Finalement, étant donné son importance sur les caractéristiques en bruit des transistors opérant à fort courant DC, il paraît nécessaire de conduire une étude plus approfondie sur la caractérisation et modélisation de la résistance de base, qui pourrait être une perspective du présent travail.

Chapitre 3 :

**Caractérisation Expérimentale du
Bruit BF en Présence d'un Signal
Sinusoïdal Déterministe**

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au comportement des composants, quand ceux-ci sont pompés par un signal de forte amplitude (régime fort signal). Ce sujet sera développé suivant deux axes principaux : d'une part le développement d'un moyen de caractérisation expérimentale et d'autre part la compréhension des résultats expérimentaux obtenus.

Dans le but de suivre progressivement la complexité des résultats obtenus avec des composants semi conducteurs de type diode puis transistors, nous partirons d'un cas plus simple : le bruit engendré dans une résistance homogène. Ceci constitue le sujet du présent chapitre, et nous aidera à comprendre le concept de fluctuations de la conductance (variation paramétrique), applicable aussi aux composants actifs (traités au chapitre 4).

Le présent chapitre développera la méthode d'observation expérimentale retenue dans notre travail. Il servira aussi de chapitre introductif au chapitre 4.

Le bruit BF, notamment le bruit en $1/f$, a longtemps été associé à une condition prérequis d'état hors équilibre thermodynamique, dû au passage d'un courant continu. Par conséquent, la DSP du bruit résultant a été modélisée par une loi décroissante en fonction de la fréquence, et dépendante du courant moyen (DC) traversant le composant, aboutissant ainsi à un processus stationnaire.

Dans une résistance linéaire, cela implique qu'aucun bruit en excès ne sera observé en dehors de la bande du bruit BF, celle-ci étant déterminée à partir de la mesure du bruit sous polarisation continue.

Même s'il s'agit d'une hypothèse encore assez répandue (c'est le cas, par exemple, dans la plupart des modèles SPICE fournis par les fabricants de transistors), cette idée a été mise en défaut par les premières expériences du bruit en $1/f$ en régime fort signal, dans les années 50.

Nous verrons par la suite que, dans le cas des résistances linéaires au carbone mesurées au cours de ce travail, le bruit en $1/f$ est en fait une variation paramétrique de la conductance, et sa DSP (en A^2/Hz) est par conséquent proportionnelle au carré du courant instantané. En régime périodique, cela implique que sa fonction d'auto-corrélation est périodique : le bruit est donc cyclostationnaire.

Pour suivre les avancées sur ce domaine, nous commencerons par une description chronologique des publications sur le sujet. Nous allons ainsi constater que les observations expérimentales (faits) d’une fluctuation de conductance en $1/f$ étaient bien antérieures aux premières théories (ou simulations physiques) expliquant le phénomène.

3.2 Historique des publications expérimentales et des premières simulations

Il existe de nombreuses publications (essentiellement des années 70) portant sur des études expérimentales du bruit BF en régime fort signal.

A notre connaissance, il semble que le travail expérimental pionnier sur le sujet est celui rapporté par Bull et Bozic en 1967 [62]. Dans cet article, les auteurs ont étudié des résistances, diodes et transistors (bipolaires), dans le but de comparer la dépendance fréquentielle du bruit autour du DC à celle du bruit autour d’un signal AC (pompe). Aucune relation théorique (ou empirique) entre ces deux types de bruits n’est mentionnée dans leur publication.

Les expériences ont été décrites en détail. Pour éliminer le signal de pompe à l’entrée de l’amplificateur faible bruit et éviter sa saturation, les auteurs ont utilisé des circuits en pont (équilibrés) avec des transformateurs. La fréquence du signal de pompe est de $84kHz$.

Quatre ans plus tard, Lorteije et Hoppenbrouwers [9] étudient la relation entre ces deux “types” de bruits. La terminologie utilisée dans ce mémoire est identique à celle adoptée par les auteurs ci-dessus : le bruit autour du DC (fréquence nulle) sous polarisation DC est noté bruit en $1/f$, et celui autour du signal de pompe est noté bruit en $1/\Delta f$.

Dans cet article, les auteurs ont établi une relation entre les DSP des bruit en $1/f$ et en $1/\Delta f$, fondée sur l’hypothèse empirique des fluctuations de résistance (qui sera détaillée par la suite). Le résultat principal est que si l’amplitude du courant du signal AC de fréquence f_p (signal de pompe) est deux fois supérieure à celle du courant continu dans la résistance, la DSP du bruit en $1/f$ mesurée à la fréquence f_n est égale à celle du bruit en $1/\Delta f$ à la fréquence $f_p \pm f_n$.

Une très bonne concordance entre les mesures et la prévision empirique existe. Au lieu

d'utiliser des transformateurs, Lortéje et Hoppenbrouwers ont employé un amplificateur différentiel à haute réjection de mode commun, qui devient d'ailleurs la méthode adoptée par des nombreux autres auteurs, et une fréquence de pompage comprise entre $200Hz$ et $10kHz$.

La même année, Sutcliffe [63] a précisé que pour certains échantillons de résistance au carbone, le niveau de bruit en $1/f$ était supérieur (dans un rapport de 1.5 :1) au niveau du bruit en $1/\Delta f$ attendu. Pour ses mesures, l'auteur a utilisé des transformateurs pour éliminer le signal de pompe à $10kHz$.

En 1975, May et Sellars [64] se sont penchés sur le sujet de la génération du bruit en $1/f$ en absence de polarisation continue, ce qui n'est pas explicable par le modèle de fluctuations de résistance. Ils indiquent des données expérimentales dans lesquelles les résistances au carbone ont produit le même niveau de bruit en $1/f$, pour un pompage dont la valeur RMS était 4 fois l'amplitude de la polarisation correspondante continue. Cependant, aucune explication de l'effet n'est envisagée. Dans ce cas-ci, l'auteur a employé un signal de pompe de fréquence $70kHz$, et un filtre stop bande pour atténuer la pompe.

Jusqu'ici, les expériences sur le bruit en $1/f$ ou en $1/\Delta f$ sont conduites soit avec une polarisation DC, soit avec un signal AC. En 1975 Jones et Francis [65] proposent une expérience pour démontrer une relation directe et irréfutable d'une origine commune aux bruits en $1/f$ et en $1/\Delta f$.

Il s'agit d'appliquer une polarisation à la fois DC et AC, de démoduler le bruit en $1/\Delta f$ autour de la pompe (zéro IF), et mesurer la corrélation entre ce bruit en $1/\Delta f$ démodulé et le bruit en $1/f$. Une corrélation élevée a été trouvée, confirmant de ce fait (ou au moins renforçant) l'hypothèse des fluctuations de résistance. Un signal de pompe de $20kHz$ a été employé dans l'expérience.

Un an après, Mai et Morgan [66] étudient plus finement la génération du bruit en $1/f$ avec un signal AC. Ils précisent que le bruit en $1/f$ produit est proportionnel à la puissance du signal AC, indépendamment du type de signal AC appliqué, qu'il soit mono porteuse, bi porteuse ou modulé. Ces mesures tendent à renforcer l'idée que le modèle de fluctuations de résistance est inefficace pour expliquer le phénomène.

Jusqu'ici, les auteurs se sont concentrés sur l'analyse du bruit autour du DC et de la fréquence de pompage : aucun commentaire n'est fait au sujet du bruit autour

d'harmoniques possibles du signal de pompe.

Jones [67], employant le système de mesure développé au cours d'un travail précédent [65], remarque qu'aucune bande latérale de bruit n'a été observée autour de $2f_p$, à la précision de la mesure près. Sous polarisation exclusivement AC, il a observé une très faible corrélation entre le bruit en $1/\Delta f$ et le bruit en $1/f$, et a souligné que le bruit en $1/\Delta f$ s'est avéré être fonction de I_{ac}^2 , tandis que le bruit en $1/f$ variait comme I_{ac}^ψ , avec ψ compris entre 2.2 et 3.2. Il est intéressant de noter que ψ semblait être fonction de l'environnement thermique de l'échantillon, selon les auteurs.

À partir de l'absence apparente de bruit autour des harmoniques du signal de pompe et de la corrélation faible entre les deux bruits, il a conclu que le bruit en $1/f$ sous polarisation AC ne semblait pas être provoqué par un processus non linéaire, et qu'il semblerait y avoir ainsi deux types distincts de bruit avec un spectre en $1/f$.

En 1977, Sutcliffe et Ülgen[68] étudient la présence de bruit autour des harmoniques du signal de pompe, et soulignent la présence du bruit autour de $2f_p$, tout en suggérant un modèle de circuit basé sur une tension de seuil qui active un processus de bruit. La même année, Helvoort et Beck[69] ont aussi étudié une possible explication du bruit en $1/f$ sous polarisation AC, en proposant un modèle basé sur l'association d'un grand nombre de résistances asymétriques (microscopiques) antiparallèles.

En terme de résultats prévus par les simulations physiques, une des premières études sur le domaine a été effectuée par S. Pérez et al, portant sur une simulation du type Monté-Carlo des résistances semi-conductrices homogènes [70]. Ce travail a montré à l'évidence qu'il existe une conversion du bruit BF, dû à la génération-recombinaison, autour de la fréquence du signal AC. Les résultats ont été indépendamment confirmés par Sanchez et al [71] et Bonani et al [72], qui ont employé des simulations du type dérive-diffusion.

Il est intéressant de noter que ces résultats de simulation ont soutenu les observations expérimentales [9] et le modèle empirique des fluctuations de résistance proposé deux décennies auparavant.

Par la suite, nous allons considérer le modèle empirique de fluctuations de résistance imaginé par Lortetje et Hoppenbrouwers [9], pour ensuite aborder la théorie proposée pour l'expliquer. On respecte ainsi l'ordre chronologique, et nous espérons que la présentation sera aussi plus didactique.

3.3 Le modèle de fluctuations de résistance

Pour mettre en évidence le caractère cyclostationnaire du bruit BF, nous allons commencer par considérer l'hypothèse classique de stationnarité, qui est encore la plus répandue.

3.3.1 Le modèle stationnaire (ancien)

Dans cette hypothèse, le bruit en excès d'une résistance bruyante peut être représenté par une source de bruit en tension en série, dont la DSP à une fréquence donnée ne dépend que du courant moyen traversant le composant. Une autre représentation en adoptant une source de bruit en courant (cette fois-ci en parallèle) est tout à fait possible. La figure 3.1 illustre l'idée, en considérant le bruit en $1/f$.

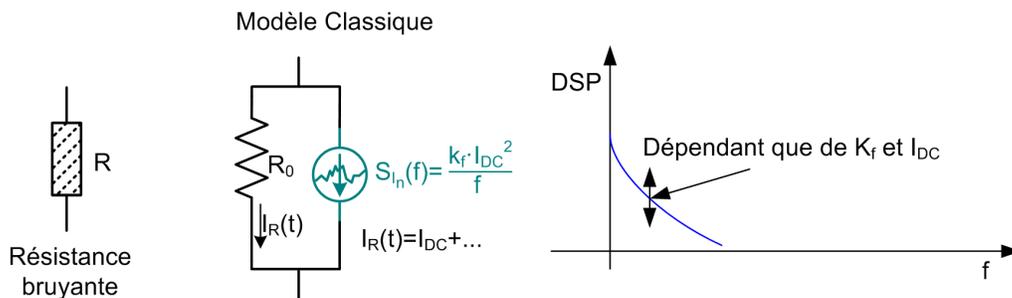


FIG. 3.1 – Modèle classique (stationnaire) du bruit BF d'une résistance.

Pour caractériser le coefficient k_f , on mesure le bruit de la résistance en appliquant une polarisation continue non nulle, le principe étant celui exposé au chapitre 2.

Dans ce chapitre, nous allons considérer l'application d'un signal qui varie dans le temps : il est donc nécessaire de définir le type de "variation" considérée, puisqu'elle va définir le type d'analyse requise.

Ici nous traiterons de l'analyse d'un état établi, qui est celle utilisée pour calculer le bruit de phase d'un oscillateur. Son état transitoire, composé de variables dont la valeur "moyenne" (par cycle) varie dans le temps, allant du point de polarisation de repos à celui de l'état établi fort signal, ne sera pas étudié.

Ainsi, le signal déterministe appliqué au composant linéaire sera, soit un signal invariant dans le temps (continu), soit un signal périodique dont la valeur moyenne (à

chaque cycle) est invariante dans le temps.

Ainsi, dans les deux cas la valeur moyenne du signal est invariante dans le temps. Cela implique que, à k_f et I_{DC} données, la DSP du bruit en courant montrée sur la figure 3.1 n'est fonction que d'une variable : la fréquence.

$$S_{I_n}(f) \Big|_{stationnaire} = \frac{k_f \cdot I_{DC}^2}{f} \quad (3.1)$$

Autrement dit, la statistique du bruit est invariante dans le temps. C'est la raison pour laquelle on appelle ce bruit "stationnaire". De plus, les différentes composantes spectrales du bruit ne sont pas corrélées.

Dans l'hypothèse stationnaire, puisque la DSP du bruit en excès ne dépend que du courant DC traversant le composant, en absence d'un courant DC la résistance ne devrait présenter que son bruit thermique associé. Tel serait le cas, par exemple, si la résistance était polarisée par un courant sinusoïdal de valeur moyenne nulle.

3.3.2 L'expérience de Lorteije et Hoppenbrouwers

En voulant étudier les origines du bruit en $1/f$, et motivés par certains résultats préliminaires sur le bruit des résistances en absence de courant DC, Lorteije et Hoppenbrouwers ont proposé un montage pour l'étude du bruit en $1/f$ des résistances au carbone [9].

L'expérience a consisté à appliquer un signal AC à un pont équilibré de résistances (pont de Wheatstone), de façon à pouvoir supprimer la pompe par un amplificateur différentiel à haute rejection du mode commun et grande impédance d'entrée, et mesurer ainsi le bruit autour de la fréquence de pompe. La figure 3.2 présente un schéma simplifié du montage.

Oublions pour le moment une possible différence de phase entre V_1 et V_2 (qui peut être compensée par la capacité C_1), et posons :

$$V_1 = V_S \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{S1}}{R_{m1}}} \quad (3.2)$$

$$V_2 = V_S \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{S2}}{R_{m2}}} \quad (3.3)$$

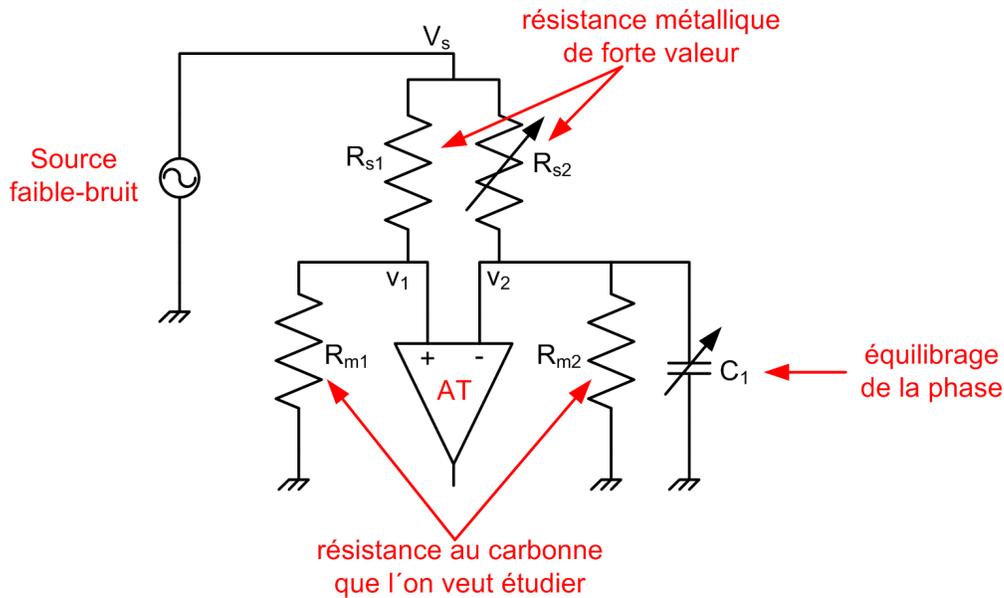


FIG. 3.2 – Montage utilisé par Lorteijs et Hoppenbrouwers.

La condition d'équilibre est réalisée pour :

$$V_1 - V_2 = 0, \text{ pour } \frac{R_{S1}}{R_{m1}} = \frac{R_{S2}}{R_{m2}} \quad (3.4)$$

De plus, le bruit de la résistance R_{m1} n'est pas corrélé à celui de la résistance R_{m2} , et la somme des puissances de bruit individuelles sera maximale si les résistances R_{S1} et R_{S2} sont grandes devant R_{m1} et R_{m2} .

Cela a permis aux auteurs de mesurer le bruit à des fréquences très faibles distantes de la fréquence de pompage. Ils ont pu remarquer une DSP qui décroissait de façon inversement proportionnelle à cette distance, ce qui n'est pas explicable par le modèle stationnaire. Alors, comment expliquer ce bruit autour de la porteuse ?

3.3.3 Le modèle imaginé par Lorteijs et Hoppenbrouwers

Dans le but d'expliquer leur résultats expérimentaux, le modèle empirique imaginé par Lorteijs et Hoppenbrouwers pour représenter une résistance bruyante (en loi en $1/f$) linéaire est composée d'une partie déterministe, notée R_0 , et d'une partie "fluctuante", notée $R_\sigma(t)$, comme le montre la figure 3.3-a.

Le terme R_0 représente la valeur moyenne de la résistance de l'échantillon, et correspond à celle que l'on obtient à l'aide d'un ohmmètre. Le terme $R_\sigma(t)$, variable dans le temps, représente le bruit de l'échantillon, dont la valeur quadratique moyenne

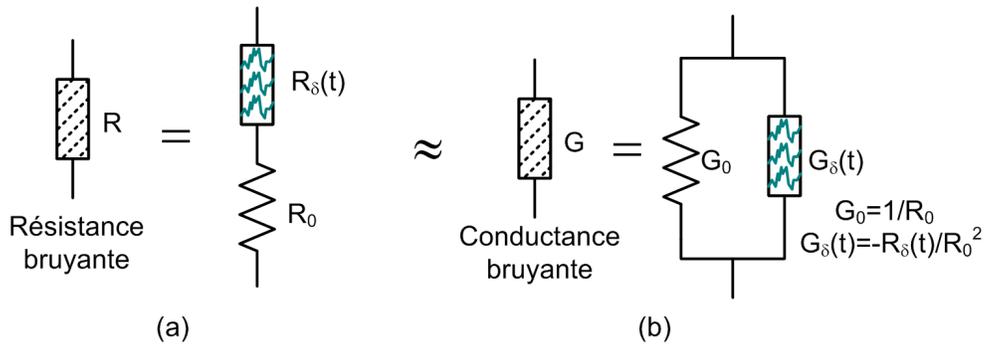


FIG. 3.3 – Modèle imaginé par Lortéje et Hoppenbrouwers.

de R_σ dans une bande de fréquence donnée (désormais adoptée comme étant $1Hz$) n'est caractérisable que par une mesure de bruit.

Le modèle de résistance bruyante de la figure 3.3-a est équivalent, au premier ordre, au modèle de conductance bruyante montré sur la figure 3.3-b. Pour démontrer leur équivalence au premier ordre, il faut noter que la conductance est l'inverse de la résistance :

$$G = \frac{1}{R_0 + R_\sigma(t)} = \frac{R_0 - R_\sigma(t)}{R_0^2 - R_\sigma^2(t)} \quad (3.5)$$

Au premier ordre, on néglige $R_\sigma^2(t)$ devant R_0^2 . Ainsi :

$$G = \frac{1}{R_0} - \frac{R_\sigma(t)}{R_0^2} = G_0 + G_\sigma(t) \quad (3.6)$$

Si l'on s'intéresse à l'analyse du bruit à une fréquence spécifique Ω_n , nous pouvons représenter $R_\sigma(t)$ par une pseudo sinusoïde à la fréquence Ω_n [46] :

$$R_\sigma(t) \Big|_{\omega=\Omega_n} = R_{\Omega_n} \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \Phi_n) \quad (3.7)$$

où Φ_n est une phase aléatoire.

Une DSP avec une loi en $1/f$ est obtenue si l'on impose :

$$S_{R_\sigma}(\Omega_n) = \langle R_\sigma \cdot R_\sigma^* \rangle = \left\langle \frac{R_{\Omega_n} \cdot R_{\Omega_n}^*}{2} \right\rangle = \frac{K_f}{\Omega_n} \quad (3.8)$$

pour laquelle K_f est une constante dépendante de l'échantillon, et correspond à la DSP normalisée à $1A$ et $1Hz$.

3.3.3.1 Prévisions en polarisation continue

Calculons le bruit en tension que l'on obtient en polarisant la résistance bruyante (figure 3.3-a) avec une source de courant continue de valeur I_0 . Le montage est montré sur la figure 3.4-a.

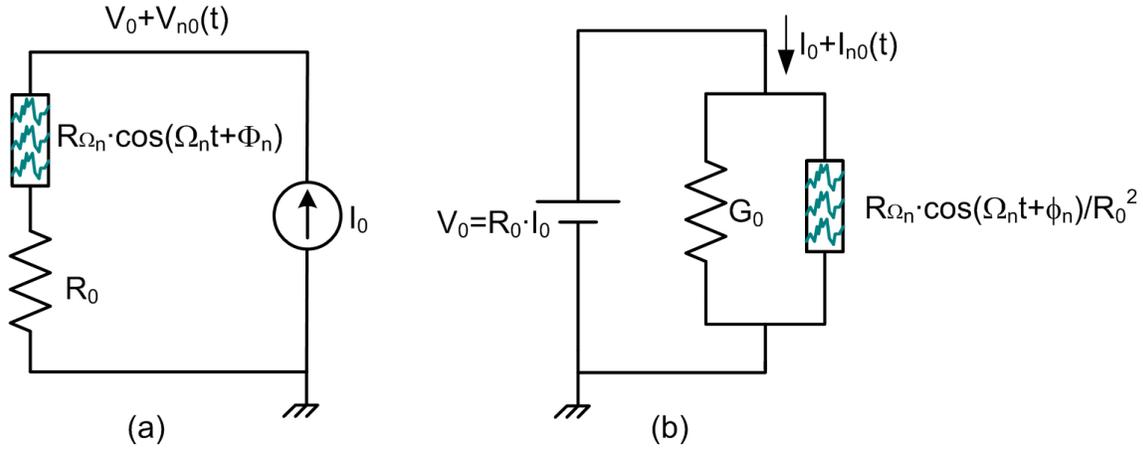


FIG. 3.4 – Résistance bruyante (a) et conductance bruyante (b) polarisées en continue.

La tension aux bornes de la résistance bruyante est composée d'une partie déterministe V_0 et d'une partie fluctuante V_{n0} , donnée par :

$$V_R(t) = I_0 \cdot R_0 + I_0 \cdot R_{\Omega_n} \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \Phi_n) = V_0 + V_{n0}(t) \quad (3.9)$$

Ou retrouve ainsi une fluctuation de tension à la fréquence Ω_n , dont la DSP est donnée par :

$$S_{V_{n0}}(\Omega_n) = \langle V_{n0} \cdot V_{n0}^* \rangle = |I_0|^2 \cdot \left\langle \frac{R_{\Omega_n} \cdot R_{\Omega_n}^*}{2} \right\rangle = |I_0|^2 \cdot S_{R_{\sigma}}(\Omega_n) \quad (3.10)$$

On rappelle que dans le chapitre 2, on divise la DSP du bruit en tension (en V^2/Hz) par le carré de l'impédance du composant, pour aboutir à la DSP du bruit en courant (en A^2/Hz) équivalent à ses accès :

$$S_{I_{n0}}(\Omega_n) = \frac{S_{V_{n0}}(\Omega_n)}{R_0^2} = \frac{|I_0|^2 \cdot S_{R_{\sigma}}(\Omega_n)}{R_0^2} \quad (3.11)$$

Ce résultat correspond d'ailleurs à la valeur obtenue en faisant la résolution du circuit de la figure 3.4-b.

On constate que la DSP du bruit en tension ainsi que du bruit en courant sont toutes les deux proportionnelles au carré du courant (ou tension) déterministe traversant le

composant. De plus, en appliquant $V_0 = R_0 \cdot I_0$ dans les deux dernières équations pour un Ω_n quelconque, il vient :

$$\frac{S_{I_n}(\omega)}{|I_0|^2} = \frac{S_{V_n}(\omega)}{|V_0|^2} = \frac{S_{R_\sigma}(\omega)}{R_0^2} \quad (3.12)$$

sous polarisation continue.

La figure 3.5 illustre la DSP du bruit en tension et du bruit en courant de court-circuit sous polarisation continue.

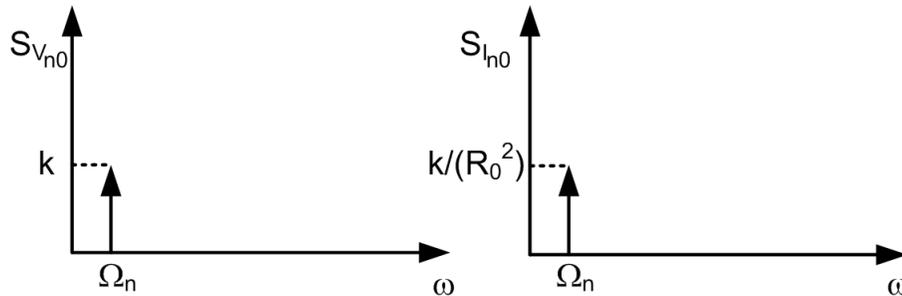


FIG. 3.5 – DSP du bruit en tension (a) et en courant (b) sous polarisation continue. k est une constante arbitraire.

3.3.3.2 Analyse en présence d'un signal sinusoïdal déterministe (polarisation sinusoïdale)

On s'intéresse maintenant au cas où le courant appliqué est sinusoïdal. Le montage est illustré sur la figure 3.6.

Dans ce cas, la tension aux bornes de la résistance est donnée par :

$$V_R(t) = I_1 \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot R_0 + I_1 \cdot R_{\Omega_n} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos((\omega_0 \pm \Omega_n) \cdot t + \Phi_n) = V_1 + V_{n1}(t) \quad (3.13)$$

Ainsi :

$$S_{V_{n1}}(\omega_0 \pm \Omega_n) = \langle V_{n1} \cdot V_{n1}^* \rangle = \frac{1}{4} \cdot |I_1|^2 \cdot \left\langle \frac{R_{\Omega_n} \cdot R_{\Omega_n}^*}{2} \right\rangle = \frac{1}{4} \cdot |I_1|^2 \cdot S_{R_\sigma}(\Omega_n) \quad (3.14)$$

et par conséquent :

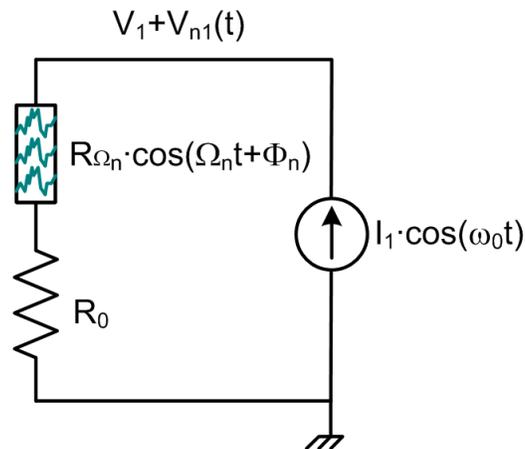
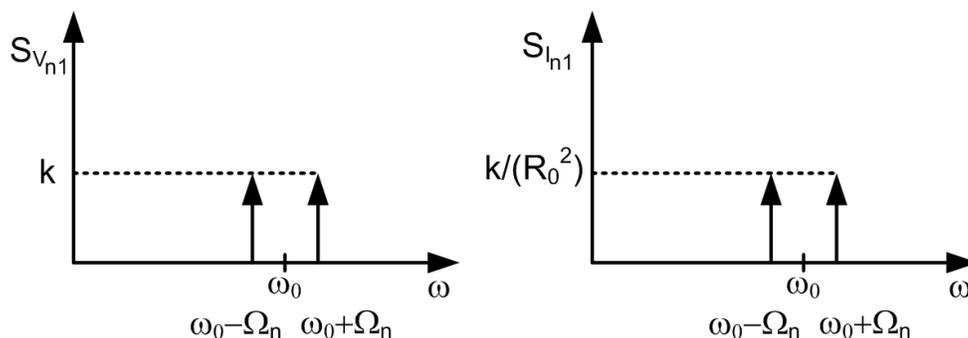


FIG. 3.6 – Résistance bruyante sous polarisation sinusoïdale.

$$S_{I_{n1}}(\omega_0 \pm \Omega_n) = \frac{S_{V_{n1}}(\omega_0 \pm \Omega_n)}{R_0^2} = \frac{1}{4 \cdot R_0^2} \cdot |I_1|^2 \cdot S_{R_\sigma}(\Omega_n) \quad (3.15)$$

La fluctuation de résistance à la fréquence Ω_n provoque une fluctuation de tension aux fréquences $\omega_0 \pm \Omega_n$! Pour la condition $\omega_0 \gg \Omega_n$, cela implique que le bruit “BF” observé sous polarisation continue, est ici observé (“converti”) autour de la porteuse. Notons que la résistance R_0 est fixe : le système est donc linéaire du point de vue déterministe.

Le raisonnement assez répandu que la conversion du bruit BF autour de la porteuse est due exclusivement aux non linéarités du transistor est ici mis en défaut. La figure 3.7 illustre la DSP du bruit en tension et du bruit en courant de court-circuit sous polarisation sinusoïdale.


 FIG. 3.7 – DSP du bruit en tension (a) et en courant (b) sous polarisation sinusoïdale. k est une constante arbitraire.

3.3.3.3 Prévisions en polarisation DC + AC

Finalement, on considère une polarisation mixte, comme le montre la figure 3.8.

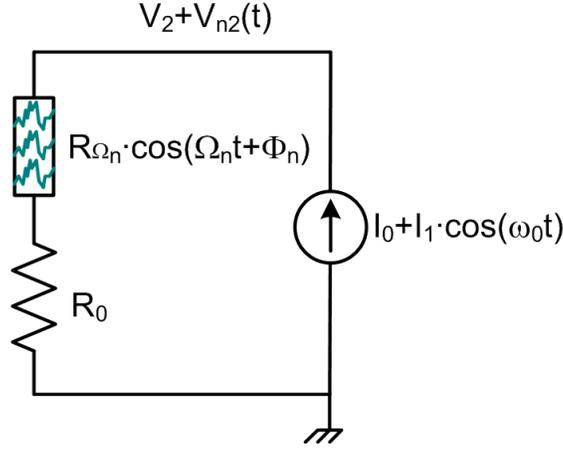


FIG. 3.8 – Résistance bruyante sous polarisation mixte.

La tension aux bornes de la résistance est cette fois-ci donnée par :

$$\begin{aligned} V_R(t) &= (I_0 + I_1 \cdot \cos(\omega_0 t)) \cdot R_0 + I_0 \cdot R_{\Omega_n} \cdot \cos(\Omega_n \cdot t + \Phi_n) + \\ &\quad I_1 \cdot R_{\Omega_n} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos((\omega_0 \pm \Omega_n) \cdot t + \Phi_n) \\ &= V_0 + V_1 + V_{n0}(t) + V_{n1}(t) \end{aligned} \quad (3.16)$$

On aboutit ainsi à :

$$S_{V_{n0}}(\Omega_n) = |I_0|^2 \cdot S_{R_\sigma}(\Omega_n) \quad (3.17)$$

$$S_{I_{n0}}(\Omega_n) = \frac{S_{V_{n0}}(\Omega_n)}{R_0^2} \quad (3.18)$$

$$S_{V_{n1}}(\omega_0 \pm \Omega_n) = \frac{1}{4} \cdot |I_1|^2 \cdot S_{R_\sigma}(\Omega_n) \quad (3.19)$$

$$S_{I_{n1}}(\omega_0 \pm \Omega_n) = \frac{S_{V_{n1}}(\omega_0 \pm \Omega_n)}{R_0^2} \quad (3.20)$$

En examinant l'équation 3.16, la condition $I_1 = 2I_0$ implique que la valeur de la DSP du bruit en tension (courant) aux fréquences $\omega_0 \pm \Omega_n$ est la même qu'à la fréquence Ω_n .

De plus, puisque ces termes proviennent de la même origine, ils sont totalement corrélés. Cette corrélation joue un rôle très important dans l'analyse du bruit des

composants actifs, comme on le verra prochainement.

La figure 3.9 illustre la DSP du bruit en tension et du bruit en courant de court-circuit, pour la condition $I_1 = 2I_0$.

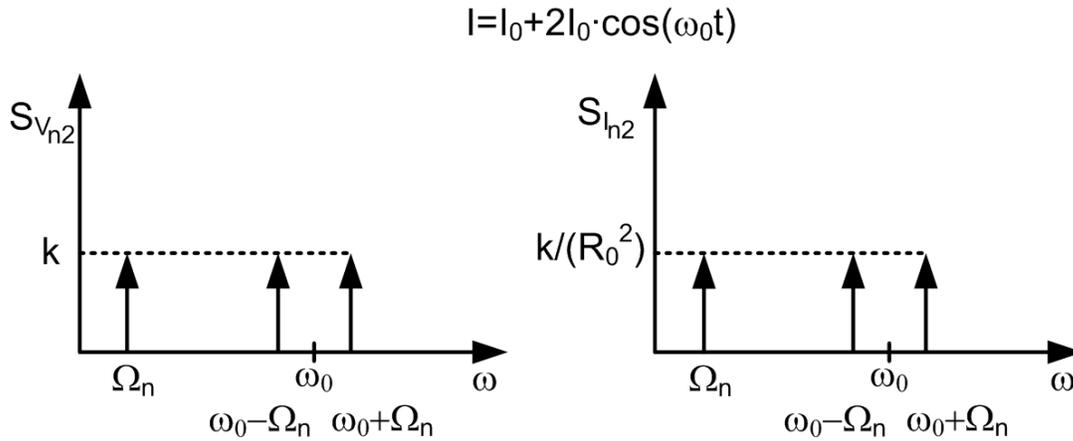


FIG. 3.9 – DSP du bruit en tension (a) et en courant (b) sous polarisation mixte. k est une constante arbitraire.

3.3.3.4 L'origine physique des fluctuations de résistance (conductance)

Dans le contexte de l'origine physique du bruit $1/f$ des résistances au carbone, tel que mesuré expérimentalement (cyclostationnaire), Van Der Ziel propose l'équation suivante pour définir la résistance d'un tronçon de conducteur de longueur L [46] :

$$R = \frac{L^2}{q \cdot \mu \cdot N} \quad (3.21)$$

pour laquelle N représente la quantité de porteurs de charge et μ leur mobilité.

Si l'on tient compte de la seule fluctuation des ces 2 paramètres dans l'équation 3.21, il vient, pour une fluctuation du nombre de porteurs :

$$\frac{\delta R}{\langle R \rangle} = \frac{-\delta N}{\langle N \rangle} \Rightarrow \frac{\langle \delta R^2 \rangle}{\langle R \rangle^2} = \frac{\langle \delta N^2 \rangle}{\langle N \rangle^2} \quad (3.22)$$

Pour une fluctuation de la mobilité :

$$\frac{\delta R}{\langle R \rangle} = \frac{-\delta \mu}{\langle \mu \rangle} \Rightarrow \frac{\langle \delta R^2 \rangle}{\langle R \rangle^2} = \frac{\langle \delta \mu^2 \rangle}{\langle \mu \rangle^2} \quad (3.23)$$

Nous voyons ainsi que ces deux possibilités entraînent une variation de la résistance du tronçon, cohérente avec le modèle empirique imaginé par Lortéje et Hoppenbrouwers.

Une fluctuation de résistance peut donc être le résultat d'une fluctuation en loi en $1/f$ du nombre de porteurs ou de leur mobilité. En inversant l'équation 3.21, on obtient l'impact d'une fluctuation de N ou μ sur la conductance du tronçon.

3.3.3.5 Représentation du bruit $1/f$ dû aux fluctuations de conductance

Les figures 3.7 et 3.9 représentent le comportement d'un bruit cyclostationnaire : celui dont les propriétés statistiques varient dans le temps. La fonction d'auto-corrélation ainsi que la DSP d'un tel processus sont toutes les deux des fonctions périodiques à deux variables [73]. À la différence du modèle de la figure 3.1, la DSP du bruit en courant de la résistance s'écrit :

$$S_{I_n}(f, t) \Big|_{\text{cyclostationnaire}} = \frac{k_f \cdot I_R^2(t)}{f} \quad (3.24)$$

Dans le cas d'une conductance/résistance, un tel processus nécessite une représentation telle que celle illustrée sur la figure 3.10.

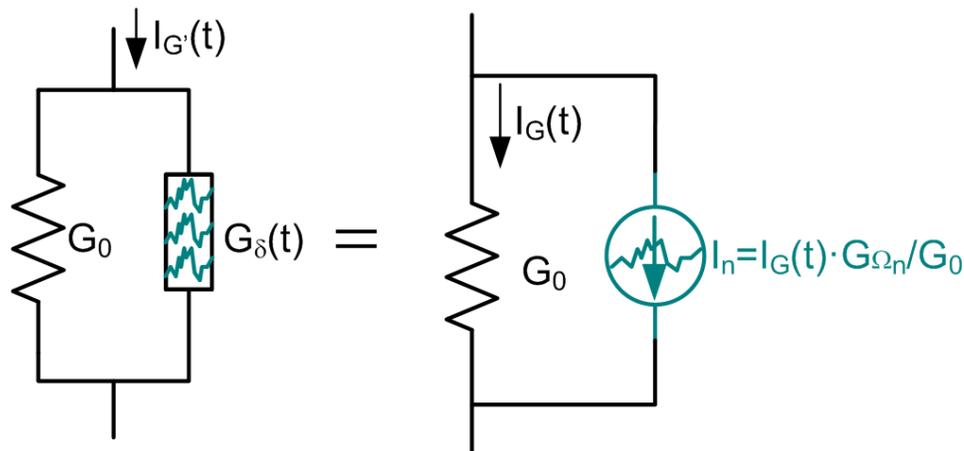


FIG. 3.10 – Représentation d'une conductance dont le bruit est cyclostationnaire.

