

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

**Université Ferhat Abbas, Sétif**

**Faculté de Technologie**

**Département d'Electronique**

## **Thèse**

Présentée par

**M. Boukerroum Fayçal**

Pour l'Obtention du Diplôme de

**Doctorat en Sciences**

**En Electronique**

**Thème**

---

**Etude et caractérisation des circuits  
micro-ondes linéaires bruyants**

---

Soutenue le ... / ... / ..... devant le jury composé de :

Président	:	Mohamadi Tayeb	Prof. Université Ferhat Abbès, Sétif
Rapporteurs	:	Djahli Farid	Prof. Université Ferhat Abbès, Sétif
		Meys René	Prof. Université libre de Bruxelles, Belgique
Examineurs	:	Bouzit Nacerdine	Prof. Université Ferhat Abbès, Sétif
		Benabdelaziz Fatiha	Prof. Université de Constantine
		Kacha Abdallah	MCA Université de Jijel

## Remerciements

J'adresse mes plus vifs remerciements à Messieurs les Professeurs F. Djahli mon directeur de thèse et R. P. Meys mon codirecteur de thèse d'avoir proposé dirigé et corrigé ce travail. Je vous remercie infiniment pour le savoir que vous m'aviez enseigné.

Mes remerciements s'adressent aussi à monsieur Mohamadi Tayeb de m'avoir honoré et accepter de présider le jury de ce travail. Je tiens aussi à remercier mon enseignant M. Bouzit Nacerdine, M. Kacha Abdallah, Maître de conférences à l'université de Jijel et Mm. Benabdelaziz Fatiha, Professeur à l'université de Constantine, pour avoir accepté d'examiner et de juger ce travail.

J'adresse également mes remerciements à mes cher amis et collègues, Dr. Soukkou A. et Dr. Boukabou A. pour leur aide, leur soutien et leurs encouragements. Enfin, mes remerciements s'adressent à tous ceux qui m'ont soutenu ou qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à l'élaboration de ce modeste travail.

## Abstract

In this thesis, a system that completely characterizes the noise temperature of linear microwave circuit over the 100 MHz to 2.9 GHz band is presented. The system is based on a "long" transmission line and frequency variation. It allows measurements through the classical y-factor method or the more recent z-factor method. When applying the y-factor method, the system uses a broadband mismatched noise source and an auto-calibration feature. The noise parameters values extraction from the noise measurement was done using two methods. The first one is based on an optimization routine, while the second one uses a novel set of simple and accurate formulas. This new extraction method, based on the frequency variation noise measurement principle and used with a simple hardware, can be a practical tool for workers in this field.

To check the accuracy, we have used passive 2-ports designed to exhibit, versus frequency, a behavior close to a transistor. The passive device is measured with its noise parameters computed from the S-parameters. The results obtained by both methods are compared together and with respect to the values derived from the S-parameters.

When measuring the noise by the y-factor method, mismatched noise sources is required. In this thesis, two methods are presented for calibrating broadband highly mismatched noise sources. The first one is a reformulation and extension of the procedure used for very accurately calibrating matched noise sources. It uses isolators and works whatever the source reflection factor. With the second method, the excess noise ratio of the noise source is numerically optimized until the measured reverse noise wave of an attenuator equals the theoretical value derived from its S-parameters. Both methods appear to give very consistent results.

**Keywords:** noise, noise wave model, noise source, noise measurement, microwave measurements, noise parameters, calibration.

## Résumé

Dans ce travail de thèse, nous présentons un système qui effectue la caractérisation complète de la température de bruit d'un circuit micro-ondes linéaire sur la bande de 100 MHz à 2.9 GHz. Le système est basé sur une ligne de transmission "longue" et la méthode de variation de fréquence. Il permet de réaliser les mesures selon la méthode classique y-factor ou selon la méthode la plus récente z-factor. Lors de l'application de la méthode y-factor, le système utilise une source de bruit désadaptée large bande et une fonctionnalité d'auto-calibration. L'extraction des valeurs des paramètres de bruit à partir des mesures du bruit a été effectuée en utilisant deux méthodes. La première est basée sur une routine d'optimisation, tandis que la seconde est basée sur un calcul direct utilisant un ensemble de nouvelles formules simples et précises.

Afin de vérifier la précision des deux méthodes, nous avons utilisé un 2-ports passif qui présente, en fonction de la fréquence, un comportement similaire à celui d'un transistor. Les paramètres de bruit du 2-ports passif sont mesurés et comparés à ceux calculés à partir de ses paramètres S. Les résultats obtenus par les deux méthodes sont comparées entre elles et avec les valeurs obtenues à partir des paramètres S.

Lorsqu'on mesure le bruit par la méthode y-factor, une source de bruit désadaptée est nécessaire. Dans cette thèse, deux méthodes pour la calibration des sources de bruit désadaptées sont présentées. La première est une extension de la procédure utilisée pour la calibration des sources de bruit adaptées. Elle est basée sur l'utilisation des isolateurs. Avec la deuxième méthode, l'ENR de la source de bruit est optimisé numériquement jusqu'à ce que l'onde de bruit inverse mesurée d'un atténuateur, soit égale à sa valeur théorique obtenue à partir des paramètres S. Les deux méthodes donnent de très bons résultats qui concordent bien.

**Mots-clés:** bruit, modèle d'onde de bruit, source de bruit, mesure du bruit, mesures micro-ondes, paramètres de bruit, calibration.

# Sommaire

Sommaire	vi
Liste des figures	viii
Liste des acronymes et abréviations	xiii
Liste des symboles	xiv

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
------------------------------	----------

<b>Chapitre 01 : Le bruit dans les circuits électroniques</b>	<b>3</b>
---	----------

1.1. Introduction	3
1.2. Sources de bruit	3
1.3. Les différentes sources de bruit dans les composants électroniques	5
1.3.1. Bruit thermique	5
1.3.2. Bruit de grenaille (Bruit de jonction)	7
1.3.2.1. Bruit Schottky	7
1.3.2.2. Bruit d'avalanche	8
1.3.3. Bruit de diffusion	8
1.3.4. Les Bruit en excès	9
1.3.4.1. Bruit de scintillation (Bruit en $1/f$ )	9
1.3.4.2. Bruit en créneaux	10
1.4. Température de bruit	10
1.5. Caractéristiques des 2-ports (Quadripôles) bruyants	11
1.5.1. Bande équivalente de bruit	11
1.5.2. Gain en puissance utilisable	13
1.5.3. Température de bruit équivalente	14
1.5.4. Facteur de bruit d'un 2-ports linéaire	15
1.5.4.1. Facteur de bruit conventionnel d'un 2-ports	16
1.5.4.2. Facteur de bruit d'une cascade	17
1.5.4.3. Facteur de bruit d'un 2-ports passif	17
1.6. Représentation du bruit des circuits linéaires bruyants en formalisme d'onde	17
1.6.1. Représentation du 1-port (2-pôles) bruyant	18
1.6.2. Représentation des 2-ports linéaires bruyants	20
1.6.2.1. Formalisme tension courant	20
1.6.2.2. Formalisme d'onde	22

1.6.2.3. Comparaison des différentes représentations d'un 2-ports	23
1.7. Etude de la fonction température de bruit en formalisme d'onde	24
1.7.1. Analyse de l'expression de la température équivalente du bruit	25
1.7.2. Calcul du facteur de réflexion optimal de la source	27
1.8. Conclusions	29

## **Chapitre 02 : Mesure du bruit dans les circuits micro-ondes linéaires**

2.1. Introduction	30
2.2. Techniques de mesure du bruit dans les circuits micro-ondes linéaires	30
2.2.1. Mesure de facteur de bruit d'un 2-ports	30
2.2.2.1. Principe de mesure	30
2.2.2.2. Instrumentation	31
2.2.2. Mesures et détermination des quatre paramètres du bruit	33
2.2.2.1. Méthode classique	34
2.2.2.2. Techniques des impédances multiples	35
2.2.2.3. Techniques basées sur la dépendance fréquentielle du facteur de bruit	37
2.2.2.4. Technique basée sur l'utilisation d'un radiomètre	38
2.2.2.5. Techniques interférométriques	39
2.3. Système large bande pour la mesure du bruit selon les deux méthodes standards	40
2.3.1. Principe de la méthode de mesure du bruit par variation de fréquence	41
2.3.2. Création d'un facteur de réflexion de source non-nul	41
2.3.3. Variation de la phase du facteur de réflexion de la source	42
2.3.4. Largeur de bande de mesure du bruit	46
2.3.5. Autres éléments du système de mesure	47
2.4. Conclusions	49

## **Chapitre 03 : Calcul des paramètres du bruit d'un circuit micro-ondes**

3.1. Introduction	52
3.2. Méthodes de calcul des paramètres de bruit d'un 2-ports linéaire	52
3.2.1. Approximation du premier ordre	52
3.2.2. Méthode basée sur une procédure d'optimisation	54
3.2.2.1. Calcul à partir des mesures selon la méthode y-factor	54
3.2.2.2. Calcul à partir des mesures selon la méthode z-factor	56
3.2.2.3. Optimisation du calcul des paramètres de bruit	57
3.2.3. Méthode du calcul direct des paramètres de bruit	61
a. Premièrement : Approximation du premier ordre améliorée	62
b. Deuxièmement : Calcul précis	62
3.3. Résultats expérimentaux	65

3.3.1. Méthode de vérification	65
3.3.2. Paramètres de bruit mesurées et calculées	67
3.3.3. Commentaires et conclusions	76
<b>Chapitre 04 : Calibration des sources de bruit désadaptée</b>	
4.1. Introduction	78
4.2. Construction de la source de bruit désadaptée	78
4.3. Calibration par la méthode de l'isolateur	79
4.4. Calibration par ajustement du paramètre $T_b$	83
4.4.1. Principe et approximation de premier ordre	84
4.4.2. Procédure d'optimisation de la température chaude	85
4.5. Résultats expérimentaux	87
4.6. Comparaison des deux méthodes de calibration	89
4.7. Conclusion	92
<b>Conclusion générale</b>	93
<b>Annexe A : Formalisme d'onde</b>	95
<b>Annexe B : Développement des formules de l'approximation du premier ordre améliorée</b>	103
<b>Annexe C : Algorithme de Hooke-Jeeves et fonctions Matlab</b>	106
<b>Annexe D : Photographie du système de mesure</b>	114
<b>Références bibliographiques</b>	115

## Liste des Figures

<b>Fig. 1.1</b>	Sources de bruit électrique	4
<b>Fig. 1.2</b>	Modèles d'une résistance bruyante	6
<b>Fig. 1.3</b>	Puissance utilisable récupérable sur une charge	7
<b>Fig. 1.4</b>	Spectre du bruit	9
<b>Fig. 1.5</b>	Forme d'onde typique du bruit en créneaux	10
<b>Fig. 1.6</b>	Transformation de la densité de puissance par un 2-ports	11
<b>Fig. 1.7</b>	Bande équivalente du bruit d'un (a) 2-ports idéal et un (b) 2-ports réel	12
<b>Fig. 1.8</b>	Schéma équivalent d'un 2-ports bruyant. (a) Contribution du 2-ports au bruit de sortie (b) bruit équivalent ramené à l'entrée	14
<b>Fig. 1.9</b>	Circuit d'un 2-ports	15
<b>Fig. 1.10</b>	Circuits équivalents du 1-port bruyant (a) avec une source de courant et (b) avec une source de tension	18
<b>Fig. 1.11</b>	1-port passif bruyant connecté à une charge de facteur de réflexion $S_L$	19
<b>Fig. 1.12</b>	Circuit équivalent d'un 2-ports linéaire bruyant représenté avec (a) deux sources de tension ou (b) deux sources de courant	20
<b>Fig. 1.13</b>	Représentation d'un 2-ports bruyant associée à la matrice chaîne	21
<b>Fig. 1.14</b>	Représentation d'un 2-ports bruyant en terme d'ondes de bruit $A_n$ et $B_n$	23
<b>Fig. 1.15</b>	Représentation d'un 2-ports bruyant en termes d'ondes de bruit $B_{n1}$ et $B_{n2}$	23
<b>Fig. 1.16</b>	Circuit 2-ports connecté à une source de facteur de réflexion $S_s$	24
<b>Fig. 1.17</b>	Variation de $T_n$ à $s$ constant et $\varphi_s$ variable : (a) Variation de $S$ sur un cercle (b) Variation de $T_n$ en fonction de $\varphi_s$	25
<b>Fig. 1.18</b>	Variation de $T_n$ à $\varphi_s$ constante et $s$ variable : (a) Variation de $s$ le long de l'axe AA' et (b) Variation de $T_n$ en fonction de $s$	26
<b>Fig. 2.1</b>	Synoptique d'un banc de mesure du facteur de bruit	33
<b>Fig. 2.2</b>	Variation du facteur de bruit d'un 2-ports en fonction de l'admittance de la source	34
<b>Fig. 2.3</b>	Synoptique d'un banc de mesure des paramètres de bruit	36
<b>Fig. 2.4</b>	Banc de mesure basé sur la variation fréquentielle de la température de bruit	38
<b>Fig. 2.5</b>	Interféromètre pour mesurer les paramètres de bruit d'un 2-ports	40
<b>Fig. 2.6</b>	Aperçu général du système de mesure du bruit selon les deux méthodes standards	41
<b>Fig. 2.7</b>	Schéma simplifié de la source de bruit désadaptée MMNS	42
<b>Fig. 2.8</b>	Module du facteur de transmission $S_{21}$ de la ligne longue en fonction de la fréquence	45



<b>Fig. 2.9</b>	Phase du facteur de transmission $S_{21}$ de la ligne longue en fonction de la fréquence	46
<b>Fig. 2.10</b>	Température de bruit d'un 2-ports autour de la fréquence 1.5GHz pour différentes largeurs de bande de mesure $BW_n$	47
<b>Fig. 2.11</b>	ENR de la source de bruit désadaptée en fonction de la fréquence.	47
<b>Fig. 2.12</b>	Facteur de réflexion de l'ensemble MMSN+LTL (module) en fonction de la fréquence	48
<b>Fig. 2.13</b>	Facteur de réflexion de l'ensemble SHO+LTL (module) en fonction de la fréquence	48
<b>Fig. 3.1</b>	variation de $T_n$ à $s$ constant et $\varphi_s$ variable. (a) Variation de $S$ sur un cercle (b) Variation de $T_n$ en fonction de $\varphi_s$	53
<b>Fig. 3.2:</b>	Effet on/off - Variation du module du facteur de réflexion de la source entre ses deux états. (a) Source de bruit adaptée (b) Source de bruit désadaptée	58
<b>Fig. 3.3:</b>	Variation du module du facteur de réflexion à la sortie de la ligne longue autour de la fréquence 1.5 GHz, (a) MMNS+LTL (b) SHO+LTL	59
<b>Fig. 3.4</b>	Organigramme du calcul des paramètres de bruit basé sur l'algorithme d'optimisation de Hooke-Jeeves	61
<b>Fig. 3.5</b>	Organigramme du calcul des paramètres de bruit basé sur les formules directes	64
<b>Fig. 3.6</b>	DUT conçu pour tester le système de mesure	66
<b>Fig. 3.7</b>	Paramètres de réflexion du DUT (Module)	66
<b>Fig. 3.8</b>	Paramètres de transmission du DUT (Module)	66
<b>Fig. 3.9</b>	Mesures pour la détermination des paramètres	67
<b>Fig. 3.10</b>	Facteur $y$ mesuré en fonction de la fréquence avec la source de bruit adaptée en entrée	68
<b>Fig. 3.11</b>	Facteur $y$ mesuré autour de la fréquence 1.5 GHz (source de bruit désadaptée en entrée)	68
<b>Fig. 3.12</b>	Puissance mesurée en sortie en fonction de la fréquence (source de bruit adaptée en entrée)	68
<b>Fig. 3.13</b>	Puissance mesurée en sortie autour de la fréquence 1.5 GHz (SHO+LTL en entrée)	69
<b>Fig. 3.14</b>	Valeurs des paramètres de bruit du second étage obtenus par calcul approché (trait discontinu) et par calcul précis (trait continu)	69
<b>Fig. 3.15</b>	Valeurs des paramètres de bruit globaux (premier et second étage) obtenus par calcul approché et par calcul précis	70
<b>Fig. 3.16</b>	Evolution en fonction de la fréquence des paramètres $T_a$ et $T_b$ (Méthode y-factor avec calcul optimisé)	70
<b>Fig. 3.17</b>	Evolution en fonction de la fréquence du paramètre $T_c$ (Méthode y-factor avec calcul optimisé)	71
<b>Fig. 3.18</b>	Evolution en fonction de la fréquence du paramètre $\varphi_c$ (Méthode y-factor avec calcul optimisé)	71

<b>Fig. 3.19</b>	Evolution en fonction de la fréquence des paramètres $T_a$ et $T_b$ (Méthode z-factor avec calcul optimisé)	71
<b>Fig. 3.20</b>	Evolution en fonction de la fréquence du paramètre $T_c$ . (Méthode z-factor avec calcul optimisé)	72
<b>Fig. 3.21</b>	Evolution en fonction de la fréquence du paramètre $\varphi_c$ (Méthode z-factor avec calcul optimisé)	72
<b>Fig. 3.22</b>	Evolution en fonction de la fréquence des paramètres $T_a$ et $T_b$ (Méthode z-factor avec calcul en utilisant les formules directes)	72
<b>Fig. 3.23</b>	Evolution en fonction de la fréquence du paramètre $T_c$ (Méthode z-factor avec calcul en utilisant les formules directes)	73
<b>Fig. 3.24</b>	Evolution en fonction de la fréquence du paramètre $\varphi_c$ (Méthode z-factor avec calcul en utilisant les formules directes)	73
<b>Fig. 3.25</b>	Evolution en fonction de la fréquence de l'erreur sur le paramètre $T_a$	74
<b>Fig. 3.26</b>	Evolution en fonction de la fréquence de l'erreur sur le paramètre $T_b$	74
<b>Fig. 3.27</b>	Evolution en fonction de la fréquence de l'erreur sur le paramètre $T_c$	74
<b>Fig. 3.28</b>	Evolution en fonction de la fréquence de l'erreur sur le paramètre $\varphi_c$	75
<b>Fig. 3.29</b>	Evolution en fonction de la fréquence des paramètres $T_m$ et $T_d$ (Méthode z-factor)	75
<b>Fig. 3.30</b>	Représentation dans le plan complexe de l'évolution en fonction de la fréquence du facteur de réflexion optimale $S_o$ (Méthode z-factor)	75
<b>Fig. 4.1</b>	Source de bruit désadaptée large bande à calibrer	79
<b>Fig. 4.2</b>	Banc de calibration des sources de bruit par la méthode de l'isolateur	79
<b>Fig. 4.3</b>	Evolution en fonction de la fréquence du module du facteur de transmission inverse $S_{12}$ des deux isolateurs utilisés pour la calibration de la source de bruit désadaptée	81
<b>Fig. 4.4</b>	Evolution en fonction de la fréquence du facteur de réflexion à la sortie de l'isolateur (a) P&H (1-2GHz) et à la sortie de l'isolateur (b) DiTom (2-3GHz)	82
<b>Fig. 4.5</b>	Evolution en fonction de la fréquence de l' $ENR_{0x}$ de la source de bruit désadaptée	83
<b>Fig. 4.6</b>	Ecart d' $ENR_{0x}$ entre les deux calibrations obtenues en utilisant les deux amplificateurs	83
<b>Fig. 4.7</b>	Banc de calibration de la source de bruit désadaptée par la méthode de l'atténuateur	83
<b>Fig. 4.8</b>	Organigramme du traitement numérique des mesures de calibration de la source de bruit désadaptée	86
<b>Fig. 4.9</b>	Paramètres $S_{11}$ et $S_{22}$ de l'atténuateur (module) en fonction de la fréquence	87
<b>Fig. 4.10</b>	Paramètres $S_{12}$ et $S_{21}$ de l'atténuateur (module) en fonction de la fréquence	87
<b>Fig. 4.11</b>	Paramètre $T_{b1s}$ de l'atténuateur calculé à partir de ses paramètres S en fonction de la fréquence	88
<b>Fig. 4.12</b>	Le bruit en excès ( $ENR_0$ ) de la source de bruit désadaptée	88

<b>Fig. 4.13</b>	Ecarts d' $ENR_0$ entre trois mesures différentes. (Méthode de l'isolateur en utilisant l'amplificateur Miteq)	89
<b>Fig. 4.14</b>	Ecarts d' $ENR_0$ entre trois mesures différentes. (Méthode de l'isolateur en utilisant l'amplificateur Mini-Circuit)	90
<b>Fig. 4.15</b>	Ecarts d' $ENR_0$ utilisant les amplificateurs Miteq ou Mini-Circuits (méthode isolateur)	90
<b>Fig. 4.16</b>	Ecarts d' $ENR_0$ entre trois mesures différentes (Méthode de l'atténuateur en utilisant l'amplificateur Miteq)	90
<b>Fig. 4.17</b>	Ecarts d' $ENR_0$ entre trois mesures différentes. (Méthode de l'atténuateur en utilisant l'amplificateur Mini-Circuits)	91
<b>Fig. 4.18</b>	Ecarts d' $ENR_0$ en utilisant les amplificateurs Miteq ou Mini-Circuits (méthode de l'atténuateur)	91
<b>Fig. 4.19</b>	Comparaison entre la méthode de l'isolateur et la méthode du $T_b$	92

## Liste des Abréviations et Acronymes

<b>AMP</b>	Amplificateur
<b>DUT</b>	Device Under Test
<b>DSP</b>	Densité Spectrale de Puissance
<b>ENR</b>	Excess Noise Ratio
<b>GPIB</b>	General Purposes interface Bus
<b>IRE</b>	Institute of Radio Engineers
<b>LTL</b>	Long Transmission Line
<b>MMNS</b>	Mismatched Noise Source
<b>MNS</b>	Matched Noise Source
<b>NFA</b>	Noise Figure Analyzer
<b>NIST</b>	National Institute of Standards and Technologies
<b>RMS</b>	Root Mean Square
<b>RTS</b>	Random Telegraphic Signal
<b>SHO</b>	Short
<b>VNA</b>	Vector Network Analyzer

## Liste des Symboles

$A_L$	onde incidente à une charge
$A_n$	onde de bruit directe associée à la matrice de transfert
$A_{ni}$	onde de bruit équivalente à l'entrée d'un 2-ports
$A_v$	gain en tension
$B_n$	onde de bruit inverse associé à la matrice de transfert
$B_L$	onde réfléchie par une charge
$B_{n1}$	onde de bruit réfléchie en entrée associée à la matrice de réflexion
$B_{n2}$	onde de bruit réfléchie en sortie associée à la matrice de réflexion
$B_{ns}$	onde de bruit équivalente d'un 1-port
$BW$	bande passante d'un 2-ports
$BW_n$	bande équivalente de bruit d'un 2-ports
$B_s$	susceptance de source
$B_{opt}$	susceptance optimale de source
$EF$	fonction d'erreur
$E_n$	source de bruit de tension
$F$	facteur de bruit
$F_0$	facteur de bruit conventionnel
$F_D$	facteur de bruit du 2-port à caractériser
$F_{min}$	facteur de bruit minimum
$F_R$	facteur de bruit du récepteur
$F_T$	facteur de bruit d'une cascade
$f$	fréquence
$f_c$	fréquence de coupure
$f_0$	fréquence centrale de mesure du bruit
$f_i$	sous-fréquence de mesure du bruit
$f_m$	fréquence minimale à laquelle le système doit travailler
$f_M$	fréquence maximale à laquelle le système doit travailler
$\Delta f$	bande de fréquence
$G$	conductance
$G_a$	gain en puissance utilisable
$G_{adr}$	gain en puissance utilisable de la chaîne DUT/récepteur
$G_{atl}$	gain en puissance utilisable de la ligne longue

$G_o$	conductance optimale en bruit
$G_s$	conductance de source
$G_t$	gain transducique
$I_{eff}$	valeur efficace de la courant
$I_s$	courant de la source
$J_n$	source de bruit de courant
$k$	constante de Boltzmann
$l$	longueur de la ligne de transmission
$m$	nombre de facteurs de réflexion/admittances de la source
$n_i$	signal temporel d'une source de bruit blanc
$p_{TL}$	pende de la ligne
$P_a$	puissance utilisable
$P_{th}$	puissance utilisable du bruit thermique
$P_{asi}$	puissance utilisable d'un signal à l'entrée du 2-ports
$P_{aso}$	puissance utilisable d'un signal à la sortie du 2-ports
$P_n$	puissance utilisable de bruit
$P_{ni}$	puissance utilisable du bruit en entrée
$P_{no}$	puissance utilisable du bruit en sortie
$q$	charge d'électron
$R$	résistance
$R_n$	résistance équivalente de bruit
$S$	facteur de réflexion de la source
$s$	module de facteur de réflexion de la source
$S_n$	densité spectrale de puissance de bruit.
$S_{ni}$	densité spectrale du bruit à l'entrée du 2-ports
$S_{no}$	densité spectrale du bruit à la sortie du 2-ports
$S_{dr}$	facteur de réflexion à la sortie de l'ensemble DUT+récepteur
$S^{on}$	facteur de réflexion de la source adaptée à l'état "on"
$S^{of}$	facteur de réflexion de la source adaptée à l'état "off"
$S_{iso}$	facteur de réflexion à la sortie de l'ensemble Source de bruit + isolateur
$S_L$	facteur de réflexion d'une charge
$S_i$	facteur de réflexion à la sortie de l'ensemble SHO+LTL à la sous-fréquence $f_i$
$S_i^{on}$	facteur de réflexion à la sortie de l'ensemble MMNS+LTL à l'état "on" à la sous-fréquence $f_i$
$S_i^{of}$	facteur de réflexion à la sortie de l'ensemble MMNS+LTL à l'état "off" à la sous-fréquence $f_i$
$S_i^{of}$	facteur de réflexion à la sortie de l'ensemble MMNS+LTL à l'état "off" à la sous-fréquence $f_i$
$S_s^{on}$	facteur de réflexion de la source désadaptée à l'état "on"

$S_s^{of}$	facteur de réflexion de la source désadaptée à l'état "off"
$S_o$	facteur de réflexion optimale en bruit
$S_R$	facteur de réflexion à l'entrée du récepteur
$S_s$	facteur de réflexion de la source connectée à l'entrée du 2-ports
$(S)$	matrice de réflexion ou dispersion
$S_{ij}$	éléments de la matrice de réflexion ou dispersion
$T$	désigne la température de la résistance en (K)
$T_0$	température d'une source de bruit conventionnel
$T_B$	température fictive du bruit d'un 1-port.
$T_n$	température équivalent du bruit d'un 2-ports.
$T_s$	température d'une source de bruit.
$T_T$	température équivalent du bruit d'une cascade
$\Delta T_n$	amplitude de la variation de la température de bruit
$T_{on}$	température chaude de la source
$T_{xon}$	température chaude de la source inconnue à la sortie de la ligne
$T'_{xon}$	température chaude de la source inconnue seule
$T_{of}$	température froide de la source
$T_p$	température physique ou ambiante
$T_a, T_b,$	paramètres du bruit définis par Meys
$T_c \varphi_c$	
$T_s$	température de bruit de la source
$V_s$	tension de la source
$V_{eff}$	valeur efficace de la tension
$(W)$	matrice de transfert d'onde
$W_{ba},$	paramètres de la matrice de transfert d'onde.
$W_{bb},$	
$W_{aa},$	
$W_{ab}$	
$Y_o$	admittance optimale en bruit
$Y_s$	admittance de la source connectée à l'entrée du 2-ports
$y$	facteur y
$y_0$	facteur y adaptée mesuré
$y_{c0}$	facteur y adaptée calculé
$y_{ci}$	facteur y désadaptée calculé
$y_{mi}$	la $i^{ème}$ mesure désadaptée du facteur y
$z_{ci}$	la $i^{ème}$ valeur calculée du facteur z
$z_{mi}$	la $i^{ème}$ mesure du facteur z

$Z_c$	impédance caractéristique
$Z_L$	impédance de la charge
$Z_s$	impédance de source
$Z_0$	impédance de normalisation ( $50 \Omega$ ).
$w_i$	facteur de pondération dans la fonction d'erreur
$\alpha$	Atténuation de la ligne de transmission
$\beta$	constante de phase
$\lambda$	longueur d'onde
$\varphi_o$	phase du facteur de réflexion optimal
$\varphi_{s0}$	phase du facteur de réflexion à la sortie de la ligne à la fréquence centrale $f_0$
$\varphi_{si}$	phase du facteur de réflexion à la sortie de la ligne à la sous-fréquence de mesure $f_i$
$\varphi_s$	phase de facteur de réflexion de la source
$\Delta\varphi$	différence de phase
$\gamma$	constante de propagation



# Introduction Générale

Le travail réalisé dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'étude d'un domaine particulier des aspects bruyants. En effet, le bruit constitue une manifestation macroscopique de l'activité microscopique (par exemple : mouvement aléatoire des porteurs de charge au sein de la matière). Cette notion, omniprésente à l'échelle macroscopique, se manifeste par deux approches générales, de conceptions opposées, d'un tel phénomène.

La vision classique considère la présence du bruit au sein d'un système comme le reflet de la perte d'information et d'énergie et donc une dégradation du système idéal (exemple : dégradation du rapport signal sur bruit dans les systèmes de réception, fluctuation des mesures, etc.).

Une autre vision considère le bruit comme une source d'information. Celui-ci est le reflet d'une activité à un autre ordre de grandeur. Ainsi, en astronomie, il permet d'affiner la compréhension de l'univers. Il peut également servir, par exemple, de séquence de test dans la caractérisation des systèmes informatiques. On rencontre, encore, la présence de phénomènes bruyants au sein d'une multitude d'autres disciplines (météorologie, biologie, géologie). Ceux-ci constituent donc une caractéristique inévitable de tout système réel [1].

Parmi les sources de bruit, celles d'origine dites électriques ont un rôle particulier [2]. En effet, leur présence conditionne de nombreuses activités humaines et entre autre l'échange d'informations. Tout système de transmission peut être considéré comme un lien entre un émetteur d'information et un récepteur de celle-ci. Or, le système le plus simple dans le cadre des systèmes électriques est constitué par le quadripôle ou le 2-ports en terminologie micro-ondes.

En effet, tout 2-ports actif ou passif contient en son sein deux sources de bruit corrélées ou non dont la caractérisation n'est pas aisée dès que la fréquence croît [3]. Il est important de connaître celles-ci étant donné qu'elles conditionnent la qualité bruyante du 2-ports et notamment dans le cas de dispositifs actifs. Bien que d'un point de vue fréquentiel (quelques GHz), les dispositifs actifs actuels sont caractérisés par des performances bruyantes de bonne qualité, cependant, les applications (télécommunication par satellite, métrologie par satellite, radioastronomie, radar, etc.) exigent un accroissement de la fréquence de fonctionnement qui

se caractérise, pour les dispositifs actifs, par une dégradation des performances bruyantes [3], [4].

Bien que la théorie permette de comprendre l'origine des sources de bruit, elle ne nous autorise pas de les caractériser avec précision et dès lors, seules les mesures constituent une détermination de leurs valeurs globales [4].

On s'intéressera dans cette thèse à l'étude et l'évaluation de deux méthodes de mesures et d'extraction des paramètres de bruit des circuits micro-ondes linéaires. On s'intéressera en particulier aux 2-ports qui constituent les éléments de base des circuits micro-ondes. Ce travail est présenté en quatre chapitres principaux.

Le premier chapitre couvre la description du bruit, en présentant ses différents types ainsi que ses principales grandeurs caractéristiques. On présentera ensuite, les outils nécessaires pour la description des phénomènes aléatoires au sein des 2-ports linéaires. Cette description est basée principalement sur l'aspect bruyant des 2-ports en formalisme d'onde.

Le deuxième chapitre est constitué de deux parties. Dans la première partie, on fournira une description des différentes méthodes de mesures du bruit. Si en basse fréquence la caractérisation des sources de bruit est aisée, aux fréquences plus élevées, les méthodes de mesures complètes sont laborieuses et fastidieuses à mettre en œuvre. La seconde partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude d'un système de mesure large bande basé sur le principe de variation de fréquence.

Dans le troisième chapitre, on présentera deux méthodes de calcul des paramètres de bruit. La première méthode est basée sur une procédure d'optimisation de ces paramètres par comparaisons des mesures au modèle théorique de la fonction du bruit. La deuxième méthode est basée sur des formules analytiques simples et précises qui permettent la caractérisation des sources de bruit d'un 2-ports par calcul direct. Par suite, l'évaluation et la comparaison des deux méthodes est effectuée en fonction des résultats obtenus.

La caractérisation des sources de bruit d'un 2-ports par la méthode classique y-factor, requiert l'usage d'une source de bruit désadaptée qui doit être soigneusement construite et calibrée. Le quatrième chapitre sera consacré à la présentation et la comparaison de deux méthodes de calibration de ce type de source de bruit.

On conclura en illustrant l'apport des différents traitements des mesures et de calibration ainsi que par l'application de ces résultats sur la caractérisation des circuits linéaires micro-ondes.

# Chapitre 1

## Le bruit dans les circuits électroniques

### 1.1. Introduction

De manière générale, on désigne par bruit, tout signal nuisible et indésirable, de nature aléatoire, qui se superpose au signal utile (porteur de l'information) et perturbe l'intelligibilité et la compréhension de ce dernier.

En effet, dans toute mesure ou transmission de signal, on observe des signaux d'origines multiples (rayonnement, effet d'antenne, bruit des composants, ect.) qui se superposent à l'information recherchée. Ce bruit se traduit par l'apparition des signaux erratiques qui génèrent des tensions ou courants parasites et se rajoutent au signal utile.

Le bruit dans les composants électroniques est engendré par le mouvement désordonné et spontané des charges électriques. Ces variations aléatoires génèrent des fluctuations de tension et de courant. Elles doivent être prises en compte dès le début de la conception de certaines fonctions électroniques dont les caractéristiques en bruit sont fondamentales.

Les premiers travaux sur le bruit des circuits électriques datent de 1928. Johnson [7] mettait alors en évidence la relation entre le mouvement Brownien des électrons et la tension ou le courant de bruit aux bornes d'une résistance. Depuis, de nombreuses études ont montré différents types de bruit provenant d'origines diverses.

On exposera dans le présent chapitre, les notions de base du bruit micro-ondes ainsi que les différentes sources de ce dernier. En outre, les différentes grandeurs caractérisant le bruit dans les dispositifs et les circuits micro-ondes linéaires y sont décrites.

### 1.2. Sources de bruit

Dans les domaines de l'électronique, de nombreux phénomènes physiques entachent les signaux sur lesquels nous voulons effectuer un traitement. Les origines du bruit électrique sont diverses. La figure 1.1 illustre une classification non-exhaustive des différents types de sources de bruit électrique [1].

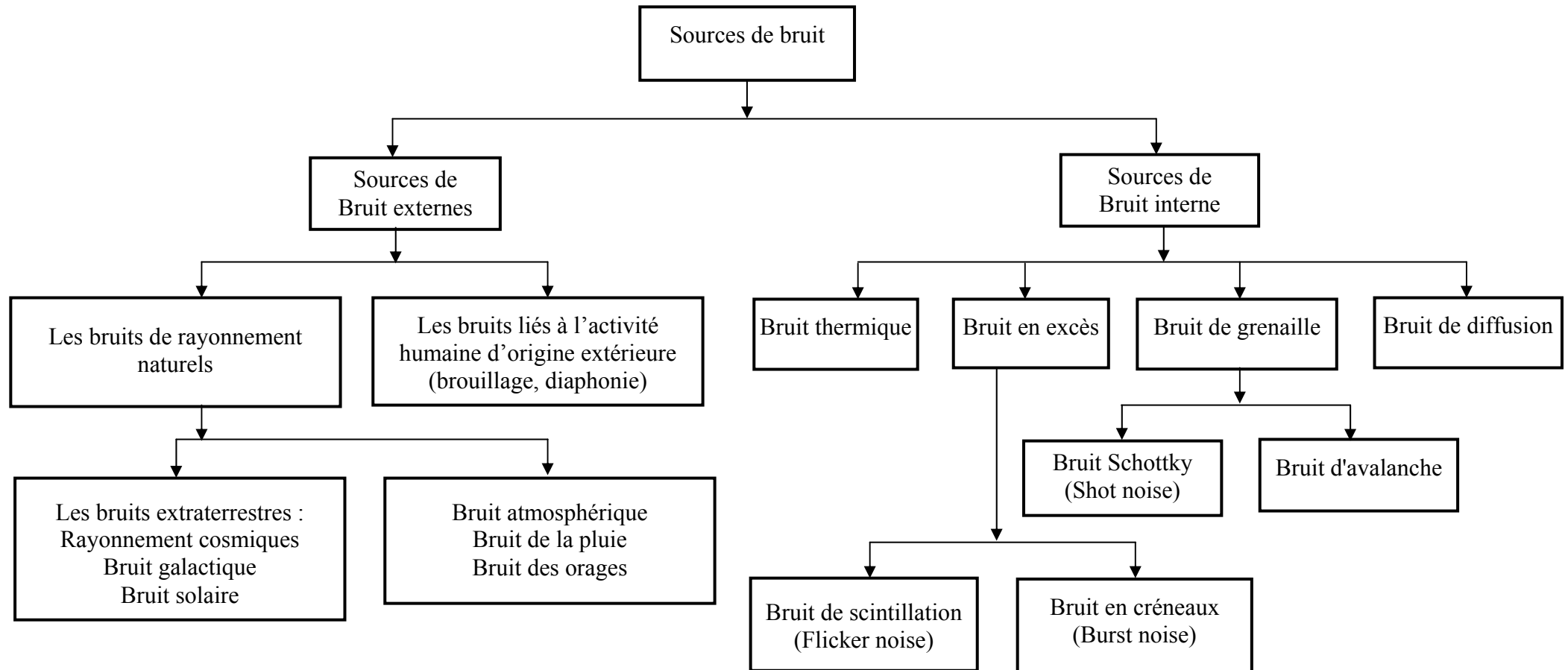


Fig. 1.1 : Sources de bruit électrique.