Une source de courant de bruit est ajoutée en parallèle sur la conductance, dont la valeur en A/\sqrt{Hz} est proportionnelle au courant traversant la partie déterministe de la conductance. Pour illustrer ce concept dans un simulateur commercial, la figure 3.11 présente une possible implantation d'une conductance bruyante sur le logiciel ADS. Nous utiliserons ce modèle pour reproduire les données expérimentales. Une implantation similaire a été proposée par Margraf et Boeck [74].

Le modèle de fluctuations de résistance permet de prévoir un certain nombre de comportements intéressants, notamment il permet de calibrer les résultats d'un banc de

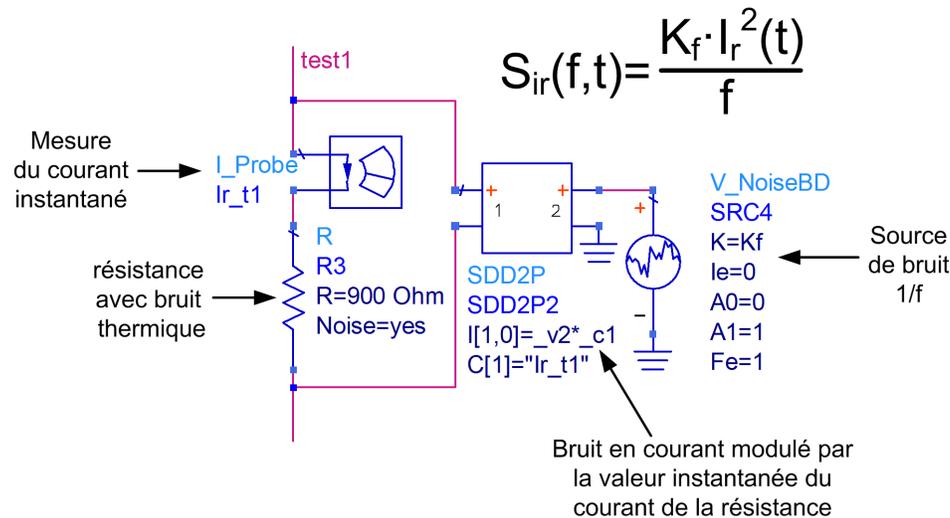


FIG. 3.11 – Implantation de la conductance bruyante sur logiciel ADS.

mesure du bruit en pompage.

Les comportements à retenir sont les suivants :

- Absence de bruit autour de $\omega = 0$: dans le cas d'une polarisation sinusoïdale dont la valeur du courant moyen est nulle,
- Valeur du bruit autour de $\omega = 0$: indépendant de l'amplitude de la pompe,
- Valeur du bruit autour de $\omega = \omega_0$: indépendant de la valeur du courant moyen,
- Valeur du bruit à $\omega_0 \pm \Omega_n$: égal à celle à Ω_n pour la condition $I_1 = 2I_0$.

Le deuxième item ci-dessus a une conséquence importante pour la condition $\omega_0 \gg \Omega_n$: si l'on observe le bruit autour de $\omega = 0$ en maintenant I_0 constant et en faisant varier I_1 , il est impossible de distinguer ce modèle d'un modèle stationnaire classique, dont le bruit ne dépend que de la valeur moyenne du courant. Ceci est illustré sur la figure 3.12.

3.4 Résultats expérimentaux sur le bruit BF des résistances au carbone

Pour les raisons qui seront détaillées au chapitre 4, nous avons retenu un montage basé sur les travaux de Lortéje et Hoppenbrouwers [9] pour étudier le bruit BF des composants bipolaires en régime fort signal. Nous allons ainsi appliquer un signal à haute

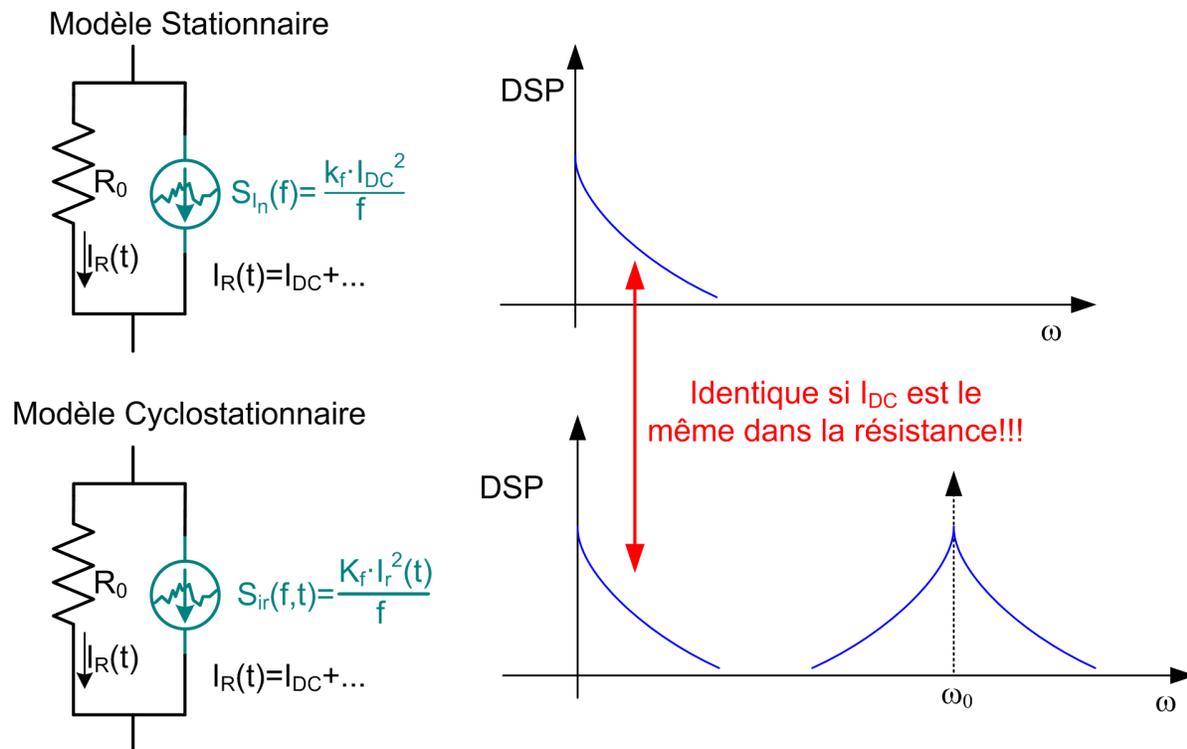


FIG. 3.12 – À I_{DC} identique, le bruit autour de $\omega = 0$ d'un modèle cyclostationnaire est indissociable de celui d'un modèle stationnaire.

pureté spectrale à un pont équilibré, et mesurer les fluctuations de tension entre chaque branche du pont.

A fin de vérifier les potentialités d'un tel montage, nous l'avons essayé d'abord pour mesurer le bruit BF des résistances linéaires au carbone.

3.4.1 Instrumentation utilisée pour la mesure du bruit BF des résistances au carbone

En termes d'instrumentation, nous avons utilisé la source interne de l'analyseur de signal HP89410, et l'amplificateur différentiel SA-421F5, comme le montre la figure 3.13.

Il est à noter que la source interne de l'analyseur HP89410A a un bruit BF non négligeable. Par contre, comme nous travaillons avec un pont équilibré, le bruit induit par la source est présent dans les deux branches, et est donc supprimé par l'amplificateur différentiel (de la même façon que la pompe).

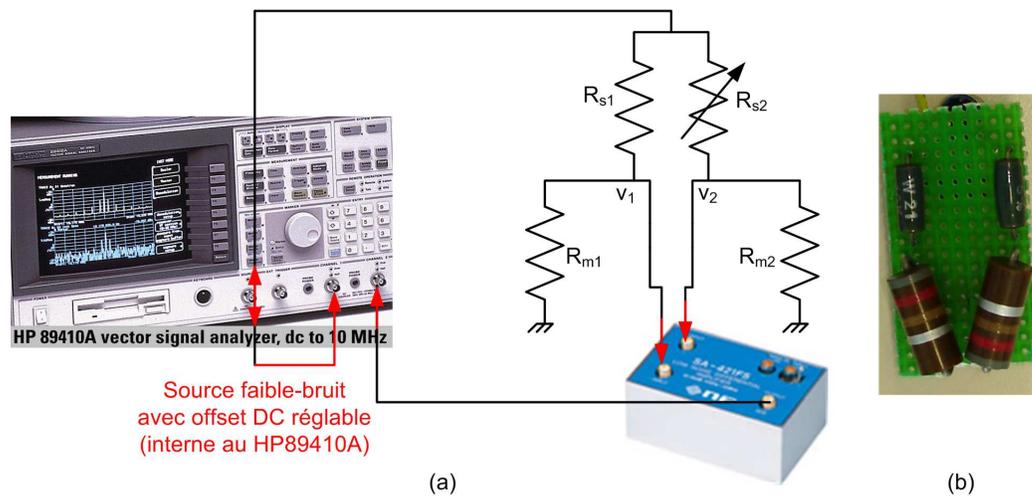


FIG. 3.13 – Instrumentation utilisée pour mesurer le bruit BF en pompage(a). En (b), pont de résistances contenant les résistances métalliques de forte valeur (en haut) et les résistances au carbone (en bas) que l’on veut étudier.

3.4.2 Terminologie pour l’analyse des résultats expérimentaux

Puisque nous allons analyser le bruit à la fois autour du DC ($f = 0$) et autour de la fréquence du signal de pompe ($f = f_p$), il est nécessaire de définir une terminologie pour ces différentes composantes du bruit, afin de pouvoir mieux expliquer les données expérimentales qui suivront.

Dans la suite de ce travail, nous allons adopter la terminologie montrée sur la figure 3.14. Le bruit dit “Bruit BF” est celui observé autour du DC, celui dit “Bruit Δ ” correspond à la bande latérale inférieure autour de f_p , et finalement celui dit “Bruit Σ ” correspond à la bande latérale supérieure autour de f_p .

Pour mieux visualiser les résultats, ces deux dernières composantes ne seront pas présentées en fonction de la fréquence de mesure. À la place, elles seront présentées en fonction de l’écart à la porteuse : le Bruit BF sera tracé en fonction de f , le Bruit Δ sera tracé en fonction de $f_{off\Delta}$, et le Bruit Σ sera tracé en fonction de $f_{off\Sigma}$, comme le montre la figure 3.14.

3.4.3 Conditions explorées expérimentalement

Pour la partie expérimentale, deux types de ponts sont utilisés : le premier est composé de 4 résistances métalliques, qui ne doivent pas produire de bruit en $1/f$ ou en $1/\Delta f$. Le but est de démontrer que le plancher de bruit de mesure est bien au-dessous du bruit thermique de la résistance équivalente. Le montage est illustré sur la figure 3.15-a.

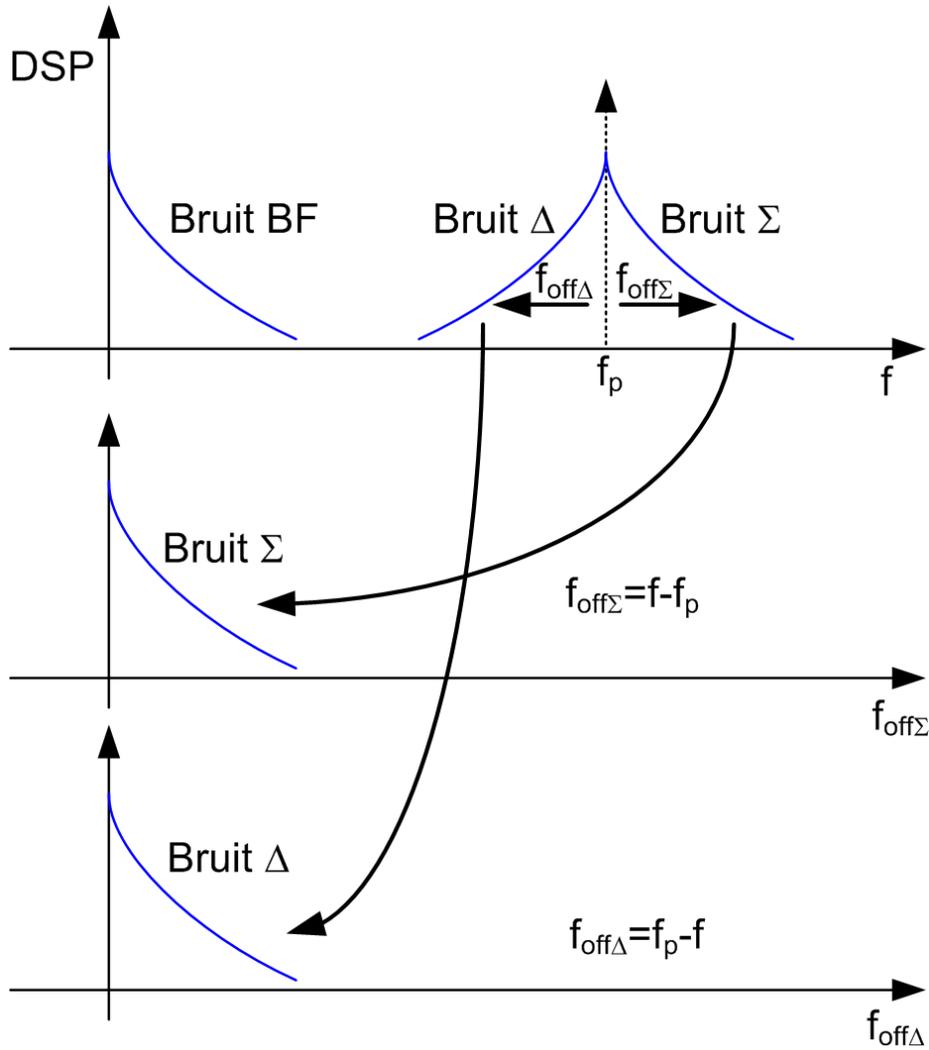


FIG. 3.14 – Terminologie des différentes composantes du bruit BF cyclostationnaire.

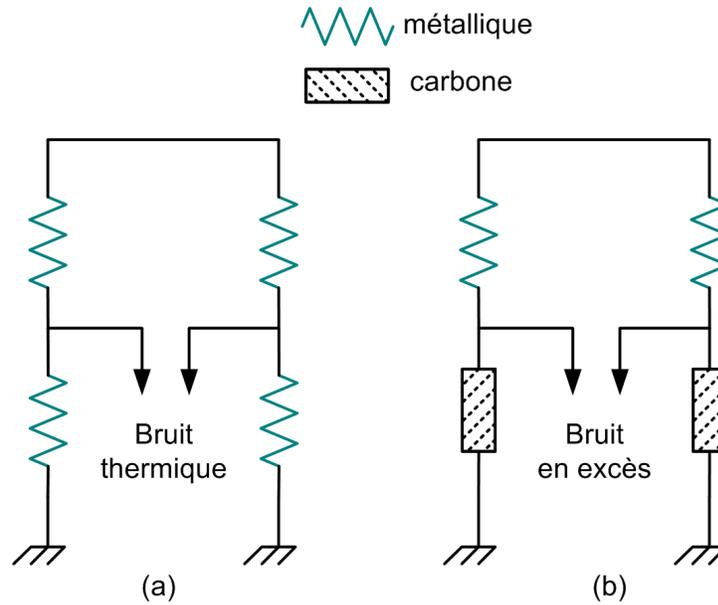


FIG. 3.15 – Types de ponts essayés.

Dans le deuxième type de pont, les résistances métalliques inférieures de la figure 3.15-a sont remplacées par des résistances au carbone, dont on veut étudier le bruit en excès. Le montage est illustré sur la figure 3.15-b

Nous avons aussi essayé deux rapports entre les résistances supérieures et inférieures : 2 :1 et 10 :1. Un rapport très élevé exige une valeur de source de tension (DC et/ou AC) très importante, pour que l'on obtienne le courant nécessaire à la caractérisation du bruit BF. Comme on le verra, les résultats obtenus à partir de ces deux rapports sont équivalents.

En termes de fréquence de pompage, nous avons employé deux valeurs, qui diffèrent d'une décade : $10kHz$ et $100kHz$. Expérimentalement, l'annulation de la pompe à $10kHz$ est plus efficace que celle à $100kHz$: non seulement la différence de longueur physique de chaque branche a un impact moins important, mais de plus la réjection de mode commun des amplificateurs différentiels est généralement proportionnelle à l'inverse de la fréquence du signal. L'annulation à $100kHz$ reste, néanmoins, tout à fait exploitable.

Dans le modèle de fluctuations de résistance, la valeur des DSP de bruit à $f_p \pm f_n$ sont égales à celle à f_n pour la condition $I_1 = 2I_0$. Nous allons vérifier ce fait pour plusieurs valeurs de I_0 .

3.4.4 Résultats obtenus expérimentalement

Dans les prochaines figures qui montrent les données expérimentales, le signal appliqué est mesuré et décrit au niveau de l'entrée du pont, et non au niveau de la programmation de la source interne de l'appareil HP89410A. De ce fait, on sait précisément le signal appliqué aux résistances au carbone, sans se préoccuper de l'impédance interne de l'appareil (supposée 50Ω). V_{DC} représente la valeur de tension de polarisation DC au niveau de l'entrée du pont, tandis que le signal de pompe au niveau de l'entrée du pont s'écrit $V_{ac}(t) = V_{AC} \cdot \cos(2\pi \cdot f_p \cdot t)$.

Les figures 3.16 et 3.17 présentent les résultats obtenus à partir du pont composé de 4 résistances métalliques, pour chaque valeur de la fréquence de la pompe. Comme on peut le constater, le bruit thermique (en V^2/Hz) de la résistance équivalente du montage est retrouvé ($1.33k\Omega$, donnant $2.2 \cdot 10^{-17}V^2/Hz$).

En dessous de $100Hz$, le bruit BF de l'amplificateur augmente considérablement, et rend difficile l'extraction du bruit thermique de la résistance équivalente du montage. Cela explique la dispersion dans la courbe du bruit BF en dessous de $100Hz$.

Par contre, autour de la fréquence de la pompe le bruit de l'amplificateur étant très bas, le montage rend possible la mesure du bruit théorique à une distance très faible de la porteuse, raison pour laquelle Lortéje et Hoppenbrouwers mentionnent qu'il serait plus fiable d'extraire le bruit BF en mesurant son effet autour de la porteuse [9].

Les figures 3.18 et 3.19 présentent une comparaison entre le Bruit BF, le Bruit Δ et le Bruit Σ , dans la condition où ils devraient correspondre ($I_1 = 2I_0$), et pour deux rapports entre les valeurs des résistances. Dans ce cas, la fréquence de pompage est de $10kHz$.

Comme on peut le constater, un très bon accord est obtenu pour les deux rapports essayés. Dans les 4 figures suivantes, la fréquence de pompage est de $100kHz$. La figure 3.20 présente les résultats obtenus avec le même rapport que celui des résistances de la figure 3.18.

La figure 3.21 démontre l'indépendance du bruit autour de la porteuse (Bruit Δ et Bruit Σ) à la tension (ou courant) DC traversant le composant, si l'on maintient fixe la tension (ou courant) à f_p .

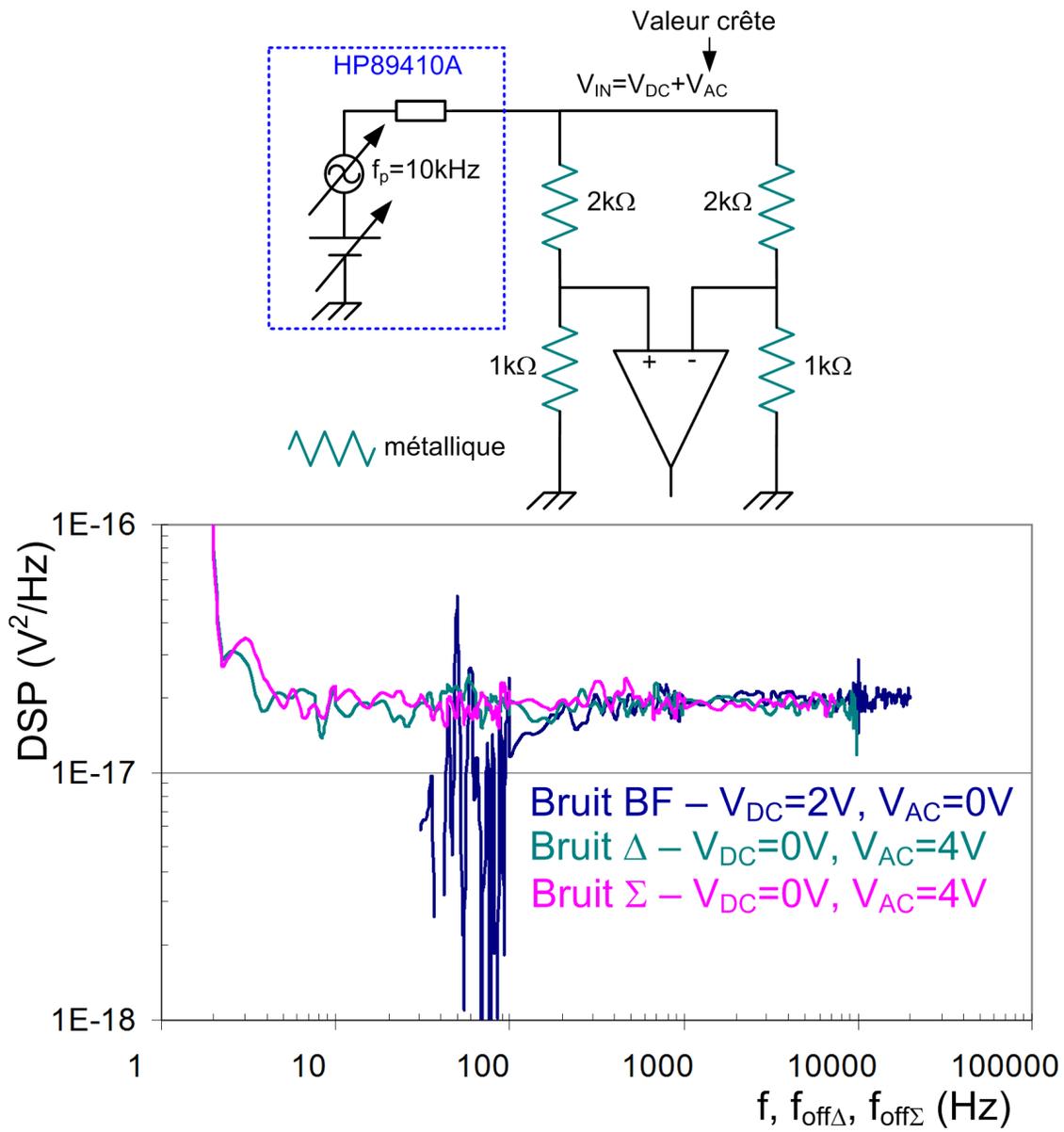


FIG. 3.16 – Résultats pour le pont métallique, avec $f_p = 10kHz$.

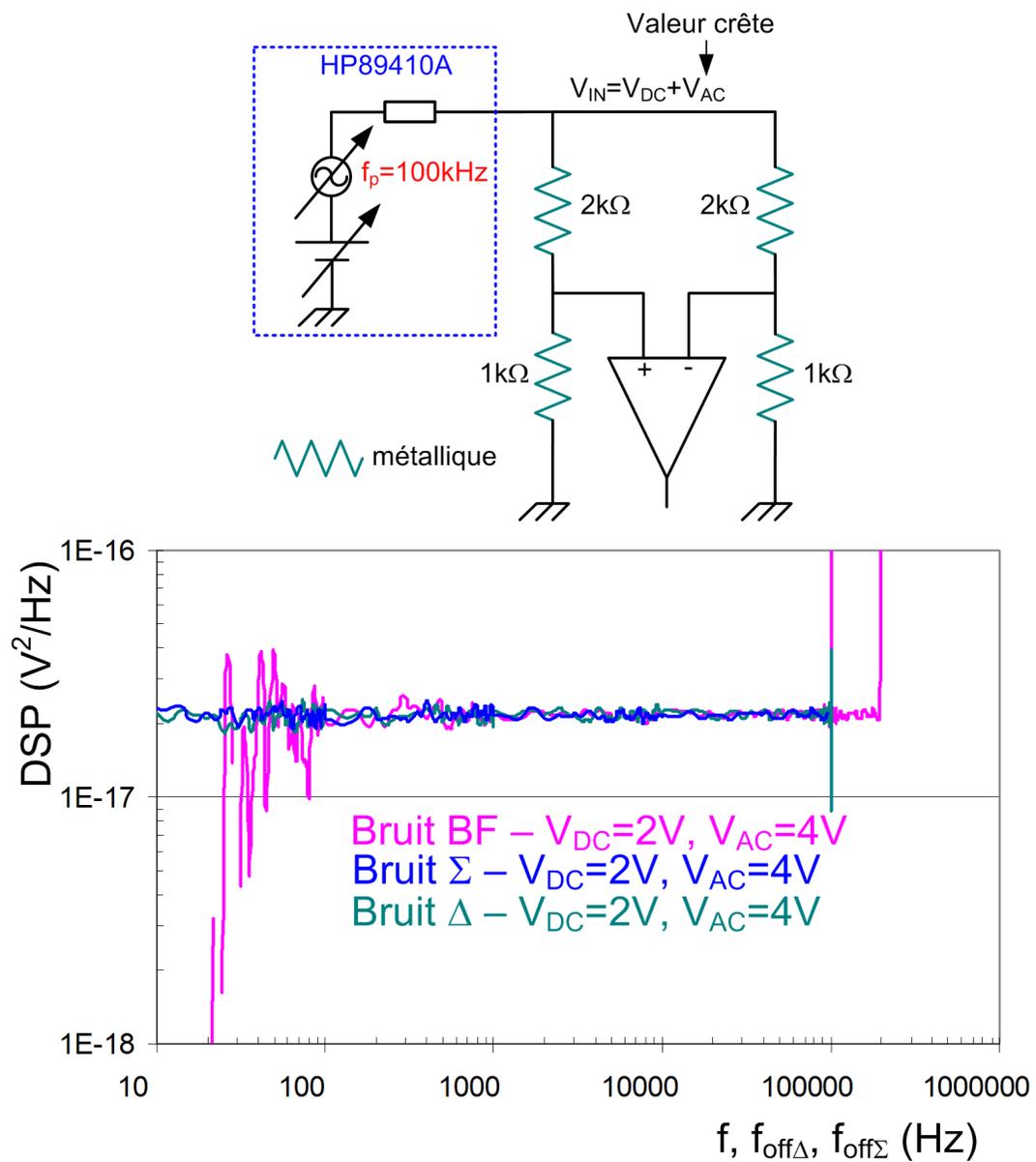


FIG. 3.17 – Résultats pour le pont métallique, avec $f_p = 100kHz$.

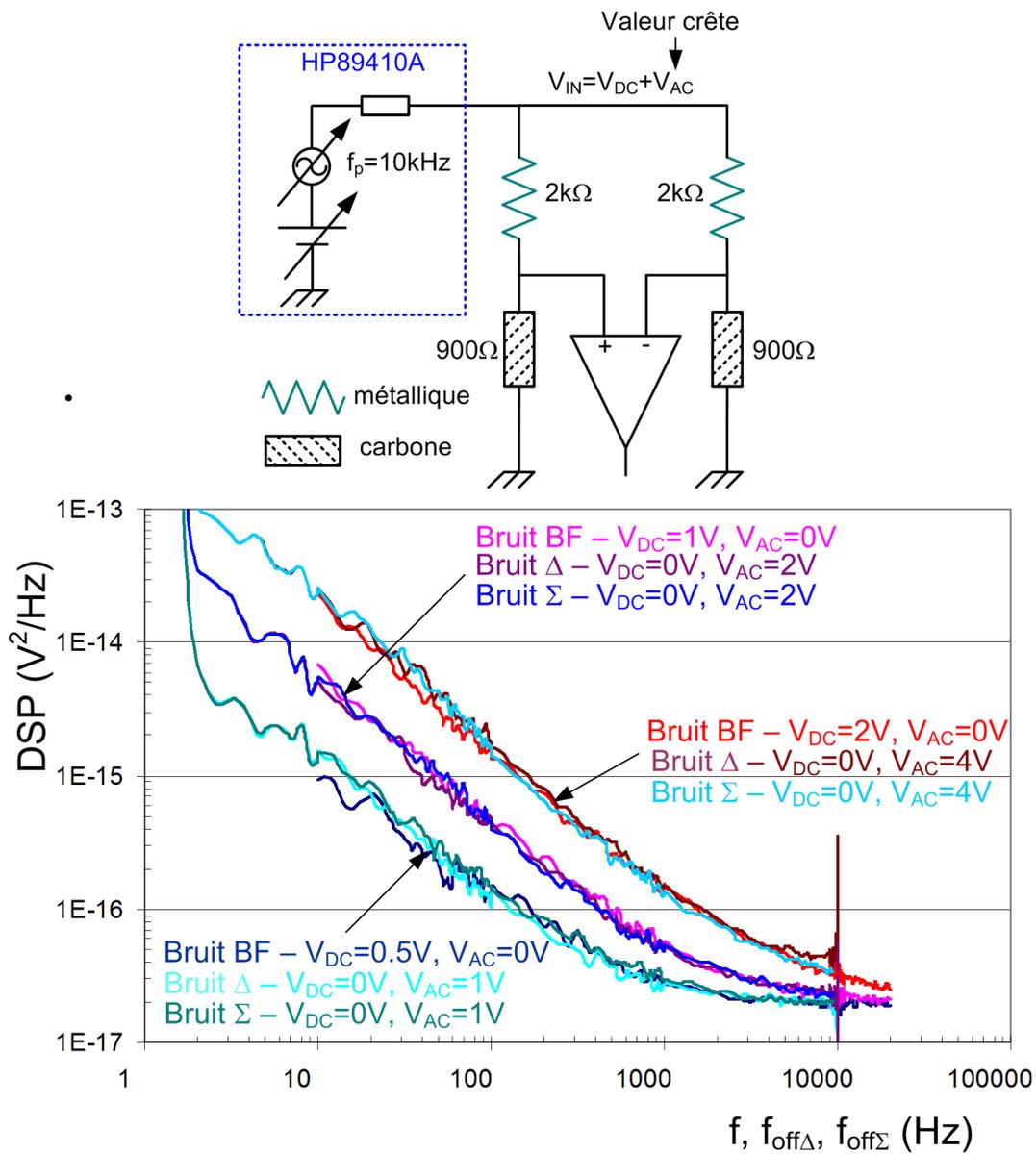


FIG. 3.18 – Résultats avec les résistances au carbone, pour $R_S = 2k\Omega$.

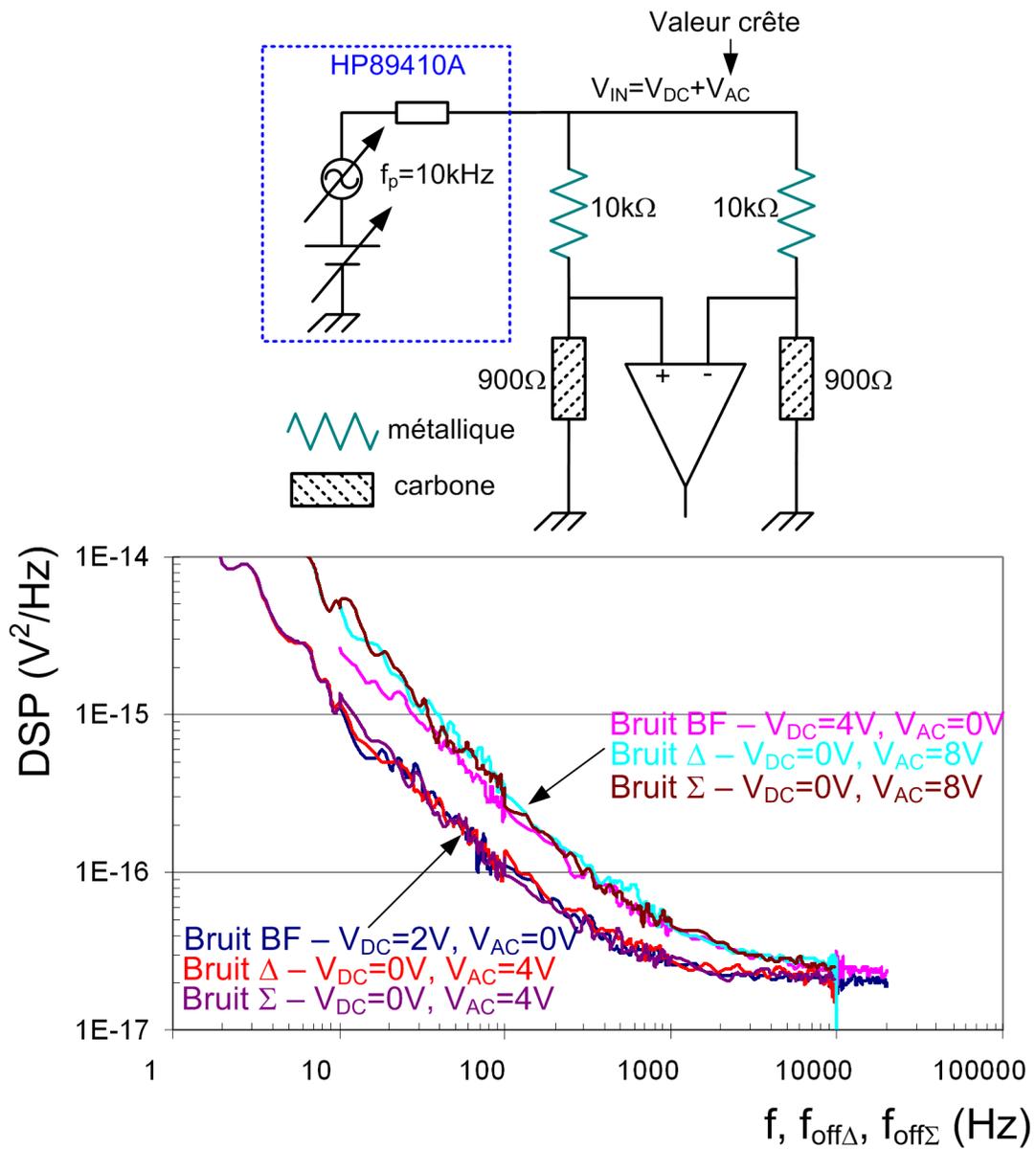


FIG. 3.19 – Résultats avec les résistances au carbone, pour $R_S = 10\text{k}\Omega$.

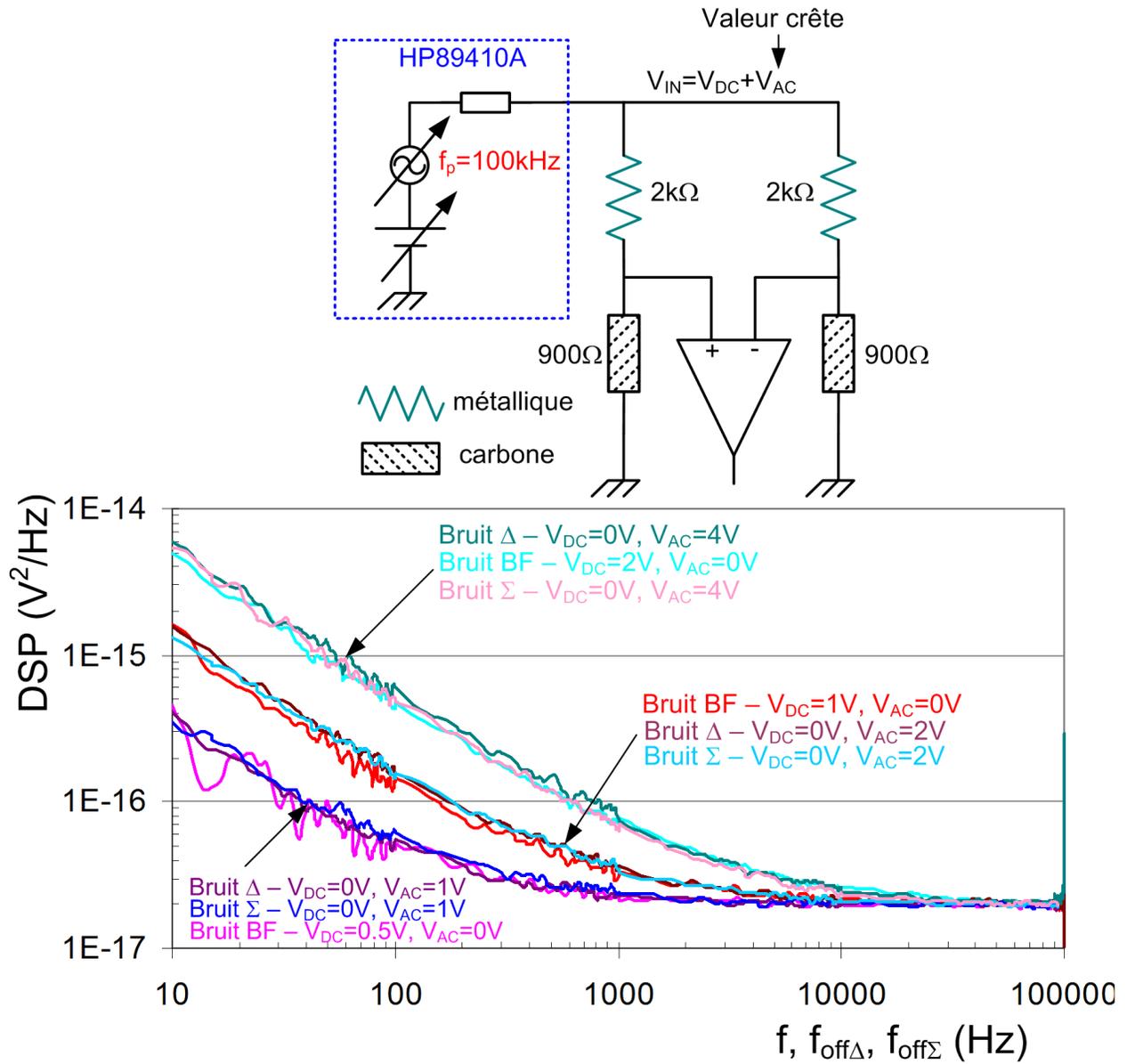


FIG. 3.20 – Résultats pour $R_S = 2k\Omega$ et $f_p = 100kHz$.