Ainsi, les sources de bruit électrique peuvent être classées en deux grandes catégories : les sources de bruit externes et les sources de bruit internes.

- **Sources de bruit externes**

La source de bruit est localisée à l'extérieur du système et agit sur celui-ci par influence. On peut encore distinguer deux origines :

- Les bruits naturels d'origine extérieure, tels que les bruits captés par rayonnement électromagnétique (bruit cosmique) et les bruits provenant des phénomènes électrostatiques (orages).
- Les bruits externes liés à l'activité humaine d'origine extérieure : tels que le brouillage, la diaphonie dans les circuits de télécommunications et le ronflement lié au secteur 50 Hz.

- **Sources de bruit internes**

Ce type de sources de bruit est d'origine interne aux circuits électroniques et lié aux composants tels que : le bruit thermique, le bruit de grenaille, le bruit de diffusion et le bruit en excès.

Les techniques utilisant le blindage, le filtrage, la distribution de masse, permettent de limiter l'influence du bruit d'origine extérieure. Le bruit lié aux composants du circuit est toujours présent. Il constitue une limite fondamentale aux performances des circuits et des systèmes électroniques. Cependant, le choix d'un matériau et d'une technologie appropriés permet de le réduire.

On s'intéressera dans ce qui va suivre aux bruits d'origine interne.

### **1.3. Les différentes sources de bruit dans les composants électroniques**

Il existe de multiples types de bruits dans les composants utilisés en électronique. Ces bruits sont issus du mouvement aléatoire des charges. Ils génèrent des courants et des tensions parasites au signal utile. Ils ont leurs caractéristiques propres tant du point de vue de leur génération que de leur comportement notamment en fonction de la fréquence [1]-[6].

#### **1.3.1. Bruit thermique**

C'est en 1928 que Johnson [7] a pu mettre, expérimentalement, en évidence les fluctuations de tension aux bornes d'une résistance, et que Nyquist [8] en a donné l'explication théorique. Ils ont montré que l'intensité de ces fluctuations ne dépendait que de la température de la résistance, d'où son nom "bruit thermique".

Le bruit thermique des résistances est le résultat du déplacement désordonné (mouvement Brownien) des électrons dans un conducteur ; celui-ci produit aux bornes d'une résistance une tension erratique donnée par [7]-[10] :

$$\overline{|V_n|^2} = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f) p(f) df \quad (1.1)$$

la fonction  $p(f)$  est définie par l'expression :

$$p(f) = \frac{hf / kT}{e^{hf / kT} - 1} \quad (1.2)$$

où  $f$  désigne la fréquence,  $T$  la température de la résistance en kelvin ( $K$ ),  $k$  la constante de Boltzmann et  $h$  la constante de Planck.

or, pour des fréquences inférieures à 100 GHz et à température ambiante ( $T=290 K$ ), nous avons  $hf \ll kT$ , ce qui donne  $0.992 < p(f) < 1$ . Et dès lors, on approxime  $p(f)$  à 1.

Ainsi, en supposant que la résistance est constante ( $R(f)=R$ ) sur l'intervalle de fréquence  $\Delta f = f_2 - f_1$ , le spectre réel du signal du bruit peut être, en première approximation, remplacé par un spectre uniforme (bruit blanc) de la forme suivante :

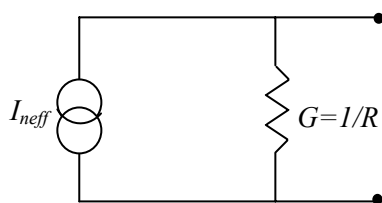
$$\overline{|V_n|^2} = 4kTR \Delta f \quad (1.3)$$

Par un calcul dual, on peut calculer les fluctuations résultantes de l'agitation thermique du courant, et celle-ci valent :

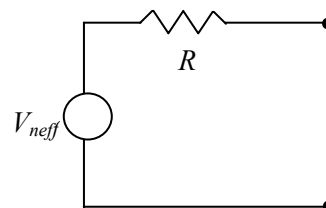
$$\overline{|I_n|^2} = 4kTG \Delta f \quad (1.4)$$

où  $G$  désigne la conductance.

On peut alors représenter une résistance bruyante par une source de tension de bruit de force électromotrice  $V_{neff}$  (représentation de Thévenin) en série avec une résistance idéale (sans bruit), ou encore par une source de courant de bruit en parallèle avec une conductance idéale (représentation de Norton), (cf. fig. 1.2) :



(a) Modèle de Norton



(b) Modèle de Thévenin.

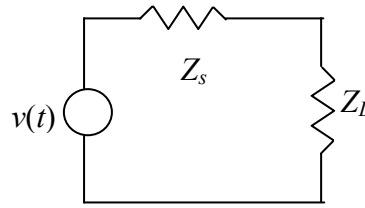
**Fig. 1.2** : Modèles d'une résistance bruyante.

- **Puissance utilisable d'une source de bruit**

La puissance utilisable est définie par la puissance maximale que l'on peut récupérer sur une charge, à partir d'un générateur d'impédance interne non nulle.

Dans le circuit de la figure 1.3, la puissance est maximale si l'impédance interne  $Z_s = Z_L^*$ . La charge  $Z_L$  est dite dans ce cas adaptée et la puissance utilisable (maximale) est donnée par :

$$P_a = \frac{\overline{(v(t)/2)^2}}{\text{Re}(Z_s)} = \frac{\overline{v^2(t)}}{4\text{Re}(Z_s)} \quad (1.5)$$



**Fig. 1.3 :** Puissance utilisable récupérable sur une charge.

Pour une source de bruit thermique à la température  $T$ , la puissance utilisable dans une bande  $\Delta f$  est alors :

$$P_n = \frac{4kT \text{Re}(Z_s)\Delta f}{4\text{Re}(Z_s)} = kT \Delta f \quad (1.6)$$

### 1.3.2. Bruit de grenaille (Bruit de jonction)

Le courant électrique dû aux électrons émis d'une cathode chaude dans un tube à vide, ou encore les électrons qui traversent une barrière de potentiel dans un semi-conducteur, induisent le bruit de grenaille. Dans ces deux exemples, les électrons sont générés de manière aléatoire, entraînant des fluctuations autour d'un courant moyen  $I$ . Le bruit de grenaille est constitué de deux types: le bruit de Schottky et le bruit d'avalanche [11].

#### 1.3.2.1. Bruit Schottky

Le bruit Schottky ou *Shot noise*, existe dans les semi-conducteurs. Il est dû à la traversée aléatoire des barrières de potentiel (comme une jonction Schottky), il en résulte un courant formé par une suite d'impulsions indépendantes. C'est un bruit blanc qui ne dépend que du courant du drain. On suppose que les porteurs sont transportés sans se recombiner ni subir de collisions.

Le modèle est basé sur une densité uniforme de porteurs, la suite des événements suivant une loi de Poisson. Le temps de transit étant supposé très court, la densité spectrale est

celle d'un bruit blanc donné par la formule suivante [11], [12] :

$$S_n = 2qI_0 \quad (1.7)$$

où  $q$  désigne la charge de l'électron et  $I_0$  le courant déterministe traversant la barrière de potentiel.

### 1.3.2.2. Bruit d'avalanche

Ce bruit a pour origine les phénomènes d'avalanche dans les jonctions PN polarisées en inverse où les porteurs peuvent acquérir une énergie suffisante pour créer aléatoirement des paires électron-trou par collisions. Ce bruit, caractéristique de l'effet Zener, est toujours associé à un courant de polarisation. Il est difficilement prévisible et généralement la densité spectrale est donnée par la formule [11]:

$$S_n = 2MqI_0 \quad (1.8)$$

$M$  désigne un facteur multiplicatif compris entre 1 et 100.

Les densités spectrales associées aux bruits de grenaille et thermique sont constantes (du moins sur tout l'intervalle de fréquences utilisées). On dit que ces bruits sont "blancs".

### 1.3.3. Bruit de diffusion

Ce bruit est lié au mouvement des électrons (trous) dans le réseau cristallin et notamment les collisions entre ces électrons et les particules du réseau. Un grand nombre de porteurs ont des énergies comparables à celles des photons thermiques, et tout accroissement du champ électrique a pour effet principal un transfert de leur énergie vers le réseau sans accroissement de leur vitesse. Même dans ces conditions, un moyennage rapide de la vitesse des porteurs est suffisant pour maintenir une distribution de vitesse isotrope. Et en conséquence, cette distribution moyenne de vitesse dans l'intervalle  $[x, x']$  (qui progresse à la vitesse moyenne du transport électronique) entraîne un parcours aléatoire, et la source de courant associée a une densité spectrale uniforme est donnée par la formule suivante [11]:

$$S_n = 4q^2 \alpha D \delta(x - x') \quad (1.9)$$

où  $D$  est le coefficient de diffusion des porteurs à fort champ,  $\alpha$  est la densité de porteurs et  $\delta(x-x')$  est la fonction de Dirac.

Par conséquent, à chaque position  $x$  dans un intervalle spatial  $\Delta x$ , les courants microscopiques se produisent sous forme d'impulsions courtes, décorréélées dans le temps. Une impulsion de courant dans l'intervalle  $[x, x']$  crée un déplacement de charges de  $x$  vers



$x+\Delta x$ , créant un champ électrique dipolaire associé à la zone de charges en  $x$ , égal et opposé à la zone de charges en  $x+\Delta x$ . Le bruit de diffusion est un bruit blanc proportionnel au coefficient de diffusion à haut champ et au courant transporté. Il est présent dans les sources de bruit intrinsèque du transistor à effet de champ.

### 1.3.4. Le bruit en excès

Le bruit en excès est dû à des inhomogénéités des porteurs et se distingue par sa densité spectrale de bruit qui décroît en fonction de la fréquence, ce qui fait qu'il soit surtout présent aux basses fréquences (fig. 1.4). Le bruit en excès est constitué de deux types : le bruit de scintillation et le bruit en créneaux.

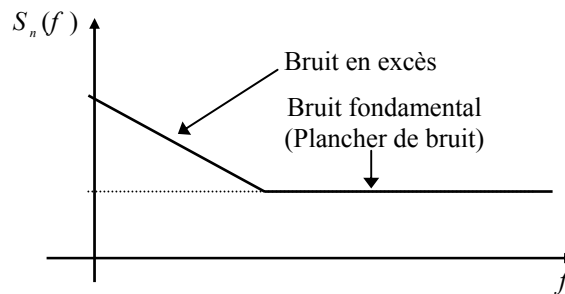


Fig. 1.4 : Spectre du bruit dans les circuits électroniques.

#### 1.3.4.1. Bruit de scintillation (Bruit en $1/f$ )

En dessous de quelques centaines de hertz, on observe dans tout composant actif et certains composants passifs (résistances au carbone), une composante de bruit présentant une d.s.p. caractérisée par une loi proportionnelle à l'inverse de la fréquence (bruit rose). Ce bruit résulte de la contribution de différents processus aléatoires encore mal connus.

Dans les circuits électriques, il est généralement attribué aux phénomènes de génération-recombinaison de paires électrons-trous, les centres recombinants étant liés aux défauts et à l'inhomogénéité des matériaux et se situant en surface des semi-conducteurs et aux interfaces entre les différentes couches. Il est toujours associé à un courant direct et est modélisé empiriquement par une densité spectrale de la forme suivante [13] :

$$S_n = \alpha \frac{I_0^n}{f^d} \quad (1.10)$$

où  $I_0$  est le courant continu traversant le composant,  $\alpha$  est le coefficient caractéristique du composant. Le facteur  $n = 2$ , mais peut varier entre 0.5 et 2 suivant la technologie. Le facteur  $d = 1$ , mais peut varier entre 0.8 et 1.3 suivant la technologie.

La quantité de centres recombinants étant liée aux processus de fabrication, les progrès des technologies permettant de réduire la valeur du bruit et la dispersion des résultats. Le domaine de fréquences où cet effet est prédominant par rapport à la composante de bruit thermique est cependant encore très variable. Il est plus élevé pour les composants AsGa que pour les composants silicium, plus élevé également pour des composants sensibles à l'état de la surface des semi-conducteurs (dans les transistors à effet de champ en AsGa on peut avoir des effets jusqu'à 100 MHz).

#### 1.3.4.2. Bruit en créneaux

Le bruit en créneaux, encore appelé RTS pour "*Random Telegraphist Signal*", se manifeste dans le courant (ou tension) sous forme de créneaux. Il est en général beaucoup plus important que les autres types de bruit (cf. fig. 1.5). On le rencontre dans beaucoup de composants semi-conducteurs (amplificateurs opérationnels, diode Zéner, transistor, etc.). Il serait lié à des contraintes dans le matériau semi-conducteur.

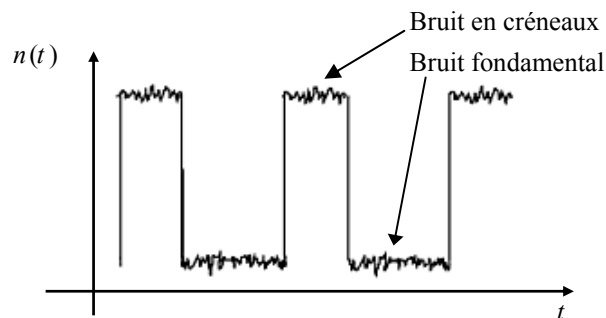


Fig. 1.5 : Forme d'onde typique du bruit en créneaux.

Le bruit en créneaux n'est observable que pour des conditions de polarisation et de température très particulières, liées à la nature des défauts qui en sont à l'origine. La plus grande partie du spectre de ce bruit se situe dans le domaine des fréquences audibles.

#### 1.4. Température de bruit

La température de bruit est un paramètre caractérisant le bruit engendré par une source de bruit quelconque, et permettant de prendre en compte les sources de bruit autre que le bruit thermique de la même façon que celui-ci. Elle est définie par analogie avec les propriétés du bruit thermique [14].

On sait que la puissance utilisable du bruit thermique délivrée par une source dans une bande  $\Delta f$  est donnée par :

$$P_{th} = kT \Delta f \quad (1.11)$$

où  $T$  désigne la température commune des résistances que contient cette source, si le circuit est constitué seulement d'éléments passifs.

Supposons maintenant que l'on mesure, dans une bande  $\Delta f$ , la puissance délivrée par un 1-port quelconque à la température  $T$ . On obtiendra alors une puissance de bruit  $P_n$  supérieure à  $P_{th}$ , du fait des bruits d'origine non thermique. Si ce bruit est blanc, il est commode de définir une température fictive  $T_B$ , appelée température de bruit du 1-port, par la relation [14] :

$$T_B = \frac{P_n}{k \Delta f} \quad (1.12)$$

Cette température de bruit fictive (différente de la température physique du 1-port) prend donc en compte à la fois le bruit thermique et toutes les autres sources de bruit. La densité spectrale de puissance utilisable de ce bruit est alors égale à :

$$S_n(f) = kT_B \quad (1.13)$$

Il convient de souligner que la température  $T_B$  n'est pas une température physique, et peut être très différente de la température réelle du circuit.

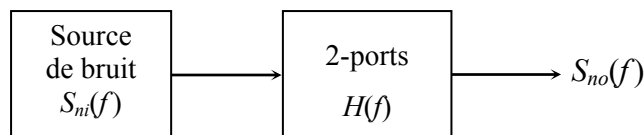
## 1.5. Caractéristiques des 2-ports (Quadripôles) bruyants

Un système de transmission est constitué d'une cascade de circuits électroniques. Chaque circuit (étage) peut être considéré comme un 2-ports (quadripôle) qui apporte sa propre contribution au bruit total du système.

En effet, la caractérisation en bruit d'un 2-ports linéaire nécessite d'introduire des notions caractérisant la relation entrée/sortie vis-à-vis du bruit.

### 1.5.1. Bande équivalente de bruit

Considérons un 2-ports linéaire de fonction de transfert  $H(f)$  à l'entrée duquel est connectée une source de bruit blanc  $n_i(t)$ , de température de bruit  $T_B$  et de densité spectrale donnée par  $S_{ni}(f)$ , comme indique la figure 1.6 :



**Fig. 1.6 :** Transformation de la densité de puissance par un 2-ports.

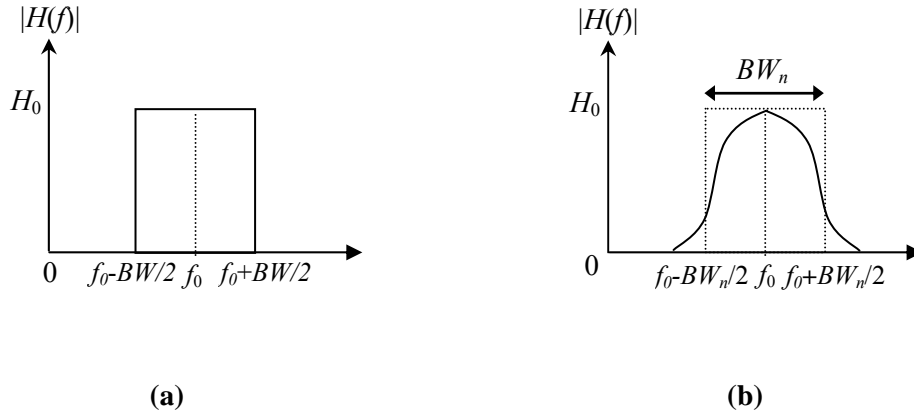
La densité spectrale de puissance utilisable du bruit en sortie est alors donnée par :

$$S_{no}(f) = S_{ni}(f) |H(f)|^2 = kT_B |H(f)|^2 \quad (1.14)$$

et sa puissance est égale à :

$$P_{no} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{no}(f) df = kT_B \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \quad (1.15)$$

Supposons que le 2-ports est idéal, c'est à dire que sa fonction de transfert ait une valeur constante, égale à  $H_0$  sur une bande  $BW$  (cf. fig. 1.7.a).



**Fig. 1.7 :** Bande équivalente du bruit d'un (a) 2-ports idéal (b) 2-ports réel.

La puissance du bruit en sortie est alors égale à :

$$P_{no} = kT_B \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df = kT_B H_0^2 BW \quad (1.16)$$

Elle dépend, donc du gain en puissance proprement dit  $H_0^2$  d'une part et de la largeur de bande  $BW$  d'une autre part.

Il est souhaitable de pouvoir écrire une expression équivalente pour un 2-ports réel de fonction de transfert  $H(f)$ . On définit alors sa bande équivalente de bruit  $BW_n$  comme la largeur de bande d'un 2-ports idéal, avec le même gain maximum, et qui fournirait en sortie la même puissance de bruit que le 2-ports réel (cf. fig. 1.7.b). On a alors la relation [14] :

$$P_{no} = kT_B |H(f)|_{\max}^2 BW_n = kT_B \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \quad (1.18)$$

On déduit alors l'expression de la bande de bruit équivalente  $BW_n$  du 2-ports :

$$BW_n = \frac{1}{|H(f)|_{\max}^2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \quad (1.19)$$

- **Remarque**

Il est à noter que la bande équivalente de bruit  $BW_n$  d'un 2-ports (par exemple un filtre) peut être très sensiblement différente de sa bande à 3 dB [14]. Néanmoins, plus la fonction de transfert est rectangulaire, plus sa bande équivalente de bruit est voisine de sa bande à 3dB.

### 1.5.2. Gain en puissance utilisable

Le gain en tension du 2-ports linéaire est défini par :

$$A_v(f) = \frac{V_s(f)}{V_e(f)} \quad (1.20)$$

où  $V_e(f)$  et  $V_s(f)$  désignent respectivement la tension à l'entrée et à la tension de sortie du 2-ports.

La connaissance de  $A_v(f)$  n'est pas suffisante pour déterminer la puissance de bruit utilisable en sortie du 2-ports à partir d'une source de bruit à la température  $T_B$ . Il faut aussi connaître les impédances d'entrée et de sortie du 2-ports, ainsi que l'impédance interne de la source.

Pour s'affranchir de ces difficultés, on est conduit à définir le gain en puissance utilisable d'un 2-ports, par la relation suivante [1] :

$$G_a = \frac{\text{Puissance utilisable en sortie}}{\text{Puissance utilisable en entrée}} \quad (1.21)$$

C'est à dire qu'on caractérise la fonction de transfert du 2-ports en terme de puissance utilisable et non plus en terme de tension.

L'intérêt du concept de gain en puissance utilisable est évident. Si une source de bruit à une température de bruit  $T_s$  est connectée à l'entrée d'un 2-ports de gain utilisable  $G_a(f)$ , la puissance utilisable de bruit en sortie est, par définition, donnée par :

$$P_{no}(f) = P_{ni}(f) \cdot G_a(f) = kT_s G_a(f) \quad (1.22)$$

et la puissance de bruit utilisable s'obtient, sans se préoccuper des problèmes d'impédances ou d'adaptation, inclus dans  $G_a(f)$ .

- **Remarque**

Nous avons défini la bande équivalente de bruit d'un 2-ports linéaire à partir de sa fonction de transfert (cf. paragraphe 1.5.1). Une définition équivalente peut être obtenue utilisant le concept du gain en puissance utilisable [1], [14] :

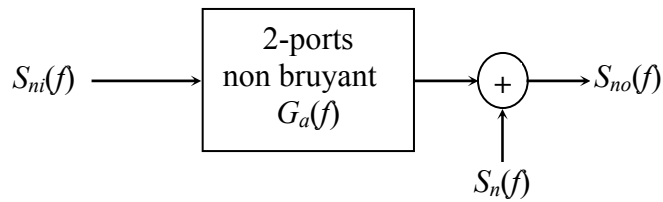
$$BW_n = \frac{1}{G_{a0}} \int_{-\infty}^{+\infty} G_a(f) df \quad (1.23)$$

où  $G_{a0}$  désigne le maximum du gain en puissance utilisable  $G_a(f)$  du 2-ports.

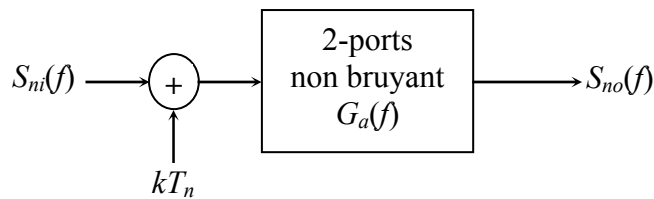
### 1.5.3. Température de bruit équivalente

La température de bruit équivalente à l'entrée d'un 2-ports permet de prendre en compte la contribution propre du 2-ports à la puissance de bruit à sa sortie.

La figure 1.8.a représente le schéma équivalent d'un 2-ports bruyant où  $T_s$  et  $S_{ni}(f)$  désignent, respectivement, la température et la densité spectrale de puissance utilisable du bruit de la source connectée à son entrée ( $S_{ni}(f) = k T_s$ ).



(a)



(b)

**Fig. 1.8** : Schéma équivalent d'un 2-ports bruyant.

(a) Contribution du 2-ports au bruit de sortie (b) Bruit équivalent ramené à l'entrée.

On pourra donc écrire la densité de puissance utilisable en sortie sous la forme :

$$S_{no}(f) = S_{ni}(f) \cdot G_a(f) + S_n(f) \quad (1.24)$$

où  $S_n(f)$  désigne la densité spectrale de puissance utilisable du bruit interne, c'est-à-dire la contribution propre du 2-ports au bruit de sortie.

Si on choisit de caractériser la contribution en sortie du bruit interne par un bruit fictif à l'entrée du 2-ports, on peut écrire (figure 1.8.b) :

$$S_n(f) = kT_n G_a(f) \quad (1.25)$$

Cette relation définit la "température de bruit équivalente en entrée" du 2-ports. Tout se passe donc comme si le bruit interne que l'on trouve en sortie du 2-ports provenait d'une source de bruit à la température  $T_n$  située à l'entrée de ce dernier [14].

La puissance de bruit utilisable en sortie, s'écrit donc :

$$P_{no} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{no}(f)df = k(T_s + T_n) \int_{-\infty}^{+\infty} G_a(f)df \quad (1.26)$$

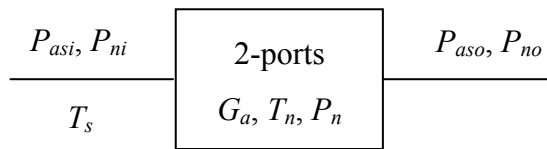
Finalement, utilisant le concept de bande équivalente de bruit, la puissance utilisable du bruit en sortie du 2-ports s'écrit :

$$P_{no} = G_{a0}k(T_s + T_n)BW_n \quad (1.27)$$

où le maximum du gain en puissance utilisable  $G_{a0}$  sera noté dorénavant  $G_a$ .

#### 1.5.4. Facteur de bruit d'un 2-ports linéaire

Le facteur de bruit est défini par le rapport entre les rapports signal bruit (exprimés en puissance) en sortie et en entrée d'un composant ou un circuit électrique. Il caractérise donc la dégradation du rapport signal/bruit apportée par ce composant. Soit le circuit de la figure 1.9 :



**Fig. 1.9** : Circuit d'un 2-ports.

où  $P_{asi}$  et  $P_{aso} = G_a P_{asi}$  représentent respectivement la puissance utilisable du signal à l'entrée et à la sortie du 2-ports.

$P_{ni}$  et  $P_{no}$  représentent respectivement, la puissance de bruit utilisable à l'entrée et à la sortie du 2-ports.  $P_n$  représente la puissance de bruit ajoutée par le 2-ports.

Le facteur de bruit est défini par l'expression suivante [15], [16] :

$$F = \frac{\frac{P_{asi}}{P_{ni}}}{\frac{P_{aso}}{P_{no}}} \quad (1.28)$$

En remplaçant  $P_{aso}$  par son expression dans (1.28), on peut écrire :

$$F = \frac{\frac{P_{asi}}{P_{ni}}}{\frac{G_a P_{asi}}{G_a P_{ni}}} = \frac{P_{no}}{P_{ni}} \quad (1.29)$$

En outre, les puissances de bruit utilisables à l'entrée et à la sortie du 2-ports sont données en fonction des températures du bruit de la source et du 2-ports par :

$$P_{ni} = kT_s BW_n \quad (1.30)$$

$$P_{no} = G_a (P_{ni} + P_n) = G_a k (T_s + T_n) BW_n \quad (1.31)$$

En remplaçant (1.30) et (1.31) dans (1.29), on obtient l'expression du facteur du bruit en fonction de la température du bruit [15] :

$$F = \frac{kBW_n (T_s + T_n)}{kBW_n T_s} = 1 + \frac{T_n}{T_s} \quad (1.32)$$

On exprime fréquemment le facteur de bruit et le rapport signal sur bruit en unités logarithmiques (dB) par :

$$F(dB) = 10 \log_{10}(F) \quad (1.33)$$

et appelé en terminologie anglo-saxon "*Noise Figure*".

#### 1.5.4.1. Facteur de bruit conventionnel d'un 2-ports

Par convention, on définit le facteur de bruit conventionnel  $F_0$  d'un 2-ports lorsqu'il est raccordé à une source de température de bruit  $T_s = T_0$ , par [17], [18] :

$$F_0 = 1 + \frac{T_n}{T_0} \quad (1.34)$$

où  $T_0 = 290 K$  désigne la température de la source conventionnelle.

L'intérêt du facteur de bruit conventionnel est qu'il permet de comparer directement les 2-ports entre eux. Celui qui a le plus faible facteur de bruit conventionnel est le meilleur en ce sens qu'il dégradera le moins le rapport signal sur bruit [19].

Lorsque le facteur de bruit devient petit (voisin de 1) notamment dans les communications par satellite, on préfère alors souvent caractériser le dispositif par sa température de bruit  $T_n$ , qui est liée au facteur de bruit par [20] :

$$T_n = T_0 (F - 1) \quad (1.35)$$



### 1.5.4.2. Facteur de bruit d'une cascade

Le concept de puissance utilisable a permis de déterminer l'expression du facteur de bruit global  $F_T$  des 2-ports en cascade, connue sous le nom de formule de *Friis* [15]-[21] :

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{a1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{a1}G_{a2}} + \dots + \frac{F_m - 1}{G_{a1}G_{a2}\dots G_{am-1}} \quad (1.36)$$

où  $F_m$  et  $G_{am}$  représentent respectivement, le facteur de bruit et le gain en puissance utilisable du m<sup>ème</sup> étage.

La température équivalente de bruit à l'entrée du 2-ports en cascade  $T_T$  est déduite à partir de l'expression (1.36) :

$$T_T = T_1 + \frac{T_2}{G_{a1}} + \frac{T_3}{G_{a1}G_{a2}} + \dots + \frac{T_m}{G_{a1}G_{a2}\dots G_{am-1}} \quad (1.37)$$

où  $T_m$  représente la température équivalente de bruit à l'entrée du m<sup>ème</sup> étage.

Les formules (1.36) et (1.37) montrent que [19] :

- Si le gain en puissance utilisable du premier étage est grand, le facteur de bruit ou la température de bruit de l'ensemble sont essentiellement ceux du 1<sup>er</sup> étage ; autrement dit, le bruit du 2<sup>ème</sup> étage peut être d'autant plus élevé (sans nuire à l'ensemble) que le gain du 1<sup>er</sup> étage est grand.
- Si le 1<sup>er</sup> étage a une perte au lieu d'un gain (exemple mélangeur à diodes), le bruit de 2<sup>ème</sup> étage est déterminant.

### 1.5.4.3. Facteur de bruit d'un 2-ports passif

Le facteur de bruit d'un 2-ports passif porté à la température  $T$  se calcule facilement à partir des paramètres dynamiques du dispositif et est donné par la relation suivante [15] :

$$F = 1 + \frac{T}{T_0} \left( \frac{1 - G_a}{G_a} \right) \quad (1.38)$$

Si la température ambiante est proche de la température de référence, le facteur de bruit d'un 2-ports passif est donné par l'inverse du gain en puissance utilisable  $G_a$ .

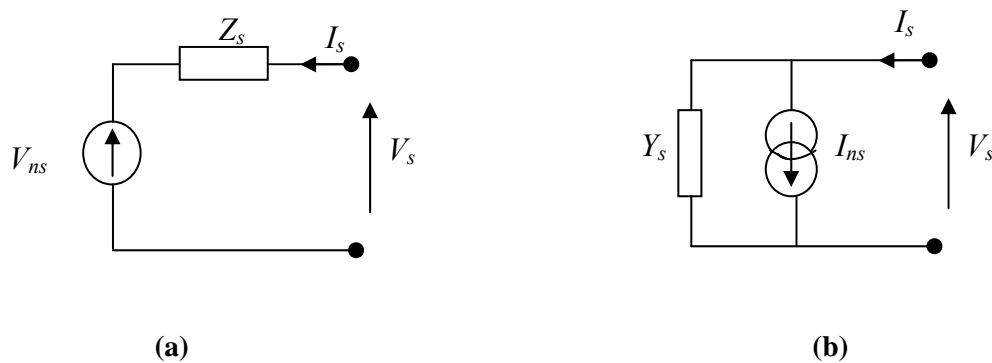
## 1.6. Représentation du bruit des circuits linéaires bruyants en formalisme d'onde

Il est possible de caractériser le bruit dans les circuits électroniques linéaires par deux représentations. La première s'appuie sur la notion source de tension et/ou source de courant, la seconde fait appel à la notion d'onde de puissance. Ainsi, le bruit d'un 2-ports par exemple

peut se décomposer en un 2-ports non bruyant auquel on ajoute deux sources de bruit corrélées placées à ses deux accès. Ces sources de bruit, sont caractérisées par leurs densités spectrales ou leurs valeurs quadratiques moyennes. On présentera dans ce qui suivra les représentations des circuits 1-port et 2-ports qui constituent les éléments de bases des systèmes micro-ondes.

### 1.6.1. Représentation du 1-port (2-pôles) bruyant

Un dipôle ou 1-port linéaire bruyant est représenté par un dipôle linéaire non bruyant associé à une source équivalente de bruit. Cette source peut être soit une source de tension, soit une source de courant (fig. 1.10), soit encore une onde de puissance.



**Fig. 1.10 :** Circuits équivalents du 1-port bruyant

(a) avec une source de tension et (b) avec une source de courant.

On définit les sources de tension et de courant de bruit, dans une bande de fréquence de largeur  $\Delta f$ , par leurs valeurs quadratiques moyennes, de la manière suivante :

$$\overline{|V_{ns}|^2} = 4kT \operatorname{Re}(Z_s) \Delta f \quad (1.39)$$

$$\overline{|I_{ns}|^2} = 4kT \operatorname{Re}(Y_s) \Delta f \quad (1.40)$$

où  $T$  désigne la température de bruit du 1-port.

Ces grandeurs doivent être évaluées dans une bande de fréquence  $\Delta f$  suffisamment petite devant la fréquence d'analyse.

La densité de puissance utilisable aux bornes du circuit 1-port vaut :

$$S_n = kT \quad (1.41)$$

Sa puissance utilisable est alors donnée par :

$$P_n = kT \Delta f \quad (1.42)$$

Nous pouvons également étendre les notions du formalisme tension-courant au formalisme d'onde.

La tension aux bornes du dipôle bruyant vaut :

$$V_s = Z_s I_s + V_{ns} \quad (1.43)$$

ou encore en formalisme d'onde :

$$B_s = S_s A_s + B_{ns} \quad (1.44)$$

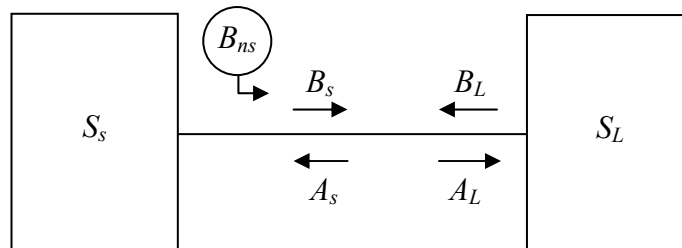
En effet, en connectant une charge adaptée  $Z_c$ , aux bornes du dipôle, nous pouvons exprimer le lien entre  $V_{ns}$  et  $B_{ns}$ , c'est-à-dire :

$$V_s = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} V_{ns} \quad (1.45)$$

ou encore

$$B_{ns} = \frac{Z_c}{Z_c + Z_s} \frac{V_{ns}}{\sqrt{Z_c}} \quad (1.46)$$

Et ainsi, nous pouvons également généraliser les notions de puissance utilisable. Soit le circuit suivant :



**Fig. 1.11** : 1-port passif bruyant connecté à une charge de coefficient de réflexion  $S_L$

Les équations de ce circuit s'écrivent [19], [22] :

$$B_s = S_s A_s + B_{ns} \quad (1.47)$$

$$A_s = B_L \quad (1.48)$$

$$B_s = A_L \quad (1.49)$$

$$B_L = S_L A_L \quad (1.50)$$

d'où :

$$A_L = \frac{B_{ns}}{1 - S_s S_L} \quad (1.51)$$

$$B_L = \frac{S_L}{1 - S_s S_L} B_{ns} \quad (1.52)$$

Nous pouvons également calculer la puissance fournie à la charge, donnée par :

$$P_L = \overline{|A_L|^2} - \overline{|B_L|^2} = \frac{1 - |S_L|^2}{|1 - S_s S_L|^2} \overline{|B_{ns}|^2} \quad (1.53)$$

Cette puissance est maximale lorsque la charge  $S_L$  est adaptée au circuit 1-port, c'est-à-dire lorsque ( $S_L = S_s^*$ ). Il vient alors :

$$P_L = P_{ns} = \frac{1}{1 - |S_s|^2} \overline{|B_{ns}|^2} \quad (1.54)$$

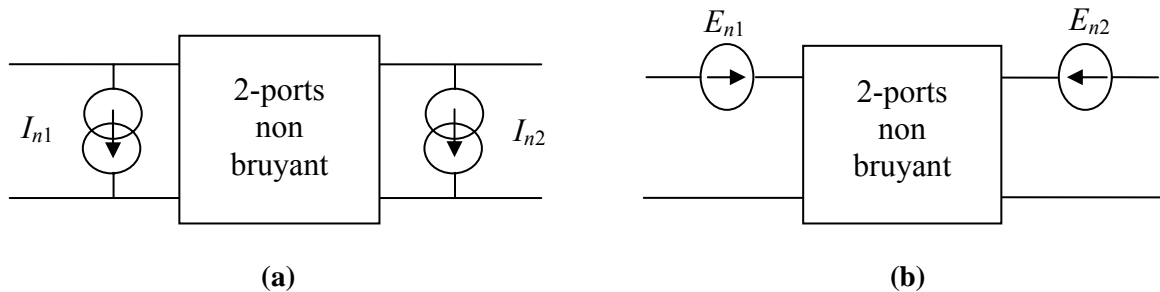
Ainsi, on obtient l'onde de bruit du 1-port :

$$\overline{|B_{ns}|^2} = (1 - |S_s|^2) kT \Delta f \quad (1.55)$$

## 1.6.2. Représentation des 2-ports linéaires bruyants

### 1.6.2.1. Formalisme tension courant

Par application généralisée du théorème de Thévenin, il est permis de décomposer un 2-ports bruyant en un 2-ports non bruyant ainsi que deux sources de bruit de tension corrélées  $E_{n1}$  en entrée et  $E_{n2}$  en sortie (cf. fig. 1.12.a).