Pour $\hat{V}_{ac} = 4V$, les DSP de bruit Δ et Σ se superposent quelque soit V_{DC} , et sont superposées à la DSP du bruit BF pour $V_{DC} = 2V$.

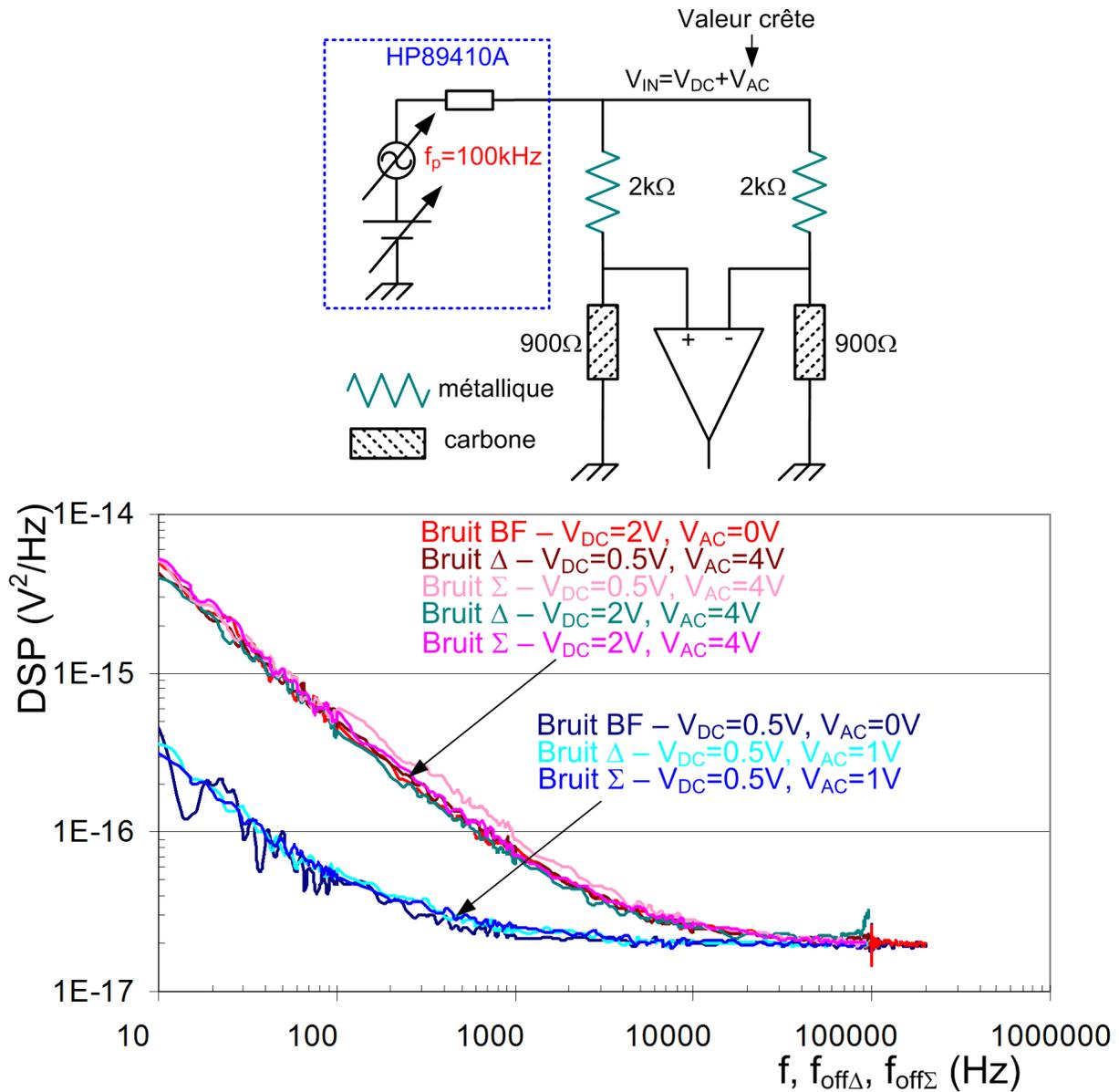


FIG. 3.21 – Indépendance du bruit autour de la porteuse en fonction de la tension DC.

La figure 3.22 démontre l'indépendance du bruit BF en fonction de la tension à f_p , pour trois valeurs de tension DC.

Finalement, la figure 3.23 montre le bruit BF autour du DC mesuré en absence de tension DC. Le modèle de fluctuations de résistance ne prévoit pas de bruit en excès dans ce cas, ce qui n'est pas le cas pour $\hat{V}_{ac} = 4V$.

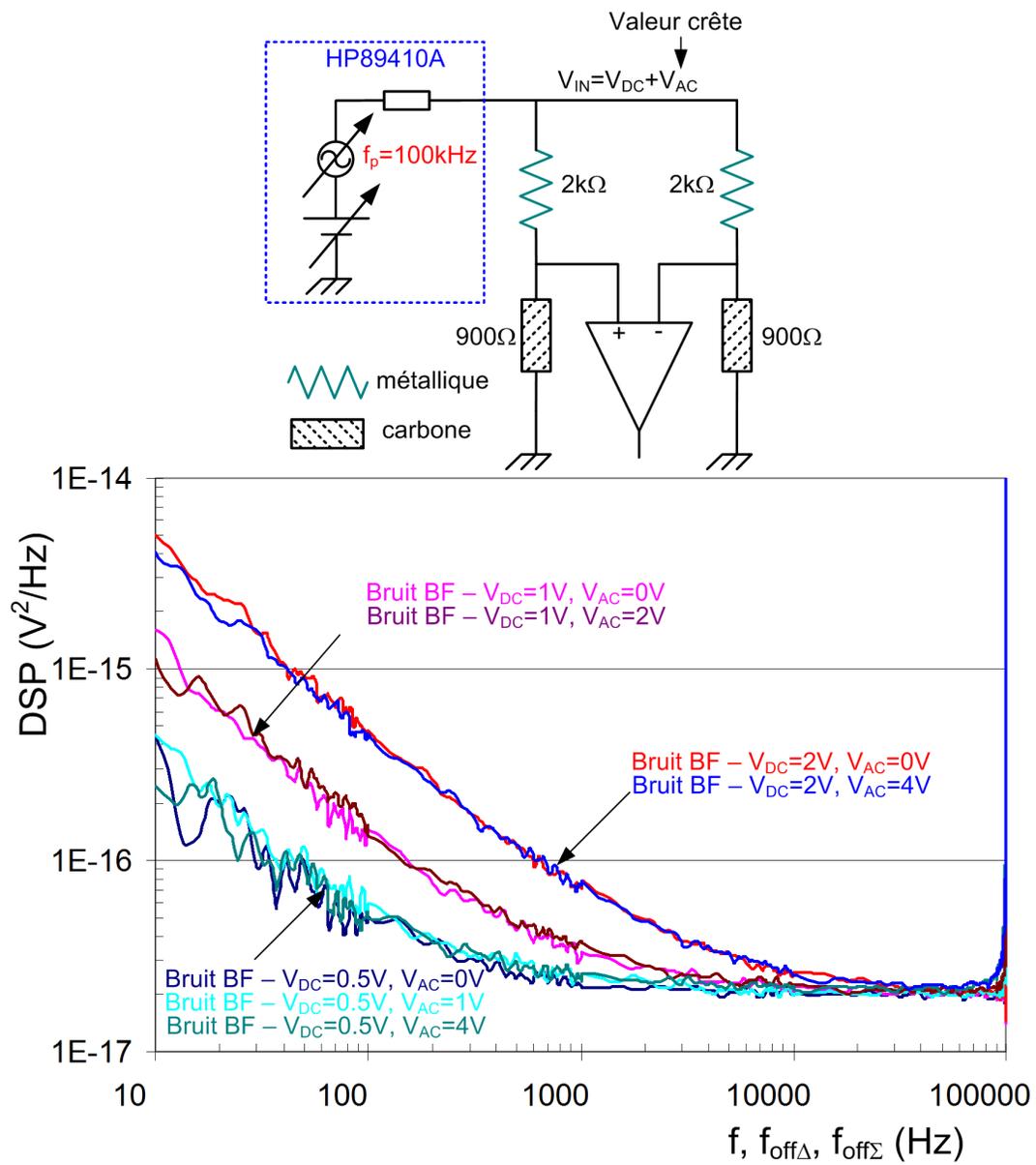


FIG. 3.22 – Indépendance du bruit BF par rapport au signal à f_p

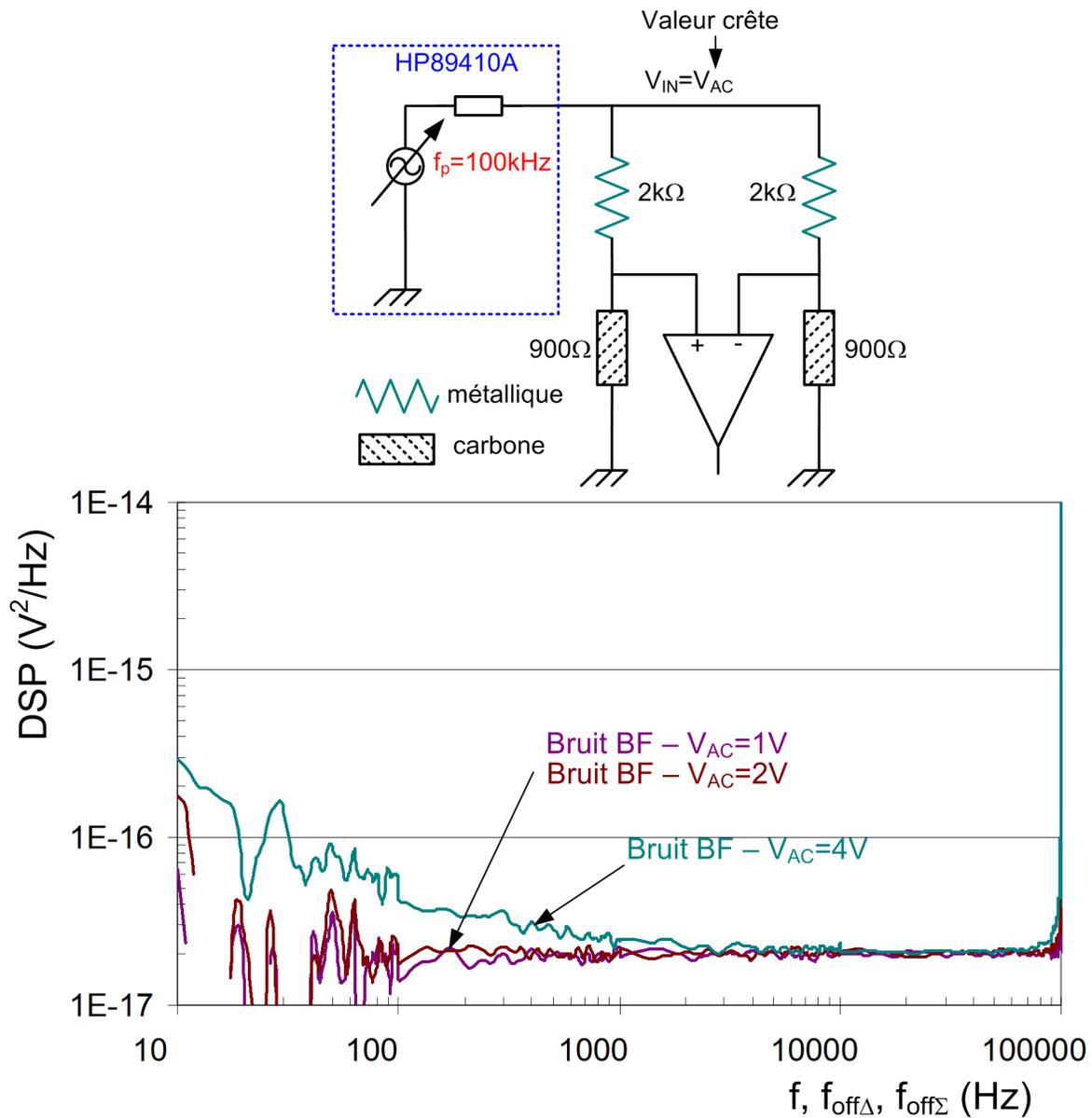


FIG. 3.23 – Bruit BF mesuré en absence de signal DC

Comme indiquée dans une section précédente, cette génération du bruit BF des résistances autour du DC en absence d'un signal DC a été reporté par plusieurs auteurs, et serait due à une non-homogénéité au niveau microscopique.

3.4.5 Résultats de simulation

La partie expérimentale ayant donné des résultats très satisfaisants, nous avons ensuite voulu vérifier la capacité du modèle de la figure 3.11 à reproduire les données

expérimentales.

La figure 3.24 illustre la configuration de simulation sous le logiciel ADS, qui a comme but de reproduire le montage expérimental. On retrouve dans le schéma, le modèle de la résistance bruyante donnée dans la figure 3.11. Toutes les résistances ont du bruit thermique associé.

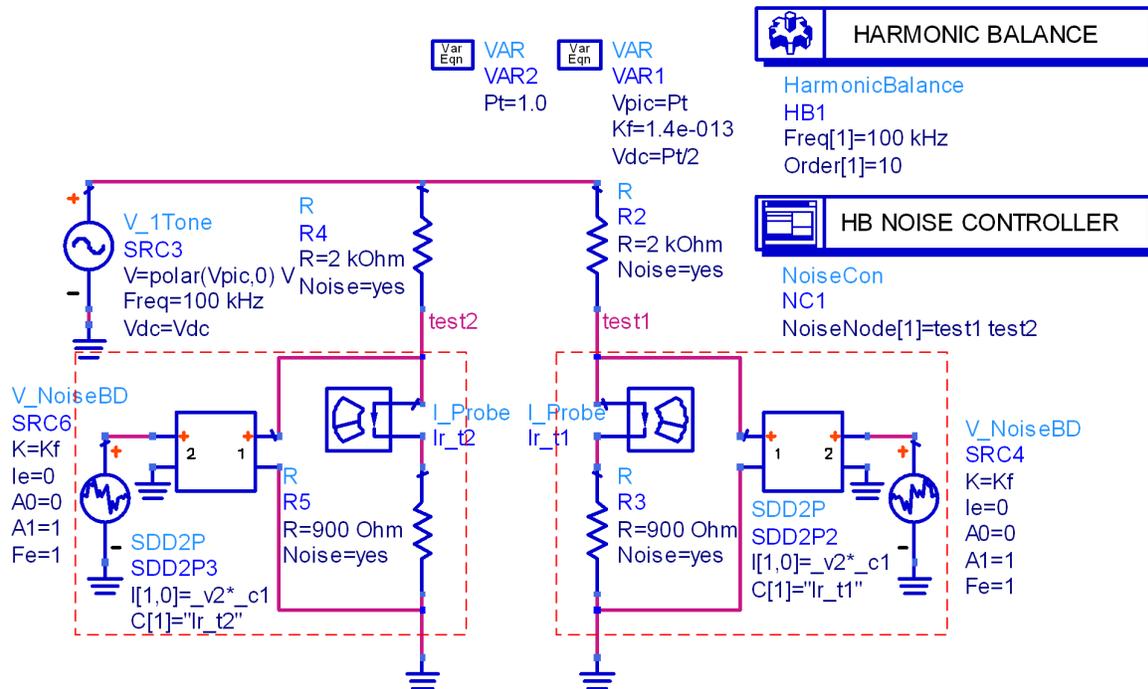


FIG. 3.24 – Simulation du montage expérimental sous le logiciel ADS.

Les figures 3.25, 3.26 et 3.27 illustrent la comparaison entre les résultats de simulation et la mesure, pour une polarisation exclusivement DC, exclusivement AC ou avec les deux types de signal (DC et AC). Comme on peut le constater, un très bon accord est obtenu.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu constater qu'un modèle de bruit BF stationnaire ne permet pas de reproduire les données expérimentales des résistances au carbone en polarisation AC ou DC+AC.

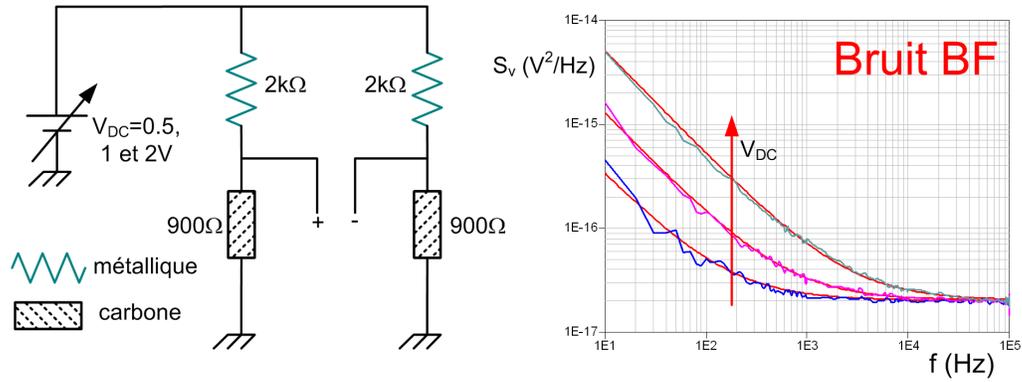


FIG. 3.25 – Comparaison mesure-modèle en polarisation DC.

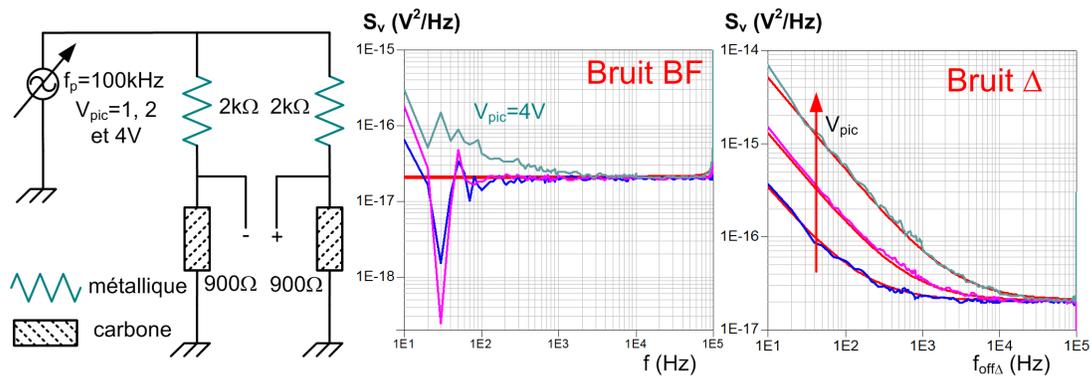


FIG. 3.26 – Comparaison mesure-modèle en polarisation AC.

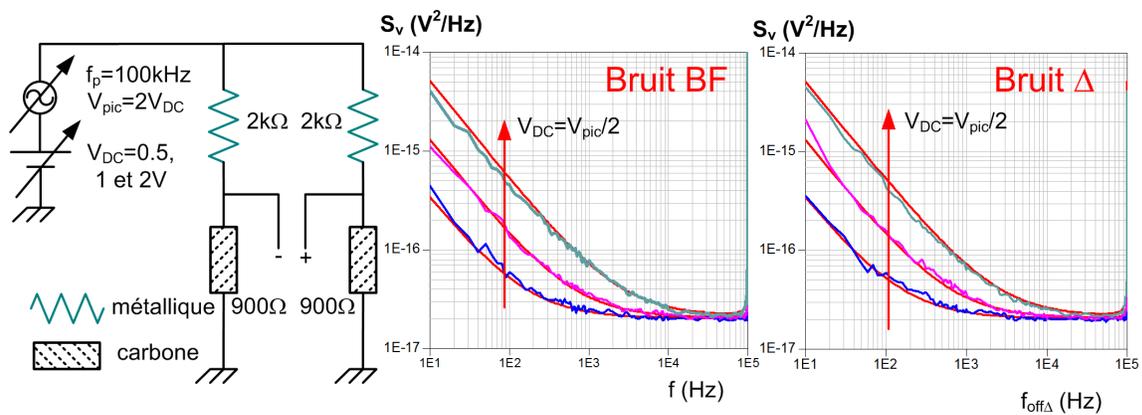


FIG. 3.27 – Comparaison mesure-modèle avec les signaux DC et AC.

Les divers montages essayés ont confirmé les prévisions du modèle de fluctuations de résistance (conductance), qui nécessite une modélisation cyclostationnaire du bruit BF.

Cela a permis de démontrer les performances de notre instrumentation, pour un courant maximum (dynamique) essayé de $2mA$.

Finalement, il est primordial de remarquer que toute résistance linéaire possédant des sources de bruit BF se comporte comme un élément linéaire indépendant du temps (LTI) pour sa partie déterministe, associé à un élément linéaire variant en fonction du temps (LTV) pour sa partie de bruit BF aléatoire : nous avons affaire à un phénomène paramétrique linéaire.

Au vu des résultats obtenus, il nous semble approprié de dire que les résistances d'accès des transistors, étant formées par des couches semi-conductrices, doivent elles aussi présenter une fluctuation de conductance.

Une variation de loi quadratique a d'ailleurs été observée par Pascal et al [49], et par Maneux et al [75], dans le cadre d'une étude portant sur le bruit BF des couches d'épitaxie.

Étant donné leur impact (notamment la résistance de base) sur le bruit BF aux accès du transistor (notamment en sortie), il serait ainsi intéressant de pouvoir mesurer directement de tels motifs de test par la méthode proposée ici, ce qui peut constituer une perspective du présent travail.

Chapitre 4 :

**Le Bruit BF des Diodes et
Transistors Bipolaires Fonctionnant
en Présence d'un Fort Signal**

4.1 Introduction

Les propriétés du bruit BF des dispositifs semi-conducteurs en régime fort signal ont fait l'objet d'un intérêt croissant dans la dernière décennie. En raison de la demande toujours croissante d'améliorer les performances des circuits tels que les oscillateurs et les mélangeurs, les concepteurs de modèles compacts sont obligés d'avoir une connaissance plus profonde des mécanismes responsables du bruit BF des composants.

Dans ce contexte, la question la plus discutée a probablement été : en régime fort signal, les propriétés statistiques du bruit BF sont-elles dépendantes de la valeur instantanée du courant traversant le semi-conducteur (cyclostationnaire), ou seulement de la valeur moyenne du courant (stationnaire)? La réponse à cette question est abordée dans ce chapitre, du point de vue expérimental et théorique.

La possibilité de modulation d'un mécanisme passe-bas (le bruit BF) par un signal haute fréquence (le signal HF) a rencontré une grande réticence dans la communauté scientifique, jusqu'à ce que les premières simulations physiques et évidences expérimentales commencent à apparaître, bien que ne donnant pas une solution universelle.

Une telle conversion est seulement possible si les sources de bruit fondamentales microscopiques (blanches) sont d'abord filtrées (BF) pour ensuite être modulées par le signal HF, processus connu sous le nom de schéma "Filtering+Modulation" (FM) [72].

En revanche, si la modulation des sources microscopiques par le signal HF précède le filtrage BF, ce processus est connu sous le nom de schéma de "Modulation+Filtering" MF [72]. Le bruit résultant est pratiquement équivalent à celui que l'on trouve sous polarisation continue : si la fréquence de pompe est beaucoup plus élevée que la fréquence de coupure du bruit BF, aucun bruit en courant coloré ne serait observable autour de la pompe.

Nous avons vu dans le troisième chapitre que le bruit BF ($1/f$) des résistances au carbone est en effet dû à des fluctuations de résistance (conductance). Ces résistances sont ainsi des composants dont la partie déterministe (R_0) est invariante dans le temps, et présentent un bruit dont les propriétés statistiques dépendent du signal appliqué : si le signal est périodique, la DSP du bruit devient cyclostationnaire.

Dans ce chapitre, nous allons étudier les diodes et transistors bipolaires, fonctionnant en régime de polarisation périodique fort signal. Dans ce cas, même les variables

déterministes du composant, tel que l'impédance petit signal de la diode, deviennent fonctions du temps.

Pour pouvoir analyser les mesures obtenues à partir des moyens expérimentaux détaillés au cours du chapitre 3, il sera donc nécessaire de rappeler le comportement de ces composants en régime fort signal, vis à vis des sources de faible amplitude telles que le bruit.

Pour suivre la même démarche qu'au troisième chapitre, il nous paraît intéressant de commencer par un rappel historique des développements expérimentaux et des simulations numériques sur le sujet.

4.2 Historique expérimental et premières simulations

A notre connaissance, le premier travail expérimental sur le bruit BF des composants bipolaires opérant en régime fort signal a été publié par Bull et Bozic en 1967 [62], comme mentionné au troisième chapitre.

Contrairement aux nombreux travaux portant sur le bruit en $1/f$ des résistances au carbone publiés tout au long des années 60 et 70, une longue période de "silence" concernant le bruit BF des semi-conducteurs en régime fort signal a suivi le travail de Bull et Bozic.

C'est en 1998 que Sanchez et Bosman [76, 77] emploient un montage inspiré des travaux de Lorteije et Hoppenbrouwers [9] pour mesurer les fluctuations de tension en entrée d'un transistor bipolaire. La fréquence de pompe utilisée est comprise entre $650Hz$ et $20kHz$. En comparant les résultats expérimentaux aux simulations, ils constatent qu'un modèle de bruit stationnaire ne peut pas expliquer les mesures.

L'application d'une pompe RF débute en 2004, quand Llopis emploie un signal RF à 2 et $3.5GHz$ pour étudier l'impact de la puissance injectée au transistor sur son bruit de phase résiduel et le bruit en tension équivalent (ramené) à l'entrée du transistor [78].

En 2006, Borgarino et al adaptent leur montage expérimental basé sur les amplificateurs transimpédances, utilisés auparavant pour la mesure sous polarisation continue, et ajoutent la possibilité d'appliquer une pompe à $3.5GHz$ en entrée du transistor [79]. Ils mesurent les fluctuations de courant à la fois en entrée et en sortie du composant. Ils ont remarqué que la DSP du bruit en courant en entrée du transistor

était peu sensible à la puissance injectée, ce qui n'était pas le cas du bruit en sortie.

Florian et Traverso ont proposé une méthode intéressante de caractérisation, dans laquelle le transistor travaille en régime d'oscillation [80]. Le dispositif sous test est placé dans une boucle, de façon à ce que l'on puisse contrôler la fréquence d'oscillation ainsi que le niveau de compression du transistor. La fréquence d'oscillation est d'environ $3GHz$, et dans ce cas on accède directement au paramètre de performance que l'on essaie de prédire (le bruit de phase en oscillation).

La plus récente initiative a été conduite par Gribaldo et al, qui ont mesuré les fluctuations de courant en entrée du transistor, ainsi que le bruit en tension équivalent (ramené) à l'entrée du transistor [81]. Leur mesure montre une indépendance de la DSP du bruit en courant en entrée du transistor par rapport à la puissance injectée.

Finalement, des travaux expérimentaux intéressants ont été menés sur le comportement du bruit en $1/f$ des transistors à effet de champ sous polarisation en commutation, tels que les travaux de Van der Wel et al [82, 83], où les auteurs ont pu observer une réduction du bruit en $1/f$. Notre but étant l'étude des composants bipolaires, ces travaux ne seront pas commentés ici.

En termes de résultats prévus par les simulations physiques, au début du troisième chapitre nous avons mentionné que trois groupes scientifiques indépendants ont pu observer en simulation une fluctuation de conductance dans une résistance homogène, à partir d'un mécanisme de génération-recombinaison.

Le cas non homogène, comme dans des jonctions PN, semble être beaucoup plus discuté. Tandis que Sanchez et al soutiennent l'utilisation du schéma FM pour les diodes [71] et les transistors bipolaires [84], Bonani et al ont soutenu le schéma MF comme étant davantage adapté au cas des diodes [85, 86, 87, 88], bien qu'envisageant une stratégie au cas par cas, selon le mécanisme dont le bruit est issu.

Les observations ci-dessus démontrent la nécessité d'une exploitation expérimentale plus profonde du bruit BF des semi-conducteurs bipolaires travaillant en régime fort signal, ainsi que de l'analyse et de la compréhension des résultats obtenus.

Pour cela, nous commencerons par définir l'instrumentation utilisée, ainsi que les conditions de mesures qui vont permettre de mettre en évidence le caractère cyclostationnaire des sources de bruit en courant.

4.3 Choix de l'instrumentation et des conditions de mesure

Quatre aspects doivent être considérés lors du choix des conditions de mesure :

Premièrement, la fréquence du signal de pompe. Si l'utilisation d'une fréquence très inférieure à la fréquence typique d'application [62, 76, 77] peut sembler inadéquat, l'utilisation d'une pompe RF [78, 79, 81] non seulement augmente la complexité de l'analyse (due à l'impact des éléments réactifs non linéaires), mais en plus la détermination complète des variables du circuit est certainement plus difficile et sûrement plus imprécise.

En effet, le bruit est toujours associé à un élément convectif, dont les propriétés déterministes sont par définition indépendantes de la fréquence au premier ordre (réponse instantanée). Nous verrons prochainement que les résultats obtenus expérimentalement au cours de notre travail sont insensibles aux fréquences de pompe que nous avons utilisées.

Le deuxième aspect concerne la méthode permettant d'empêcher le signal de pompe de saturer l'amplificateur utilisé pour mesurer le bruit. Ceci peut être réalisé en utilisant des filtres coupe bande, des tés de polarisation pour isoler les chemins BF et RF (pompe), ou des montages en pont tels que ceux utilisés lors de notre étude sur les résistances au carbone.

Parmi ces trois choix, seuls les montages en pont permettent la mesure du bruit autour de la fréquence de pompe, avec l'utilisation de composants appairés et d'un montage plus complexe que précédemment.

Le troisième point concerne la mesure du bruit en tant que fluctuations de courant ou de tension. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, la mesure directe des fluctuations du courant est réalisée avec un amplificateur transimpédance, qui présente idéalement un court-circuit AC au dispositif sous test. Ce montage empêche la mesure du bruit en courant autour de la pompe, qui serait également court-circuitée. Il est cependant possible de mesurer directement le comportement du bruit en courant autour du DC, en isolant le chemin RF par un té de polarisation [79].

Mesurer indirectement le comportement du bruit en courant autour du DC et autour de la pompe est, cependant, possible. Ceci est accompli en mesurant les fluctuations de tension à travers un circuit en pont, avec l'aide d'un amplificateur différentiel à haute impédance d'entrée et rejection de mode commun, comme dans le cas des résistances

au carbone. On verra prochainement que cette option s'avère plus intéressante que la mesure directe du bruit en courant autour du DC.

De plus, il faut considérer l'impact des résistances d'accès du composant, qui doivent probablement générer du bruit en excès en dehors de la condition d'équilibre [49, 75].

Si l'on mesure une diode, pour éviter de confondre le bruit de la diode intrinsèque avec celui de sa résistance d'accès, nous devons considérer la mesure à un niveau de courant qui rend l'impédance de la diode intrinsèque beaucoup plus importante que la résistance d'accès. Cela implique que les niveaux de courant seront faibles ou modérés.

Dans nos expériences, nous emploierons le montage montré sur la figure 4.1, que nous avons utilisé au cours du chapitre 3, basé sur le travail original de Lortejie et Hoppenbrouwers [9].

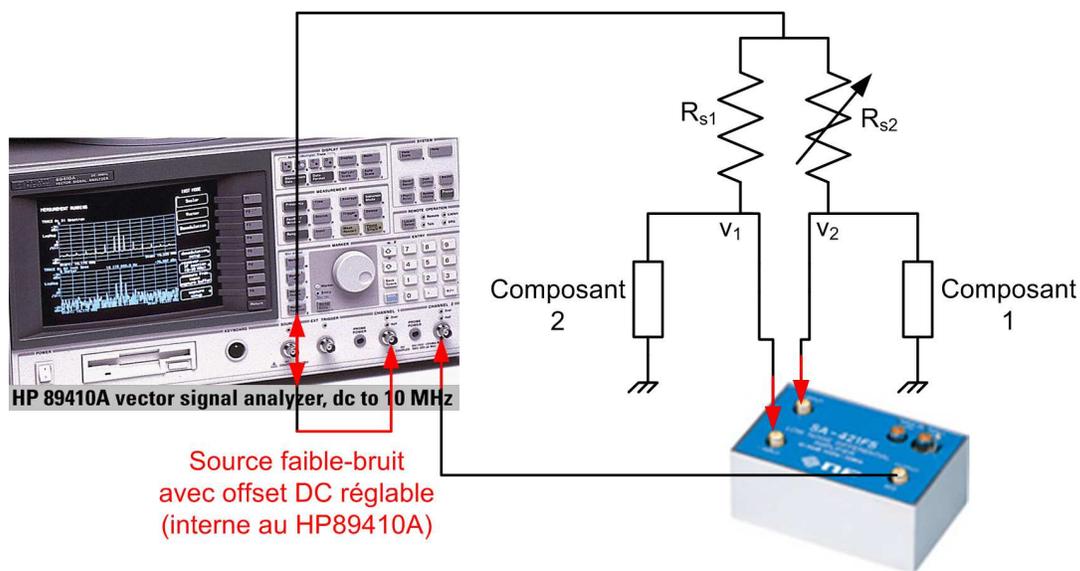


FIG. 4.1 – Montage pour la mesure du bruit BF pompé des semi-conducteurs.

Nous avons évité l'utilisation d'une capacité d'équilibrage de phase comme dans [9, 76, 77] en plaçant le pont aussi proche que possible de l'amplificateur différentiel, ainsi qu'en cherchant à appairer les composants à mesurer. De plus, nous avons toujours maintenu fixe le courant moyen (DC) traversant les composants, même en présence du fort signal. Ce courant DC a été choisi égal à $100\mu A$.

Quant aux fréquences de pompe, ce sont celles utilisées au cours du chapitre 3 (10 et $100kHz$), et selon le dispositif elles sont au-dessous ou au-dessus de la fréquence de

coupure du bruit BF.

Les fréquences de pompes considérées nous permettrons de nous affranchir de l'effet des capacités parasites des composants, tandis que le faible niveau de courant DC réduit l'effet des résistances d'accès. Nous nous intéressons maintenant au comportement des diodes et transistors en régime fort signal.

4.4 Analyse en régime fort signal

Contrairement au premier chapitre, où nous avons développé une méthode de caractérisation de la dynamique déterministe BF du transistor sous polarisation continue, nous ne développerons pas de méthode de caractérisation de sa dynamique déterministe BF en régime de pompage.

Expérimentalement, cela reviendrait à étudier la matrice de conversion de l'élément non linéaire [89], ce que nous ne ferons pas ici.

En disposant d'un modèle non linéaire du transistor qui reproduit fidèlement son comportement isothermique HF, avec la dynamique BF (sous polarisation continue) modélisée par la méthode proposée au premier chapitre, nous disposons d'un modèle compact complet non linéaire du transistor. Ainsi, il est possible de se servir d'un tel modèle dans l'exploitation de données expérimentales.

Nous allons évoquer, cependant, certains concepts du comportement d'un transistor (validés par les mesures), afin de pouvoir analyser qualitativement et quantitativement les résultats expérimentaux.

Au cours du deuxième chapitre, nous avons pu constater expérimentalement que la source équivalente en entrée du transistor s'est avérée insensible à la charge en sortie. Des mesures supplémentaires ont montré que cette source est aussi très peu sensible à la valeur de V_{CE0} .

De plus, l'analyse du bruit blanc a montré que la DSP de la source équivalente à l'accès de base est pratiquement celle de la source de bruit base-émetteur intrinsèque (dans ce cas, le bruit shot associé au courant de base, $2qI_b(t)$). La même conclusion est observée dans le cas du bruit BF, concernant la source non commandée, celle-ci étant placée aussi entre base et émetteur intrinsèques.

Pour le transistor 6X2X40 utilisé précédemment, cette source semble constituer un mécanisme fondamental du bruit BF du composant. De plus, à fort niveau de courant, cette source est aussi responsable d'une bonne partie du bruit mesuré en sortie, même en condition de court-circuit à l'entrée (à cause des résistances d'accès R_B et R_E).

Dans la suite de ce document, nous allons nous concentrer sur l'étude du comportement de cette source lorsque le semi-conducteur est pompé.

Nous allons tout d'abord présenter un résultat expérimental qui montre à l'évidence que cette source est cyclostationnaire, pour ensuite proposer sa caractérisation complète.

4.4.1 Fonctionnement d'une jonction PN en régime fort signal

Rappelons que dans le modèle équivalent du transistor proposé par Gummel et Poon, le courant de base ainsi que le courant de collecteur sont des fonctions exponentielles de la tension base-émetteur appliquée [14].

Pour un transistor idéal, le rapport entre le courant de collecteur et de base (β) est indépendant du niveau d'injection. Dans ce cas, les coefficients d'idéalité du courant de collecteur et de base sont identiques. Tel est le cas, par exemple, de la plupart des transistors silicium.

En examinant la figure 4.2, qui représente les courants de collecteur et de base à $V_{CE0} = 1V$ en fonction de V_{BE0} , on s'aperçoit que cette approximation est encore pertinente dans un TBH en technologie InGaP-GaAs. Il s'agit des données expérimentales du transistor 6X2X40, dont l'étude a été détaillée au cours du chapitre 2.

En entrée du transistor, nous avons donc un comportement typique d'une diode. Il est à noter, cependant, que le gain en puissance du transistor peut entraîner une différence importante du comportement en entrée par rapport à une diode, à cause du phénomène d'auto-échauffement. À bas niveau de courant, on retrouve un comportement similaire.

Le cas de la diode, exploré expérimentalement aussi dans notre travail, représente un cas plus simple à analyser que celui du transistor, et calculable analytiquement. Nous allons par la suite considérer l'analyse du circuit montré sur la figure 4.3.

Notre circuit équivalent est composé d'une diode idéale (sans résistance d'accès

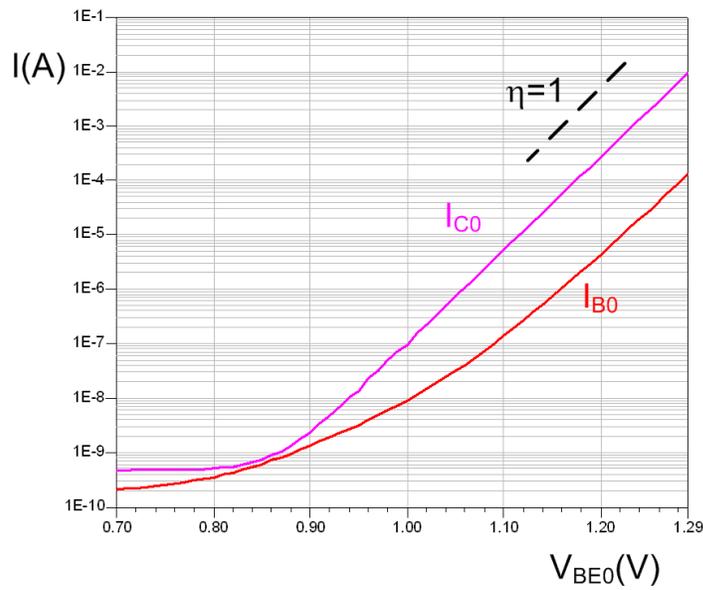


FIG. 4.2 – Tracé des courants I_{B0} et I_{C0} du transistor 6X2X40 à $V_{CE0} = 1V$ en fonction de V_{BE0} .

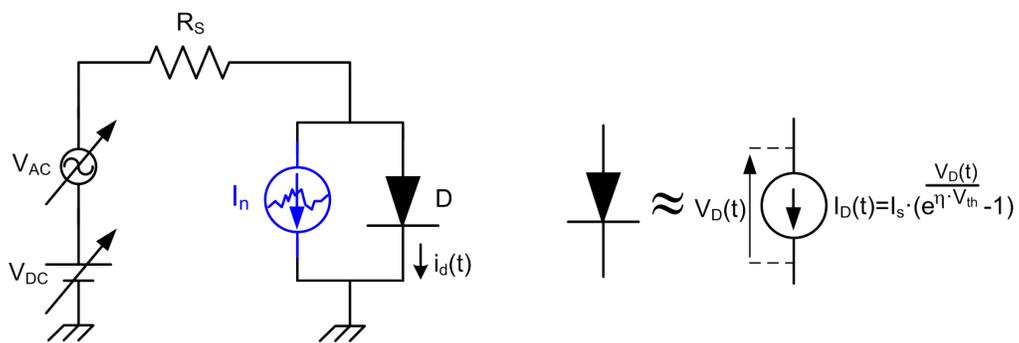


FIG. 4.3 – Circuit pour l'analyse du bruit BF pompé des diodes.

ni capacitance parasite, étant donné nos conditions de mesure), sa source de bruit en courant et un circuit de polarisation. Ce dernier comprend une source de signal AC avec une tension DC, et une résistance série R_S . Il s'agit du même montage expérimental que celui que nous avons utilisé pour étudier le bruit BF des résistances au carbone, la diode ici remplaçant la résistance au carbone.

En ce qui concerne la source de bruit en courant (BF), nous allons considérer d'abord l'hypothèse stationnaire, et voir son impact sur le bruit en tension mesuré aux bornes de la diode, lorsque celle-ci est pompée.

La relation entre le courant de la diode et la tension à ses bornes est donnée par :

$$I_D(t) = I_S \cdot (e^{\frac{V_D(t)}{\eta \cdot V_{th}}} - 1) \quad (4.1)$$

Sa conductance différentielle, c'est à dire la conductance "vue" par les sources de faible amplitude appliquée à ses bornes, est donnée par la dérivée de l'équation 4.1 par rapport à la tension appliquée $V_D(t)$:

$$g_{diff}(t) = \frac{\partial I_D(t)}{\partial V_D(t)} = \frac{I_S \cdot e^{\frac{V_D(t)}{\eta \cdot V_{th}}}}{\eta \cdot V_{th}} = \frac{I_D(t)}{\eta \cdot V_{th}} \quad (4.2)$$

si l'on néglige le courant de saturation, étant donné les niveaux de courant auxquels on s'intéresse. La résistance différentielle étant l'inverse de la conductance différentielle, est donc donnée par :

$$r_{diff}(t) = \frac{1}{g_{diff}(t)} = \frac{\eta \cdot V_{th}}{I_D(t)} \quad (4.3)$$

Ces grandeurs sont évidemment fonctions du courant instantané de la diode.

Dans le cas d'une polarisation continue, ces paramètres sont bien entendu invariants dans le temps [10]. Notons cependant que, comme précisé par Maas [90], $I_D(t)$ et $V_D(t)$ n'ont pas besoin d'être invariants dans le temps : la seule restriction dans la dérivation des équations 4.2 et 4.3 est que les signaux pour lesquels la conductance (résistance) différentielle est présentée sont beaucoup plus petits que le grand signal ($I_D(t)$, $V_D(t)$). C'est certainement le cas du bruit. Par ailleurs, il n'y a aucune restriction quant à la relation entre les fréquences des petits et grands signaux.

Lorsque le courant de la diode varie dans le temps, comme conséquence de l'application d'une tension périodique de forte amplitude, ces paramètres varient au cours de la période de la tension appliquée. Cette polarisation variable fait apparaître, vis

à vis du signal de faible amplitude, un circuit équivalent linéaire variant périodiquement dans le temps (LPTV).

Vis à vis des sources de faible amplitude, telles que les sources de bruit, l'analyse d'un tel circuit est appelée analyse paramétrique.

Elle a été établie lors des premières analyses des circuits mélangeurs [91], et est analogue à l'analyse petit signal sous polarisation continue : l'état établi fort signal est d'abord calculé, ensuite les sources idéales de tension (grand signal) sont remplacées par un court-circuit, les sources de courant idéales (grand signal) par un circuit ouvert, et les composants non linéaires sont remplacés par leur circuit équivalent LPTV.

Notre circuit de la figure 4.3 devient ainsi le circuit équivalent montré sur la figure 4.4.

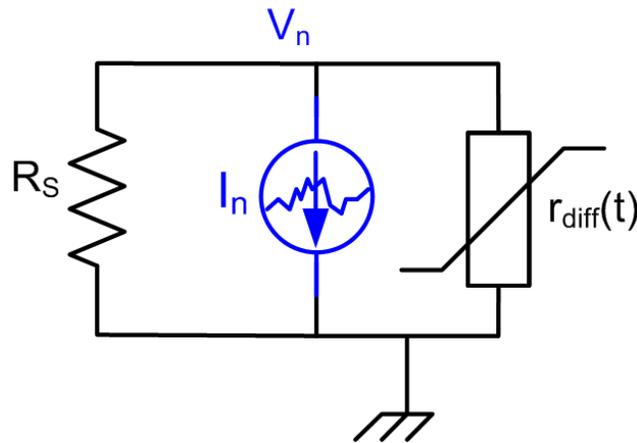


FIG. 4.4 – Circuit équivalent pour l'analyse paramétrique.

Ce circuit est résolu dans le domaine fréquentiel à l'aide du formalisme des matrices de conversion, qui représentent, entre autres, les composantes spectrales des résistances (ou conductances) différentielles [92]. On constate que la diode a été remplacée ici par sa résistance équivalente, et non par sa conductance.

L'expression 4.2 nous montre que la conductance différentielle de la diode est en effet proportionnelle au courant instantané traversant la diode. En disposant des composantes spectrales du courant de la diode (où alors de sa forme temporelle), ce qui constitue la solution de l'état établi fort signal, on aboutit directement à la conductance différentielle.

C'est probablement la raison pour laquelle plusieurs auteurs ont tendance à adopter la représentation des composants non linéaires en termes de leur matrices en forme de

conductance [93, 77]. Evidemment, en inversant une matrice conductance, on retrouve son équivalent en impédance, en supposant que la taille des matrices puisse représenter les composantes spectrales non négligeables de chaque forme.

Par contre, notre circuit comporte une source de bruit en courant dont l'expression est connue dans l'hypothèse stationnaire. Puisque dans cette hypothèse le bruit BF n'est fonction que du courant moyen traversant la diode, si l'on pompe la diode en gardant fixe son courant moyen (DC), la DSP de la source de bruit est complètement caractérisée par :

$$S_{I_n}(f) \Big|_{stationnaire} = \frac{k_f \cdot I_{D0}^2}{f^\lambda} \quad (4.4)$$

On rappelle que K_f est le coefficient normalisé pour $I_{D0} = 1A$ et $f = 1Hz$. Il est à noter que nous avons considéré une DSP proportionnelle au carré du courant continu. Puisque la DSP du bruit en courant ne dépend que de I_{D0} et f , à la fréquence f_n et en maintenant I_{D0} fixe, la source de bruit peut être représentée par une pseudo-sinusoïde de courant à la fréquence f_n , comme le montre la figure 4.5 :

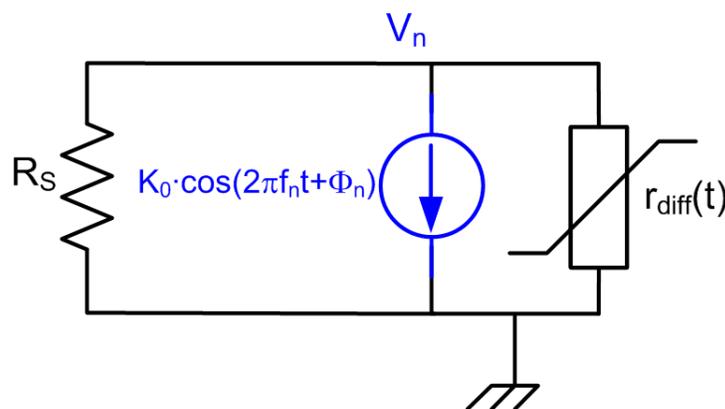


FIG. 4.5 – Représentation de la source de bruit en courant.

On cherche ainsi à calculer la tension aux bornes de la diode comme conséquence de la source de courant (petit signal) à la fréquence f_n . La tension étant ici le produit d'un courant par une résistance, nous avons décidé de représenter la diode par sa résistance différentielle, contrairement à la plupart des travaux précédents [93, 77].

En effet, cette décision, ainsi que la décision de pomper la diode (transistor) en maintenant I_{D0} (I_{B0}) fixe, constituent une des clés pour une explication simple des résultats.

La résistance différentielle de la diode étant en parallèle avec la résistance R_S , la résistance équivalente “vue” par la source de courant de bruit est donnée par :

$$R_{eq}(t) = \frac{R_S \cdot r_{diff}(t)}{R_S + r_{diff}(t)} = R_{eq0} + 2 \cdot R_{eq1} \cdot \cos(2\pi f_p t) + 2 \cdot R_{eq2} \cdot \cos(4\pi f_p t) + \dots \quad (4.5)$$

pour laquelle :

$$R_{eqn} = \frac{1}{T} \int_0^T R_{eq}(t) \cdot \cos(n2\pi f_p t) dt \quad (4.6)$$

f_p représente la fréquence du signal de pompage. Les termes R_{eqn} représentent les composantes spectrales de la résistance équivalente vue par la source de courant. La tension aux bornes de la diode est ainsi donnée par :

$$V_n = I_n \cdot \cos(2\pi f_n t) \cdot (R_{eq0} + 2 \cdot R_{eq1} \cdot \cos(2\pi f_p t) + 2 \cdot R_{eq2} \cdot \cos(4\pi f_p t) + \dots) \quad (4.7)$$

Cette multiplication dans le temps correspond à la convolution fréquentielle exécutée par la résolution des matrices de conversion [90]. Nous nous intéressons à la tension générée à la même fréquence que celle de la source de courant de bruit (f_n), qui s’écrit :

$$V_n \Big|_{f_n} = R_{eq0} \cdot I_n \cdot \cos(2\pi f_n t) \quad (4.8)$$

R_{eq0} représente donc le mécanisme de conversion du bruit en courant à la fréquence f_n à une composante de bruit en tension à la fréquence f_n . La figure 4.6 illustre cette conversion, en considérant aussi les diverses composantes spectrales de $R_{eq}(t)$ et du bruit en courant.

Dans l’expression de C_1 et C_2 , le facteur 2 qui multiplie les termes R_{eq1}, R_{eq2}, \dots (voir équation 4.5) “disparaît” puisque la figure illustre une convolution d’une série de cosinus (les fréquences négatives ne sont pas considérées). Ainsi, le produit de deux cosinus (un représentant le bruit en courant, l’autre la composante spectrale de la résistance) génère un terme dont l’amplitude est le produit des amplitudes individuelles divisé par 2. Les résultats sont ceux obtenus à partir de l’équation 4.7. Dans la plupart des simulateurs, cependant, ce calcul est effectué en utilisant une série complexe de Fourier, et en considérant ainsi les fréquences négatives. Les résultats sont identiques à ceux montrés sur la figure.

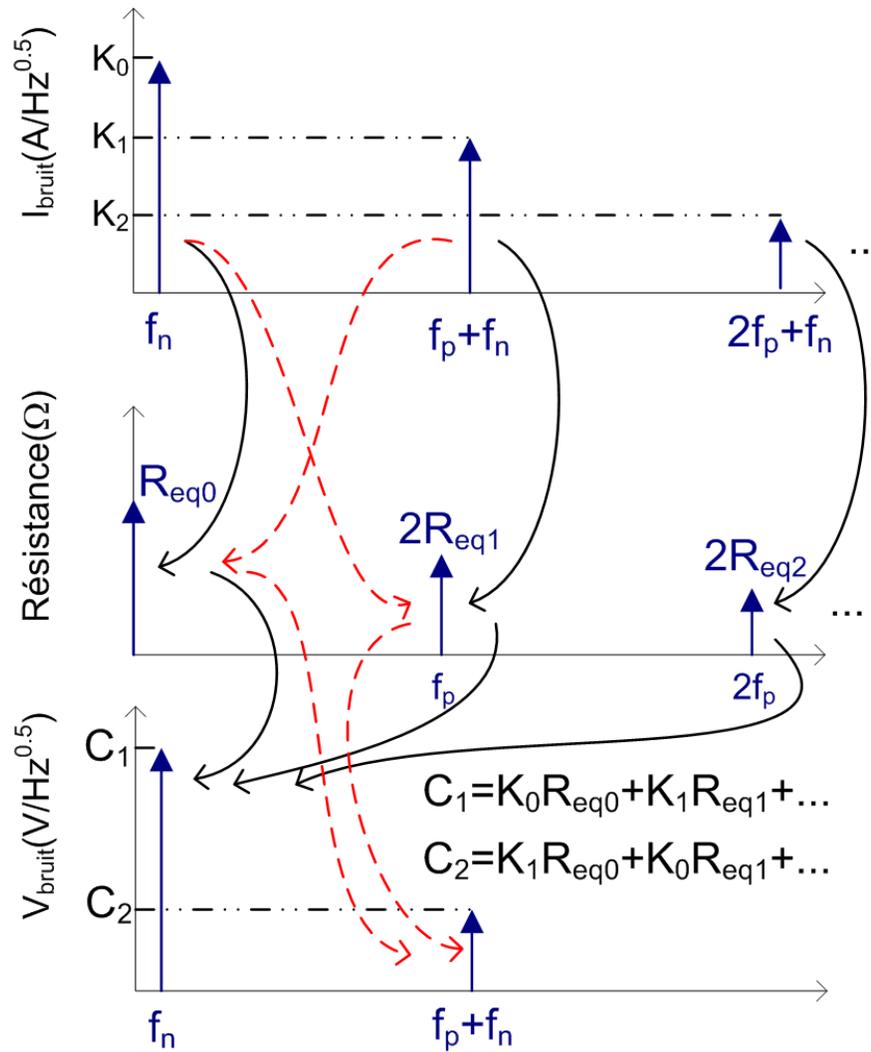


FIG. 4.6 – Conversion du bruit en courant au bruit en tension.

Pour mieux comprendre cette figure, on considère $f_n = 1Hz$ et $f_p = 10kHz$. Comme dans un mélangeur, le bruit en tension à la fréquence f_n est en effet le produit de :

- la composante spectrale du courant à la fréquence f_n (K_0) par la composante moyenne de la résistance vue (R_{eq0}), plus
- la composante spectrale du courant à la fréquence $f_p + f_n$ (K_1) par la composante spectrale de la résistance vue à la fréquence f_p ($2 \cdot R_{eq1}$), plus
- la composante spectrale du courant à la fréquence $2f_p + f_n$ (K_2) par la composante spectrale de la résistance vue à la fréquence $2f_p$ ($2 \cdot R_{eq2}$), plus
- ...

Le même raisonnement est valable pour le calcul de la composante spectrale du bruit en tension aux fréquences $f_p + f_n, 2f_p + f_n, \dots$

D'après l'équation 4.4, qui définit un bruit en $1/f$ stationnaire, et la figure 4.6, on peut voir que $K_0 = I_{D0} \sqrt{K_f/f_n} = 10^{-4} \sqrt{K_f}$, $K_1 \approx K_0 \cdot 10^{-2}$ et $K_2 \approx K_0 \cdot 10^{-2}/\sqrt{2}$ (valeurs RMS). Cela vient du fait que K_0, K_1 et K_2 représentent la valeur en A/\sqrt{Hz} du bruit en courant à $1Hz, 10001Hz$ et $20001Hz$ respectivement : puisque la DSP (en A^2/Hz) du bruit en courant varie en $1/f$, l'amplitude en A/\sqrt{Hz} varie en $1/\sqrt{f}$.

Comme on le verra par la suite (figure 4.7), R_{eq0} est toujours supérieure en module à R_{eq1} et R_{eq2} . Comme conséquence des conditions $K_0 \gg (K_1, K_2)$ et $R_{eq0} > (|R_{eq1}|, |R_{eq2}|)$, S_{V_n} (en V^2/Hz) à la fréquence f_n est proportionnelle à R_{eq0}^2 . Autrement dit, dans le cas d'une DSP de bruit en courant stationnaire, le premier terme de l'énumération ci-dessus est prépondérant sur tous les autres.

Mais qu'arrive-t-il à R_{eq0} lorsque la diode est pompée, avec un courant DC fixe ? Dans le cas d'une polarisation continue, la résistance équivalente ne varie pas dans le temps, et son expression est donnée par :

$$R_{eq0} \Big|_{I_D(t)=I_{D0}} = R_{eq0_DC} = \frac{\frac{\eta \cdot V_{th}}{I_{D0}} \cdot R_S}{\frac{\eta \cdot V_{th}}{I_{D0}} + R_S} \quad (4.9)$$

Notre cas est celui où $R_S \gg \frac{\eta \cdot V_{th}}{I_{D0}}$. Ainsi :

$$R_{eq0_DC} \Big|_{R_S \gg \frac{\eta \cdot V_{th}}{I_{D0}}} = \frac{\eta \cdot V_{th}}{I_{D0}} \quad (4.10)$$

ce qui correspond à la polarisation (continue) en courant.

Nous nous intéressons maintenant au régime fort signal. À l'aide des équations 4.3 et

4.6, et en ayant calculé préalablement le courant $I_D(t)$ de l'état établi, on peut montrer qu'en augmentant la pompe à courant DC fixe, la résistance équivalente R_{eq0} (voir équation 4.8) part de la valeur du cas statique R_{eq0_DC} et tend vers la valeur de R_S .

Pour la condition $R_S \gg \frac{\eta V_{th}}{I_{D0}}$, cela implique que la résistance équivalente vue par la source de bruit en courant augmente considérablement. La figure 4.7 montre les 3 premières composantes spectrales de $R_{eq}(t)$ en fonction de la composante spectrale du courant de la diode à la fréquence f_p . Le circuit est calculé avec les paramètres suivants : $I_D(t) = 4.5 \cdot 10^{-18} \cdot (e^{\frac{V_D(t)}{0.025}} - 1)$, $R_S = 10000\Omega$ et $I_{D0} = 100\mu A$. De ce fait, R_{eq0_DC} calculée à l'aide de l'équation 4.9 donne $\approx 244\Omega$, puisque $\eta \cdot V_{th} = 25mV$.

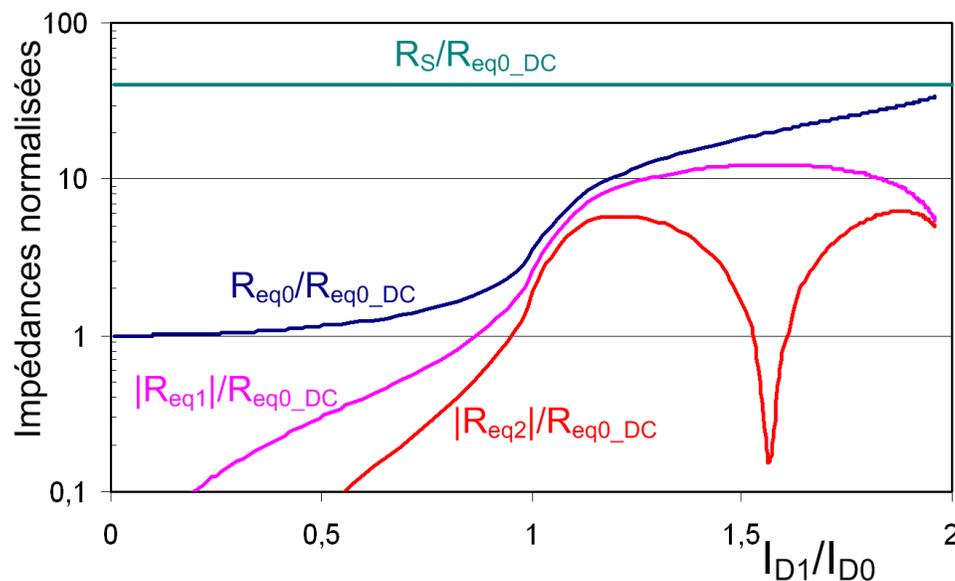


FIG. 4.7 – Variation de R_{eq0} , R_{eq1} et R_{eq2} en fonction du niveau de pompage.

Avec une telle augmentation de R_{eq0} , si la DSP du bruit en courant est stationnaire, la DSP du bruit en tension (en V^2/Hz) devrait augmenter considérablement (comme R_{eq0}^2) lors du pompage de la diode.

4.5 Vérification expérimentale des hypothèses

On rappelle que pour l'étude du bruit BF d'une jonction PN en régime fort signal, compte tenu de nos analyses nous aboutissons aux hypothèses suivantes :

1- La diode peut être représentée par une fonction convective sans résistance d'accès et capacité parasite.

2- L'impédance qui converti le bruit en courant à la fréquence f_n (placée en parallèle à la diode) à une composante de bruit en tension à la fréquence f_n est donnée par :

$$R_{eq0} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{R_S \cdot r_{diff}(t)}{R_S + r_{diff}(t)} dt \quad (4.11)$$

3- Si la source de bruit en courant est stationnaire et $f_p \gg f_n$, les valeurs de K_1 et K_2 sont négligeables. Ainsi, la DSP du bruit en tension à la fréquence f_n est donnée par le produit de la DSP de la source de bruit en courant à la fréquence f_n par le carré de R_{eq0} : la DSP du bruit en tension doit donc augmenter considérablement en fonction du pompage.

Pour faciliter l'assimilation du comportement cyclostationnaire du bruit dans un élément non linéaire, nous avons choisi, parmi les nombreux dispositifs mesurés au cours de ce travail, un composant pour lequel on observe des fluctuations de conductance déjà observées au cours du chapitre 2.

Il s'agit du transistor BFP740F de chez Infineon, en technologie SiGe. Il est polarisé en configuration de collecteur ouvert, c'est à dire que son contact de collecteur n'est pas connecté au reste du circuit. Dans cette configuration, le transistor opère comme une diode, et une résistance série de $2k\Omega$ est utilisée, comme le montre la figure 4.8.

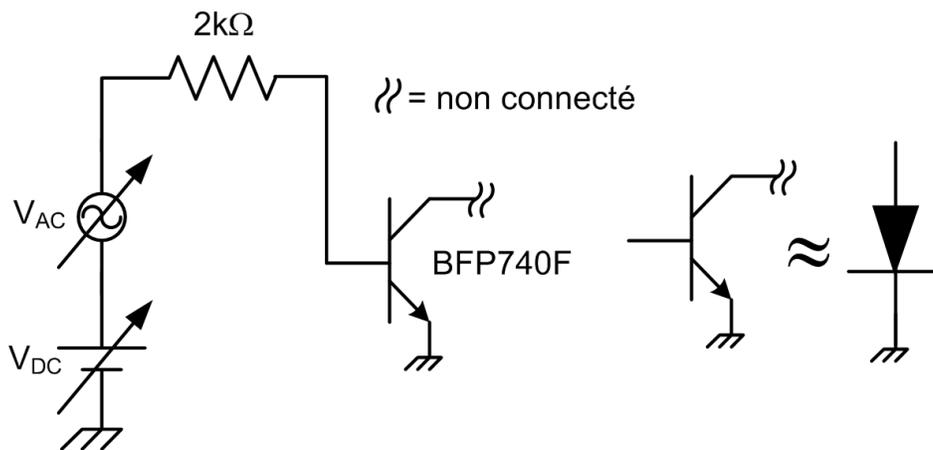


FIG. 4.8 – Montage avec le transistor BFP740F. La configuration collecteur ouvert procure au transistor un fonctionnement similaire à celui de la diode.

Des mesures statiques IxV, ainsi que les mesures du bruit sous polarisation continue, nous ont permis de modéliser son comportement convectif et la dépendance de la DSP du bruit en courant au courant DC traversant le composant.

A titre d'illustration, le modèle réalisé est montré figure 4.9. Comme nous verrons par la suite, pour pouvoir reproduire son comportement convectif, la partie déterministe est composée d'une diode principale ($\eta \approx 1$) en parallèle avec une diode de fuite ($\eta = 1.8$). De plus, on verra que, sous polarisation DC, la DSP du bruit en courant varie comme I_{D0}^2 .

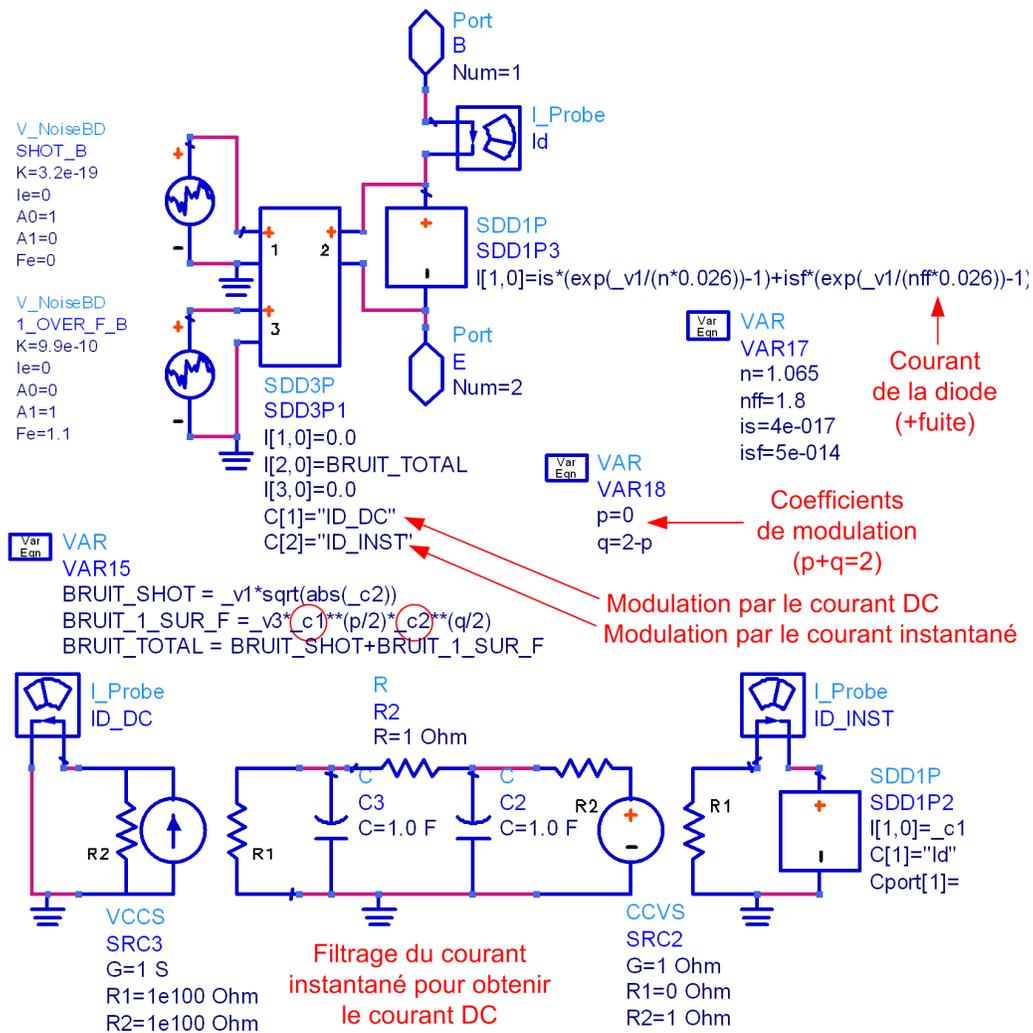


FIG. 4.9 – Modèle qui représentera le transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert.

Puisque l'on sait que cette source peut être cyclostationnaire, nous l'avons modélisée selon l'expression générique suivante :

$$S_{I_n}(f, t) \Big|_{BFP740F} = \frac{k_f \cdot I_{D0}^p \cdot (I_D(t))^q}{f} \quad (4.12)$$

Et puisque la DSP du bruit en courant de ce composant varie comme I_{D0}^2 sous polarisation continue, il vient :

$$p + q \Big|_{BFP740F} = 2 \quad (4.13)$$

En faisant $p = 2$, cela correspond bien entendu au cas stationnaire de l'équation 4.4, pendant que $p = 2$ correspond au modèle de fluctuations de conductance.

La figure 4.10-a présente une comparaison entre la courbe I_xV mesurée et celle issue des simulations; la courbe 4.10-b présente une comparaison entre l'impédance équivalente (diode en parallèle avec la résistance série de $2k\Omega$) sous polarisation continue mesurée et celle issue des simulations. Comme on peut le constater, un très bon accord est obtenu pour les valeurs du courant continu appliqué (50, 100, 200 et $400\mu A$).

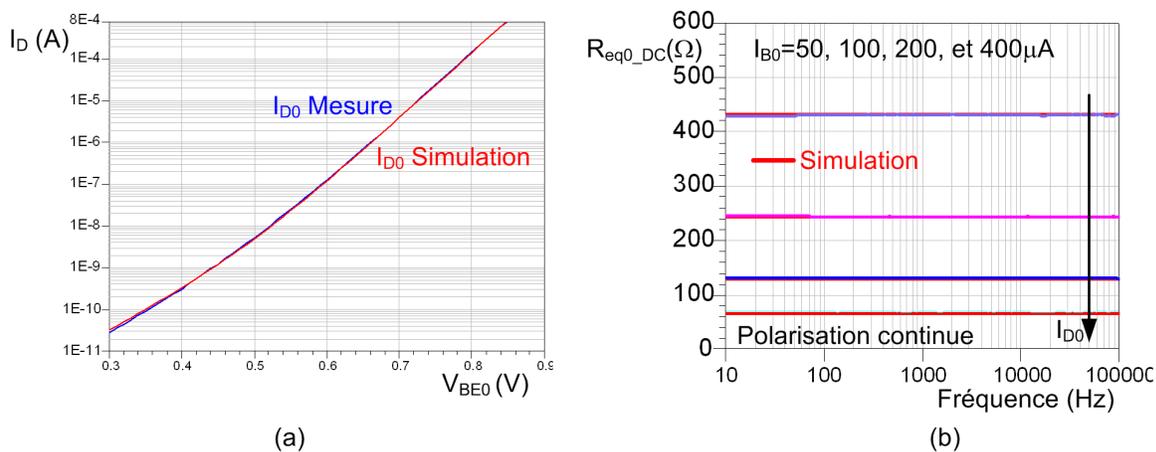


FIG. 4.10 – Tracé I_xV du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert (a) et impédance vue sous polarisation continue pour plusieurs valeurs du courant DC (b).

La figure 4.11-a présente une comparaison entre la DSP du bruit en tension mesurée à $100Hz$ et celle issue des simulations : on remarque que la DSP est quasiment indépendante du courant continu pour les valeurs de I_{D0} appliquées (50, 100, 200 et $400\mu A$). Ceci est une expression de la variation de la DSP du bruit en courant en I_{D0}^2 : puisque $R_S \gg R_{eq0_DC}$, l'impédance équivalente varie comme I_{D0}^{-1} (voir équation 4.10), et le produit d'une DSP en A^2/Hz par le carré de l'impédance résulte en une DSP en V^2/Hz qui est indépendante de I_{D0} .

Cela est confirmé par la figure 4.11-b, qui présente une comparaison entre la DSP du bruit en courant mesurée à $100Hz$ et celle issue des simulations. Un très bon accord est obtenu. La dépendance fréquentielle de la DSP du bruit mesurée ainsi que simulée est présentée dans l'annexe 6.

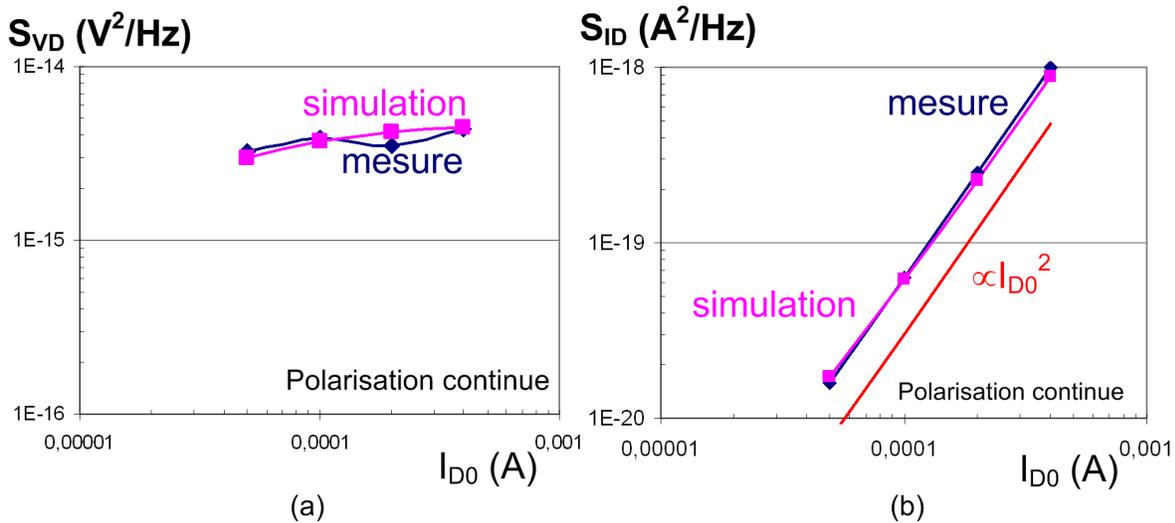


FIG. 4.11 – Bruit mesuré du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert et sous polarisation continue.

Nous pouvons ainsi procéder à la vérification de nos 3 hypothèses concernant le comportement de la diode en régime fort signal. Pour la vérification expérimentale de la première hypothèse, nous avons utilisé le montage décrit sur la figure 4.12.

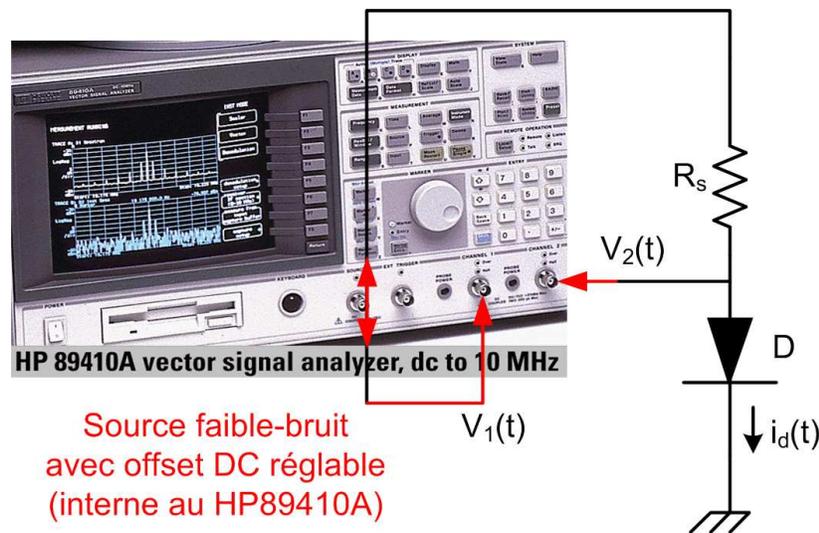


FIG. 4.12 – Montage pour la mesure des formes d'ondes temporelles du courant des composants.

La source interne de l'appareil HP89410A polarise la diode (entrée du transistor) à travers la résistance série de $2k\Omega$. On mesure la tension aux bornes de la résistance série, de façon à accéder au courant instantané traversant le composant :

$$I_D(t) = \frac{V_1(t) - V_2(t)}{R_s} \quad (4.14)$$

Cela nous permet de régler la source interne (et offset) de façon à maintenir I_{D0} fixe pour les différentes valeurs de I_{D1} . Nous vérifions ainsi les différents niveaux de la source interne (et offset) pour obtenir les niveaux de pompage désirés.

En utilisant les valeurs de la source interne appliquées expérimentalement, nous avons simulé le courant instantané du composant. La figure 4.13 présente une comparaison entre les résultats de simulation et la mesure.

Cela montre bien que notre modèle purement convectif arrive bien à représenter la relation courant-tension du composant pour les fréquences et niveaux de courant considérés, ce qui valide notre première hypothèse.

Ensuite, pour vérifier l'hypothèse 2, nous avons utilisé le montage illustré sur la figure 4.14.