**Fig. 1.12 :** Circuit équivalent d'un 2-ports linéaire bruyant représenté avec (a) deux sources de tension ou (b) deux sources de courant.

En supposant que le 2-ports est caractérisé par sa matrice d'impédance, les équations du circuit s'écrivent :

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 - E_{n1} \quad (1.56)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 - E_{n2} \quad (1.57)$$

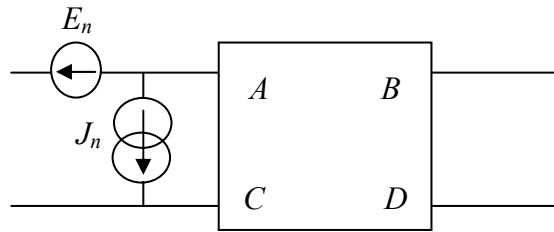
La représentation duale de Norton s'exprime sous la forme :

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 + I_{n1} \quad (1.58)$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 + I_{n2} \quad (1.59)$$

Une représentation schématique de ces équations est donnée à la figure 1.12.b.

Cette propriété s'étend à n'importe quelle représentation ( $T$ ,  $H$ ,  $ABCD$ , etc.). Ainsi, il correspond une source de bruit à chaque variable indépendante ; cette source est de même type que la variable. En particulier, la représentation associée à la matrice de chaîne  $ABCD$  est très utilisée. Le bruit y est décrit par les sources de tension et de courant  $E_n$  et  $J_n$ . Dans ce cas, la représentation en matrice chaîne du 2-ports est utilisée (fig. 1.13).



**Fig. 1.13 :** Représentation d'un 2-ports bruyant associée à la matrice chaîne.

Cette représentation, dite de Rothe et Dahlk [23] offre l'avantage d'isoler les sources de bruit sur le port d'entrée. Les équations du 2-ports bruyant sont :

$$V_1 = AV_2 - BI_2 + E_n \quad (1.60)$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2 + J_n \quad (1.61)$$

Il est alors possible de démontrer que la caractérisation du bruit par ces deux sources complexes est équivalente à une caractérisation des quatre paramètres de bruit qui sont : son facteur de bruit minimum  $F_{min}$ , son admittance optimale en bruit  $Y_o = G_o + jB_o$  qui représente l'admittance qu'il faut connecter à son entrée pour obtenir  $F_{min}$  et sa résistance équivalente de bruit  $R_n$ .

Le facteur de bruit d'un 2-ports s'exprime en fonction de ces paramètres par l'expression (1.62) [23], [24] :

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_o|^2 \quad (1.62)$$

$Y_s = G_s + j B_s$  correspond à l'admittance effectivement connectée à l'entrée du 2-ports. En micro-ondes, l'expression (1.63) qui fait intervenir les coefficients de réflexion  $S_s$  (associé à  $Y_s$ ) et  $S_o$  (associé à  $Y_o$ ) est plus utilisée :

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|S_o - S_s|^2}{|1 + S_o|^2 (1 - |S_s|^2)} \quad (1.63)$$

$Z_0$  représente l'impédance de normalisation, généralement égale à 50  $\Omega$ .

### 1.6.2.2. Formalisme d'onde

Lorsque des mesures sont effectuées à des fréquences élevées, un modèle d'onde est plus approprié car le matériel utilisé pour la réalisation des mesures a souvent des dimensions supérieures ou du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. En outre, les propriétés du signal sont décrites par des paramètres d'onde, et principalement par les paramètres S.

Dans le cadre d'un formalisme d'onde, en prenant comme variable indépendante une onde incidente  $A_n$  et une onde réfléchie  $B_n$ , on peut ainsi faire apparaître les aspects de transfert du 2-ports et les sources d'onde de bruit à l'entrée de celui-ci (on supposera que le 2-ports est caractérisé par sa matrice de transmission).

Comme dans le cas de la représentation en variables  $I, V$ , on peut associer des sources de bruit à chaque représentation par ondes (paramètres  $S_{ij}, W_{ij}, \dots$ ). Cependant, pour les mêmes raisons que précédemment, on donnera la préférence à un modèle ne faisant appel qu'à des sources d'ondes de bruit placées à l'entrée. Le modèle dérivé de la représentation par paramètres de transfert d'onde répond à ce critère. En effet, dans le cas sans bruit, on a :

$$B_1 = W_{ba} A_2 + W_{bb} B_2 \quad (1.64)$$

$$A_1 = W_{aa} A_2 + W_{ab} B_2 \quad (1.65)$$

où  $W_{aa}, W_{ab}, W_{ba}$  et  $W_{bb}$  sont les paramètres de la matrice de transfert d'onde.

Ces expressions deviennent dans le cas du 2-ports avec bruit [25], [26] :

$$B_1 = W_{ba} A_2 + W_{bb} B_2 + B_n \quad (1.66)$$

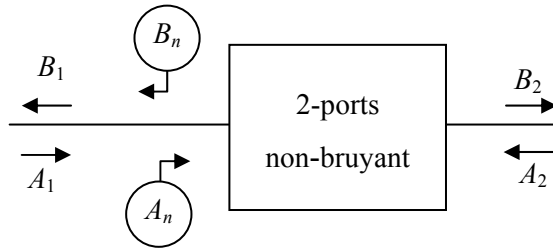
$$A_1 = W_{aa} A_2 + W_{ab} B_2 - A_n \quad (1.67)$$

ce modèle du 2-ports bruyant est représenté par la figure 1.14.

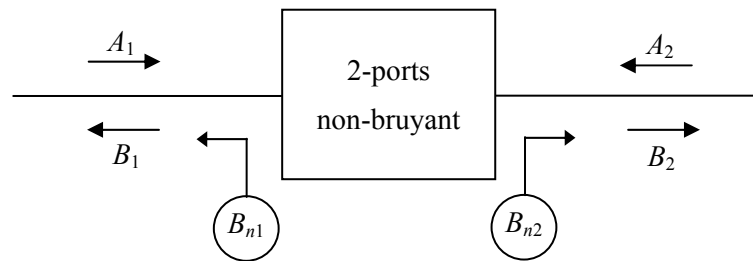
Au lieu d'utiliser les ondes  $A_2$  et  $B_2$  comme variables indépendantes, on peut prendre comme variables indépendantes  $A_1$  et  $A_2$  (matrice de réflexion) et, dès lors, le 2-ports bruyant a pour équation (fig. 1.15) :

$$B_1 = S_{11}A_1 + S_{12}A_2 + B_{n1} \quad (1.68)$$

$$B_2 = S_{21}A_1 + S_{22}A_2 + B_{n2} \quad (1.69)$$



**Fig. 1.14 :** Représentation d'un 2-ports bruyant en terme d'ondes de bruit  $A_n$  et  $B_n$ .



**Fig. 1.15 :** Représentation d'un 2-ports bruyant en termes d'ondes de bruit  $B_{n1}$  et  $B_{n2}$ .

### 1.6.2.3. Comparaison des différentes représentations d'un 2-ports

Par un calcul matriciel simple, on peut exprimer la relation entre, d'une part, les ondes  $A_n$ ,  $B_n$  et  $B_{n1}$ ,  $B_{n2}$ , et d'autre part,  $E_n$ ,  $J_n$  et  $E_{n1}$ ,  $E_{n2}$  [22]. La représentation en terme de source de tension de bruit et de courant de bruit est spécifique des basses fréquences (quelques dizaines MHz.) et dès lors, on privilégiera par la suite la description en terme d'onde de bruit. Etant donné que le 2-ports sera principalement analysé dans le cadre de ses aspects de transmission, celui-ci sera décrit de manière bruyante en donnant ses ondes de bruit  $A_n$  et  $B_n$  ainsi que sa matrice de transmission.

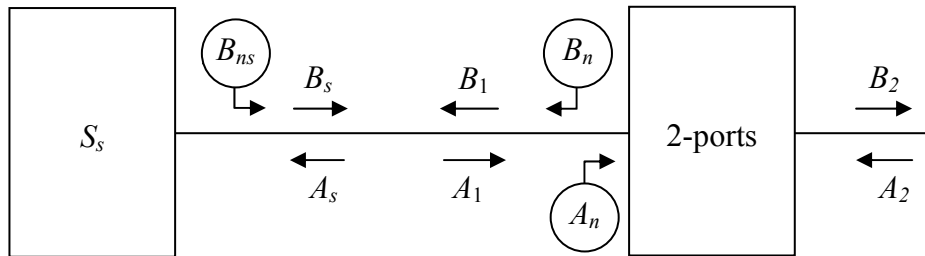
Ainsi, la description bruyante d'un 2-ports nécessite la connaissance de quatre paramètres en plus de la matrice le caractérisant c'est-à-dire, en formalisme tension-courant, la valeur moyenne du module au carré de la source équivalente de tension de bruit  $E_n$ , de courant de bruit  $J_n$  ainsi que la corrélation entre ces deux sources de bruit. Dans le cadre d'un formalisme d'onde, il est nécessaire de connaître la valeur moyenne du module au carré de l'onde incidente de bruit  $A_n$ , de l'onde réfléchie de bruit  $B_n$  et de la corrélation entre ces deux ondes de bruit.

### 1.7. Etude de la fonction température de bruit en formalisme d'onde

Nous avons vu que la température de bruit (facteur de bruit) d'un 2-ports est une fonction de l'impédance de la source connectée à son entrée. Il est donc naturel qu'en formalisme d'onde, la température de bruit dépend du facteur de réflexion de la source. C'est ce que nous allons établir maintenant.

Avec la représentation d'onde, nous utiliserons le modèle proposé dans [26], [27] et rappelé à la figure 1.14. Avec ce modèle, le bruit est représenté par deux sources d'ondes de bruit corrélées  $A_n$  et  $B_n$ , alors que les propriétés du signal sont décrits par la matrice de transfert.

Soit le 2-ports bruyant de la figure 1.16 connecté à une source de facteur de réflexion  $S_s$  :



**Fig. 1.16** : Circuit 2-ports connecté à une source de facteur de réflexion  $S_s$ .

La source envoie une onde de bruit  $B_{ns}$  dans le sens direct. Calculons l'onde équivalente d'entrée  $A_{ni}$ , c'est-à-dire l'onde de bruit directe résultante de  $A_n$  et de la réflexion de  $B_n$  par la source :

$$A_{ni} = A_n + S_s B_n \quad (1.70)$$

Soit en valeur quadratique moyenne :

$$\overline{|A_{ni}|^2} = \overline{|A_n|^2} + |S_s|^2 \overline{|B_n|^2} + 2 \operatorname{Re}(S_s \overline{A_n^* B_n}) \quad (1.71)$$

Dès lors, on peut calculer la température équivalente de bruit d'entrée  $T_n$  du 2-ports qui équivaut à la température à attribuer à la source pour qu'elle produise une onde directe  $B_{ns}$  de même niveau :

$$\overline{|B_{ns}|^2} = \overline{|A_{ni}|^2} \quad (1.72)$$

Or, l'onde directe de bruit de la source à la température  $T_n$  vaut (cf. équation 1.55) :

$$\overline{|B_{ns}|^2} = (1 - |S_s|^2) k T_n \Delta f \quad (1.73)$$



La combinaison des relations (1.71), (1.72) et (1.73), nous permet d'écrire :

$$T_n = \frac{1}{k \Delta f} \frac{\overline{|A_n|^2} + |S_s|^2 \overline{|B_n|^2} + 2 \operatorname{Re}(S_s \overline{A_n^* B_n})}{1 - |S_s|^2} \quad (1.74)$$

En exprimant les ondes de bruit et leur corrélation sous forme de température [26], on aura :

$$\overline{|A_n|^2} = k T_a \Delta f \quad (1.75)$$

$$\overline{|B_n|^2} = k T_b \Delta f \quad (1.76)$$

$$\overline{A_n^* B_n} = k T_c e^{j \varphi_c} \Delta f \quad (1.77)$$

$$S_s = s e^{j \varphi_s} \quad (1.78)$$

On obtient alors :

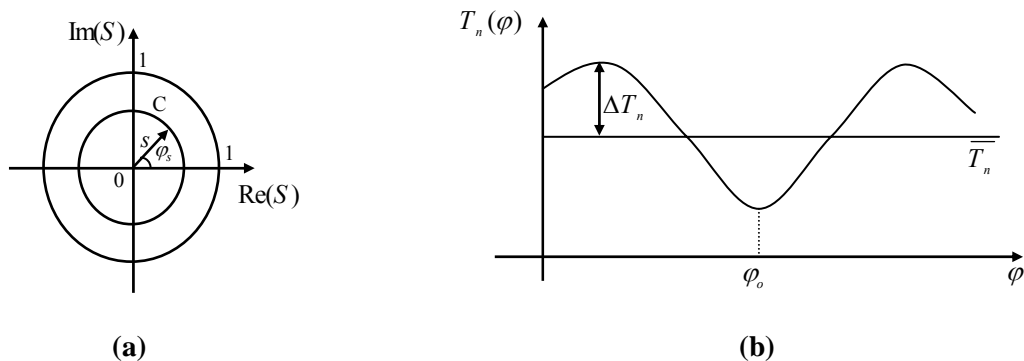
$$T_n = \frac{T_a + s^2 T_b + 2s T_c \cos(\varphi_s + \varphi_c)}{1 - s^2} \quad (1.79)$$

Où  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\varphi_c$  désignent les quatre paramètres de bruit définis par Meys [26].

### 1.7.1. Analyse de l'expression de la température équivalente du bruit

Pour analyser la dépendance de  $T_n$  vis-à-vis du facteur de réflexion de la source, considérons :

a) La variation de  $T_n(S)$  à  $s$  constant et  $\varphi_s$  variable, c'est-à-dire le long d'une circonférence centrée à l'origine dans le plan du facteur de réflexion (cf. fig. 1.17).



**Fig. 1.17 :** Variation de  $T_n$  à  $s$  constant et  $\varphi_s$  variable :

(a) Variation de  $S$  sur un cercle dans le plan complexe (b) Variation de  $T_n$  en fonction de  $\varphi_s$ .

L'analyse de  $T_n(s)$  à module de facteur de réflexion constant, nous montre la dépendance sinusoïdale de  $\varphi_s$

De la figure 1.17 et l'équation (1.79), il s'ensuit que la température moyenne de bruit sur le cercle est donnée par l'expression suivante :

$$\bar{T}_n(s) = \frac{T_a + s^2 T_b}{1 - s^2} \quad (1.80)$$

d'où :

$$T_b = \frac{(1 - s^2) \bar{T}_n(s) - T_a}{s^2} \quad (1.81)$$

En outre, l'amplitude  $\Delta T_n$  de la variation de la température de bruit est donnée par :

$$\Delta T_n(s) = \frac{2s T_c}{1 - s^2} \quad (1.82)$$

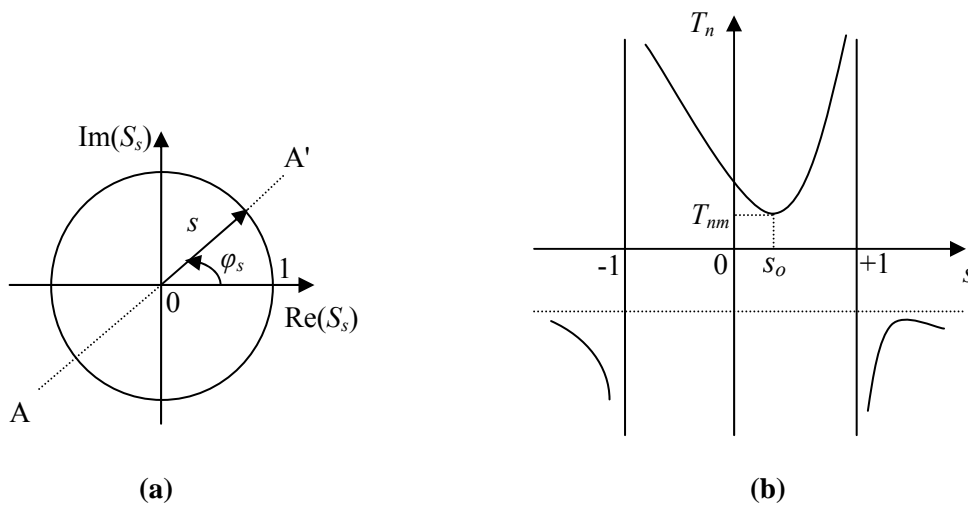
d'où, on dérive le paramètre  $T_c$  :

$$T_c = \frac{(1 - s^2) \Delta T_n(s)}{2s} \quad (1.83)$$

L'argument  $\varphi_c$  peut être obtenu à partir de la phase du facteur de réflexion  $\varphi_{s_0}$  qui minimise  $T_n(\varphi)$  :

$$\varphi_{s_0} = \pi - \varphi_c \quad (1.84)$$

b) La variation de  $T_n$  à phase  $\varphi_s$  constante et  $s$  variable, c'est-à-dire le long d'un axe passant par l'origine (fig. 1.18.a).



**Fig. 1.18 :** Variation de  $T_n$  à  $\varphi_s$  constante et  $s$  variable :

(a) Variation de  $s$  le long de l'axe  $AA'$  (b) Variation de  $T_n$  en fonction de  $s$ .

- **Remarque**

Strictement, seule la partie de la courbe  $T_n(s)$  pour laquelle  $0 \leq s \leq 1$  a un sens, la partie  $-1 \leq s \leq 0$  représente la température de bruit pour  $\varphi_s + \pi$ .

### 1.7.2. Calcul du facteur de réflexion optimal de la source

Nous pouvons calculer le coefficient de réflexion optimal qui correspond à une température de bruit minimale du 2-ports.