Pour mesurer l'impédance en présence d'un fort signal, il est nécessaire d'appliquer 2 signaux à la fois : la pompe, qui n'est autre qu'une polarisation variable dans le temps, et le signal de faible amplitude représentant la source de courant de bruit. L'analyseur HP89410A fournit le signal de pompe, pendant que l'analyseur d'impédance HP4194 fait la mesure de l'impédance petit signal vue, en appliquant un signal de faible amplitude à travers une résistance de forte valeur ($1M\Omega$), afin de simuler une source de courant et ne pas perturber l'état fort signal régi par la pompe.

La figure 4.15 représente le circuit simulé sur le logiciel ADS, tandis que la figure 4.16 présente une comparaison entre les résultats de simulation et les données expérimentales.

Comme on peut le constater, un très bon accord est obtenu, ce qui valide notre deuxième hypothèse concernant l'expression que nous avons obtenue pour R_{eq0} . Il ne reste plus qu'à vérifier l'hypothèse de stationnarité. Pour cela, on utilise le montage expérimental montré sur la figure 4.17, basé sur celui que nous avons utilisé dans la mesure du bruit BF pompé des résistances au carbone.

La figure 4.18 présente le bruit en tension mesuré autour du DC ainsi qu'autour de f_p , lorsque $I_{D1} = 0, 50, 100, 150$ et $175\mu A$.

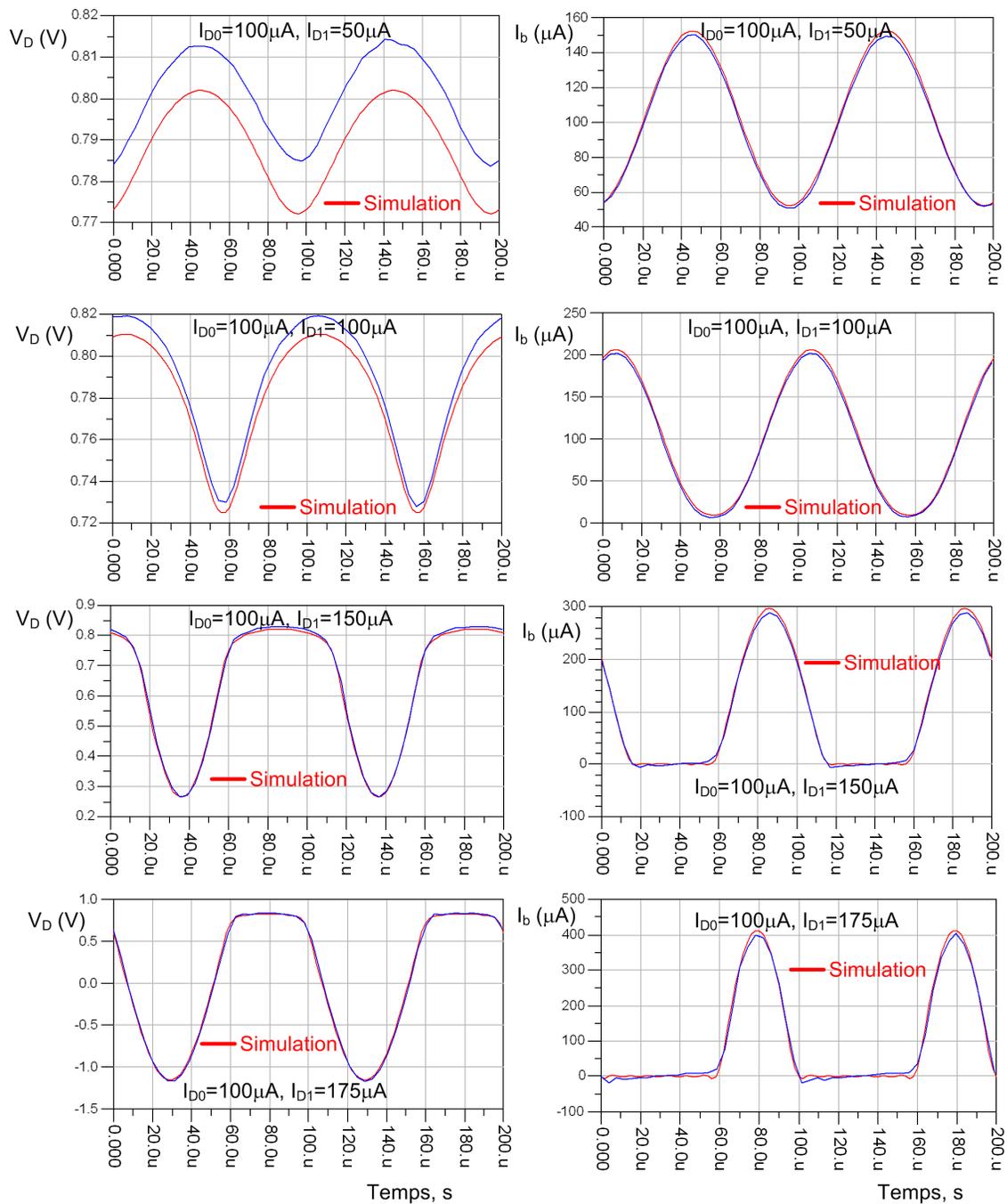


FIG. 4.13 – Comparaison mesure-modèle des formes d’ondes temporelles du courant à l’entrée du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert.

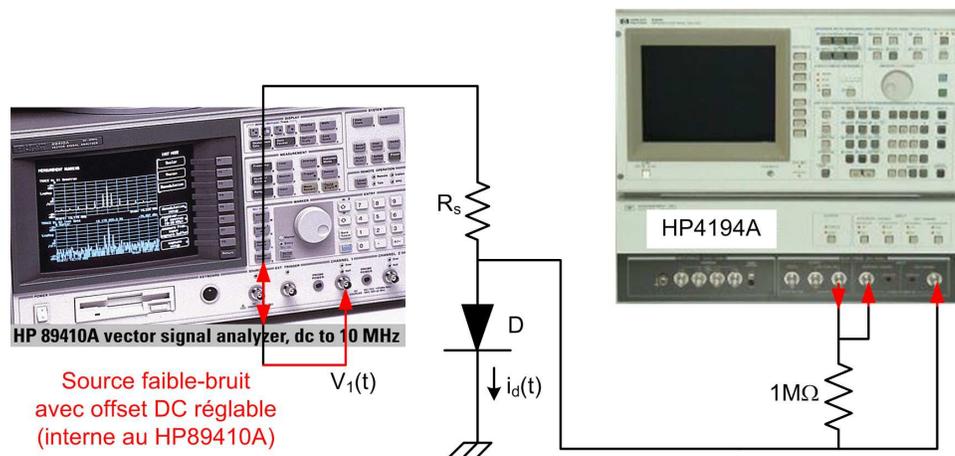


FIG. 4.14 – Montage pour la mesure de l'impédance R_{eq0} .

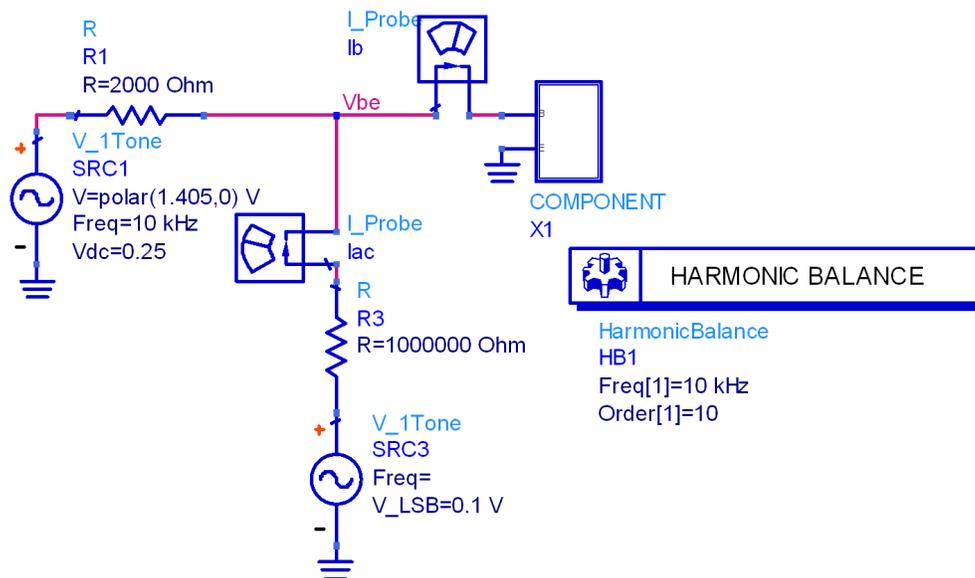


FIG. 4.15 – Configuration de simulation de l'impédance R_{eq0} .

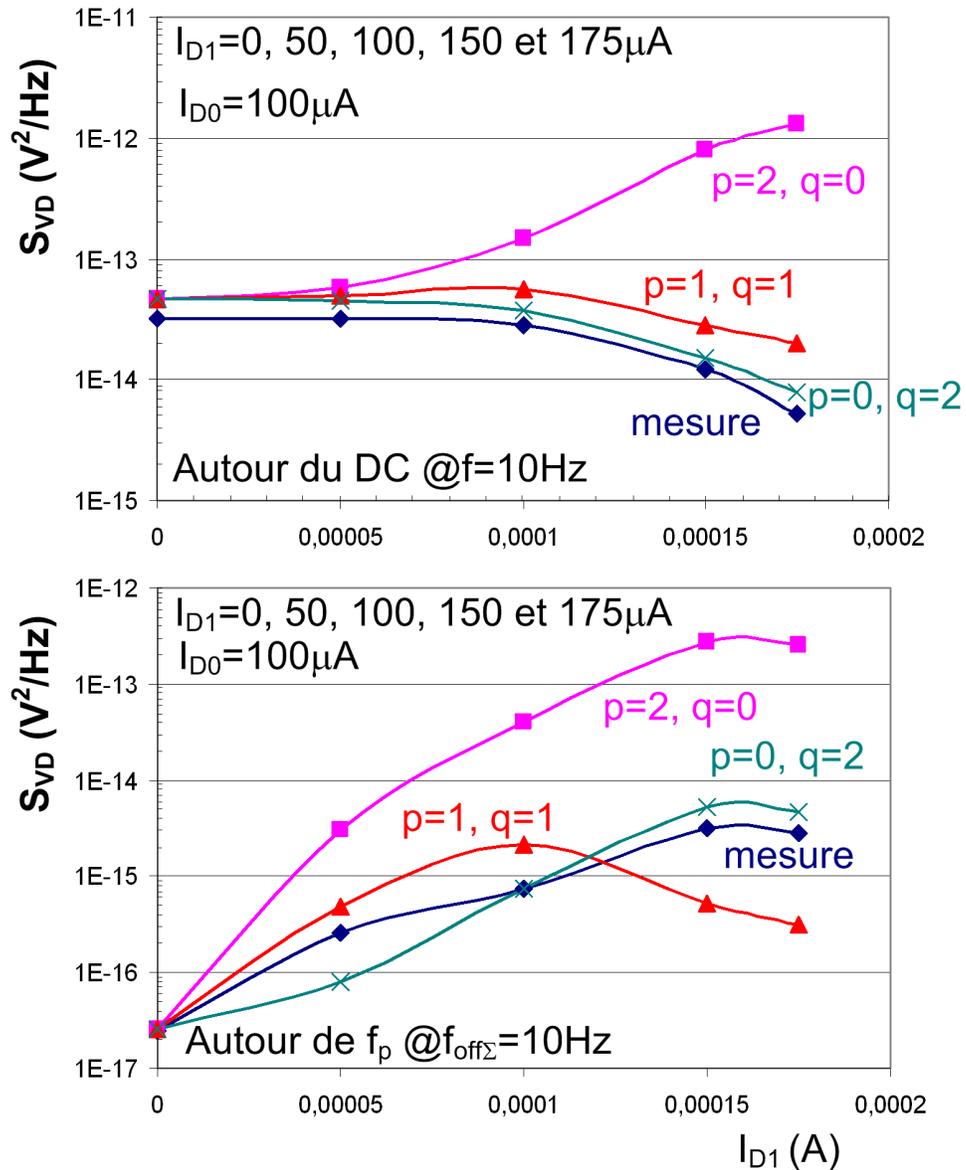


FIG. 4.18 – Bruit en tension mesuré du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert, en présence de grand signal. La mesure est comparée avec les résultats de simulation pour trois valeurs du paramètre p .

Contrairement à l'augmentation attendue du bruit en tension autour du DC, si l'hypothèse stationnaire était correcte, nous avons pu constater une légère diminution de celui-ci. La figure inclut aussi les résultats de simulation en utilisant trois valeurs différents pour le paramètre p : 2 (qui correspond au modèle stationnaire), 0 (qui correspond au modèle de fluctuations de conductance) et 1 (valeur intermédiaire).

La première constatation est que, pour la condition $p = 2$ (stationnaire), le bruit en tension autour du DC augmente considérablement, comme prévu par nos calculs. Une vérification précise permet de montrer que la DSP varie comme le carré des valeurs de R_{eq0} présentées sur la figure 4.16.

De plus, le bruit autour de f_p est beaucoup plus important que celui effectivement observé en mesure. Cela confirme que les modèles de bruit stationnaires sont la plupart du temps pessimistes.

Pour la condition $p = 1$, le bruit autour du DC n'est pas monotone, contrairement à la mesure.

Finalement, pour la condition $p = 0$, ce qui correspond au modèle de fluctuations de conductance, nous avons obtenu un très bon accord entre la mesure et les résultats de simulations, aussi bien autour du DC qu' autour de f_p . La dépendance fréquentielle de la DSP du bruit mesurée ainsi que simulée est présentée dans l'annexe 6.

Cette diminution du bruit en tension est capitale! Comme on peut le constater sur la figure, il y a une différence de 20dB entre les modèles de bruit stationnaire et cyclostationnaire, ce qui permet de les distinguer sans aucune doute.

Nous avons ainsi voulu vérifier si cette diminution était typique de notre composant et de son fonctionnement en collecteur ouvert. La même procédure décrite ci-dessus a été mise en oeuvre pour la mesure du bruit en tension de deux autres composants : le varactor hyperfréquence référence MVH500 de chez Micrometrics et le transistor hyperfréquence BFQ67 en technologie silicium, cette fois-ci fonctionnant en régime actif. Par ailleurs, deux fréquences de pompages ont été considérées, $10kHz$ et $100kHz$.

La figure 4.19 présente les résultats pour une fréquence de pompage de $10kHz$, alors que la figure 4.20 présente les résultats pour une fréquence de pompage de $100kHz$.

Comme nous pouvons le constater, une légère diminution du bruit en tension est

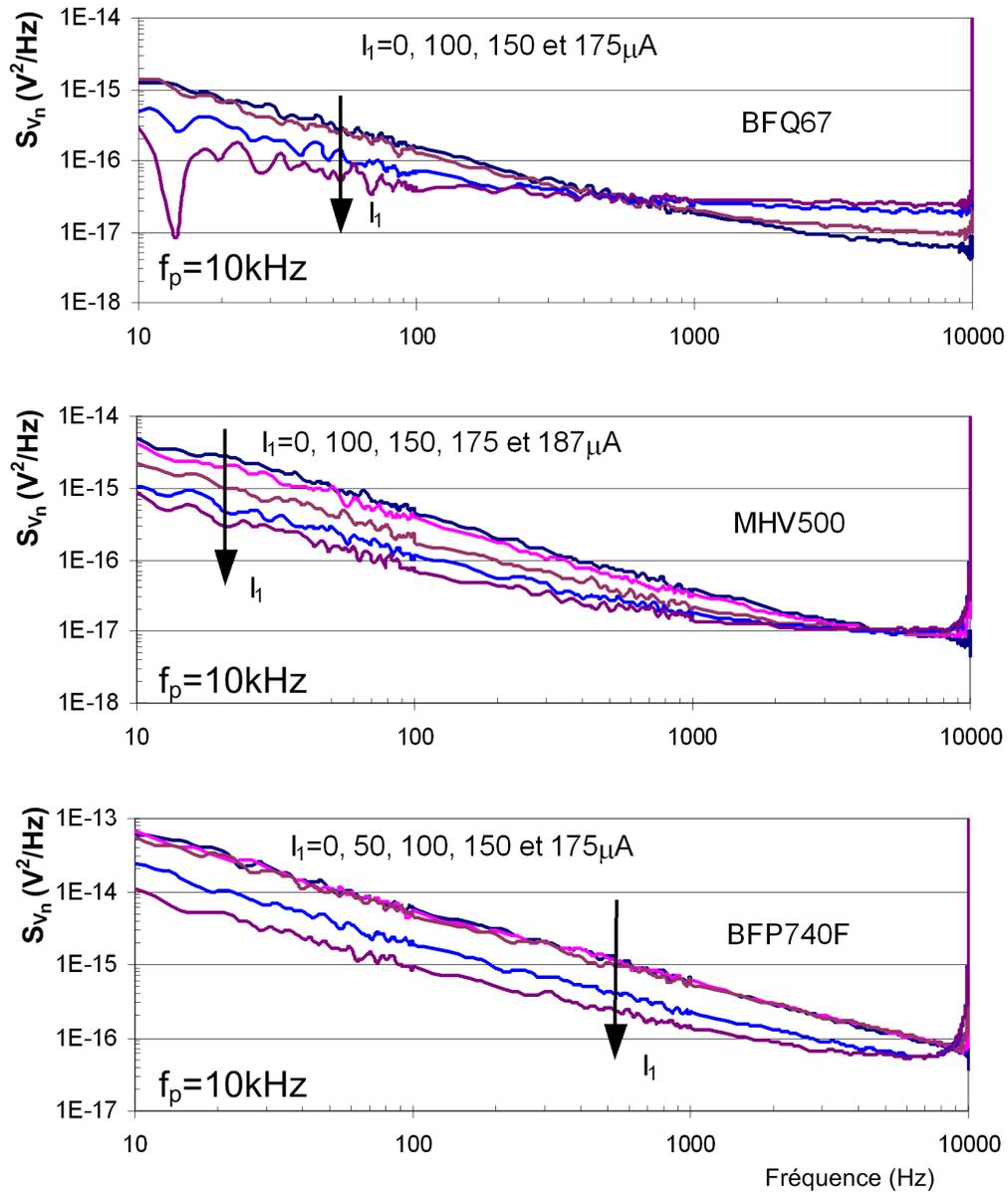


FIG. 4.19 – Diminution du bruit BF en tension avec une pompe à $10 kHz$.

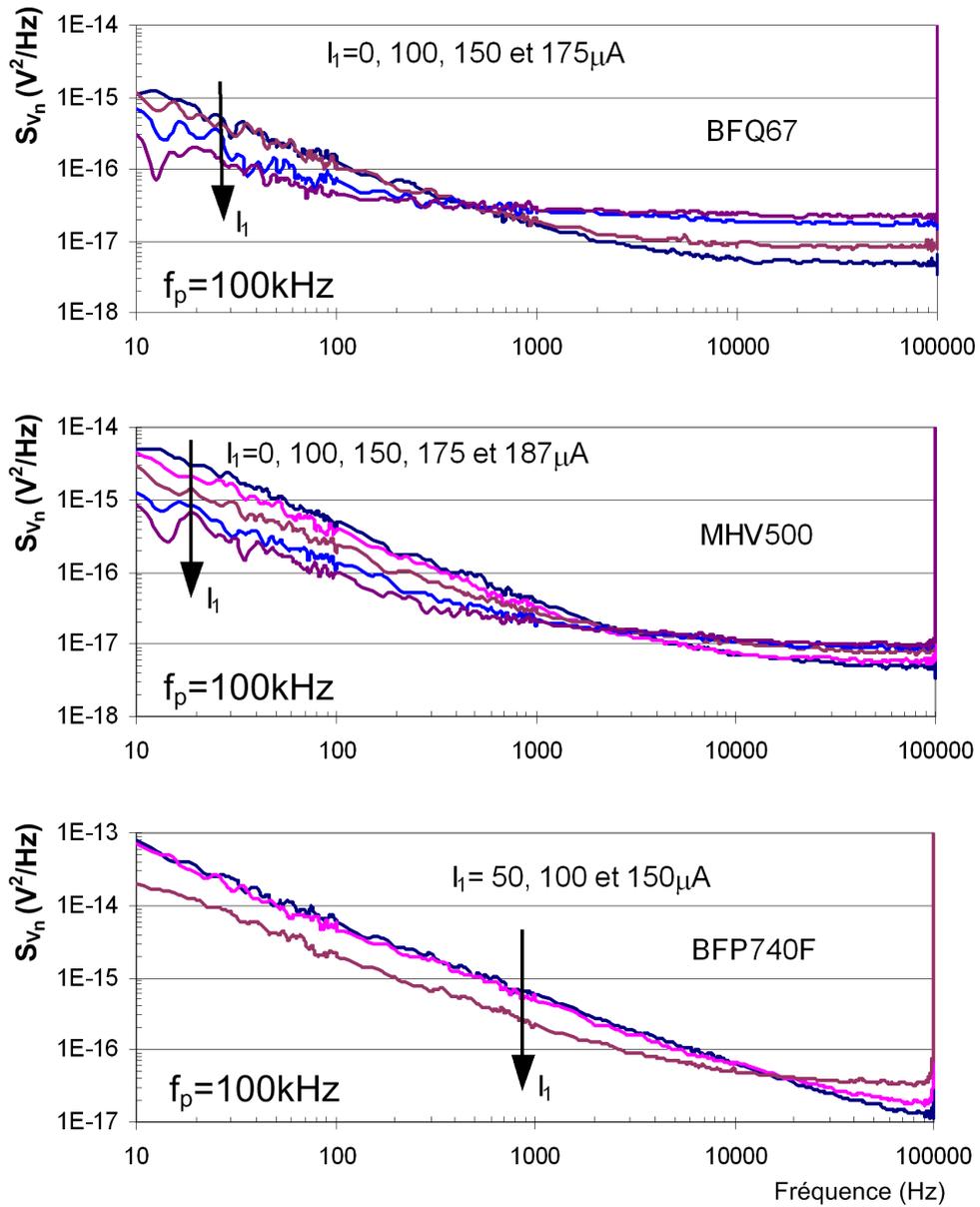


FIG. 4.20 – Diminution du bruit BF en tension avec une pompe à 100kHz.

observée pour les trois composants étudiés, indépendamment de la fréquence de pompage. Il est à noter que dans le cas du composant BFQ67, la valeur de 100kHz représente une fréquence de pompage 50 fois plus importante que la fréquence de coupure du bruit BF ($1/f$) du composant.

Alors, comment expliquer cette diminution du bruit en tension ?

4.6 La diminution du bruit en tension

La diminution du bruit en tension, observée lors du pompage de la diode (transistor), n'est possible que si la source de bruit en courant est cyclostationnaire.

Pour illustrer cette idée à l'aide d'un exemple simple, nous allons considérer une diode idéale pompée par une source de courant ($R_S = \infty$), comme indiqué sur la figure 4.21.

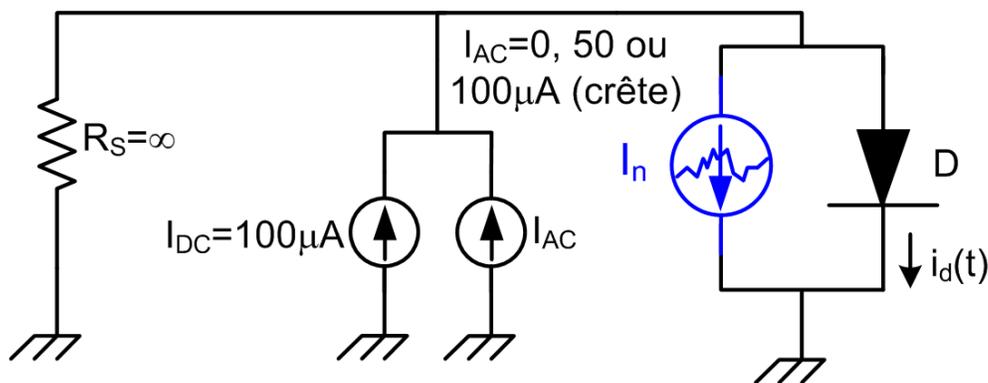


FIG. 4.21 – Schéma du pompage en courant. A comparer aux figures 4.3 et 4.4.

On suppose que la DSP du bruit en courant varie comme :

$$S_{I_D}(f, t) \Big|_{\text{cyclostationnaire}} = \frac{k_f \cdot I_D^2(t)}{f} \quad (4.15)$$

Il est à noter que cette expression est identique à celle utilisée pour expliquer le modèle de fluctuations de conductance, juste en remplaçant le courant traversant la résistance par celui traversant la diode.

Cette source de bruit peut être représentée, à une fréquence f_n initiale, par une pseudo sinusoïde :

$$I_{D_n}(t) = \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{k_f}{f_n}} \cdot \cos(2\pi \cdot f_n \cdot t + \Phi_n) \cdot I_D(t) \quad (4.16)$$

Comme nous l'avons vu dans le troisième chapitre, les composantes spectrales du bruit en courant vont dépendre du courant instantané traversant le composant. Notons que sous polarisation continue l'équation 4.16 n'entraîne un bruit qu'à la fréquence f_n .

Par ailleurs, en présence de pompage, la tension de bruit (en V/\sqrt{Hz}) étant le produit de l'équation 4.16 par la résistance instantanée de la diode (équation 4.3), on aboutit à :

$$\begin{aligned} V_{D_n}(t) = I_{D_n}(t) \cdot r_{diff}(t) &= \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{k_f}{f_n}} \cdot I_D(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_n \cdot t + \Phi_n) \cdot \frac{\eta \cdot V_{th}}{I_D(t)} = \\ &= \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{k_f}{f_n}} \cdot \eta \cdot V_{th} \cdot \cos(2\pi \cdot f_n \cdot t + \Phi_n) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Cette expression correspond au cas de la polarisation continue, pour laquelle :

$$\begin{aligned} V_{D_n}(t) &= \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{k_f}{f_n}} \cdot I_{D0} \cdot \cos(2\pi \cdot f_n \cdot t + \Phi_n) \cdot \frac{\eta \cdot V_{th}}{I_{D0}} = \\ &= \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{k_f}{f_n}} \cdot \eta \cdot V_{th} \cdot \cos(2\pi \cdot f_n \cdot t + \Phi_n) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Ainsi, en présence de pompage, le bruit en tension engendré par cette configuration ne présente pas de composantes significatives autour de f_p ! Ce cas est vérifié par le circuit simulé présenté sur la figure 4.22, qui inclut les résultats de simulation montrant que le bruit en tension autour du DC est indépendant du pompage, et ne présente pas de bandes latérales autour de la fréquence de pompage.

Le bruit en courant présente quant à lui des bandes latérales, dues à la dépendance de sa DSP au courant instantané, comme l'illustre la figure 4.23 pour la condition $I_{D0} = I_{D1} = 2I_{D2}$. Contrairement au cas stationnaire, le bruit en courant cyclostationnaire à la fréquence $f_p \pm f_n$ peut être de l'ordre de (et est corrélé à) celui à la fréquence f_n . C'est en effet le bruit en courant autour des composantes spectrales du courant de pompe qui, multiplié par les composantes spectrales de la résistance, rend possible la diminution du bruit en tension autour du DC quand R_S est finie ($R_S < \infty$).

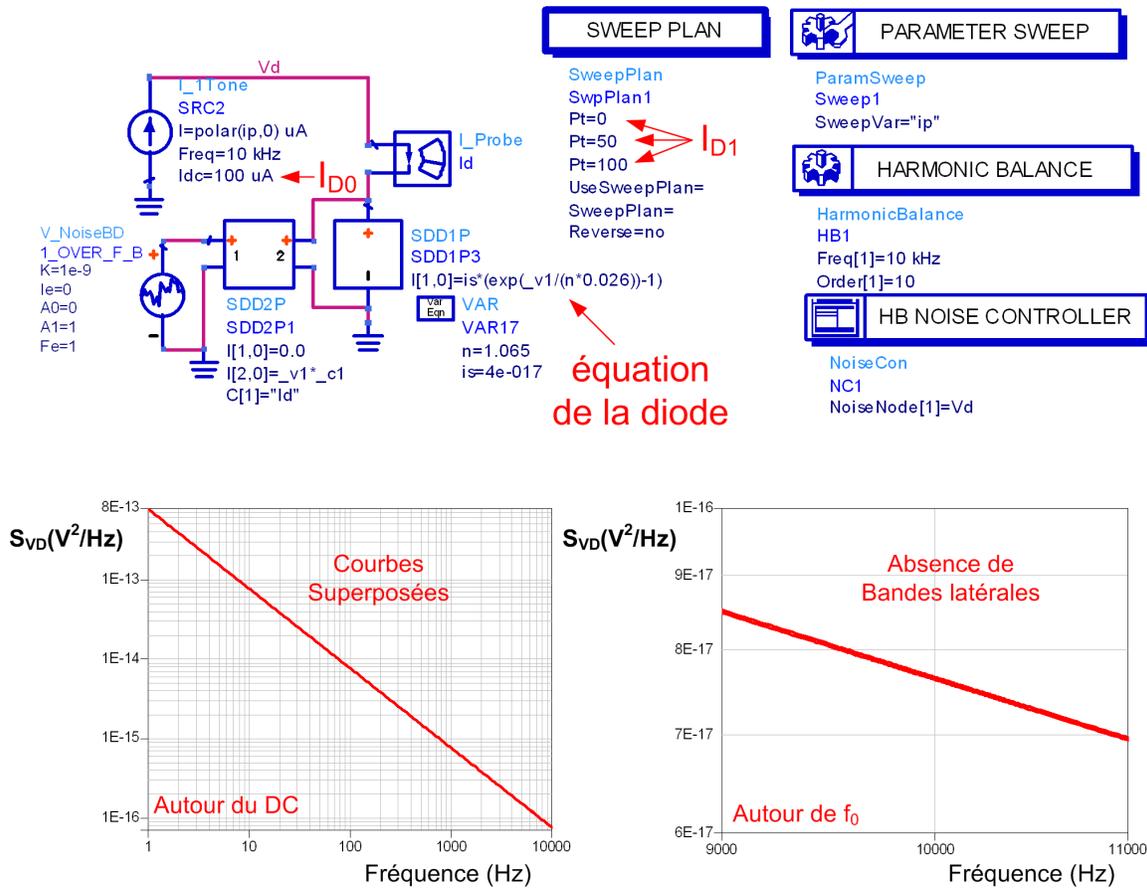


FIG. 4.22 – Bruit en tension d’une diode idéale pompée par une source de courant.

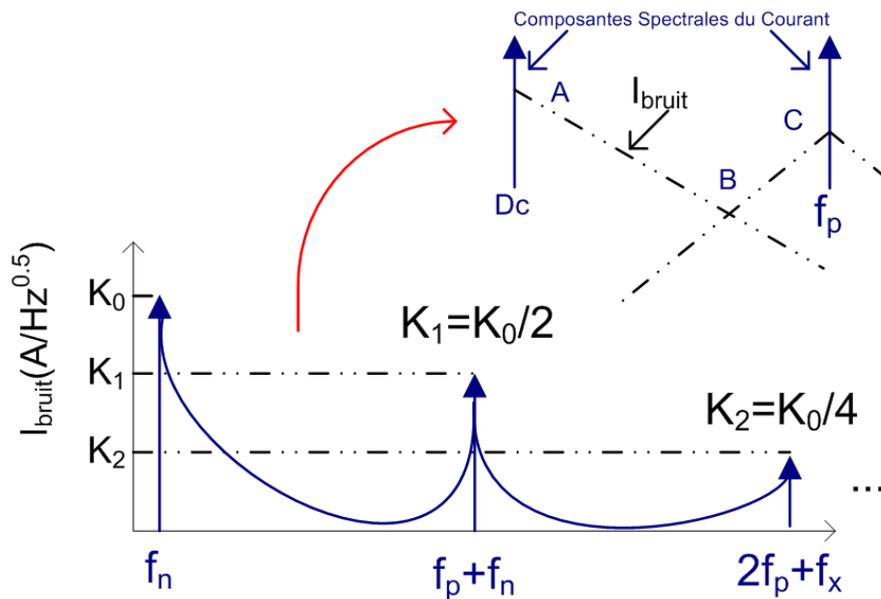


FIG. 4.23 – Composantes spectrales d’un bruit en courant cyclostationnaire.

4.7 Caractérisation de la source en entrée d'un transistor

Le cas du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert nous a permis de mettre en évidence que le bruit BF des composants semi-conducteurs mesurés est lui aussi cyclostationnaire. La DSP du bruit en courant dans ce cas est donc proportionnelle au carré du courant instantané traversant le composant, similaire au bruit des résistances au carbone.

On rappelle que, sous polarisation continue, la DSP du bruit en courant était proportionnelle au carré du courant DC traversant les composants. Cependant, même s'il s'agit d'un cas didactique (extension de l'analyse des résistances au carbone), cette variation ne représente qu'un exemple des lois de variation observées expérimentalement.

Un cas beaucoup plus intéressant à étudier est celui où le bruit en courant sous polarisation continue varie comme I_{D0}^p , avec p très différent de 2. Comment modéliser le bruit en courant dans ce cas ?

Nous allons étudier par la suite le cas d'un transistor bipolaire opérant en régime actif (configuration usuelle), dont la DSP du bruit en courant en entrée, sous polarisation continue, varie comme $I_{B0}^{1.3}$ ($I_{C0}^{1.3}$). Il s'agit du transistor BFQ67, dont le modèle est montré sur la figure 4.24. Le composant a été polarisé à travers une résistance série de $10k\Omega$.

La figure 4.25 présente une comparaison entre la courbe IxV mesurée et celle issue des simulations. Comme on peut le constater, un très bon accord est obtenu.

La figure 4.26-a présente une comparaison entre la DSP du bruit en tension mesurée à $200Hz$ et celle issue des simulations : on remarque qu'elle n'est plus indépendante du courant continu, comme c'était le cas pour le transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert. Les valeurs de I_{B0} appliquées sont 25, 50, 100 et $200\mu A$.

Nous avons une variation de la DSP du bruit en courant en $I_{B0}^{1.3}$, comme on le constate sur la figure 4.26-b, qui présente une comparaison entre la DSP du bruit en courant mesurée à $200Hz$ et celle issue des simulations. Un très bon accord est obtenu. La dépendance fréquentielle de la DSP du bruit mesurée ainsi que simulée est présentée dans l'annexe 6.

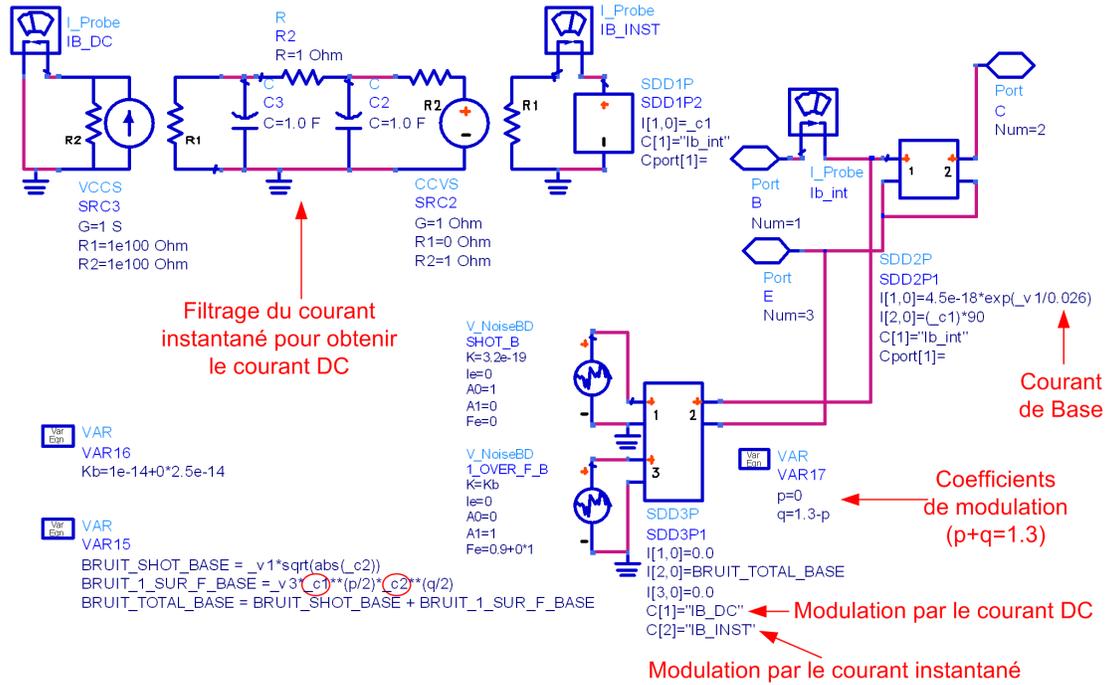


FIG. 4.24 – Modèle qui représentera le transistor BFQ67.

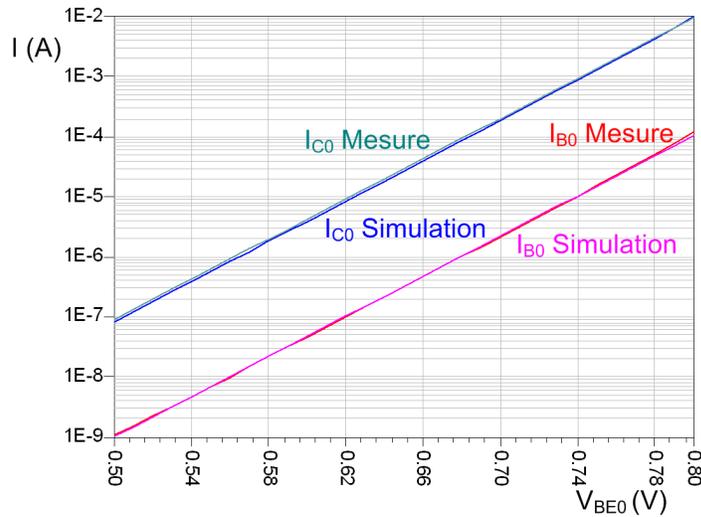


FIG. 4.25 – Tracé des courants du transistor BFQ67 à V_{CE0} fixe, en fonction de V_{BE0} .

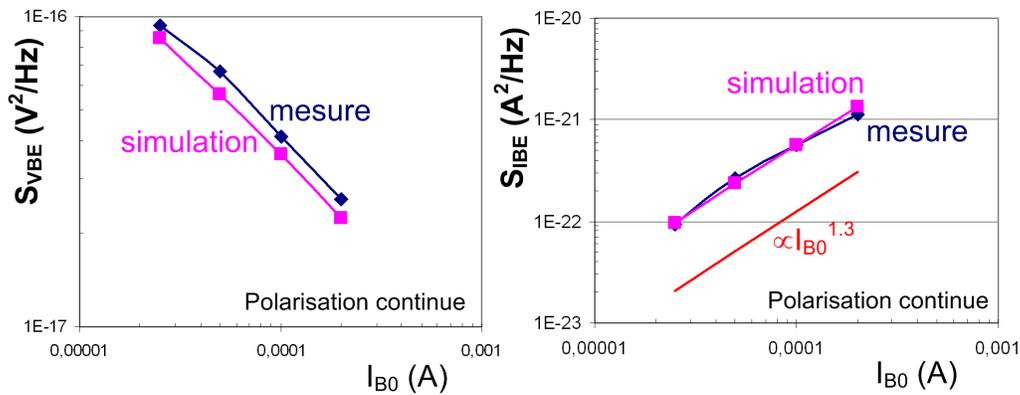


FIG. 4.26 – Bruit BF en entrée du transistor BFQ67 sous polarisation continue.

La figure 4.27 présente une comparaison entre les résultats de simulation et la mesure du courant instantané de base, pour 3 valeurs de I_{B1} : 50, 100 et 150 μA .

La figure 4.28 présente une comparaison entre les résultats de simulation et les données expérimentales concernant l'impédance R_{eq0} obtenue pour chaque valeur de I_{B1} .

La figure 4.29 présente la configuration pour la simulation du bruit en tension.

Pour la partie expérimentale, nous utilisons le montage illustré sur la figure 4.30. Chaque diode de la figure 4.17 est remplacée par la jonction base-émetteur des transistors bipolaires, pendant qu'un circuit de polarisation au collecteur assure que le composant est en régime actif (dit régime normal). On note des circuits de stabilisation placés au collecteur, dans le but d'éviter des possibles oscillations HF.

Finalement, la figure 4.31 présente une comparaison entre la mesure et les résultats de simulation pour les valeurs de I_{B1} mentionnées, en utilisant trois valeurs différentes pour le paramètre p : 1.3 (qui correspond au modèle stationnaire), 0 (donc $q = 1.3$) et -0.7 (donc $q = 2$).

Comme pour la simulation du transistor BFP740F en configuration collecteur ouvert, on constate qu'un modèle stationnaire procure des résultats très au dessus des valeurs obtenues expérimentalement. Il est intéressant de noter que seule l'option $p = -0.7$ (et par conséquent $q = 2$) permet de reproduire la diminution du bruit autour du DC. Par contre, un accord moins satisfaisant est obtenu autour de f_p , par rapport à la condition $p = 0$. La dépendance fréquentielle de la DSP du bruit mesurée ainsi que simulée est présentée dans l'annexe 6.

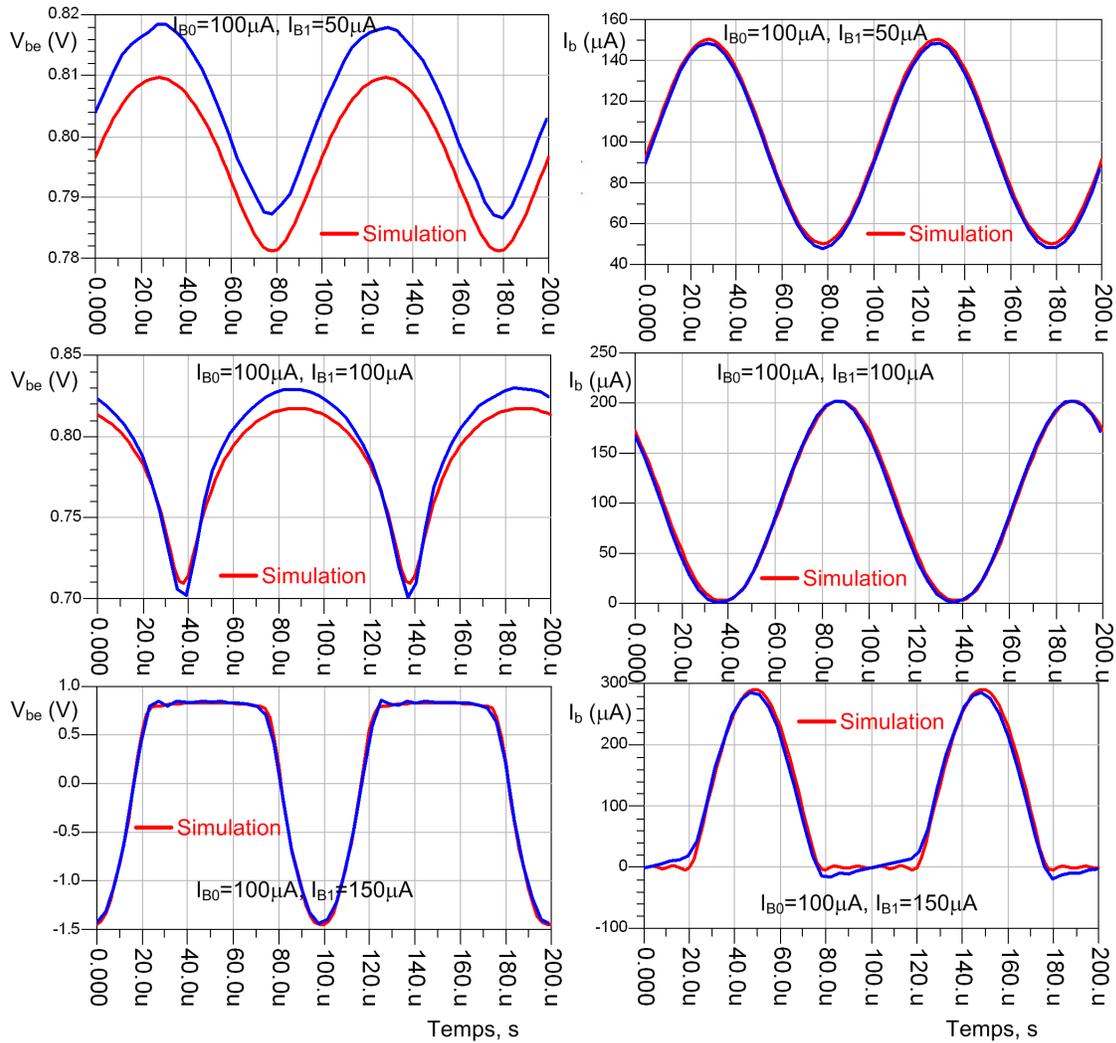


FIG. 4.27 – Comparaison mesure-modèle des formes d’ondes temporelles du courant de base du transistor BFQ67.

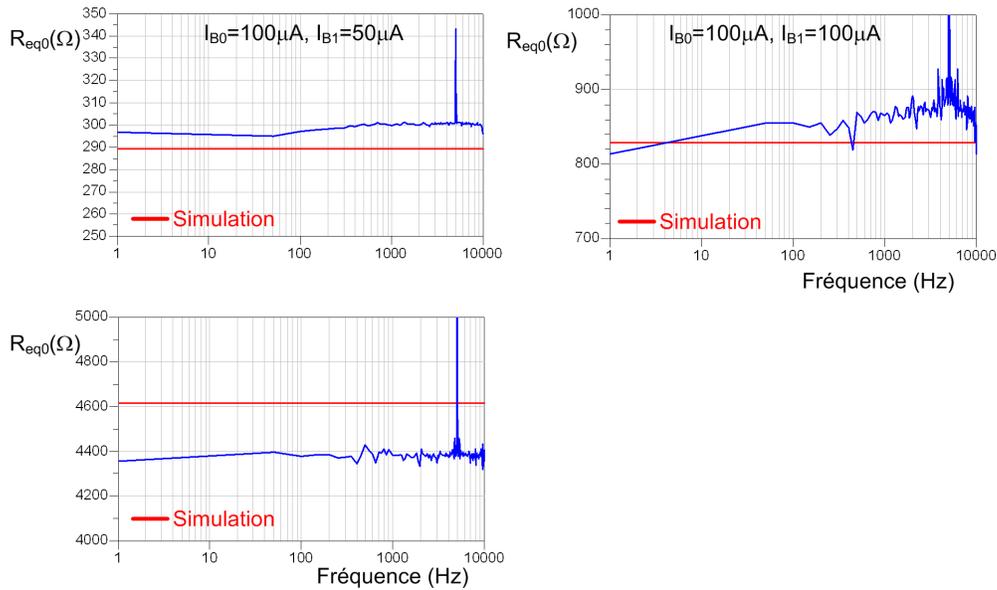


FIG. 4.28 – Comparaison mesure-modèle de l'impédance R_{eq0} pour le circuit du transistor BFQ67.

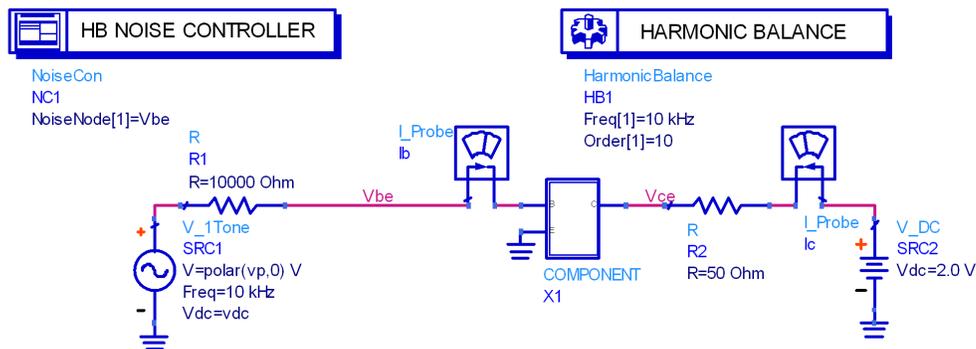


FIG. 4.29 – Configuration pour la simulation du bruit en tension en entrée du transistor BFQ67.

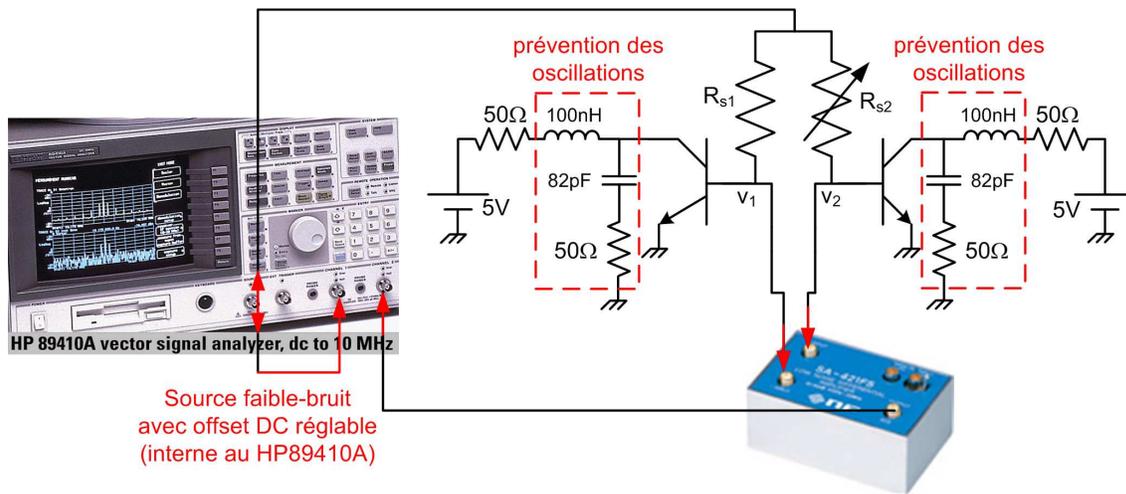


FIG. 4.30 – Montage expérimental pour la mesure du bruit en tension en entrée du transistor BFQ67.

Notons que le bruit autour de f_p est presque totalement dominé par un bruit blanc. En effet, l'augmentation du bruit blanc autour de f_p est due au bruit thermique (en tension) de la résistance, sa valeur étant très importante ($10k\Omega$), ajouté au fait que le transistor ne présente pas un bruit BF important.

Nous avons donc refait les mesures avec une résistance série plus faible, dans ce cas $1k\Omega$. La comparaison entre la mesure et les résultats de simulations ($p = -0.7$, $q = 2$) est présentée sur la figure 4.32

Comme on peut le constater, un très bon accord est obtenu entre la mesure et les résultats de simulation. La dépendance fréquentielle de la DSP du bruit mesurée ainsi que simulée est présentée dans l'annexe 6.

On rappelle que le bruit BF du transistor BFQ67 ne peut pas être complètement attribué à une simple fluctuation de conductance, puisque dans son cas $(p + q) \neq 2$. Il est cependant intéressant de noter que la condition $q = 2$ de la figure 4.32 implique que le bruit en courant autour de la fréquence de pompe est proportionnel au carré du courant déterministe à cette fréquence, même si le bruit en courant autour du DC n'est pas proportionnel au carré du courant moyen (DC).

Finalement, il est important de souligner que les résultats des simulations doivent être admis avec une certaine précaution : dans le cas du logiciel ADS, ils sont dépendants

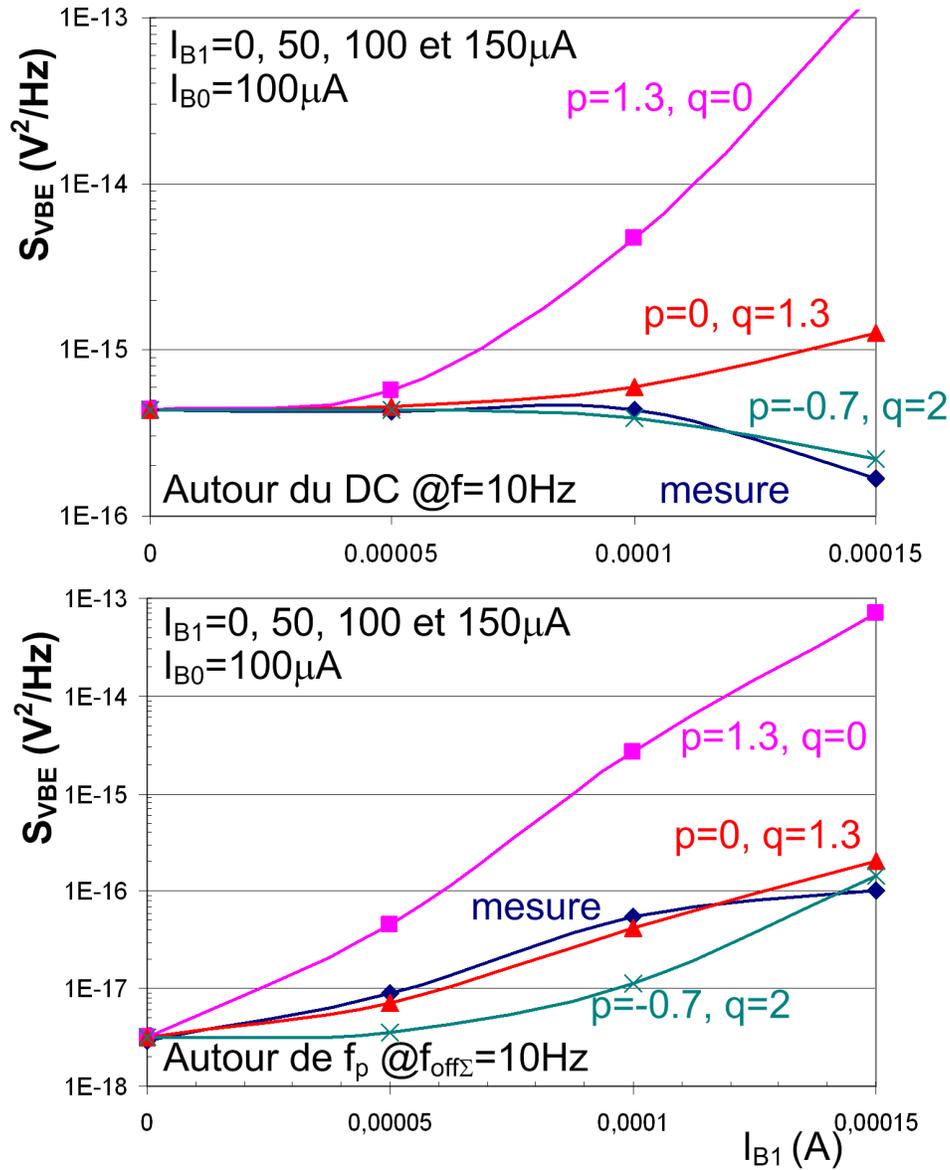


FIG. 4.31 – Comparaison mesure-modèle du bruit en tension du transistor BFQ67. $R_S = 10k\Omega$.

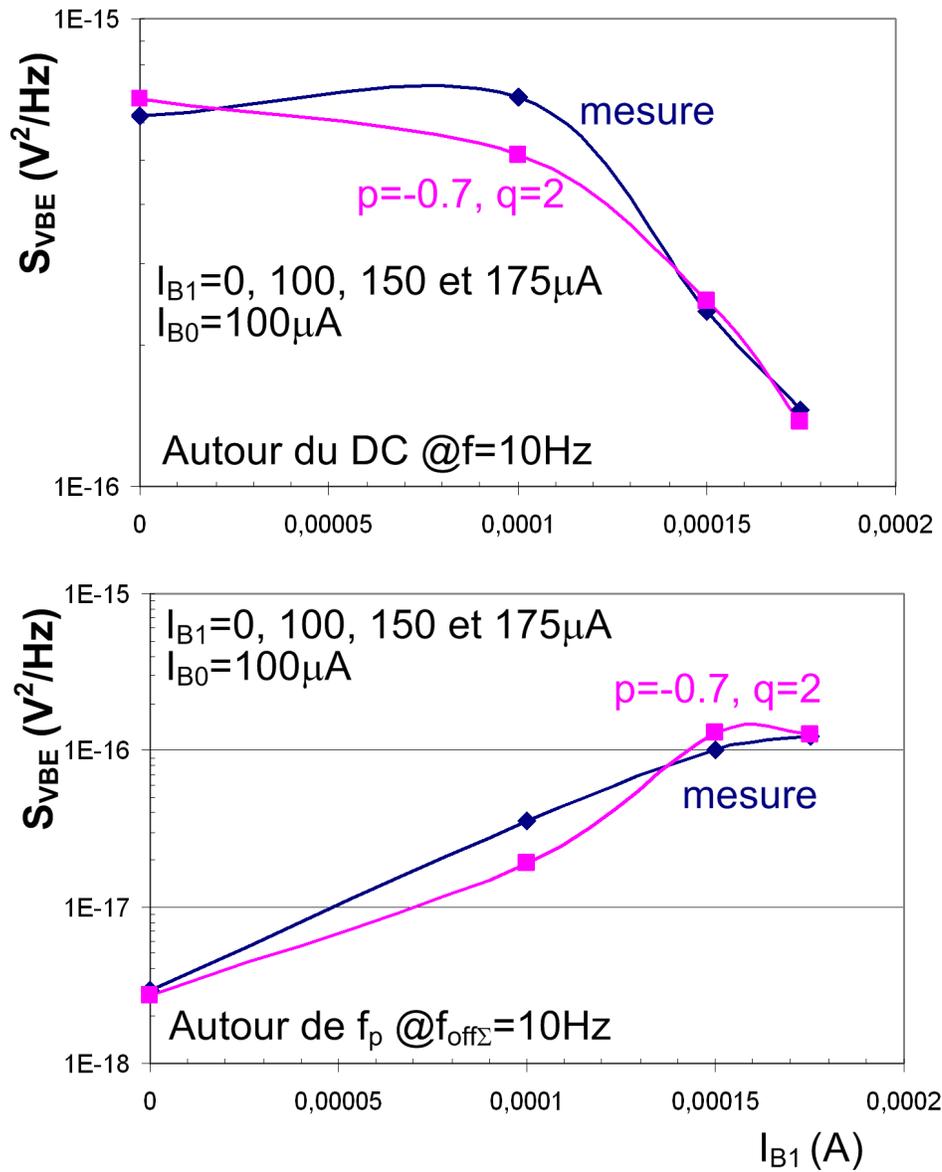


FIG. 4.32 – Comparaison mesure-modèle du bruit en tension du transistor BFQ67. $R_S = 1k\Omega$.

des paramètres de simulation (tels que le nombre d'harmoniques considérées dans l'équilibrage harmonique) ainsi que de la façon de représenter le bruit (équation). Autant que possible, les résultats de simulation doivent être vérifiés analytiquement, indépendamment du simulateur utilisé.

4.8 Discussion

Dans le cas des résistances au carbone, on n'arrive pas à distinguer la bonne hypothèse (stationnaire ou cyclostationnaire) si l'on ne mesure que le bruit, soit en tension, soit en courant, autour du DC. Le cas d'une jonction PN est nettement plus instructif.

Comme nous l'avons vu au cours du chapitre 2, le mécanisme fondamental du bruit est la fluctuation de courant, la fluctuation de tension en étant une conséquence. On s'intéresse ainsi à la caractérisation des sources de bruit en courant.

Si l'on ne mesure que le bruit en courant autour du DC, il est encore impossible de distinguer entre les deux hypothèses (stationnaire et cyclostationnaire)! Ce principe est illustré sur la figure 4.33.

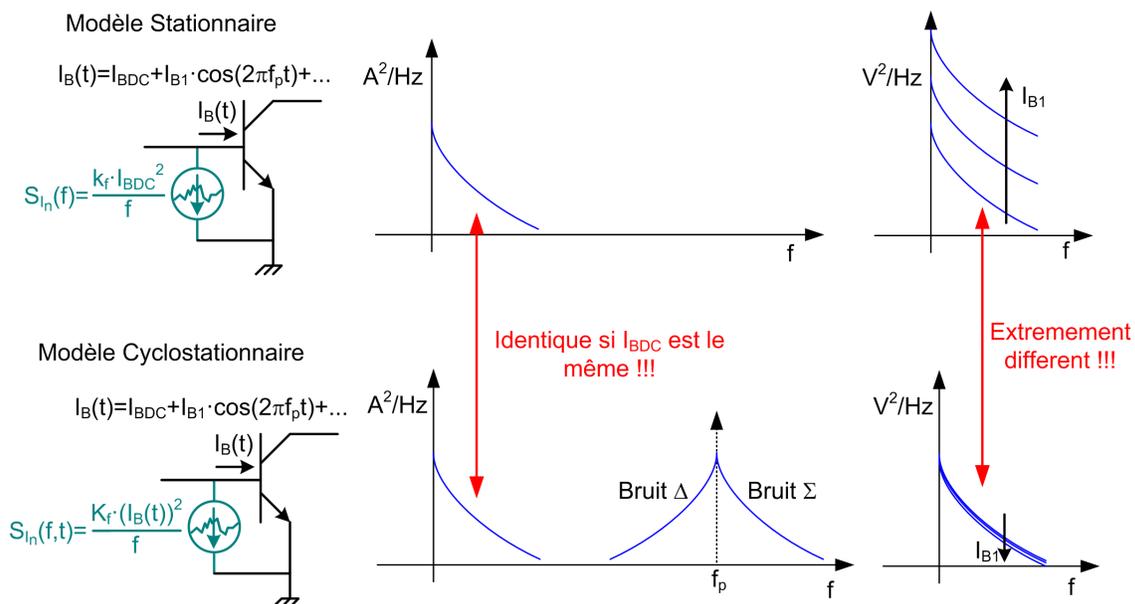


FIG. 4.33 – Différences entre les deux hypothèses, dans le cas d'une jonction PN idéale.

Il n'est donc pas surprenant que les mesures en entrée des transistors bipolaires sous pompage RF ont révélé une indépendance [81] ou quasi indépendance [79] de la DSP des

fluctuations du courant par rapport à la puissance injectée.

Par contre, comme la résistance déterministe petit signal du semi-conducteur pompé varie dans le temps (différemment du cas des résistances linéaires), la conversion du bruit fondamental en courant en bruit en tension permet de distinguer clairement les hypothèses à partir de la simple observation du bruit en tension autour du DC.

Comme conséquence, même si le mécanisme fondamental du bruit (que l'on cherche à modéliser) est représenté par des sources de bruit en courant, il est plus intéressant d'observer leur effet à partir d'une mesure de bruit en tension, afin de caractériser plus précisément les coefficients de puissance de dépendance des ces sources par rapport au courant.

La méthode de mesure développée nous a permis de mieux comprendre le comportement des sources cyclostationnaires, et rend possible la caractérisation de la source en entrée du transistor, qui donne un accès direct, dans le cas général, à la source intrinsèque placée entre base et émetteur dans les modèles compacts des transistors.

Il est cependant important de noter que le montage en pont reste d'une manipulation complexe, et probablement peu adaptée à la mesure sous pointes. Pour éviter la mesure sous pointes, les transistors sur plaque peuvent être coupés et brasés sur capot, et ainsi être utilisés tels que les composants discrets mesurés au cours de notre travail. Il ne reste ainsi qu'à formuler un circuit de polarisation adapté, afin d'éviter des éventuelles oscillations.

Il existe cependant une alternative à la mesure en pont. Comme nous l'avons vu, une modélisation correcte de la source de bruit en courant permet un bon accord avec la mesure du bruit en tension à la fois autour du DC et autour de f_p . On peut ainsi envisager de ne mesurer que le bruit en tension autour du DC pour caractériser les sources. Un montage alternatif possible est illustré sur la figure 4.34.

Ce montage présente l'avantage d'être adapté à la mesure sous pointes, et est basé sur la mesure du bruit en tension quand le transistor travaille en régime fort signal. Evidemment, une mesure similaire au collecteur est envisageable. Dans ce cas, il est nécessaire d'éviter que le bruit du circuit de pompe masque le bruit du composant. Dans la mesure en pont, le bruit du circuit de pompe est naturellement annulé, de la même façon que la pompe elle-même.

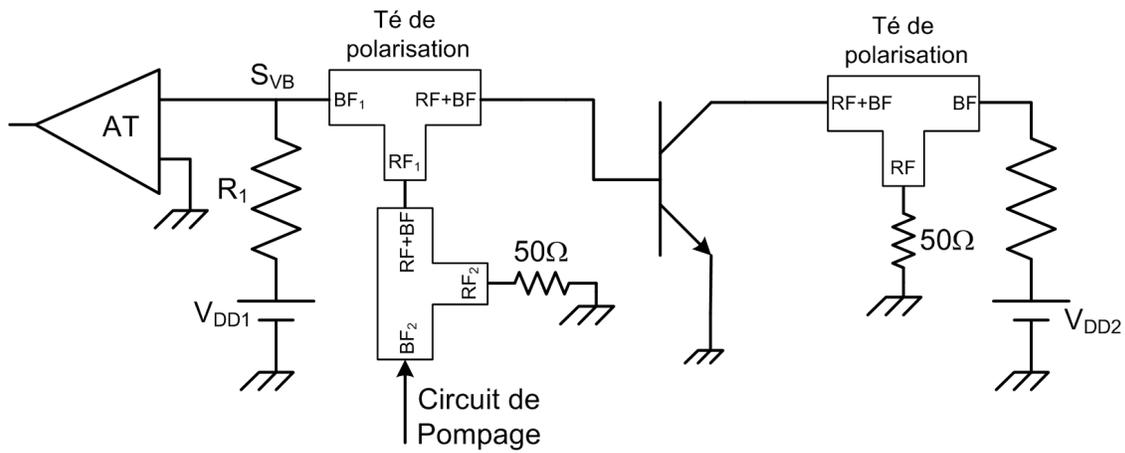


FIG. 4.34 – Montage alternatif au montage en pont.

Cette idée est donnée comme une possible extension du travail présent.

Conclusion générale et Perspectives

Dans le premier chapitre, nous avons proposé une méthode originale de caractérisation de l'impédance thermique du transistor bipolaire, qui utilise la variation du paramètre ϕ , correspondant à la variation de tension base-émetteur en fonction de la température, à courant de base fixe.

La méthode est basée sur la mesure de l'impédance vue en entrée en fonction de la charge présentée au collecteur. Ce phénomène, qui montre que le transistor ne peut pas être supposé unilatéral, est dû à l'auto-échauffement.

L'avantage de cette méthode est que l'impédance d'entrée (par l'intermédiaire de ϕ) est beaucoup plus sensible à l'auto-échauffement que les autres paramètres du transistor tels que le gain en courant de court-circuit. Cela nous permet d'évaluer avec précision la forme fréquentielle de l'impédance thermique du composant.

Au cours du deuxième chapitre, nous avons mis en place une méthode expérimentale permettant la caractérisation des sources équivalentes de bruit aux accès du transistor (ainsi que de leur corrélation) à partir de la mesure du bruit en tension.

De plus, nous avons mis en évidence qu'à partir d'un certain niveau de puissance dissipée par le transistor, pour lequel notre système reste tout à fait adapté, la mesure du bruit BF à l'aide d'amplificateurs transimpédance s'avère malheureusement impossible.

En comparant la mesure de $100kHz$ à $10MHz$ avec les résultats de simulation d'un modèle contenant des sources de bruit blanches (bruit thermique des résistances d'accès et bruit shot), nous avons pu appréhender l'importance de la résistance de base sur le bruit mesuré en sortie.

Finalement, au cours du quatrième chapitre nous avons proposé une méthode de caractérisation des propriétés cyclostationnaires des sources de bruit en courant des composants semi-conducteurs (diode, entrée du transistor). L'instrumentation et les conditions de mesure choisis ont mis en évidence que le bruit BF (notamment en $1/f$) des semi-conducteurs est au moins en partie dû à des fluctuations de leur conductance.

L'analyse développée a permis de montrer que des mesures indiquant une indépendance du bruit BF (aussi bien en courant qu'en tension) en fonction du pompage ne veut pas nécessairement dire que le bruit BF mesuré est stationnaire !

Ayant mis en défaut certaines des interprétations trouvées dans la littérature, ainsi

que certains de nos propres concepts “précédents”, nous pouvons faire nôtre une phrase de Hooge, Kleinpenning et Vandamme, écrite dans un article sur les études expérimentales du bruit en $1/f$: “We can accept all measurements, but not all interpretations” [94]. Nous espérons avoir éclairci, d’une petite bougie, ce domaine si dynamique.

Nous estimons nécessaire de poursuivre les perspectives du présent travail par une étude approfondie suivant trois axes :

Le premier concerne la modélisation de la résistance de base, étant donné son impact sur le bruit en sortie avec condition de court-circuit AC en entrée. Certaines de nos simulations d’un circuit oscillateur particulier ont d’ailleurs montré que son bruit de phase à $100kHz$ de la porteuse était dominé par le bruit thermique (converti) de la résistance.

Dans ce cas, la possibilité d’un comportement non linéaire (dépendant du niveau de courant et/ou température), ainsi que d’un éventuel bruit en excès devraient être étudié plus profondément.

Le deuxième axe est une extension de l’observation de l’impact de la température sur le comportement en bruit BF des transistors. Dans ce cas, il serait intéressant d’étudier plus profondément la variation de sources équivalentes aux accès (et internes) à un point de polarisation fixe (V_{CE0} , I_{C0}) en fonction de la température.

Le troisième axe concerne la détermination de la loi de variation des sources de bruit cyclostationnaires en fonction du courant dans les composants semi-conducteurs. La mesure systématique du bruit BF en présence d’une porteuse doit permettre d’affiner les modèles de ces sources de bruit.

Nous estimons que ces trois axes pourront apporter des visions approfondies sur la thématique du bruit BF des composants semi conducteurs.

Bibliographie

- [1] A. Khanna, “Microwave oscillators :the state of the technology,” *Microwave Journal*, vol. 49, no. 4, pp. 22–, April 2006.
- [2] J.-C. Nallatamby, M. Prigent, M. Camiade, A. Sion, C. Gourdon, and J. Obregon, “An advanced low-frequency noise model of gainp-gaas hbt for accurate prediction of phase noise in oscillators,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 5, pp. 1601–1612, May 2005.
- [3] W. Perndl, H. Knapp, K. Aufinger, T. Meister, W. Simburger, and A. Scholtz, “Voltage-controlled oscillators up to 98 ghz in sige bipolar technology,” *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 39, no. 10, pp. 1773–1777, Oct. 2004.
- [4] J. Lai, D. Caruth, Y. Chuang, K. Cimino, R. Elder, D. Jansen, F. Stroili, M. Le, and M. Feng, “300 ghz inp dhbt large signal model including current blocking effect and validated by gilbert multiplier circuits,” *Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2005. CSIC '05. IEEE*, pp. 4 pp.–, Oct 2005.
- [5] G. Niu, J. Tang, Z. Feng, A. Joseph, and D. Haramé, “Sige hbt scaling implications on 1/f noise and oscillator phase noise,” *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE*, pp. 299–302, June 2004.
- [6] A. Lisboa de Souza, J.-C. Nallatamby, M. Prigent, and J. Obregon, “Impact of self-heating in 1/f noise measurements with voltage amplifiers,” in *Fluctuations and Noise 2007 Symposium*, 2007.
- [7] —, “On the cyclostationary properties of the 1/f noise of microwave semiconductor devices,” in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 15-20 June 2008.
- [8] A. de Souza, J.-C. Nallatamby, M. Prigent, and R. Quere, “Dynamic impact of self-heating on input impedance of bipolar transistors,” in *Electronics Letters*, vol. 42, no. 13, 22 June 2006, pp. 777–778.
- [9] J. H. J. Lortéije and A. M. H. Hoppenbrouwers, “Amplitude modulation by 1/f noise in resistors results in 1/δf noise,” *Philips Res. Rep.*, pp. 29–39, 1971.
- [10] J. Everard, *Microelectronic Circuits*, 3rd ed. Oxford University Press Inc., 1991.
- [11] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators*. John Wiley and Sons Ltd, 2001.
- [12] S. M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, 2nd ed. Wiley-Interscience, 1981.
- [13] J. Ebers and J. Moll, “Large-signal behavior of junction transistors,” *Proceedings of the IRE*, vol. 42, no. 12, pp. 1761–1772, Dec. 1954.
- [14] H. K. Gummel and R. C. Poon, “An integral charge control model of bipolar transistors,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 49, pp. 827–852, 1970.

- [15] J. Early, “Effects of space-charge layer widening in junction transistors,” *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 11, pp. 1401–1406, Nov. 1952.
- [16] R. Pritchard, “Transistor equivalent circuits,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 1, pp. 150–162, Jan 1998.
- [17] S. Jarrix, C. Delseny, F. Pascal, and G. Lecoy, “Noise correlation measurements in bipolar transistors. i. theoretical expressions and extracted current spectral densities,” *Journal of Applied Physics*, vol. 81, no. 6, pp. 2651–2657, 1997.
- [18] O. Jardel, R. Quere, S. Heckmann, H. Bousbia, D. Barataud, E. Chartier, and D. Floriot, “An electrothermal model for gainp/gaas power hbts with enhanced convergence capabilities,” *European Microwave Integrated Circuits Conference, 2006. The 1st*, 10-13 Sept. 2006.
- [19] O. Mueller, “Internal thermal feedback in four-poles especially in transistors,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 52, no. 8, pp. 924–930, 1964.
- [20] S. Cherepko, J. Hwang, and W. Curtice, “Effects of bias and load conditions on dynamic self-heating of bipolar transistors,” in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol. 1, 6-11 June 2004, pp. 47–50Vol.1.
- [21] J. Lonac, A. Santarelli, I. Melczarsky, and F. Filicori, “A simple technique for measuring the thermal impedance and the thermal resistance of hbts,” in *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European*, 3-4 Oct. 2005, pp. 197–200.
- [22] O. Weiss, P. Baureis, N. Kellmann, N. Weber, and R. Weigel, “Correcting the output conductance for self-heating in inalas/ingaas hbts,” *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 9, pp. 2231–2236, Sept. 2006.
- [23] Y. Zhu, J. Twynam, M. Yagura, M. Hasegawa, T. Hasegawa, Y. Eguchi, Y. Amano, E. Suematsu, K. Sakuno, N. Matsumoto, H. Sato, and N. Hashizume, “Self-heating effect compensation in hbts and its analysis and simulation,” *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 11, pp. 2640–2646, Nov. 2001.
- [24] D. Frickey, “Conversions between s, z, y, h, abcd, and t parameters which are valid for complex source and load impedances,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 2, pp. 205–211, Feb 1994.
- [25] F. Arlot, *Modélisation des Transistors Bipolaires à Hétérojonction - Application à la Réalisation d’un Oscillateur en Bande X à Faible Bruit Phase dans le Cadre du Projet PHARAO*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2002.
- [26] A. Xiong, *Étude Thermique des Composants Semiconducteurs*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2008.

- [27] J. Brinkhoff, A. Parker, and M. Leung, "Baseband impedance and linearization of fet circuits," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 12, pp. 2523–2530, Dec. 2003.
- [28] J. Martin, C. Maneux, N. Labat, A. Touboul, M. Riet, S. Blayac, M. Kahn, and J. Godin, "1/f noise analysis of inp/ingaas dhbts submitted to bias and thermal stresses," *Microelectronics Reliability*, vol. 43, no. 9-11, pp. 1725–1730, September–November 2003.
- [29] L. Vandamme, X. Li, and D. Rigaud, "1/f noise in mos devices, mobility or number fluctuations?" *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 11, pp. 1936–1945, Nov 1994.
- [30] F. Hooge, "1/f noise sources," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 11, pp. 1926–1935, Nov 1994.
- [31] R. F. Voss and J. Clarke, "Flicker (1f) noise : Equilibrium temperature and resistance fluctuations," *Phys. Rev. B*, vol. 13, no. 2, pp. 556–573, Jan 1976.
- [32] A. Lisboa de Souza, J.-C. Nallatamby, and M. Prigent, "Low-frequency noise measurements of bipolar devices under high dc current density : Whether transimpedance or voltage amplifiers," *European Microwave Integrated Circuits Conference, 2006. The 1st*, pp. 114–117, 10-13 Sept. 2006.
- [33] S. Bruce, L. Vandamme, and A. Rydberg, "Measurement of low-frequency base and collector current noise and coherence in sige heterojunction bipolar transistors using transimpedance amplifiers," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 5, pp. 993–1000, May 1999.
- [34] —, "Improved correlation measurements using voltage and transimpedance amplifiers in low-frequency noise characterization of bipolar transistors," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 9, pp. 1772–1773, Sep 2000.
- [35] L. Bary, M. Borgarino, R. Plana, T. Parra, S. Kovacic, H. Lafontaine, and J. Graffeuil, "Transimpedance amplifier-based full low-frequency noise characterization setup for si/sige hbts," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 4, pp. 767–773, Apr 2001.
- [36] M. Borgarino, "Full direct low frequency noise characterization of gaas heterojunction bipolar transistors," *Solid-State Electronics*, vol. 49, no. 8, pp. 1361–1369, August 2005.
- [37] R. Burton and P. Dai, "Characterization and modeling of ingap hbt low-frequency oscillations," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 6, pp. 1033–1036, June 2004.