- **A module de facteur de réflexion de la source constant**

Le calcul de la dérivée de  $T_{ni}$  par rapport à  $\varphi_s$  nous permet d'extraire le minimum relatif [22] :

$$\frac{\partial T_{ni}}{\partial \varphi_s} = \frac{2sT_c \sin(\varphi_s + \varphi_c)}{1-s^2} = 0 \quad (1.85)$$

La dérivée seconde par rapport à  $\varphi_s$  :

$$\frac{\partial^2 T_{ni}}{\partial \varphi_s^2} = \frac{2sT_c \cos(\varphi_s + \varphi_c)}{1-s^2} = n\pi - \varphi_c \quad (1.86)$$

Si la dérivée seconde est positive, nous avons un minimum qui vaut :

$$\varphi_s = 2(n+1)\pi - \varphi_c \quad (1.87)$$

avec  $n = 1, 2, \dots$

En particulier pour  $n = 1$ , on a :

$$\varphi_{so} = \pi - \varphi_c \quad (1.88)$$

Et dès lors, la température de bruit vaut :

$$T_{ni}(S_s e^{\varphi_{so}}) = \frac{T_a + s^2 T_b - 2sT_c}{1-s^2} \quad (1.89)$$

- **A phase du facteur de réflexion constante**

Le calcul de la dérivée de  $T_{ni}$  par rapport à  $s$  nous permet d'extraire le minimum relatif. En effet :

$$\frac{\partial T_{ni}}{\partial s} = s^2 T_c \cos(\varphi_s + \varphi_c) + s(T_a + T_b) + T_c \sin(\varphi_s + \varphi_c) = 0 \quad (1.90)$$

D'où, nous pouvons exprimer le module du facteur de réflexion optimal par :

$$s_o = \frac{-(T_a + T_b) \pm \sqrt{(T_a + T_b)^2 - 4T_c^2 \cos^2(\varphi_s + \varphi_c)}}{2T_c \cos(\varphi_s + \varphi_c)} \quad (1.91)$$

Et dès lors, la température de bruit en ce point vaut :

$$T_{ni}(s_o e^{j\varphi_s}) = \frac{(T_a - T_b) + \sqrt{(T_a + T_b)^2 - 4T_c^2 \cos^2(\varphi_s + \varphi_c)}}{2} \quad (1.92)$$

En conclusion, il existe donc bien un facteur de réflexion de source optimal qui minimise la température de bruit du 2-ports :

$$S_{so} = s_o \times e^{j\varphi_{so}} = \frac{(T_a + T_b) + \sqrt{(T_a + T_b)^2 - 4T_c^2}}{2T_c} \times e^{j(\pi - \varphi_c)} \quad (1.93)$$

Ainsi, la température du bruit du 2-ports est minimale lorsque le facteur de réflexion est optimal et vaut :

$$T_{nm} = \frac{1}{2} \left( T_a - T_b + \sqrt{(T_a + T_b)^2 - (2T_c)^2} \right) \quad (1.94)$$

Au lieu d'exprimer la température de bruit en fonction des paramètres  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\varphi_c$ , on peut l'exprimer en fonction des paramètres de bruit optimaux ( $T_{nm}$  et  $S_{so}$ ), c'est-à-dire [19], [22] :

$$T_{ni}(s, \varphi_s) = T_{nm} + T_d \frac{|S_s - S_{so}|^2}{1 - s^2} \quad (1.95)$$

Par identification avec l'équation (1.94), nous obtenons :

$$T_{nm} = T_d - T_b \quad (1.96)$$

et

$$s_o = \frac{T_c}{T_d} \quad (1.97)$$

où  $T_d$  désigne la température de bruit additive exprimée par :

$$T_d = \frac{1}{2} \left( (T_a + T_b) + \sqrt{(T_a + T_b)^2 - (2T_c)^2} \right) \quad (1.98)$$

On peut encore exprimer la température du bruit sous la forme classique du facteur de bruit :

$$F = \frac{T_{ni}}{T_0} = F_{\min} + \frac{4R_n |S_s - S_{so}|^2}{|1 + S_{so}|^2 (1 - s^2)} \quad (1.99)$$

tel que :

$$F_{\min} = 1 + \frac{T_{nm}}{T_0} \quad (1.100)$$

et

$$R_n = T_d \frac{|1 + S_{so}|^2}{4T_0} \quad (1.101)$$

## 1.8. Conclusion

La première partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude de l'aspect physique du bruit et des différents types des sources de signaux indésirables qui contribuent à la dégradation des performances des dispositifs micro-ondes.

Ensuite, on a rappelé dans la deuxième partie les différents modèles bruyants des circuits 1-port et 2-ports ainsi que les grandeurs qui les caractérisent : facteur de bruit, température de bruit et la fonction de bruit qui relie les quatre paramètres de bruit.

La dernière partie a été consacrée à l'analyse de l'expression de la température équivalente de bruit d'un 2-ports.

## Chapitre 2

# Mesure du bruit dans les circuits micro-ondes linéaires

### 2.1. Introduction

Les concepts et les techniques de mesure de bruit en hautes fréquences ont considérablement évolué depuis les années quarante. Les techniques de mesure de bruit font partie d'un domaine des hyperfréquences toujours délicat à aborder, de par la nature même des signaux à mesurer [28].

Ce chapitre est divisé en deux parties. Une étude des différentes techniques expérimentales utilisées pour caractériser le bruit d'un circuit micro-onde est effectuée dans la première partie. La seconde partie est une description d'un système de mesure innovant qui permet la caractérisation du bruit des circuits micro-ondes linéaires selon les deux méthodes standard de mesures de bruit.

### 2.2. Techniques de mesure du bruit dans les circuits micro-ondes linéaires

Nous limitons notre propos au cas des 2-ports car ils représentent à l'heure actuelle les principaux dispositifs utilisés dans les systèmes micro-ondes. La référence [28] expose les importantes méthodes de mesures de bruit dans les circuits micro-ondes. Le contenu de cette section est largement inspiré de cette référence.

#### 2.2.1. Mesure de facteur de bruit d'un 2-ports

##### 2.2.2.1. Principe de mesure

La méthode de mesure du facteur de bruit largement utilisée à l'heure actuelle est la méthode du facteur  $y$  ou méthode des deux températures [29]. La puissance de bruit utilisable à la sortie d'un 2-ports  $P_{no}$  est une fonction linéaire de la température  $T_s$  de la source de bruit que l'on place à son entrée [28] :

$$P_{no} = P_n + G_a k T_s BW \quad (2.1)$$

La caractéristique  $P_{no}(T_s)$  est donc une droite, dont l'ordonnée à l'origine est égale à la puissance du bruit ajoutée par le 2-ports  $P_n$  et dont la pente est donnée par  $G_a k BW$ . Le principe de la méthode repose sur la mesure de deux puissances de bruit pour deux températures différentes de la source de bruit appelées température chaude  $T_{on}$  et température froide  $T_{of}$ . Les puissances de bruit correspondantes ( $P_{no}^{on}$  et  $P_{no}^{of}$ ) sont mesurées et le rapport entre celles-ci, appelé facteur  $y$ , est calculé à partir de l'expression suivante :

$$y = \frac{P_{no}^{on}}{P_{no}^{of}} = \frac{T_n + T_{on}}{T_n + T_{of}} \quad (2.2)$$

où  $T_n$  désigne la température équivalente du 2-ports.

On a, la température du bruit est liée au facteur du bruit par :

$$T_n = T_0 (F - 1) \quad (2.3)$$

D'où on tire l'expression, le facteur de bruit d'un 2-ports linéaire est donné par :

$$F = \frac{1}{y - 1} \left[ \left( \frac{T_{on} - T_0}{T_0} \right) - y \left( \frac{T_{of} - T_0}{T_0} \right) \right] \quad (2.4)$$

Le premier terme entre parenthèses dans l'équation (2.4) s'appelle le rapport de bruit en excès (ENR en terminologie anglo-saxonne) de la source de bruit et il est généralement exprimé en décibels [30] :

$$ENR_0 = 10 \log \left( \frac{T_{on} - T_0}{T_0} \right) \quad (2.5)$$

Les valeurs d'ENR sont fournies par le constructeur de la source de bruit à des points de fréquences particuliers. Les valeurs intermédiaires de l'ENR peuvent être obtenues par interpolation. Les différentes techniques de mesure de source de bruit sont décrites dans [31].

### 2.2.2.2. Instrumentation

#### a. Sources de bruit [28]

La méthode du facteur  $y$  nécessite de disposer d'une source de bruit générant deux températures de bruit distinctes. L'utilisation des diodes à vide a permis de répondre aux besoins exprimés à la fin des années quarante. En effet, les caractéristiques en bruit, et notamment la température chaude  $T_{on}$ , possédaient l'avantage de se calculer de manière théorique à partir de la formule de Schottky liée au bruit de grenaille présent dans ce type de

dispositif. Cependant, leur utilisation était limitée aux fréquences VHF (inférieures à 300 MHz) par le temps de transit des porteurs et par des tensions d'alimentation élevées.

Plus tard, les tubes à décharge gazeuse ont constitué, pendant de nombreuses années, des sources de bruit présentant des caractéristiques idéales pour l'époque : un rapport de bruit en excès de 15 dB à 18 dB suivant le gaz utilisé (argon ou néon), une utilisation large bande (des fréquences micro-ondes aux ondes millimétriques), une bonne précision et un coût modéré. Des tensions d'alimentation élevées étaient cependant nécessaires pour ioniser le gaz et pour maintenir la décharge dans le tube à un niveau de courant adéquat.

Le développement des techniques d'étalonnage à la fin des années soixante dix, a permis d'introduire l'utilisation des diodes à avalanche. Celles-ci sont largement utilisées à l'heure actuelle en raison de leur faible poids, leurs dimensions réduites et leurs faibles tensions d'alimentation (28 V). La température froide  $T_{of}$ , égale à la température ambiante, est obtenue quand la diode est non polarisée (bruit thermique). La température chaude  $T_{on}$  est obtenue quand la diode est polarisée dans la zone d'avalanche. Les températures de bruit sont de l'ordre de 10000 K pour une source de bruit ayant un ENR de 15dB. Un atténuateur est également intégré, ce qui permet de limiter les variations de l'impédance de la diode quand celle-ci change d'état.

Enfin, les dernières sources de bruit rencontrées sont des charges adaptées placées à deux températures physiques différentes. La température froide est obtenue quand une charge est placée à la température de l'azote liquide (77 K) et la température chaude est obtenue quand l'autre charge est placée dans un four réglé à la température de 393 K. Ses avantages sont un excellent rapport d'ondes stationnaires et une précision de l'ordre de  $\pm 1$  K au niveau des températures.

Cependant, ce type de source de bruit est assez lourd à utiliser, car il nécessite de l'azote liquide pour refroidir la charge. De ce fait, les manipulations sont manuelles et généralement effectuées dans des laboratoires de métrologie, souvent pour étalonner d'autres sources de bruit.

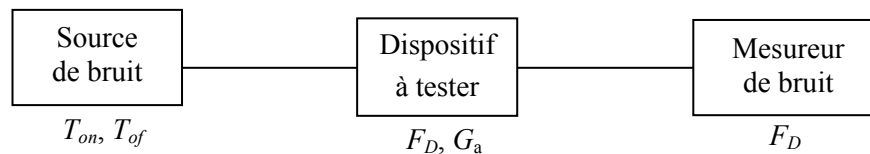
Le choix de la source de bruit et de la valeur de son ENR dépend du type de dispositif à mesurer [32]. Des valeurs typiques de 15 dB autorisent des mesures de facteur de bruit jusqu'à 30 dB et sont utilisées dans les applications courantes. Dans le cas où le facteur de bruit à mesurer est très faible, une source de bruit possédant un faible ENR est préconisée (typiquement 6 dB).



## b. Mesureur de bruit

La mesure du bruit est souvent réalisée utilisant un appareil de mesure appelé "Mesureur de bruit" ou "Noise Figure Analyzer" (NFA) en terminologie anglo-saxon. C'est l'appareil le plus approprié pour effectuer des mesures de facteur de bruit. Dans sa forme de base, il comprend un récepteur, un détecteur de puissance et un circuit de commande pour polariser la source de bruit. Les valeurs de l'ENR de la source de bruit peuvent être entrées sous forme de table et le facteur de bruit calculé directement en utilisant la méthode du facteur  $y$ . Equipé d'un microcontrôleur, les procédures de mesure et de calcul sont facilitées, permettant ainsi d'avoir accès au gain du dispositif sous test, aux puissances de bruit mesurées, à la température équivalente de bruit, etc. Un préamplificateur faible bruit intégré permet également de réduire le facteur de bruit du système de mesure [28].

Le synoptique d'un banc de mesure est représenté par la figure 2.1. Le facteur de bruit mesuré  $F_T$  correspond au facteur de bruit de l'ensemble (dispositif sous test plus mesureur de bruit). Le facteur de bruit du dispositif à tester  $F_D$  est donc obtenu en utilisant la formule de Friis, à partir de l'expression (1.36) [28].



**Fig. 2.1** : Synoptique d'un banc de mesure du facteur de bruit.

Pour effectuer une mesure correcte, il est donc nécessaire de déterminer le facteur de bruit  $F_D$  du mesureur de bruit, encore appelé récepteur ou second étage, à chaque point de fréquence. Ceci est obtenu en connectant directement la source de bruit à l'entrée du mesureur. Les mesureurs de bruit sont généralement limités aux basses fréquences des micro-ondes.

Certain laboratoire utilisent un analyseur de réseau ou un analyseur de spectre pour mesurer le facteur de bruit des 2-ports. Dans ce cas, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur faible bruit à l'entrée de l'appareil de mesure de manière à diminuer le facteur de bruit du récepteur ainsi constitué.

### 2.2.2. Mesures et détermination des quatre paramètres du bruit

Le but de la détermination des quatre paramètres du bruit est de fournir une description

complète du dispositif micro-ondes du point de vue bruyant à une fréquence donnée, c'est-à-dire, par exemple, en formalisme d'admittance, nous avons :

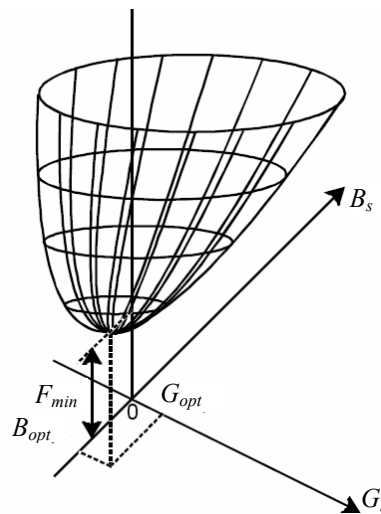
$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2 \quad (2.6)$$

La caractérisation du 2-ports d'une manière bruyante, revient à déterminer les quatre paramètres du bruit la résistance équivalente  $R_n$ , le facteur de bruit minimum  $F_{\min}$ , et l'admittance optimale de la source  $Y_{opt} (G_{opt} + jB_{opt})$ . Nous exposerons dans ce qui va suivre les plus importantes méthodes de détermination des quatre paramètres de bruit d'un 2-ports.

### 2.2.2.1. Méthode classique

La méthode classique utilisée pour caractériser les quatre paramètres de bruit est basée sur une recherche manuelle du facteur de bruit minimum, en faisant varier l'admittance de source  $Y_s$  [20].

Nous savons que lorsqu'on exprime géométriquement le facteur de bruit dans l'espace  $(F, G_s, B_s)$ , nous avons une parabololoïde hyperbolique comme le montre la figure 2.2.



**Fig. 2.2 :** Variation du facteur de bruit d'un 2-ports en fonction de l'admittance de la source.

La détermination des paramètres de bruit s'effectue en trois étapes :

1. On travaille en imposant la conductance de la source constante,  $G_s$ , et on procède à différentes mesures du facteur de bruit en modifiant la susceptance  $B_s$  de la source. On peut ainsi construire  $F$  en fonction de la susceptance et déterminer la susceptance de source optimale  $B_{opt}$ .

2. Connaissant la susceptance de source optimale,  $B_{opt}$ , on maintient la source à cette susceptance et on procède à différentes mesures du facteur de bruit en variant la conductance de la source. On peut ainsi également calculer la conductance optimale,  $G_{opt}$ , de la source (par une construction analogue au point 1).

3. Afin de déterminer  $F_{min}$  et  $R_n$ , il suffit de tracer la droite d'équation suivante :

$$F = F_{min} + R_n X \quad (2.7)$$

tel que

$$X = \frac{|Y_s - Y_{opt}|^2}{G_s} \quad (2.8)$$

on obtient ainsi directement le facteur de bruit minimum  $F_{min}$  et la résistance du bruit  $R_n$ .

Bien que le principe de la méthode soit simple, celle-ci exige cependant une grande précision de travail. Ainsi, par exemple, étant donné la dépendance des étapes de mesure, une détermination erronée de la susceptance optimale se reflète par une distribution non linéaire des points à l'étape 3.

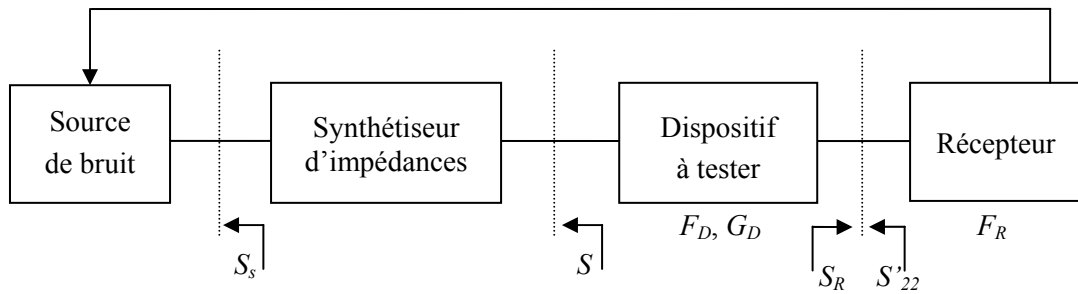
Si la contrainte de conductance ou de susceptance est facilement réalisable en basse fréquence, par contre, dès que la fréquence devient supérieure à quelques dizaines de MHz, il n'est plus aisé de maintenir la conductance ou la susceptance constante au cours des mesures.

De ce fait, on procède à des mesures de facteur de bruit avec des susceptances et des conductances de sources variables (les valeurs d'admittance sont choisies de manière aléatoire sur un lieu des points particuliers dans le plan  $(G_s, B_s)$ ). Le traitement de ces mesures peut notamment se faire en appliquant la méthode des moindres carrés [33]. C'est la méthode des impédances multiples qui sera exposée dans le paragraphe suivant.

#### 2.2.2.2. Techniques des impédances multiples

Le système expérimental utilisé dans la technique des impédances multiples peut se décomposer en quatre blocs principaux représentés par la figure 2.3 [28].