- [38] A. Lyoubi, *Métrieologie et Modélisation du Bruit Basse Fréquence dans les Transistors à Effet de Champ : Application à la CAO des Sources dans les Systèmes de Communication*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2002.
- [39] F. Bonani and G. Ghione, *Noise in Semiconductor Devices : Modeling and Simulation*, 1st ed. Springer, 2001.
- [40] S. Heckmann, *Contribution au Developpement d'une Filiere de TransistorsS Bipolaires a Heterojonction de Tres Forte Puissance en Bandes L et S pour Applications de Telecommunications Civiles etT Radar*. Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [41] L. J. Giacoletto, *Transistors I*, 1st ed. RCA Labs, 1956.
- [42] M. Strutt, "Noise-figure reduction in mixer stages," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 12, pp. 942–950, Dec. 1946.
- [43] C. Dragone, "Analysis of thermal and shot noise in pumped resistive diodes," *Bell Systems Technical Journal*, vol. 47, pp. 1883–1902, 1968.
- [44] D. Held and A. Kerr, "Conversion loss and noise of microwave and millimeterwave mixers : Part 1. theory," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 2, pp. 49–55, Feb 1978.
- [45] M. Tempel and G. Boeck, "Shot-noise analysis in circuits with large signal excitations using harmonic balance simulators," *Electronics, Circuits and Systems, 2006. ICECS '06. 13th IEEE International Conference on*, pp. 581–583, 10-13 Dec. 2006.
- [46] A. van der Ziel, *Noise in Solid State Devices and Circuits*. Wiley-Interscience, 1986.
- [47] —, "Noise in solid-state devices and lasers," *Proceedings of the IEEE*, vol. 58, no. 8, pp. 1178–1206, Aug. 1970.
- [48] M. Rudolph, F. Korndrfer, P. Heymann, and W. Heinrich, "Compact large-signal shot-noise model for hbts," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 1, pp. 7–14, Jan. 2008.
- [49] F. Pascal, M. De Murcia, G. Lecoy, and L. K. J. Vandamme, "1/f and g-r noise in algaas epitaxial layers," *Solid-state electronics*, vol. 37, no. 8, pp. 1503–1508, 1994.
- [50] A. van der Ziel, X. Zhang, and A. Pawlikiewicz, "Location of 1/f noise sources in bjtss and hbjts i. theory," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 9, pp. 1371–1376, Sep 1986.
- [51] M. Borgarino, L. Bary, D. Vescovi, R. Menozzi, A. Monroy, M. Laurens, R. Plana, F. Fantini, and J. Graffeuil, "The correlation resistance for low-frequency noise compact modeling of si/sige hbts," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 5, pp. 863–870, May 2002.

- [52] T. Kleinpenning, "Location of low-frequency noise sources in submicrometer bipolar transistors," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 6, pp. 1501–1506, Jun 1992.
- [53] —, "Low-frequency noise in modern bipolar transistors : impact of intrinsic transistor and parasitic series resistances," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 11, pp. 1981–1991, Nov 1994.
- [54] M. Linder, F. Ingvarson, K. Jeppson, J. Grahn, S.-L. Zhang, and M. Ostling, "Extraction of emitter and base series resistances of bipolar transistors from a single dc measurement," *Semiconductor Manufacturing, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 2, pp. 119–126, May 2000.
- [55] T. Ning and D. Tang, "Method for determining the emitter and base series resistances of bipolar transistors," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 4, pp. 409–412, Apr 1984.
- [56] C. Mcandrew, "Bjt base and emitter resistance extraction from dc data," *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2006*, pp. 1–4, 8-10 Oct. 2006.
- [57] P. Llinares, G. Ghibaudo, Y. Mourier, N. Gambetta, M. Laurens, and J. Chroboczek, "Determination of base and emitter resistances in bipolar junction transistors from low frequency noise and static measurements," *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E82-C, no. 4, pp. 607–611, April 1999.
- [58] W. Thomann and S. Knorr, "An accurate technique for the direct measurement of the base spreading resistance of bipolar transistors," *Bipolar Circuits and Technology Meeting, 1991., Proceedings of the 1991*, pp. 196–199, 9-10 Sep 1991.
- [59] J. Weng, J. Holz, and T. Meister, "New method to determine the base resistance of bipolar transistors," *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 13, no. 3, pp. 158–160, Mar 1992.
- [60] G. Hong, J. Gong, and S. Lu, "A general method of characterizing base resistance of bipolar junction transistors," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 39, pp. 438–441, 2000.
- [61] I. Getreu, *Modeling the Bipolar Transistor*, 1st ed. Tektronix Inc., 1976.
- [62] C. S. Bull and S. M. Bozic, "Excess noise in semiconducting devices due to fluctuations in their characteristics when signals are applied," *British Journal of Applied Physics*, vol. 18, 1967.
- [63] H. Sutcliffe, "Current-induced resistor noise not attributable entirely to fluctuations of conductivity," *Electronics Letters*, vol. 7, no. 7, pp. 160–161, 1971.
- [64] E. J. P. May and W. D. Sellars, "1/f noise produced by radio-frequency current in resistors," *Electronics Letters*, vol. 11, no. 22, pp. 544–545, 1975.

- [65] B. K. Jones and J. D. Francis, "Direct correlation between $1/f$ and other noise sources," *J. Phys. D : Appl. Phys.*, vol. 8, 1975.
- [66] E. J. P. May and H. G. Morgan, " $1/f$ noise in multicarrier systems," *Electronics Letters*, vol. 12, no. 1, pp. 8–9, 1976.
- [67] B. K. Jones, " $1/f$ and $1/\delta f$ noise produced by a radio-frequency current in a carbon resistor," *Electronics Letters*, vol. 12, no. 4, pp. 110–111, 1976.
- [68] H. Sutcliffe and Y. Ülgen, "Spectra of ac-induced noise in resistors," *Electronics Letters*, vol. 13, no. 14, pp. 397–399, 1977.
- [69] G. J. M. Helvoort and H. G. E. Beck, "Model for the excitation of $1/f$ noise by high-frequency ac signals," *Electronics Letters*, vol. 13, no. 18, pp. 542–544, 1977.
- [70] S. Pérez, T. González, S. L. Delage, and J. Obregon, "Microscopic analysis of generation-recombination noise in semiconductors under dc and time-varying electric fields," *Journal of Applied Physics*, vol. 88, pp. 800–807, Jul. 2000.
- [71] J. Sanchez, G. Bosman, and M. Law, "Device simulation of generation-recombination noise under periodic large-signal conditions," in *Electron Devices Meeting, 2001. IEDM Technical Digest. International*, 2-5 Dec. 2001, pp. 21.1.1–21.1.4.
- [72] F. Bonani, S. Guerrieri, and G. Ghione, "Noise source modeling for cyclostationary noise analysis in large-signal device operation," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 9, pp. 1640–1647, Sep 2002.
- [73] A. Demir and A. Sangiovanni-Vincentelli, *Analysis and Simulation of Noise in Nonlinear Electronic Circuits and Systems*, 1st ed. Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [74] M. Margraf and G. Boeck, "Analysis and modeling of low-frequency noise in resistive fet mixers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 7, pp. 1709–1718, July 2004.
- [75] C. Maneux, B. Grandchamp, N. Labat, A. Touboul, M. Riet, J. Godin, and P. Bove, "Lf noise analysis of inp/gaassb/inp and inp/ingaas/inp hbts," *European Microwave Integrated Circuits Conference, 2006. The 1st*, pp. 468–471, Sept. 2006.
- [76] J. E. Sanchez and G. Bosman, "Frequency conversion of flicker noise in bipolar junction transistors," *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 176–179, September 1998.
- [77] —, "Measurements of $1/f$ noise amplitude modulated by a largesignal carrier in bipolar junction transistors," *Microelectronics Reliability*, vol. 40, pp. 1839–1845, 2000.
- [78] O. Llopis, "High frequency and low frequency noise in microwave oscillators," in *12th GAAS SYmposium*, 2004.

- [79] M. Borgarino, C. Florian, P. A. Traverso, and F. Filicori, "Microwave large-signal effects on the low-frequency noise characteristics of gainp/gaas hbts," *ELECTRON DEVICES, IEEE TRANSACTIONS ON*, vol. 53, no. 10, pp. 2603–2609, Octobre 2006.
- [80] C. Florian and P. Traverso, "A highly flexible measurement set-up for the lf noise up-conversion and phase-noise performance characterization of microwave electron devices," *Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2007 IEEE*, pp. 1–6, May 2007.
- [81] S. Gribaldo, L. Bary, and O. Llopis, "Sige hbt nonlinear phase noise modeling," *19th International Conference on Noise and Fluctuations*, September 2007.
- [82] A. van der Wel, E. Klumperink, S. Gierkink, R. Wassenaar, and H. Wallinga, "Mosfet 1/f noise measurement under switched bias conditions," *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 21, no. 1, pp. 43–46, Jan 2000.
- [83] A. van der Wel, E. Klumperink, and B. Nauta, "Effect of switched biasing on 1/f noise and random telegraph signals in deep-submicron mosfets," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 1, pp. 55–56, Jan 2001.
- [84] J. Sanchez, G. Bosman, and M. Law, "Two-dimensional semiconductor device simulation of trap-assisted generation-recombination noise under periodic large-signal conditions and its use for developing cyclostationary circuit simulation models," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 5, pp. 1353–1362, May 2003.
- [85] F. Bonani, S. Donati Guerrieri, and G. Ghione, "Compact modelling of cyclostationary noise in semiconductor devices : a critical discussion," in *Electron Devices Meeting, 2002. IEDM '02. Digest. International*, 8-11 Dec. 2002, pp. 133–136.
- [86] —, "Large-signal compact diode noise modelling strategies for non-autonomous rf nonlinear applications," in *Gallium Arsenide applications symposium*, October 2003.
- [87] F. Bonani, S. Guerrieri, and G. Ghione, "Compact conversion and cyclostationary noise modeling of pn-junction diodes in low-injection. part ii. discussion," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 3, pp. 477–485, March 2004.
- [88] F. Bonani, S. Donati Guerrieri, and G. Ghione, "Simulation of large-signal cyclostationary noise in microwave devices : from physics-based to compact modelling approaches," in *Gallium Arsenide applications symposium*, October 2004.
- [89] T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, J.-M. Nebus, J. Villotte, J. Obregon, and R. Quere, "Hot small-signal s-parameter measurements of power transistors operating under large-signal conditions in a load-pull environment for the study of nonlinear parametric interactions," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 3, pp. 805–812, March 2004.

- [90] S. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 2nd ed. Artech House, 2003.
- [91] A. A. M. Saleh, “Theory of resistive mixers,” *MA :MIT press*, 1971.
- [92] S. Maas, *Microwave Mixers*, 1st ed. Artech House, 1986.
- [93] J.-C. Nallatamby, M. Prigent, and J. Obregon, “On the role of the additive and converted noise in the generation of phase noise in nonlinear oscillators,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 3, pp. 901–906, March 2005.
- [94] F. N. Hooge, T. G. M. Kleinpenning, and L. K. J. Vandamme, “Experimental studies on 1/f noise,” *Reports on Progress in Physics*, vol. 44, no. 5, pp. 479–532, 1981. [Online]. Available : <http://stacks.iop.org/0034-4885/44/479>

Annexes

Publications et communications relatives à ce travail

- [1] A. A. Lisboa de Souza, J.-C. Nallatamby, M. Prigent and R. Quéré, *Dynamic impact of self-heating on input impedance of bipolar transistors*, Electronics Letters, Vol. 42, No. 13, pp. 777-778, June 2006.
- [2] A. A. Lisboa de Souza, J.-C. Nallatamby and M. Prigent, *Low-Frequency Noise Measurements of Bipolar Devices Under High DC Current Density : Whether Transimpedance or Voltage Amplifiers*, Proceedings of the 2006 European Microwave Integrated Circuits Conference, Manchester, UK, September 2006.
- [3] A. A. Lisboa de Souza, J.-C. Nallatamby, M. Prigent and J. Obregon, *Impact of Self-Heating in LF Noise Measurements with Voltage Amplifiers*, Proceedings of the Fluctuations and Noise 2007 Symposium, Florence, Italy, May 2007.
- [4] A. A. Lisboa de Souza, J.-C. Nallatamby, M. Prigent and J. Obregon, *A new experimental method to characterize cyclostationary noise models of bipolar devices*, Proceedings of the 2008 IEEE International Frequency Control Symposium, Hawaii, USA, May 2008.
- [5] A. A. Lisboa de Souza, J.-C. Nallatamby, M. Prigent and J. Obregon, *On the Cyclostationary Properties of the 1/f Noise of Microwave Semiconductor Devices*, Proceedings of the 2008 International Microwave Symposium, Atlanta, USA, June 2008.
- [6] A. A. Lisboa de Souza, J.-C. Nallatamby and M. Prigent, *A Methodology to Characterize the Low-Frequency Noise of InP Based Transistors*, Proceedings of the 2008 European Microwave Integrated Circuits Conference, Amsterdam, The Netherlands, October 2008.
- [7] A. Xiong, R. Sommet, O. Jardel, T. Gasseling, A. A. Lisboa de Souza, R. Quéré and S. Rochette, *An Electrothermal Model of High Power HBTs for High Efficiency L/S Band Amplifiers*, Proceedings of the 2008 European Microwave Integrated Circuits Conference, Amsterdam, The Netherlands, October 2008.

Annexe 1 : L'impact de S_{ice} en entrée du transistor

Nous nous intéressons à montrer que, si le bruit en courant mesuré en sortie pour la condition de base ouverte ($R_1 \gg Z_{in}$, Z_{in} étant l'impédance d'entrée du transistor) est très supérieur à celui mesuré en condition de court-circuit en entrée, l'impact de S_{ice} en entrée est négligeable.

Pour cela, il faut considérer le circuit de la figure 5.35. Dans ce cas on cherche à savoir l'impact de la source à la sortie I_{ce} sur le bruit en tension en entrée (V_b).

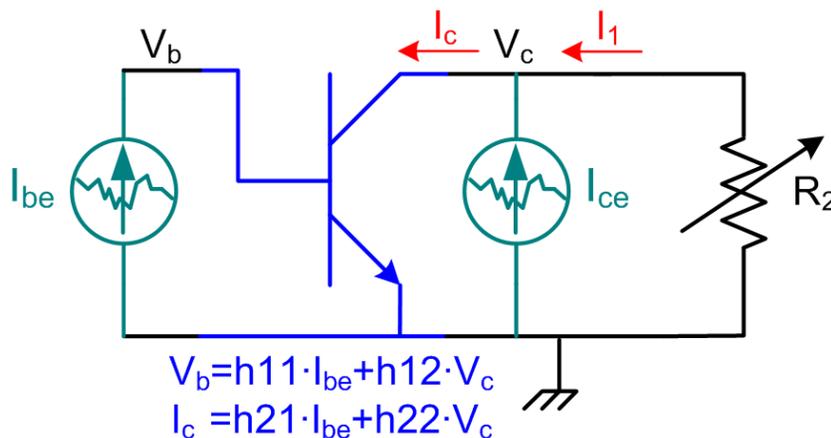


FIG. 5.35 – Montage pour l'analyse de l'impact de S_{ice} sur le bruit en entrée.

Pour l'analyse, nous allons nous servir du logiciel MAPLE, outil adapté au calcul analytique. Le code ci-dessous implémente, en langage MAPLE, les équations qui décrivent le circuit de la figure 5.35 :

```

> restart :
> # transistor
> eq1 := Vb = h11 * Ibe + h12 * Vc :
> eq2 := Ic = h21 * Ibe + h22 * Vc :
> # source de courant en sortie
> eq3 := Ic = Ice + I1 :

```

> ‡ *resistance en sortie*
 > eq4 := $Vc = -R2 \cdot I1$:
 > sol := solve(eq1, eq2, eq3, eq4, I1, Vc, Vb, Ic) :
 > assign(sol) :
 > ‡ *calcule les sources de courant en fonction des parametres*
 > VB := collect(Vb, Ibe, Ice, R2);

Et le résultat obtenu est le suivant :

$$V_b = \frac{(h11h22 - h12h21)R2 + h11}{1 + h22 \cdot R2} \cdot I_{be} + \frac{h12R2}{1 + h22 \cdot R2} \cdot I_{ce} \quad (5.19)$$

Pour calculer la densité spectrale de puissance, nous posons

$$K_1 = \frac{(h11h22 - h12h21)R2 + h11}{1 + h22 \cdot R2} \quad (5.20)$$

et

$$K_2 = \frac{h12R2}{1 + h22 \cdot R2} \quad (5.21)$$

On aboutit ainsi à :

$$S_{V_b} = \langle V_b \cdot V_b^* \rangle = |K_1|^2 \cdot S_{I_{be}} + |K_2|^2 \cdot S_{I_{ce}} + K_1 \cdot K_2^* \cdot S_{I_{bece}} + K_2 \cdot K_1^* \cdot S_{I_{bece}}^* \quad (5.22)$$

Regardons les deux premiers termes de l'équation 5.22. Si on les normalise par rapport à $|K_2|^2$, on arrive à

$$\frac{|K_1|^2}{|K_2|^2} \cdot S_{I_{be}} + S_{I_{ce}} = K_3 \cdot S_{I_{be}} + S_{I_{ce}} \quad (5.23)$$

Comme on le verra par la suite, la valeur de K_3 est d'autant plus petite que R_2 est grande. En plus, dans l'équation 5.20, le produit $h12 \cdot h21$ est considérablement plus grand que le produit $h11 \cdot h22$ (voir, par exemple, les courbes dans la figure 1.9).

Dans ce cas, le minimum de K_3 est approximativement donné par :

$$K_{3-\text{minimum}} \approx h21^2 \quad (5.24)$$

Qui nous mène à (en négligeant les termes de corrélation) :

$$S_{V_b-\text{normalise}} = h21^2 \cdot S_{I_{be}} + S_{I_{ce}} + \dots \quad (5.25)$$

Si on effectue une mesure du bruit en sortie à la condition de court-circuit en entrée, on caractérise directement $S_{I_{ce}}$. Si au contraire, on fait la mesure à la condition $R_1 \gg Z_{in}$, on a, faisant partie du bruit à la sortie, le terme $h21^2 \cdot S_{I_{be}}$.

Si ce dernier est considérablement plus grand que $S_{I_{ce}}$, condition généralement observée, l'équation 5.23 nous montre que S_{V_b} ne sera pas affectée par $S_{I_{ce}}$.

Pour illustrer un cas réel, nous avons fait un calcul du terme K_3 , en utilisant les paramètres h issus de la figure 1.22. Les valeurs des paramètres sont : $h_{11} = 26.9 + i \cdot 6.50\Omega$, $h_{12} = -9.02e-3 + i \cdot 6.55e-4$, $h_{21} = 72.9 + i \cdot 0.769$ et $h_{22} = -9.92e-4 + i \cdot 9.89e-5\Omega^{-1}$. La variation de K_3 en fonction de la valeur de R_2 est montrée sur la figure 5.36.

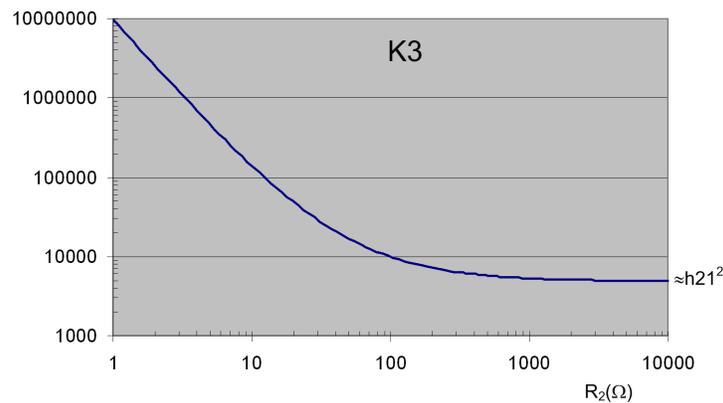


FIG. 5.36 – Variation de K_3 en fonction de R_2 .

Comme on peut le constater, la valeur minimum de K_3 est d'environ h_{21}^2 , comme prévu par l'équation 5.24. Le même raisonnement peut s'appliquer à l'analyse des termes de corrélation, et dans ce cas on trouve qu'un facteur de l'ordre de h_{21} multipliant le spectre croisé (voir équation 5.25), pour qu'il ait un effet en entrée.

Annexe 2 : Extraction de S_{ibe} , S_{ice} et S_{ibece}

Dans cette annexe, nous allons démontrer les équations 2.6-2.8. La figure 5.37 montre le circuit à analyser, composé des résistances de polarisation R_1 et R_2 et leurs sources de bruit thermique, des téés de polarisation T_1 et T_2 , et du transistor bipolaire représenté par ses paramètres hybrides ainsi que par ses sources de bruit en courant équivalentes aux accès (I_{be} , I_{ce}).

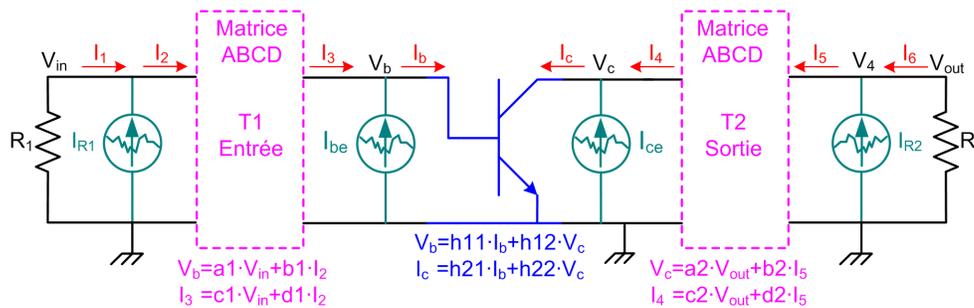


FIG. 5.37 – Montage pour l'analyse analytique du bruit BF.

Notons que l'analyse est faite en termes des courants et tensions aux différents endroits du circuit : les sources de bruit en courant sont donc données en $A \cdot Hz^{-0.5}$, et le bruit en tension aux bornes des résistances de polarisation (V_{in} , V_{out}) est donné en $V \cdot Hz^{-0.5}$.

Le code ci-dessous implémente, en langage MAPLE, les équations qui décrivent le circuit de la figure 5.37. MAPLE résout le système d'équations, trouvant la valeur des sources I_{be} et I_{ce} en fonction des valeurs des autres variables. Après résolution, nous demandons la résolution en absence des téés de polarisation, c'est à dire, en faisant $a1 = d1 = a2 = d2 = 1$, $b1 = c1 = b2 = c2 = 0$.

```
> restart :
> # resistance en entree
> eq1 := Vin = -R1 * I1 :
```

```

> eq2 := I2 = I1 + Ir1 :
> ‡ te de polarisation en entree
> eq3 := Vb = a1 · Vin + b1 · I2 :
> eq4 := I3 = c1 · Vin + d1 · I2 :
> ‡ source de bruit en entree
> eq5 := Ib = I3 + Ibe :
> ‡ transistor sans bruit
> eq6 := Vb = h11 · Ib + h12 · Vc :
> eq7 := Ic = h21 · Ib + h22 · Vc :
> ‡ source de bruit en sortie
> eq8 := Ic = I4 + Ice :
> ‡ te de polarisation en sortie
> eq9 := Vc = a2 · Vout + b2 · I5 :
> eq10 := I4 = c2 · Vout + d2 · I5 :
> ‡ resistance en sortie
> eq11 := Vout = -I6 · R2 :
> eq12 := I5 = I6 + Ir2 :
> ‡ resolution
> sol := solve({eq1, eq2, eq3, eq4, eq5, eq6, eq7, eq8, eq9, eq10, eq11, eq12},
> {I1, I2, I3, I4, I5, I6, Ib, Ic, Ibe, Ice, Vb, Vc}) :
> assign(sol) :
> ‡ calcule les sources de courant en fonction des parametres
> IBE := collect(Ibe, {Ir1, Ir2, Vin, Vout});
> ICE := collect(Ice, {Ir1, Ir2, Vin, Vout});
> ‡ calcule les sources de courant, en absence de tes de polarisation
> IBES = simplify(IBE, {a1 = 1, b1 = 0, c1 = 0, d1 = 1, a2 = 1, b2 = 0, c2 = 0, d2 = 1});
> ICES = simplify(ICE, {a1 = 1, b1 = 0, c1 = 0, d1 = 1, a2 = 1, b2 = 0, c2 = 0, d2 = 1});

```

Les résultats obtenus sont les suivants :

$$I_{be} = K_{1-be} \cdot V_{in} + K_{2-be} \cdot V_{out} + K_{3-be} \cdot I_{R1} + K_{4-be} \cdot I_{R2} \quad (5.26)$$

$$I_{ce} = K_{1-ce} \cdot V_{in} + K_{2-ce} \cdot V_{out} + K_{3-ce} \cdot I_{R1} + K_{4-ce} \cdot I_{R2} \quad (5.27)$$

pour lesquels :

$$K_{1-be} = \frac{-b1R_2 - h11R_2c1R_1 + h11R_2d1 + a1R_2R_1}{h11R_2R_1} \quad (5.28)$$

$$K_{2-be} = \frac{h12b2R_1 - h12a2R_2R_1}{h11R_2R_1} \quad (5.29)$$

$$K_{3-be} = \frac{b1R_2R_1 - h11R_2d1R_1}{h11R_2R_1} \quad (5.30)$$

$$K_{4-be} = \frac{-h12b2}{h11} \quad (5.31)$$

$$K_{1-ce} = \frac{h21a1R_2R_1 - h21b1R_2}{h11R_2R_1} \quad (5.32)$$

$$K_{2-ce} = \frac{(R_1R_2) \cdot (-h11c2 + h22h11a2 - h21h12a2)}{h11R_2R_1} + \frac{R1 \cdot (h21h12b2 - h22h11b2 + h11d2)}{h11R_2R_1} \quad (5.33)$$

$$K_{3-ce} = \frac{h21b1}{h11} \quad (5.34)$$

$$K_{4-ce} = \frac{h22h11R_1b2R_2 - h21h12b2R_2R_1 - h11R_1d2R_2}{h11R_2R_1} \quad (5.35)$$

Pour la condition $a1 = d1 = a2 = d2 = 1$, $b1 = c1 = b2 = c2 = 0$, on aboutit à :

$$K_{1-be} = \frac{R_2R_1 + h11R_2}{h11R_2R_1} \quad (5.36)$$

$$K_{2-be} = \frac{-h12R_2R_1}{h11R_2R_1} \quad (5.37)$$

$$K_{3-be} = -1 \quad (5.38)$$

$$K_{4-be} = 0 \quad (5.39)$$

$$K_{1-ce} = \frac{h21R_2R_1}{h11R_2R_1} \quad (5.40)$$

$$K_{2-ce} = \frac{-h21h12R_2R_1 + h22h11R_1R_2 + h11R_1}{h11R_2R_1} \quad (5.41)$$

$$K_{3-ce} = 0 \quad (5.42)$$

$$K_{4-ce} = -1 \quad (5.43)$$

Maintenant, pour calculer les Densités Spectrales de Puissances et leur corrélation :

$$S_{I_{be}}(A^2/Hz) = \langle I_{be} \cdot I_{be}^* \rangle = |K_{1-be}|^2 \cdot S_{V_{in}} + |K_{2-be}|^2 \cdot S_{V_{out}} + K_{1-be} \cdot K_{2-be}^* \cdot S_{V_{inout}} + K_{1-be} \cdot K_{2-be}^* \cdot S_{V_{inout}}^* - (K_{1-be} \cdot V_{in} + K_{2-be} \cdot V_{out}) \cdot I_{R1}^* - (K_{1-be} \cdot V_{in} + K_{2-be} \cdot V_{out})^* \cdot I_{R1} + S_{I_{R1}} \quad (5.44)$$

$$\begin{aligned}
S_{I_{ce}}(A^2/Hz) = & \langle I_{ce} \cdot I_{ce}^* \rangle = |K_{1-ce}|^2 \cdot S_{V_{in}} + |K_{2-ce}|^2 \cdot S_{V_{out}} \\
& + K_{1-ce} \cdot K_{2-ce}^* \cdot S_{V_{inout}} + K_{1-ce} \cdot K_{2-ce}^* \cdot S_{V_{inout}}^* \\
& - (K_{1-ce} \cdot V_{in} + K_{2-ce} \cdot V_{out}) \cdot I_{R2}^* - (K_{1-ce} \cdot V_{in} + K_{2-ce} \cdot V_{out})^* \cdot I_{R2} + S_{I_{R2}} \quad (5.45)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{I_{bce}}(A^2/Hz) = & \langle I_{be} \cdot I_{ce}^* \rangle = +K_{1-be} \cdot K_{1-ce}^* \cdot S_{V_{in}} + K_{1-be} \cdot K_{2-ce}^* \cdot S_{V_{inout}} \\
& + K_{2-be} \cdot K_{1-ce}^* \cdot S_{V_{inout}}^* + K_{2-be} \cdot K_{2-ce}^* \cdot S_{V_{out}} \quad (5.46)
\end{aligned}$$

puisque $V_{in} \cdot V_{in}^* = S_{V_{in}}$, $V_{out} \cdot V_{out}^* = S_{V_{out}}$, $I_{R1} \cdot I_{R1}^* = S_{I_{R1}}$, $I_{R2} \cdot I_{R2}^* = S_{I_{R2}}$ et $I_{R1} \cdot I_{R2}^* = I_{R2} \cdot I_{R1}^* = 0$ (bruit des résistances supposé non corrélé). L'équation 5.46 est l'équation 2.8.

Pour analyser les trois derniers termes de l'expression de $S_{I_{be}}$, il est nécessaire de voir l'impact de I_{R1} sur V_{in} et V_{out} . Pour cela, on considère le circuit sur la figure 5.38, qui ne comporte que le bruit de la résistance en entrée (I_{R1}), puisque dans un système linéaire, le principe de superposition s'applique.

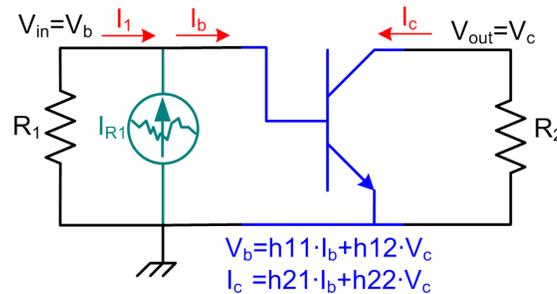


FIG. 5.38 – Montage pour l'analyse de l'impact de I_{R1} sur V_{in} et V_{out} .

Le code MAPLE est montré ci-dessous, où l'expression $K_{1-be} \cdot V_{in} + K_{2-be} \cdot V_{out}$ est évaluée :

```

> restart :
> # resistance en entree
> eq1 := Vb = -R1 * I1 :
> eq2 := Ib = I1 + Ir1 :
> # transistor sans bruit
> eq3 := Vb = h11 * Ib + h12 * Vc :
> eq4 := Ic = h21 * Ib + h22 * Vc :
> # resistance en sortie

```

```

> eq5 := Vc = -Ic · R2 :
> ‡ resolution
> sol := solve(eq1, eq2, eq3, eq4, eq5, I1, Ib, Vb, Vc, Ic) :
> assign(sol) :
> ‡ calcule les sources de courant en fonction des parametres
> VIN := collect(Vb, Ir1) :
> VOUT := collect(Vc, Ir1) :
> ‡ evaluelavaleurde(K1-be · Vin + K2-be · Vout)
> Value := simplify(VIN · R2 · R1 + h11 · R2 · VIN - h12 · VOUT · R2 · R1) / (h11 · R2 · R1);
Et le résultat donne :

```

$$Value = Ir1 \quad (5.47)$$

Ainsi :

$$\begin{aligned}
S_{I_{be}}(A^2/Hz) = & \langle I_{be} \cdot I_{be}^* \rangle = |K_{1-be}|^2 \cdot S_{V_{in}} + |K_{2-be}|^2 \cdot S_{V_{out}} \\
& + K_{1-be} \cdot K_{2-be}^* \cdot S_{V_{inout}} + K_{1-be} \cdot K_{2-be}^* \cdot S_{V_{inout}}^* - I_{R1} \cdot I_{R1}^* - I_{R1}^* \cdot I_{R1} + S_{I_{R1}}
\end{aligned} \quad (5.48)$$

Qui finalement mène au résultat de l'équation 2.6 :

$$\begin{aligned}
S_{I_{be}}(A^2/Hz) = & \langle I_{be} \cdot I_{be}^* \rangle = |K_{1-be}|^2 \cdot S_{V_{in}} + |K_{2-be}|^2 \cdot S_{V_{out}} \\
& + K_{1-be} \cdot K_{2-be}^* \cdot S_{V_{inout}} + K_{1-be} \cdot K_{2-be}^* \cdot S_{V_{inout}}^* - S_{I_{R1}}
\end{aligned} \quad (5.49)$$

En utilisant la même procédure d'analyse pour l'équation 5.45, en sachant que cette fois il faut analyser l'impact de I_{R2} sur V_{in} et V_{out} , on aboutit à :

$$\begin{aligned}
S_{I_{ce}}(A^2/Hz) = & \langle I_{ce} \cdot I_{ce}^* \rangle = |K_{1-ce}|^2 \cdot S_{V_{in}} + |K_{2-ce}|^2 \cdot S_{V_{out}} \\
& + K_{1-ce} \cdot K_{2-ce}^* \cdot S_{V_{inout}} + K_{1-ce} \cdot K_{2-ce}^* \cdot S_{V_{inout}}^* \\
& - I_{R2} \cdot I_{R2}^* - I_{R2}^* \cdot I_{R2} + S_{I_{R2}}
\end{aligned} \quad (5.50)$$

Qui finalement mène au résultat de l'équation 2.7 :

$$\begin{aligned}
S_{I_{ce}}(A^2/Hz) = & \langle I_{ce} \cdot I_{ce}^* \rangle = |K_{1-ce}|^2 \cdot S_{V_{in}} + |K_{2-ce}|^2 \cdot S_{V_{out}} \\
& + K_{1-ce} \cdot K_{2-ce}^* \cdot S_{V_{inout}} + K_{1-ce} \cdot K_{2-ce}^* \cdot S_{V_{inout}}^* - S_{I_{R2}}
\end{aligned} \quad (5.51)$$

Annexe 3 : Calcul des éléments du circuit équivalent petit signal du TBH

On rappelle le circuit à analyser, montré sur la figure 5.39 :

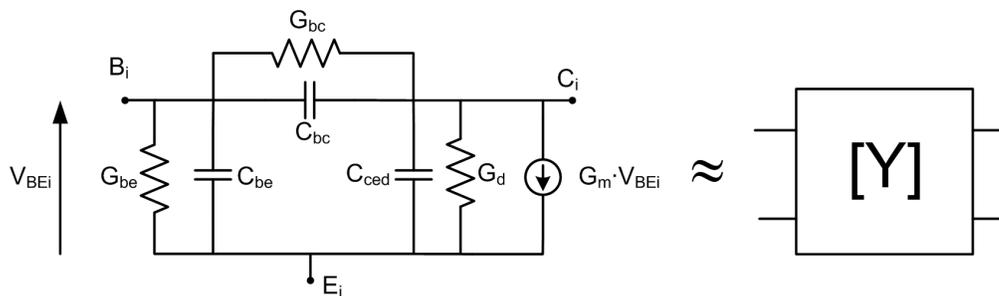


FIG. 5.39 – Circuit petit signal.

Le code MAPLE correspondant est le suivant :

```
> restart :
> eq1 := Y11r = gbe + gbc :
> eq2 := Y11i = omega * (cbe + cbc) :
> eq3 := Y12r = -gbc :
> eq4 := Y12i = -omega * cbc :
> eq5 := Y21r = gmr - gbc :
> eq6 := Y21i = gmi - omega * cbc :
> eq7 := Y22r = gbc + gd :
> eq8 := y22i = omega * (cbc + cced) :
> sol := solve({eq1, eq2, eq3, eq4, eq5, eq6, eq7, eq8},
> {gbe, gbc, cbe, cbc, gmr, gmi, cced, gd}) :
> assign(sol) :
> CBE = evalf(simplify(cbe));
> CBC = evalf(simplify(cbc));
> CCED = evalf(simplify(cced));
```

> $GBE = evalf(simplify(gbe));$
> $GBC = evalf(simplify(gbc));$
> $GD = evalf(simplify(gd));$
> $GMR = evalf(simplify(gmr));$
> $GMI = evalf(simplify(gmi));$

Et le résultat obtenu est le suivant :

$$CBE = \frac{Y11i + Y12i}{\omega} \quad (5.52)$$

$$CBC = \frac{-Y12i}{\omega} \quad (5.53)$$

$$CCED = \frac{Y22i + Y12i}{\omega} \quad (5.54)$$

$$GBE = Y11r + Y12r \quad (5.55)$$

$$GBC = -Y12r \quad (5.56)$$

$$GD = Y22r + Y12r \quad (5.57)$$

$$Gmr = Y21r - Y12r \quad (5.58)$$

$$Gmi = Y21i - Y12i \quad (5.59)$$

Annexe 4 : Passage des paramètres hybrides extrinsèques aux paramètres hybrides intrinsèques

Dans cette annexe, nous utiliserons le logiciel MAPLE pour obtenir les équations qui relient les paramètres hybrides extrinsèques ($h_{ij_{ext}}$) aux paramètres hybrides intrinsèques (h_{ij_i}) du transistor, si l'on se donne les valeurs des résistances d'accès.

Pour cela, nous prenons comme base les circuits montrés sur la figure 5.40, qui illustrent le principe de l'extraction. Le moyen de caractérisation des paramètres $h_{ij_{ext}}$ (aux accès du transistor) a été mentionné au premier chapitre.

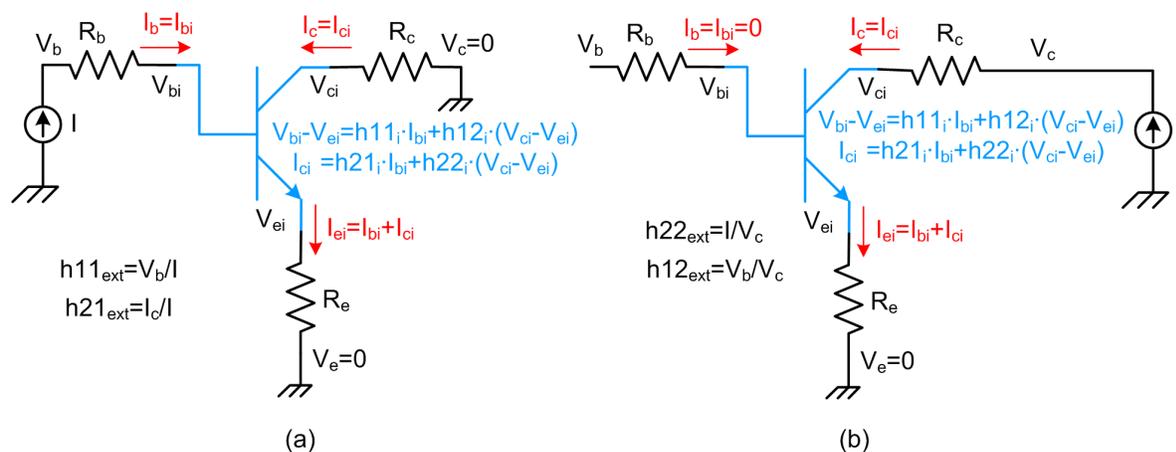


FIG. 5.40 – Circuit qui relie les paramètres h_{11_i} , h_{21_i} (a) et h_{12_i} , h_{22_i} (b) aux paramètres hybrides intrinsèques.

La figure 5.41 montre le code MAPLE utilisé pour décrire le circuit sur la figure 5.40-a, ainsi que les résultats obtenus.

La figure 5.42 montre le code MAPLE utilisé pour décrire le circuit sur la figure 5.40-b, ainsi que les résultats obtenus.

```

> restart:
#transistor intrinseque
eq1:=Vbi-Vei=h11i*Ibi+h12i*(Vci-Vei):
eq2:=Ici=h21i*Ibi+h22i*(Vci-Vei):
# resistance de base
eq3:=Vb=Vbi+Rbb*Ibi:
# resistance de collecteur
eq4:=Vci=-Rcc*Ici:
# resistance d emmeteur
eq5:=Vei=Ree*(Ibi+Ici):
# resolution
sol:=solve({eq1,eq2,eq3,eq4,eq5},{Vb,Vci,Vei,Ibi,Ici}):
assign(sol):
h11ext:=evalf(simplify(Vb/Ibi));
h21ext:=evalf(simplify(Ici/Ibi));

h11ext = (Ree + Ree h22i Rcc + h11i + h11i h22i Rcc + h11i h22i Ree - 1. h12i Ree + Ree h21i
- 1. h12i Rcc h21i - 1. h12i Ree h21i + Rbb + Rbb h22i Rcc + Rbb h22i Ree) / (1. + h22i Rcc + h22i Ree)

h21ext = 
$$\frac{h21i - 1. h22i Ree}{1. + h22i Rcc + h22i Ree}$$


```

FIG. 5.41 – Code MAPLE qui décrit le circuit sur la figure 5.40-a.

```

> restart:
# transistor intrinseque
eq1:=Vbi-Vei=h11i*Ibi+h12i*(Vci-Vei):
eq2:=Ici=h21i*Ibi+h22i*(Vci-Vei):
# resistance de base
eq3:=Ibi=0:
# resistance de collecteur
eq4:=Vci=Vc-Rcc*Ici:
# resistance d emmeteur
eq5:=Vei=Ree*(Ibi+Ici):
# resolution
sol:=solve({eq1,eq2,eq3,eq4,eq5},{Vc,Vci,Vei,Vbi,Ibi}):
assign(sol):
h12ext:=evalf(simplify(Vbi/Vc));
h22ext:=evalf(simplify(Ici/Vc));

h12ext = 
$$\frac{h22i Ree + h12i}{1. + h22i Ree + Rcc h22i}$$


h22ext = 
$$\frac{h22i}{1. + h22i Ree + Rcc h22i}$$


```

FIG. 5.42 – Code MAPLE qui décrit le circuit sur la figure 5.40-b.

Finalement, la figure 5.43 montre le code MAPLE utilisé pour décrire les 2 derniers résultats, en isolant les paramètres hybrides intrinsèques.

```
> restart:

eq1:=h11ext=(Ree+Ree*h22i*Rcc+h11i+h11i*h22i*Rcc+h11i*h22i*Ree-1.
*h12i*Ree+Ree*h21i-1.*h12i*Rcc*h21i-1.*h12i*Ree*h21i+Rbb+Rbb*h22i
*Rcc+Rbb*h22i*Ree)/(1.+h22i*Rcc+h22i*Ree):
eq2:=h21ext=(h21i-1.*h22i*Ree)/(1.+h22i*Rcc+h22i*Ree):
eq3:=h12ext=(h22i*Ree+h12i)/(1.+h22i*Ree+Rcc*h22i):
eq4:=h22ext=h22i/(1.+h22i*Ree+Rcc*h22i):

sols:=solve({eq1,eq2,eq3,eq4},{h11i,h12i,h21i,h22i}):
assign(sols):
h11_i:=evalf(simplify(h11i));
h12_i:=evalf(simplify(h12i));
h21_i:=evalf(simplify(h21i));
h22_i:=evalf(simplify(h22i));
h11_i=-1. (-1. h11ext h22ext Rcc - 1. h11ext h22ext Ree + h11ext + Ree h22ext Rcc - 1. Ree
+ Ree h12ext - 1. Ree h21ext + Rcc h12ext h21ext + Ree h12ext h21ext + Rbb h22ext Rcc
+ Rbb h22ext Ree - 1. Rbb) / (h22ext Rcc + h22ext Ree - 1.)
h12_i = 
$$\frac{-1. h12ext + h22ext Ree}{h22ext Rcc + h22ext Ree - 1.}$$

h21_i = -1. 
$$\frac{h21ext + h22ext Ree}{h22ext Rcc + h22ext Ree - 1.}$$

h22_i = -1. 
$$\frac{h22ext}{h22ext Rcc + h22ext Ree - 1.}$$

```

FIG. 5.43 – Code MAPLE pour obtenir la relation entre les paramètres hybrides extrinsèques et intrinsèques.

Les résultats montrés sur la figure 5.43 sont utilisés pour le passage des paramètres extrinsèques aux intrinsèques.

Annexe 5 : Extraction du modèle de bruit BF XLIM

Dans cette annexe, nous allons nous servir du logiciel MAPLE pour dériver les équations d'extraction du modèle de bruit BF XLIM. La figure 5.44 rappelle le circuit à analyser.

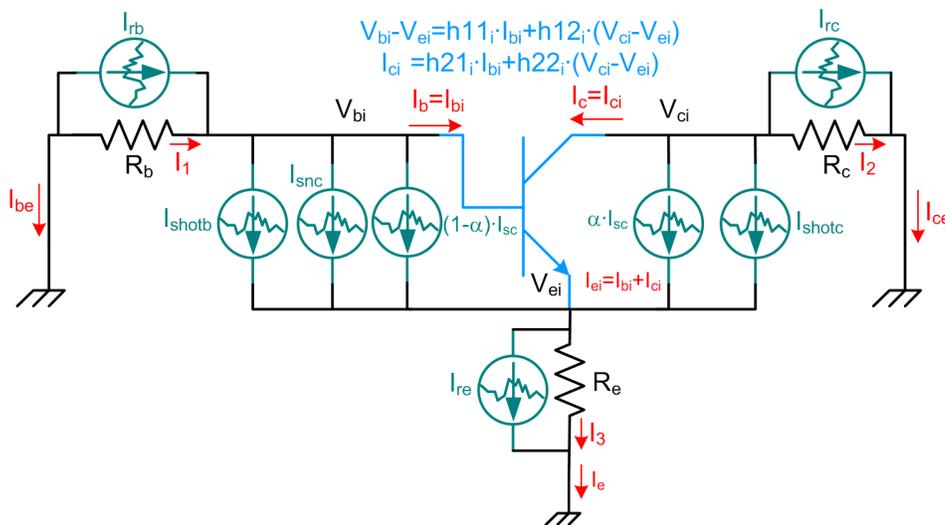


FIG. 5.44 – Circuit équivalent pour l'extraction du modèle de bruit BF XLIM.

Le code MAPLE qui décrit le circuit ci-dessus est montré sur la figure 5.45.

```

restart:
eq1:=Vbi-Vei=h11i*Ibi+h12i*(Vci-Vei):
eq2:=Ici=h21i*Ibi+h22i*(Vci-Vei):
eq3:=Iei=Ibi+Ici:
eq4:=0=Vbi-Rbb*I1:
eq5:=Ibe=-Irb-I1:
eq6:=Ibe=-(Ibi+Isnc+(1-alpha)*Isc+Ishotb):
eq7:=Vci=Rcc*I2:
eq8:=I2-Irc=Ice:
eq9:=Ice=-(Ici+alpha*Isc+Ishotc):
eq10:=Vei=Ree*I3:
eq11:=Ie=I3+Ire:
eq12:=Ie=Iei+Isnc+Isc+Ishotb+Ishotc:
sol:=solve((eq1,eq2,eq3,eq4,eq5,eq6,eq7,eq8,eq9,eq10,eq11,eq12)
,{Vbi,Vci,Vei,Ibi,Ici,Iei,I1,I2,I3,Isnc,Isc,Ie}):
assign(sol):
ISC:=collect(evalf(simplify(ISC,{(h21i+1)*alpha=h21i})),
{Irb,Irc,Ire,Ibe,Ice,Ishotb,Ishotc}):
ISNC:=collect(evalf(simplify(ISNC,{(h21i+1)*alpha=h21i})),
{Irb,Irc,Ire,Ibe,Ice,Ishotb,Ishotc}):

```

FIG. 5.45 – Code MAPLE qui décrit le circuit de la figure 5.44.

On obtient comme résultat les équations montrées sur la figure 5.46 :

$$\begin{aligned}
ISC &= -1 \cdot \frac{I_{shotc}}{\alpha} - 1 \cdot \frac{h_{21i} R_{bb} I_{rb}}{\alpha h_{1li}} + \frac{(-1 \cdot h_{21i} h_{12i} R_{cc} + h_{22i} R_{cc} h_{1li}) I_{rc}}{\alpha h_{1li}} \\
&+ \frac{(h_{21i} (-1 \cdot R_{ee} + h_{12i} R_{cc} + h_{12i} R_{ee}) - 1 \cdot h_{1li} - 1 \cdot h_{22i} R_{ee} h_{1li} - 1 \cdot h_{22i} R_{cc} h_{1li}) I_{ce}}{\alpha h_{1li}} \\
&+ \frac{(h_{21i} (-1 \cdot R_{bb} - 1 \cdot R_{ee} + h_{12i} R_{ee}) - 1 \cdot h_{22i} R_{ee} h_{1li}) I_{be}}{\alpha h_{1li}} + \frac{(h_{21i} (h_{12i} R_{ee} - 1 \cdot R_{ee}) - 1 \cdot h_{22i} R_{ee} h_{1li}) I_{re}}{\alpha h_{1li}} \\
ISNC &= -1 \cdot I_{shotb} + \frac{(-1 \cdot \alpha h_{1li} + h_{1li}) I_{shotc}}{\alpha h_{1li}} + \frac{(h_{22i} R_{cc} h_{1li} \alpha - 1 \cdot h_{22i} R_{cc} h_{1li}) I_{rc}}{\alpha h_{1li}} \\
&+ \frac{((-1 \cdot h_{22i} R_{cc} h_{1li} - 1 \cdot h_{22i} R_{ee} h_{1li} - 1 \cdot h_{1li}) \alpha + h_{22i} R_{ee} h_{1li} + h_{1li} + h_{22i} R_{cc} h_{1li}) I_{ce}}{\alpha h_{1li}} \\
&+ \frac{((-1 \cdot h_{22i} R_{ee} h_{1li} - 1 \cdot h_{1li}) \alpha + h_{22i} R_{ee} h_{1li}) I_{be}}{\alpha h_{1li}} + \frac{(-1 \cdot \alpha h_{22i} R_{ee} h_{1li} + h_{22i} R_{ee} h_{1li}) I_{re}}{\alpha h_{1li}}
\end{aligned}$$

FIG. 5.46 – Résultats obtenus pour le circuit de la figure 5.44.

Pour passer à la Densité Spectral de Puissance, nous utilisons exactement le même principe décrit en détail dans l'annexe 1. Ici nous présentons les résultats. Les sources S_{ISC} , S_{ISNC} et S_{ISCSNC} sont données par :

$$\begin{aligned}
S_{Isc} &= |K_{ISCIBE}|^2 \cdot S_{ibe} \\
&+ |K_{ISCICE}|^2 \cdot S_{ice} \\
&+ K_{ISCIBE} \cdot K_{ISCICE}^* \cdot S_{ibece} \\
&+ K_{ISCIBE}^* \cdot K_{ISCICE} \cdot S_{ibece}^* \\
&- |K_{ISCIRB}|^2 \cdot S_{irb} \\
&- |K_{ISCIRC}|^2 \cdot S_{irc} \\
&- |K_{ISCIRE}|^2 \cdot S_{ire} \\
&- |K_{ISCISB}|^2 \cdot S_{isb} \\
&- |K_{ISCISC}|^2 \cdot S_{isc}; \tag{5.60}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{Isnc} &= |K_{ISNCIBE}|^2 \cdot S_{ibe} \\
&+ |K_{ISNCICE}|^2 \cdot S_{ice} \\
&+ K_{ISNCIBE} \cdot K_{ISNCICE}^* \cdot S_{ibece} \\
&+ K_{ISNCIBE}^* \cdot K_{ISNCICE} \cdot S_{ibece}^* \\
&- |K_{ISNCIRB}|^2 \cdot S_{irb} \\
&- |K_{ISNCIRC}|^2 \cdot S_{irc} \\
&- |K_{ISNCIRE}|^2 \cdot S_{ire} \\
&- |K_{ISNCISB}|^2 \cdot S_{isb} \\
&- |K_{ISNCISC}|^2 \cdot S_{isc}; \tag{5.61}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{Iscsnc} = & K_{ISCIBE} \cdot K_{ISNCIBE}^* \cdot S_{ibe} \\
& + K_{ISCIBE} \cdot K_{ISNCICE}^* \cdot S_{ice} \\
& + K_{ISCICE} \cdot K_{ISNCIBE}^* \cdot S_{ibece} \\
& + K_{ISCICE} \cdot K_{ISNCICE}^* \cdot S_{ibece}^* \\
& - K_{ISCIRB} \cdot K_{ISNCIRB}^* \cdot S_{irb} \\
& - K_{ISCIRC} \cdot K_{ISNCIRC}^* \cdot S_{irc} \\
& - K_{ISCIRE} \cdot K_{ISNCIRE}^* \cdot S_{ire} \\
& - K_{ISCISB} \cdot K_{ISNCISB}^* \cdot S_{isb} \\
& - K_{ISCISC} \cdot K_{ISNCISC}^* \cdot S_{isc};
\end{aligned} \tag{5.62}$$

Pour lesquelles :

$$\alpha = \frac{h21_i}{h21_i + 1}; \tag{5.63}$$

$$K_0 = \frac{1}{\alpha \cdot h11_i}; \tag{5.64}$$

$$K_{ISCIBE} = K_0 \cdot (h21_i \cdot (-R_b - R_e + h12_i \cdot R_e) - h22_i \cdot R_e \cdot h11_i); \tag{5.65}$$

$$K_{ISCICE} = K_0 \cdot (h21_i \cdot (h12_i \cdot R_c - R_e + h12_i \cdot R_e) - h22_i \cdot R_e \cdot h11_i - h22_i \cdot R_c \cdot h11_i - h11_i); \tag{5.66}$$

$$K_{ISCIRB} = -K_0 \cdot R_b \cdot h21_i; \tag{5.67}$$

$$K_{ISCIRC} = K_0 \cdot (-h21_i \cdot h12_i \cdot R_c + h22_i \cdot R_c \cdot h11_i); \tag{5.68}$$

$$K_{ISCIRE} = K_0 \cdot (h21_i \cdot (-R_e + h12_i \cdot R_e) - h22_i \cdot R_e \cdot h11_i); \tag{5.69}$$

$$K_{ISCISB} = 0; \tag{5.70}$$

$$K_{ISCISC} = \frac{-1}{\alpha}; \tag{5.71}$$

$$K_{ISNCIBE} = K_0 \cdot ((-h22_i \cdot R_e \cdot h11_i - h11_i) \cdot \alpha + h22_i \cdot R_e \cdot h11_i); \tag{5.72}$$

$$\begin{aligned}
K_{ISNCICE} = & K_0 \cdot (-h11_i - h22_i \cdot R_c \cdot h11_i - h22_i \cdot R_e \cdot h11_i) \cdot \alpha \\
& + K_0 \cdot (h11_i + h22_i \cdot R_c \cdot h11_i + h22_i \cdot R_e \cdot h11_i);
\end{aligned} \tag{5.73}$$

$$K_{ISNCIRB} = 0; \tag{5.74}$$

$$K_{ISNCIRC} = K_0 \cdot (-h22_i \cdot R_c \cdot h11_i + h22_i \cdot R_c \cdot h11_i \cdot \alpha); \tag{5.75}$$

$$K_{ISNCIRE} = K_0 \cdot (-\alpha \cdot h22_i \cdot R_e \cdot h11_i + h22_i \cdot R_e \cdot h11_i); \tag{5.76}$$

$$K_{ISNCISB} = -1; \tag{5.77}$$

$$K_{ISNCISC} = K_0 \cdot (-\alpha \cdot h_{11_i} + h_{11_i}); \quad (5.78)$$

$$S_{irb} = \frac{4kT}{R_b} \quad (5.79)$$

$$S_{irc} = \frac{4kT}{R_c} \quad (5.80)$$

$$S_{ire} = \frac{4kT}{R_e} \quad (5.81)$$

$$S_{isb} = 2qI_B \quad (5.82)$$

$$S_{isc} = 2qI_C \quad (5.83)$$

Annexe 6 : Dépendance fréquentielle du bruit mesuré des composants BFP740F et BFQ67

Dans cette annexe, nous présentons la dépendance fréquentielle du bruit mesuré des composants BFP740F (en configuration collecteur ouvert) et BFQ67, ainsi que les résultats de la simulation des modèles présentés au chapitre 4. Au cours de ce chapitre, le bruit de ces semi conducteurs a été présenté en fonction du courant traversant le composant. Ici nous le présenterons en fonction de la fréquence.

La figure 5.47 présente la dépendance fréquentielle de la DSP du bruit en tension et en courant du transistor BFP740F sous polarisation continue. On rappelle que ce transistor est opéré en configuration collecteur ouvert dans notre travail. La figure inclut aussi les résultats de simulation du modèle de la figure 4.9.

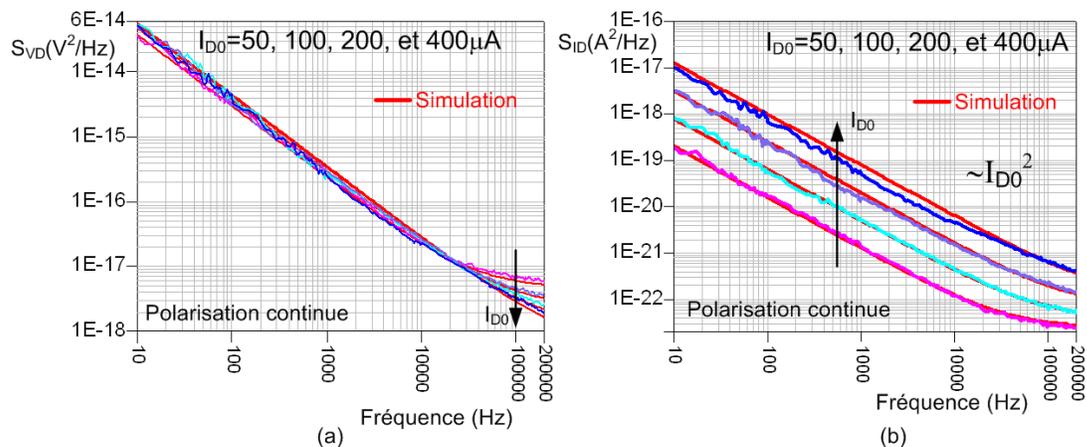


FIG. 5.47 – Dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFP740F sous polarisation continue.

La figure 5.48 présente la dépendance fréquentielle de la DSP du bruit en tension du transistor BFP740F en régime de pompage.

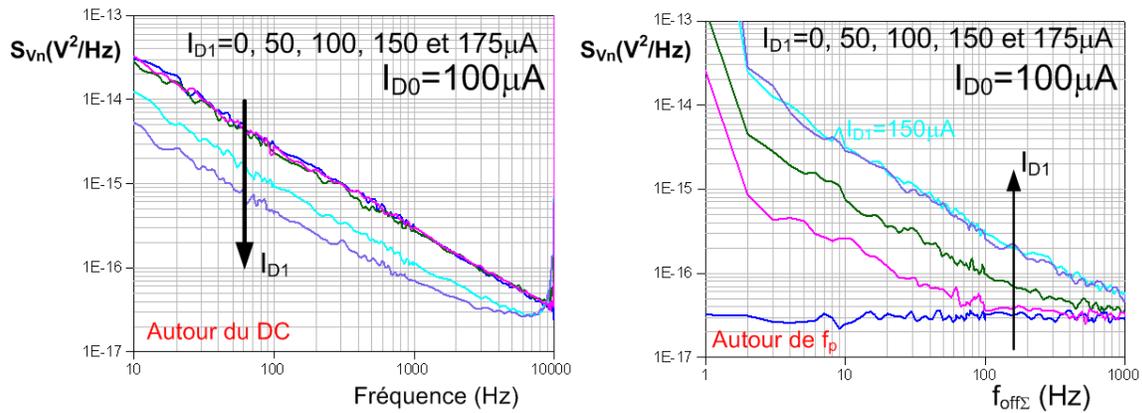


FIG. 5.48 – Dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFP740F en régime de pompage.

La figure 5.49 compare la mesure aux résultats de simulation du modèle de la figure 4.9 pour trois valeurs du paramètre p .

La figure 5.50 présente la dépendance fréquentielle de la DSP du bruit en tension et en courant en entrée du transistor BFQ67 sous polarisation continue. On rappelle que ce transistor est utilisé en configuration normale. La figure inclut aussi les résultats de simulation du modèle de la figure 4.24.

La figure 5.51 présente la dépendance fréquentielle de la DSP du bruit en tension du transistor BFQ67 en régime de pompage.

La figure 5.52 compare la mesure aux résultats de simulation du modèle de la figure 4.24 pour trois valeurs du paramètre p .

Finalement, la figure 5.53 compare la mesure aux résultats de simulation du modèle de la figure 4.24 pour trois valeurs du paramètre p , cette fois-ci avec une résistance série de $1k\Omega$.

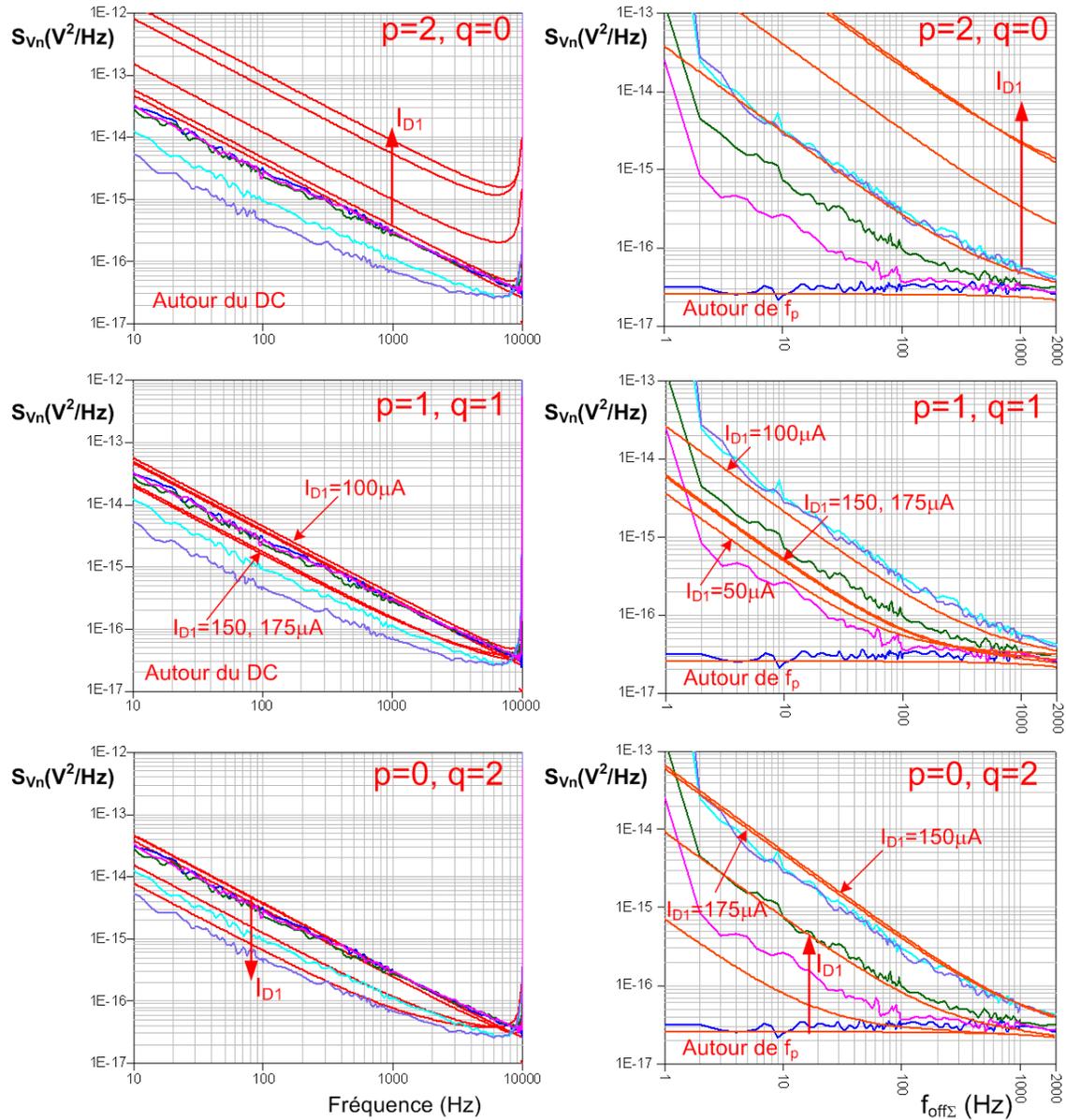


FIG. 5.49 – Comparaison mesure-modèle de la dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFP740F en régime de pompage.

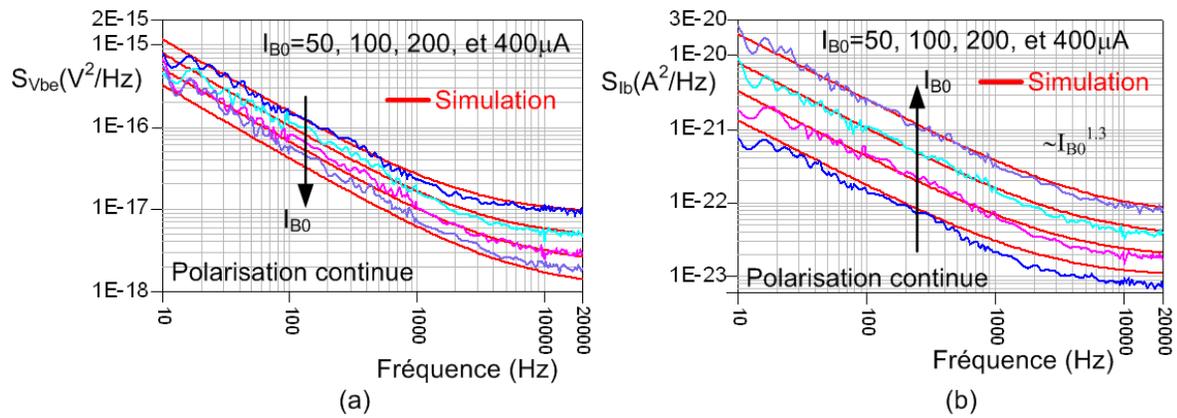


FIG. 5.50 – Dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFQ67 sous polarisation continue.

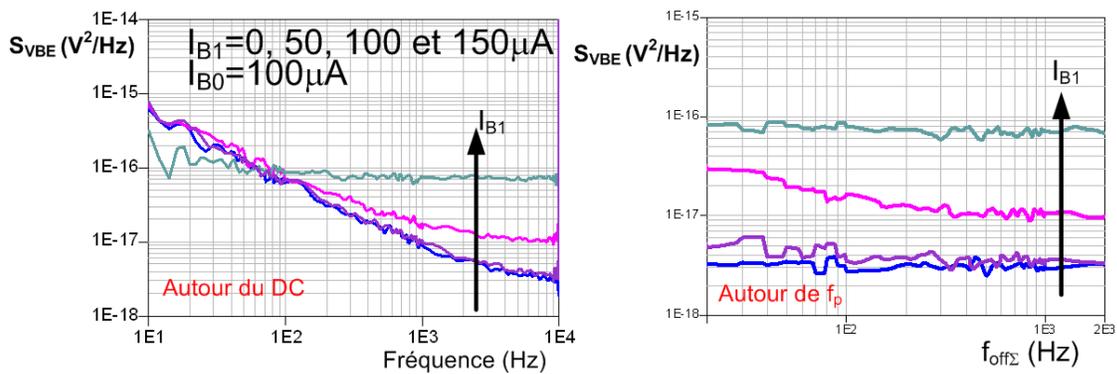


FIG. 5.51 – Dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFQ67 en régime de pompage.

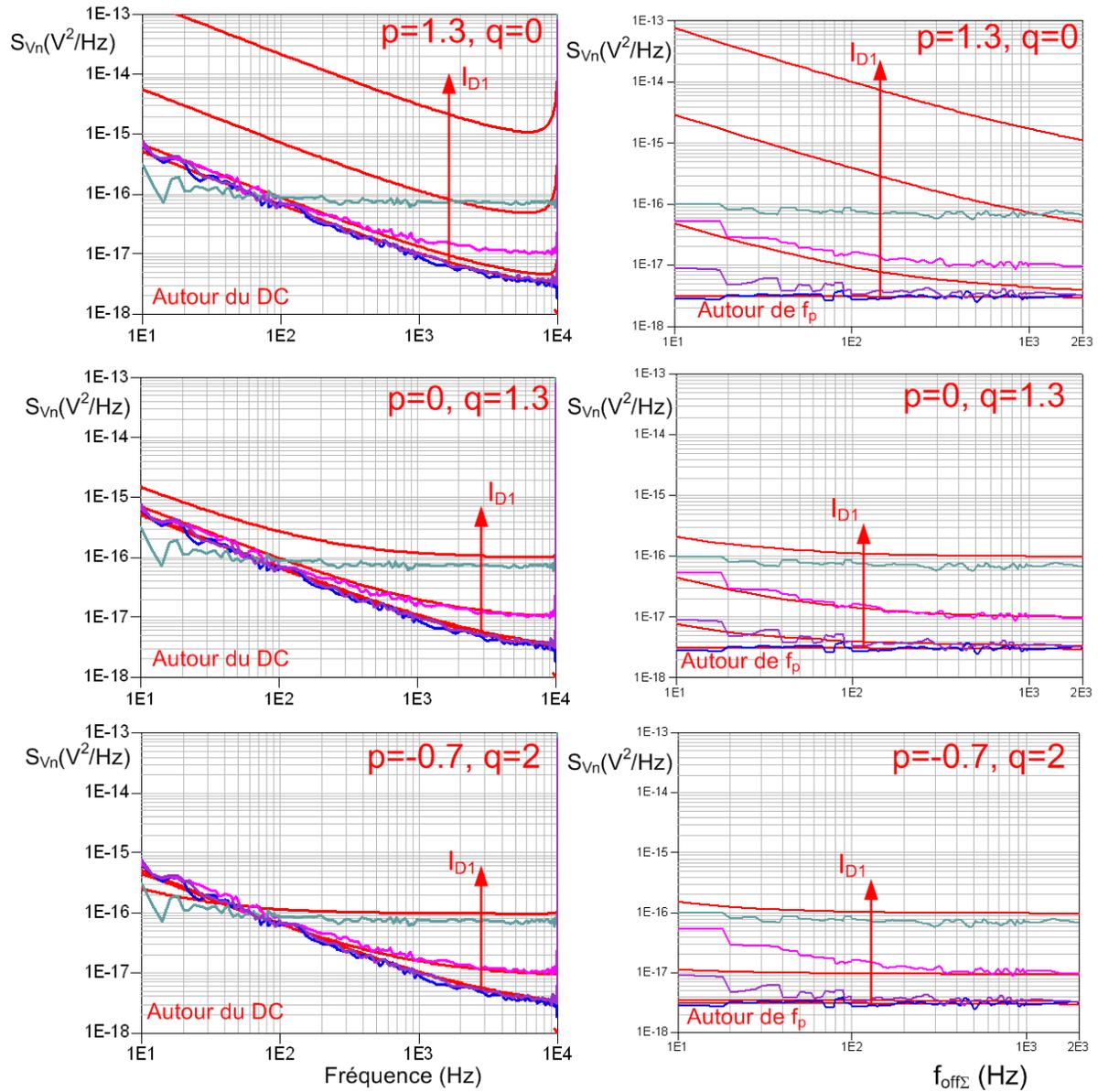


FIG. 5.52 – Comparaison mesure-modèle de la dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFQ67 en régime de pompage.

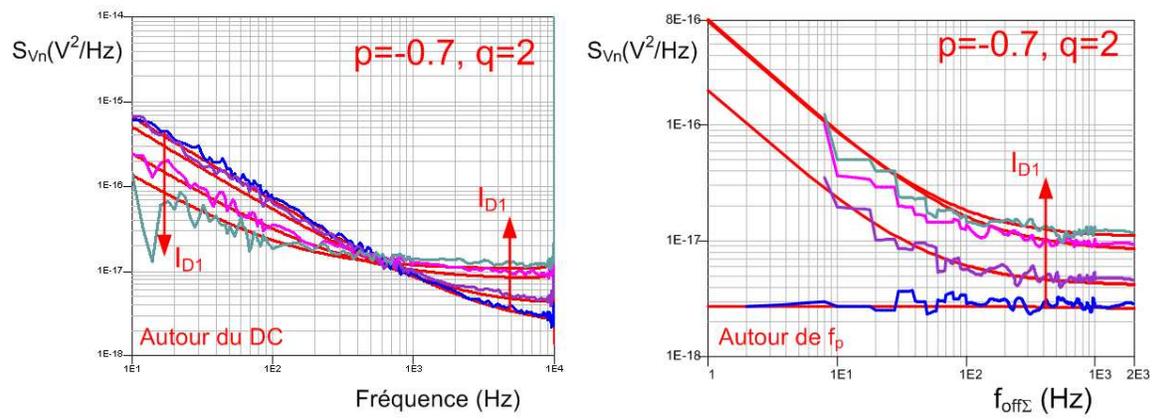


FIG. 5.53 – Comparaison mesure-modèle de la dépendance fréquentielle du bruit du transistor BFQ67 en régime de pompage, avec $R_S = 1k\Omega$.

Caractérisation Expérimentale et Modélisation Cyclostationnaire des Sources de Bruit BF dans les Composants Semiconducteurs pour la CAO des Circuits MMIC Non Linéaires

Résumé : Ce travail concerne le développement de moyens de caractérisation expérimentale du bruit BF des composants semiconducteurs. Pour pouvoir extraire les sources de bruit en courant équivalentes aux accès du transistor lorsque celui-ci est soumis à un fort courant DC, nous proposons une méthode basée sur la caractérisation expérimentale de sa dynamique BF, ainsi que des fluctuations de tensions à ses bornes.

Dans un deuxième temps, nous avons étudié le bruit BF des diodes et transistors, lorsque ceux-ci sont soumis à un régime de travail fort signal. L'instrumentation retenue pour cette étude a été préalablement utilisée dans la mesure du bruit 1/f des résistances au carbone, afin de démontrer ses potentialités. Les résultats obtenus sur des composants semiconducteurs ont mis en évidence le caractère cyclostationnaire des sources de bruit BF.

Mots clés : Bruit basse-fréquence, composants semiconducteurs, modélisation cyclostationnaire, impédance thermique.

Experimental Characterization and Cyclostationary Modeling of the Low-Frequency Noise Sources of Semiconductor Devices

Abstract : This work concerns the development of an experimental technique to characterize the low-frequency noise of semiconductor devices. In order to extract the equivalent short-circuit current noise sources of a transistor operated under high DC current densities, we propose a method based on the experimental determination of the low-frequency dynamics of the device, followed by the measurement of the voltage fluctuations across its terminals.

We also studied the behavior of the low-frequency noise of diodes and transistors, when those devices are forced into large-signal operation. The instrumentation retained for this study had been previously used to measure the 1/f noise of carbon resistors, as a mean of exploring the potentialities of the setup. The results obtained from resistors, diodes and transistors give a strong evidence of the cyclostationary properties of the low-frequency noise.

Keywords : Low-frequency noise, semiconductor devices, cyclostationary modeling, thermal impedance.

XLIM - UMR CNRS n°6172
123, avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES CEDEX