Les bancs de mesure des paramètres de bruit s'articulent autour d'un synthétiseur d'impédances (tuner), qui est utilisé pour créer les différents facteurs de réflexions nécessaires pour la caractérisation du bruit. Les évolutions de ce dernier ont conditionné le développement des systèmes expérimentaux. Les synthétiseurs d'impédances programmables ont ainsi remplacé les adaptateurs manuels, permettant le développement de systèmes de mesure automatiques, reproductibles et performants.



**Fig. 2.3** : Synoptique d'un banc de mesure des paramètres de bruit.

La technique des impédances multiples étant assez lourde à mettre en place, il est nécessaire de pouvoir automatiser les manipulations. La référence [28] expose avec détails, le procédé d'automatisation de cette technique.

- **Méthodes d'extraction des paramètres de bruit**

A partir de l'équation (2.6), il est possible de déterminer les quatre paramètres de bruit ( $F_{min}$ ,  $R_n$ ,  $G_{opt}$  et  $B_{opt}$ ), si le facteur de bruit est mesuré pour au moins quatre valeurs différentes de  $Y_s$ . La méthode proposée par Lane [33] prend en compte les erreurs de mesure sur le facteur de bruit  $F$ . L'équation (2.6) est transformée sous la forme suivante :

$$F = A + BG_s + \frac{C + BB_s^2 + DB_s}{G_s} \quad (2.9)$$

Les paramètres  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$  qui dépendent des quatre paramètres de bruit sont obtenus en minimisant la fonction erreur  $EF$  :

$$EF = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m w_i \left[ A + B \left( G_{si} + \frac{B_{si}^2}{G_{si}} \right) + \frac{C}{G_{si}} + \frac{DB_{si}}{G_{si}} - F_i \right]^2 \quad (2.10)$$

où  $w_i$  est un facteur de pondération et  $m$  représente le nombre d'admittances choisies.

L'équation (2.10) aboutit à la résolution d'un système d'équations linéaires surdimensionné en dérivant  $EF$  par rapport à  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$ . Le choix du facteur de pondération est important dans la méthode proposée par Lane. Un facteur égal à  $1/F_i^2$  permet d'accroître la précision des résultats obtenus [34]. Ceci permet de donner un poids plus faible aux fortes valeurs du facteur de bruit qui se trouvent éloignées de l'optimum en bruit à rechercher. Une méthode d'optimisation (méthode de la plus grande pente ou méthode du gradient) peut également être utilisée pour minimiser la fonction erreur [35].

### 2.2.2.3. Techniques basées sur la dépendance fréquentielle du facteur de bruit

Engen [36] a proposé en 1970 une nouvelle technique de mesure de bruit des amplificateurs. L'approche utilisée par l'auteur est basée sur le formalisme des ondes de bruit. A la différence de Penfield [25], deux ondes de bruit  $b_{1n}$  et  $b_{2n}$  sortant des accès du 2-ports sont utilisées pour représenter le bruit. L'onde de bruit en sortie  $b_{2n}$  est décomposée en deux composantes : l'une  $\alpha b_{1n}$  étant totalement corrélée à  $b_{1n}$ , et l'autre  $b_{2n0}$  étant décorrélée de  $b_{1n}$ . La théorie développée alors par l'auteur a été reprise par la suite dans un article plus complet [37] et permet d'exprimer la température équivalente de bruit à l'entrée du 2-ports par la relation (2.11) :

$$T_e = \frac{T_a + T_{rev} |S'_s - \beta|^2}{1 - |S'_s|^2} \quad (2.11)$$

où  $T_a$ ,  $T_{rev}$  et  $\beta$  (complexe) sont quatre nouveaux paramètres de bruit définis par les relations suivantes :

$$T_a = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{21}|^2} \overline{b_{2n0}^2} \quad (2.12)$$

$$T_{rev} = \frac{\overline{b_{1n}^2}}{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.13)$$

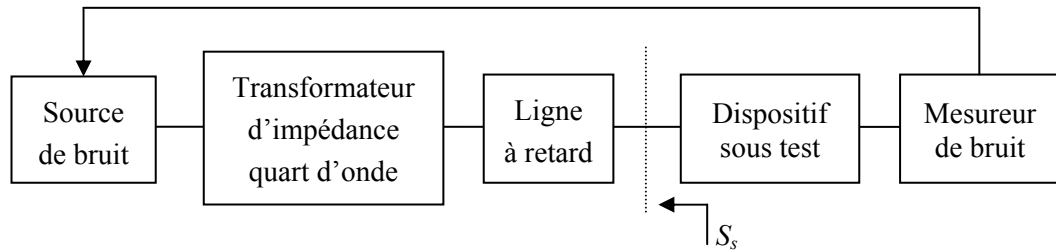
$$\beta = -S_{11}^* - \frac{\alpha(1 - |S_{11}|^2)}{S_{21}} \quad (2.14)$$

$$S'_s = \frac{S_s - S_{11}^*}{1 - S_{11} S_s} \quad (2.15)$$

où  $S_{ij}$  et  $S_s$  sont respectivement les paramètres S du 2-ports et le facteur de réflexion de la source.

La méthode expérimentale proposée par Engen se base sur la mesure de la température de bruit en sortie du 2-ports pour différentes impédances connectées à son entrée. Les paramètres de bruit sont déterminés à partir d'une mesure du facteur de bruit classique basée sur la méthode du facteur  $y$  en utilisant une source de bruit dans un premier temps, et en relevant par la suite les maximums et minimums de la température de bruit en sortie quand l'entrée de l'amplificateur est fermée sur un court-circuit mobile.

Dans son approche proposée en 1978 pour décrire le bruit de 2-ports à l'aide des ondes de bruit, Meys [26] propose de déterminer les quatre paramètres de bruit  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\varphi_c$  en fermant le dispositif sous test par une charge adaptée et une charge réfléchive. Les relations fournies par l'auteur (paragraphe 1.7) permettent de déterminer les quatre paramètres de bruit généralement utilisés par les concepteurs de circuit. Cette technique a été détaillée par la suite dans un autre article [38]. Le système expérimental proposé par les auteurs et fonctionnant autour de 500 MHz est représenté sur la figure 2.4.



**Fig. 2.4 :** Banc de mesure basé sur la variation fréquentielle de la température de bruit.

Le transformateur quart d'onde permet de présenter un facteur de réflexion  $S_s$  de module proche de 0.65. L'utilisation de ce dernier limite la bande de fréquence de mesure et peut être remplacé par un atténuateur désadapté. Pour déterminer le paramètre  $T_a$ , le transformateur quart d'onde est enlevé (mesure adaptée).

Adamian et Uhlir [39] ont proposé une méthode semblable à celle de Engen. La théorie développée par les auteurs fait intervenir un nouveau jeu de paramètres de bruit qui ne sont pas donnés ici par souci de clarté. Les paramètres de bruit recherchés sont obtenus en mesurant le facteur de bruit à l'aide d'une source de bruit adaptée et en présentant un court-circuit mobile à l'entrée du dispositif à tester. Le facteur de réflexion à l'entrée du récepteur  $S_R$  est déterminé, quant à lui, en utilisant une source de bruit désadaptée. Une charge de  $50\Omega$  est placée en parallèle à la sortie de la source de bruit afin d'obtenir un facteur de réflexion de module égal à 0.33. Une ligne de longueur variable est connectée ensuite afin d'obtenir les variations de phase de  $S_s$  souhaitées.

Les trois techniques décrites font appel au formalisme des ondes de bruit, mais les paramètres de bruit  $F_{min}$ ,  $R_n$  et  $S_{opt}$  peuvent également être déterminés directement à partir des variations fréquentielles du facteur de bruit en connectant successivement une charge adaptée et un court-circuit de longueur variable à l'entrée du dispositif sous test [40], [41].

#### 2.2.2.4. Technique basée sur l'utilisation d'un radiomètre

La technique développée au NIST est décrite par Wait et Randa [42]. Celle-ci s'appuie

sur le formalisme développé par Engen [36] et repris ensuite par Wait et Engen [37]. Cette technique consiste à déterminer en plusieurs étapes, les paramètres  $S$  et les paramètres de bruit  $T_a$ ,  $T_{rev}$  et  $\beta$  à l'aide d'un radiomètre. Ce dernier est un récepteur très sensible utilisant le principe de la détection synchrone.

Dans la première étape, les paramètres  $S$  de l'amplificateur à tester sont mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel.

Dans la deuxième étape, l'entrée de l'amplificateur est connectée à l'entrée d'un radiomètre, et la puissance de bruit mesurée alors que la sortie du dispositif sous test est fermée sur une charge adaptée placée à température ambiante. Ceci permet de déterminer directement la valeur de  $T_{rev}$ , appelée température de bruit de radiation inverse due aux sources de bruit internes du 2-ports émergeant à l'entrée de celui-ci.

La troisième étape consiste à déterminer les paramètres  $T_a$  et  $\beta$ , ainsi que le gain de l'amplificateur. Ceci est obtenu en connectant, à l'entrée du dispositif, plusieurs charges étalons différentes et en mesurant la température de bruit en sortie de celui-ci. Les auteurs utilisent six charges de manière à obtenir des données redondantes : une charge cryogénique adaptée et une autre à température ambiante et un court-circuit couvrant les quatre quadrants de l'abaque de Smith. Les valeurs de  $\beta$ ,  $T_a$  et du gain  $G_a$  sont déterminées en ajustant, par un algorithme des moindres carrés, l'expression (2.16) aux valeurs expérimentales :

$$T_{out} = G_a \frac{T_s (1 - |S'_s|^2) + T_a + T_{rev} |S'_s - \beta|^2}{1 - |S'_{22}|^2} \quad (2.16)$$

$T_{out}$  représente la température de bruit en sortie du dispositif et  $T_s$  celle de la charge connectée en entrée. Les autres paramètres sont définis dans les relations (2.12) à (2.15). Le facteur de réflexion  $S'_{22}$  est décrit par la figure 2.3.

### 2.2.2.5. Techniques interférométriques

Les techniques de mesure de bruit basées sur l'interférométrie font appel au formalisme des ondes de bruit. La figure 2.5 représente le système expérimental proposé par Withington [43] à la fin des années quatre-vingt.

Les ondes de bruit  $b_{1n}$  et  $b_{2n}$ , sortant du dispositif sous test sont amplifiées dans les deux bras de l'interféromètre et transposées en basse fréquence à l'aide de mélangeurs à réjection de fréquence image. Les ondes de bruit, dont l'une est retardée à l'aide d'un déphaseur, sont ensuite combinées dans un coupleur hybride. Des détecteurs placés à la sortie du coupleur permettant alors de mesurer la somme et la différence des puissances de bruit. Les circulateurs

placés à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test permettent d'isoler le bruit du système expérimental. Les ondes de bruit provenant des amplificateurs sont en effet absorbées par les sources de bruit adaptées. Celles-ci permettent d'injecter des puissances de bruit connues aux accès du 2-ports à tester. Les densités spectrales des ondes de bruit  $b_{1n}$  et  $b_{2n}$  et leur corrélation sont déterminées quand les sources de bruit sont alternativement allumées et éteintes pour différentes valeurs de déphasage. Le système expérimental est calibré en remplaçant le dispositif sous test par une résistance série de  $100 \Omega$  ou une résistance parallèle de  $25 \Omega$ .

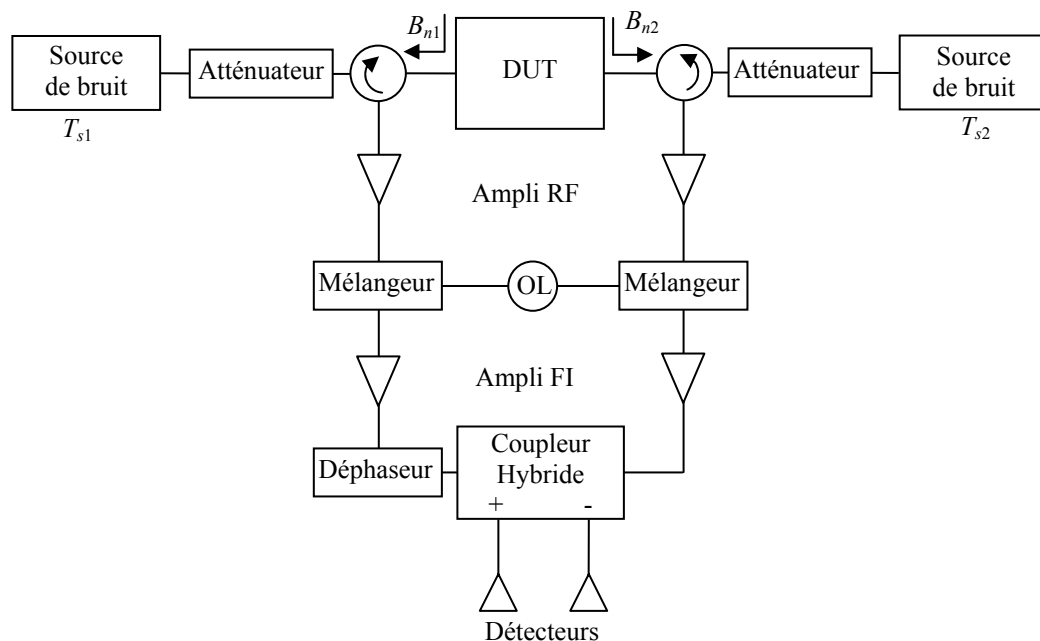


Fig. 2.5 : Interféromètre pour mesurer les paramètres de bruit d'un 2-ports [28].

### 2.3. Système large bande pour la mesure du bruit selon les deux méthodes standards

Dans cette partie, on présente un système de mesure qui effectue la caractérisation complète de la température de bruit d'un 2-ports linéaire [44]. Le système est basé sur une ligne de transmission "longue" et la méthode de variation de fréquence. Il permet des mesures par la méthode classique  $y$ -factor [45] ou la méthode la plus récente «Cold Method» [46], [47]. Le système expérimental est représenté par la figure 2.6.

Durant les mesures, adaptées, une source de bruit adaptée est connectée à la chaîne de réception. Durant les mesures désadaptées, le facteur de réflexion non-nul à l'entrée du dispositif à tester est réalisé soit en utilisant la source de bruit désadaptée soit par un simple court-circuit. Les variations de la phase du facteur de réflexion de la source sont obtenues selon le principe de la méthode de variation de fréquence.



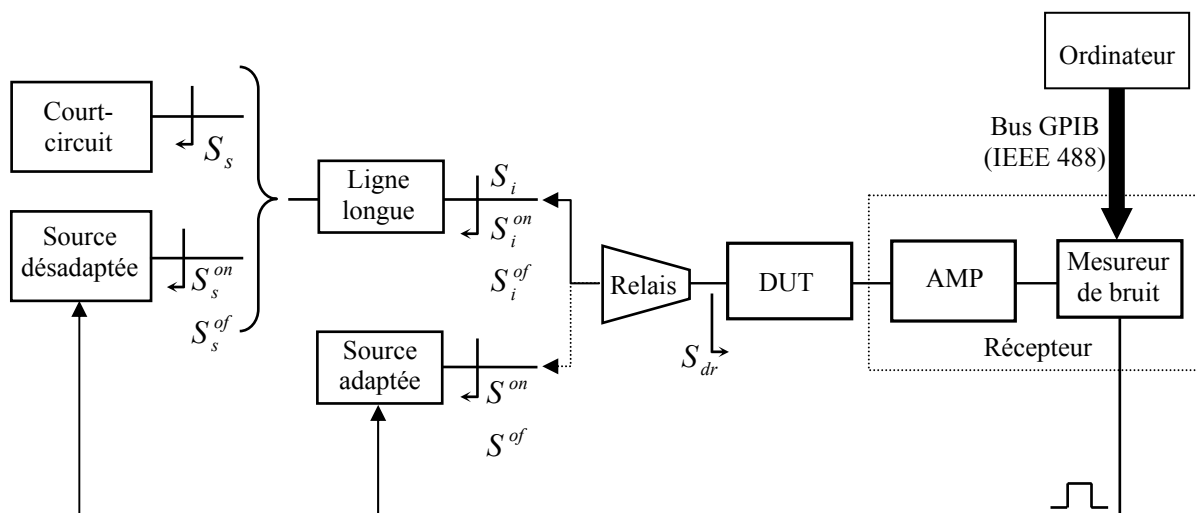


Fig. 2.6 : Aperçu général du système de mesure du bruit selon les deux méthodes standards.

### 2.3.1. Principe de la méthode de mesure du bruit par variation de fréquence

La méthode de mesure du bruit par variation de fréquence a été proposée pour la première fois en 1978 par Meys [26] et adoptée ensuite par plusieurs auteurs [48], [49]. La méthode par variation de fréquence est basée sur deux idées.

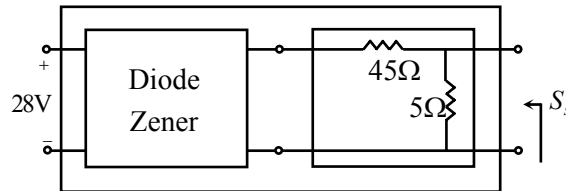
- a) Si une source avec un facteur de réflexion non-nul est placée en cascade avec une ligne de transmission "longue" et la fréquence est légèrement modifiée autour de la fréquence de caractérisation, alors le facteur de réflexion à la sortie de la source de bruit désadaptée (ou le court-circuit) plus la ligne de transmission, variera rapidement sur un cercle (comme C dans la fig. 1.17.a), fournissant les facteurs de réflexions nécessaires pour définir la fonction de température de bruit selon le principe et les équations développées dans le paragraphe 3.2.
- b) Une modification légère de la fréquence ne pose pas de problèmes lors de la plupart des mesures de bruit. Le bruit est, en effet, une propriété qui dépend essentiellement du premier étage d'une chaîne (principalement du premier transistor du premier amplificateur). Le bruit présente moins d'ondulation avec la fréquence que dans le cas du gain (qui dépend de la même manière de tous les étages de la chaîne de mesure, y compris ceux qui sont électriquement longs).

### 2.3.2. Création d'un facteur de réflexion de source non-nul

Durant les mesures, selon la méthode y-factor, le facteur de réflexion non-nul (désadapté) à présenter à l'entrée du dispositif à caractériser est obtenu en utilisant une source de bruit désadaptée. Cette source doit être rigoureusement construite et calibrée. Deux

méthodes ont été développées pour cet objectif [50]. Elles sont décrites et comparées dans le chapitre 4.

La source de bruit désadaptée est construite en cascade d'une diode et d'un atténuateur désadapté (fig. 2.7).



**Fig. 2.7 :** Schéma simplifié de la source de bruit désadaptée MMNS.

Lors de l'application de la méthode z-factor, nous créons le facteur de réflexion non-nul par un simple court-circuit.

- **Quel facteur de réflexion de source faut-il utiliser?**

Ce point est discuté dans [51], [52] et la conclusion est qu'un module du facteur de réflexion de source très grand ou très petit devrait être évité. La raison découle également de l'équation (1.80) qui est utilisée pour calculer  $T_b$ . Si  $s^2$  est proche de 1, l'erreur sur ce facteur va fortement augmenter l'erreur relative sur le dénominateur (par exemple avec  $s^2 = 0.8$ , une erreur de 0.01 sur  $s^2$  conduit à une erreur de 5% sur  $1 - s^2$ ). D'autre part, supposons que  $s^2$  est faible. Alors, pour  $s^2 = 0.2$  et  $T_a = T_b = 300 K$ , l'équation (1.80) s'écrit :

$$s^2 T_b = (1 - s^2) \bar{T}_n - T_a \quad (2.17.a)$$

$$60 K = 360 K - 300 K \quad (2.17.b)$$

Une erreur de 1% sur  $T_a$  produit une erreur de 5% sur  $T_b$ . En conclusion, une bonne règle de conception est de choisir  $s^2$  entre 0.8 et 0.2 ( $s$  entre  $s_M = 0.9$  et  $s_m = 0.45$ ).

### 2.3.3. Variation de la phase du facteur de réflexion de la source

Le principe de la méthode par variation de fréquence consiste à utiliser un transformateur de facteur de réflexion, qui doit être un dispositif linéaire et passif dont la phase du facteur de réflexion de sortie varie rapidement en fonction de la fréquence par rapport aux autres éléments du système de mesures (source de bruit, dispositif à mesurer, récepteur). Tandis que le module du facteur de réflexion reste relativement constant dans les mêmes conditions.

Parmi les dispositifs micro-ondes, une ligne de transmission suffisamment longue peut satisfaire à une telle condition.

Le facteur de réflexion  $S$  à la sortie d'une ligne est lié au facteur de réflexion  $S_s$  à l'entrée par [53] :

$$S = S_s e^{-2\gamma l} = S_s e^{-2\alpha l} e^{-j2\beta l} = S_s e^{-2\alpha l} e^{-j\varphi} \quad (2.18)$$

où  $\gamma = \alpha + j\beta$  désigne la constante de propagation complexe,  $l$  la longueur de la ligne et  $\varphi$  la phase du facteur de réflexion. Etant donné la relation classique :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.19)$$

et

$$c = \lambda f \quad (2.20)$$

où  $\lambda$  et  $f$  désignent respectivement la longueur d'onde et la fréquence de l'onde se propageant le long de la ligne.  $c$  représente la vitesse de la lumière dans le vide.

Dès lors, la phase à la sortie de la ligne est donnée par :

$$\varphi = 2\beta l = \frac{4\pi l}{\lambda} = \frac{4\pi l f}{c} = p_{TL} f \quad (2.21)$$

avec :

$$p_{TL} = \frac{4\pi l}{c} = \frac{2\beta l}{f} \quad (2.22)$$

$p_{TL}$  représente la pente de la ligne. C'est une grandeur exclusivement liée aux propriétés physiques de la ligne et non pas à ses aspects de transmission. Donc,  $p_{TL}$  est un paramètre approximativement constant en fonction de la fréquence ( $\beta$  est fonction de l'inductance et de la capacité de ligne qui sont des fonctions variant faiblement en fonction de la fréquence).

On en déduit de l'expression (2.21) que :

$$\Delta\varphi = p_{TL} \Delta f \quad (2.23)$$

Donc, toute variation de la phase du facteur de réflexion de la ligne se traduit par une variation de la fréquence et vice-versa.

Ainsi, la caractérisation du bruit d'un dispositif à une fréquence  $f_0$  nécessite une mesure avec la source adaptée et au minimum trois mesures avec la source désadaptée aux fréquences  $f_i$ , définies par :

$$f_i = f_0 - \frac{\Delta\phi}{p_{TL}} \quad (2.24)$$

ou encore si :

$$\Delta\phi = \phi_{si} - \phi_{s0} = 180 \left( l - \frac{2i}{m} \right) \quad (2.25)$$

où  $\phi_{s0}$  et  $\phi_{si}$  représentent, respectivement, la phase du facteur de réflexion à la sortie de la ligne à la fréquence centrale  $f_0$  et à la sous-fréquence de mesure  $f_i$ .

$i = 1 \dots m$ , tel que  $m$  est le nombre de mesures permettant d'avoir une variation de phase du facteur de réflexion de la source de  $360^\circ$ .

En remplaçant (2.25) dans (2.24), on obtient :

$$f_i = f_0 - \frac{180}{p_{TL}} \left( l - \frac{2i}{m} \right) \quad (2.26)$$

Ainsi, au lieu de choisir arbitrairement ou aléatoirement les phases des facteurs de réflexion, celles-ci sont sélectionnées de manière à permettre une rotation de phase de  $360^\circ$  du facteur de réflexion et cela de manière équidistante (au maximum  $120^\circ$  entre chacune des phases).

Contrairement aux autres méthodes de mesure des paramètres du bruit, travaillant à fréquence fixe, la méthode par variation de phase/fréquence nécessite une connaissance précise de la fréquence pour chacune des mesures et suppose qu'il n'y a pas de variation des propriétés des autres éléments du système de mesure sur la bande de fréquences autour de la fréquence centrale de mesure.

- **Contraintes de conception de la ligne longue**

En se basant sur l'équation (2.18), le choix de la longueur de la ligne  $l$  résulte de la valeur de la fréquence la plus basse  $f_m$  à laquelle le système doit travailler, et de la largeur de l'intervalle de fréquence  $\Delta f$  qu'on doit balayer pour réaliser un changement de phase de  $360^\circ$ . Si cet intervalle représente une fraction  $\delta_M$  de  $f_m$  et  $v_p$  désigne la vitesse de propagation sur la ligne, on aura :

$$lf_m = \frac{v_p}{2\delta_M} \quad (2.27)$$

Par exemple, pour  $f_m = 100$  MHz,  $\delta_M = 10$  % et  $v_p = c$  (célérité de la lumière), on trouve  $l = 15$  m.

Sachant que les pertes de la ligne augmentent avec la fréquence, le facteur de réflexion de la source devrait être choisi de manière à produire à la sortie de la ligne un facteur de réflexion au maximum égale à  $s_M$  à la fréquence  $f_m$ . De (2.18), il s'ensuit que :

$$s_s = s_M e^{2\alpha(f_m)l} \quad (2.28)$$

En négligeant les pertes de la ligne à  $f_m$ , on trouve que  $s_s$  doit être inférieur ou égal à  $s_M = 0.9$ , une condition qui est remplie par le facteur de réflexion de l'assemblage de la source de la figure 2.7. La fréquence maximale  $f_M$  du système est la fréquence pour laquelle  $s_s$  décroît à  $s_m$ , elle est obtenue à partir de la solution de l'équation (2.29) :

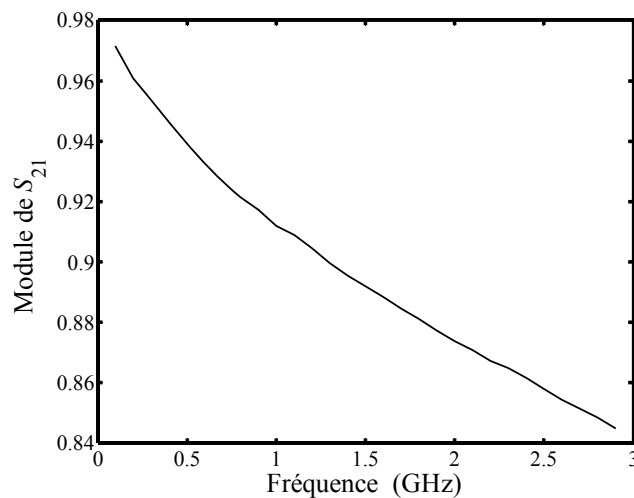
$$s_m = s_s e^{-2\alpha(f_M)l} \quad (2.29)$$

Dans notre système de mesure, nous avons utilisé une ligne de transmission Tektronix type 113. Elle est constituée d'environ 15m de câble semi-rigide à faible pertes, le diélectrique étant le vide.

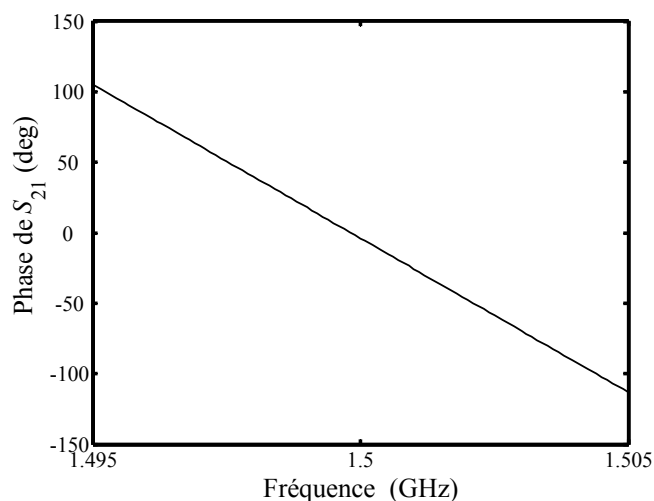
Le module du paramètre  $S_{21}$  de cette ligne apparaît dans la figure 2.8. Il varie entre 0.97 et 0.84 dans la bande de 100 MHz à 2.9 GHz. Avec  $s_s = s_s^{of} = 0.818$ , la dernière valeur avec pertes conduit à  $s = 0.577$  ce qui est plus grand que  $s_m = 0.45$ .

La phase de  $S_{21}$  varie trop rapidement sur la gamme de fréquence complète. C'est pourquoi nous l'avons représentée sur une fenêtre de fréquence de 10 MHz autour de la fréquence de 1.5 GHz (fig. 2.9). La phase varie de  $180^\circ$  sur une bande de 8.14 MHz. En conséquence, nous avons :

$$\Delta f = 8.14 \text{ MHz} \quad (2.30)$$



**Fig. 2.8 :** Module du facteur de transmission  $S_{21}$  de la ligne longue en fonction de la fréquence.



**Fig. 2.9** : Phase du facteur de transmission  $S_{21}$  de la ligne longue en fonction de la fréquence.

### 2.3.4. Largeur de bande de mesure du bruit

Le dernier paramètre qui dépend de la longueur de la ligne de transmission est la largeur de bande de mesure du bruit  $BW_n$  qui devrait être faible par rapport à  $\Delta f$ . En effet, celle-ci affecte l'erreur commise sur la mesure de la température du bruit [22], [54]. Que doit être la largeur de la bande de mesure? Il y a deux réponses possibles à cette question.

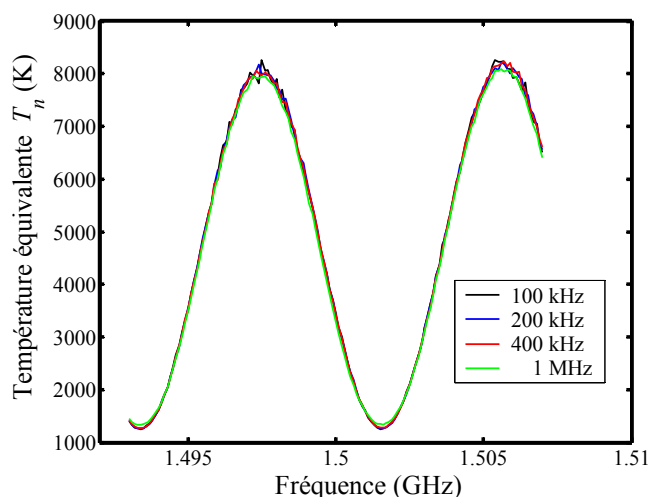
La première est purement expérimentale. Nous avons réalisé des mesures avec des bandes passantes de largeurs différentes : 1 MHz, 400 KHz, 200 KHz et 100 KHz. Au-dessous de 400 KHz aucune différence significative n'a été constatée (cf. fig. 2.10). Par mesure de sécurité, nous avons choisi 200 KHz. Un choix de 100 KHz augmentera le temps de mesure d'un facteur de deux sans aucune amélioration de la précision. La deuxième réponse est plutôt plus théorique. Supposant que la valeur réelle de la température du bruit est celle d'une onde sinusoïdale à la fréquence  $f_0$  :

$$\sin\left(2\pi \frac{f_0}{\Delta f}\right) \quad (2.31)$$

et la mesure représente la valeur moyenne de cette onde sinusoïdale sur une bande  $BW_n$  centrée sur  $f_0$ . Dans ces conditions, l'erreur maximale commise sur la valeur de la température de bruit mesurée, est donnée par :

$$\frac{\sin\left(\pi \frac{BW_n}{\Delta f}\right)}{\pi \frac{BW_n}{\Delta f}} \quad (2.32)$$

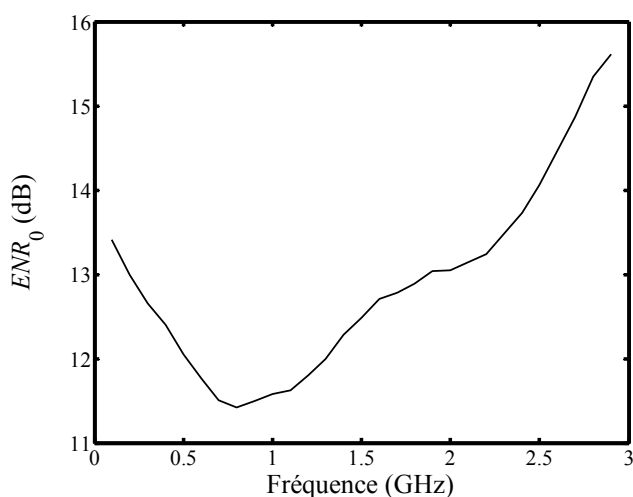
Si  $BW_n = 200$  KHz et  $\Delta f = 8.14$  MHz, nous obtiendrons une erreur maximale de l'ordre de  $10^{-3}$ .



**Fig. 2.10 :** Température de bruit d'un 2-ports autour de la fréquence 1.5GHz, pour différentes largeurs de bande de mesure  $BW_n$ .

### 2.3.5. Autres éléments du système de mesure

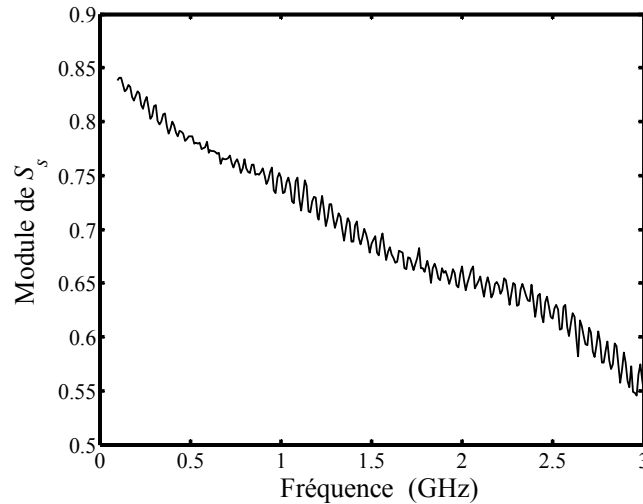
Durant les mesures désadaptées selon la méthode y-factor, la source de bruit désadaptée MMSN (Mismatched Noise Source) représentée sur la fig. 2.7, et une ligne transmission longue LTL (Longue Transmission Ligne) sont utilisées pour créer les différentes impédances/facteurs de réflexions nécessaires pour la caractérisation en bruit du circuit 2-ports. La figure 2.11 présente le résultat de calibration de l'ensemble source désadaptée et ligne de transmission.



**Fig. 2.11 :** ENR de la source de bruit désadaptée (à la sortie de la ligne longue) en fonction de la fréquence.

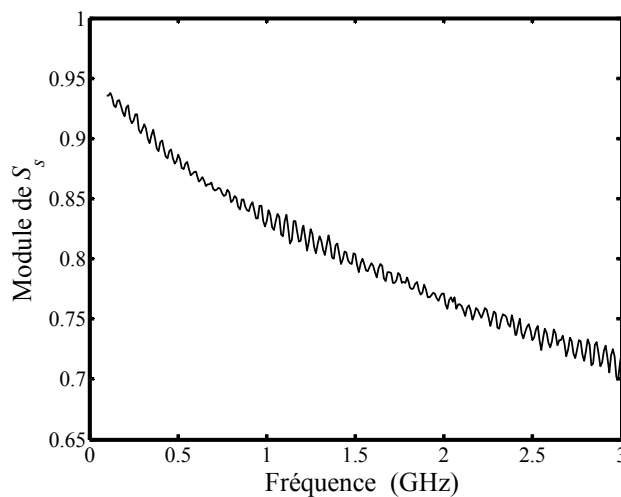
Durant les mesures selon la méthode z-factor, la source de bruit désadaptée est remplacée par un court-circuit "SHO". Les figures 2.12 et 2.13 montrent le module du facteur de réflexion à la sortie de LTL dans les deux cas.

Le dispositif à mesurer DUT (Device Under Test) peut être n'importe quel 2-ports linéaire. Pour tester notre système de mesure, nous avons utilisé un 2-ports passif spécial qui sera décrit au paragraphe 3.3.1.



**Fig. 2.12 :** Facteur de réflexion de l'ensemble MMSN + LTL (module) en fonction de la fréquence.

L'amplificateur AMP est soit un amplificateur à faible bruit type Miteq JS2-01002000-09-10A de 0.1-2 GHz soit un amplificateur type Mini-Circuits ZX60-33LN-S 50 MHz à 3GHz. Bien que le gain de l'amplificateur Miteq diminue au dessus de 2 GHz, son bruit reste très faible jusqu'à 3 GHz. Le NFA (Noise Figure Analyser) est un mesureur de bruit type Agilent N8973A. Les paramètres S des différents dispositifs ont été mesurés utilisant un VNA (Vectoriel Network Analyser) type Agilent 8722D, avec un kit de calibration type 85050C-7mm.



**Fig. 2.13 :** Facteur de réflexion de l'ensemble SHO+LTL (module) en fonction de la fréquence.



## 2.4. Conclusion

Le présent chapitre est constitué de deux parties. La première partie expose un résumé des plus importantes méthodes de mesure et de détermination des paramètres de bruit d'un 2-ports micro-onde linéaire.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté un système de mesure innovant destiné à caractériser le bruit des 2-ports linéaires tel que des transistors ou des amplificateurs. Il devrait être considéré comme une solution alternative visant à remplacer le matériel à base de tuners. Ses avantages sont :

- a) Le matériel ne comprend pas de pièces mécaniques à manipuler, à l'exception d'un relais, qui assure une bonne reproduction des mesures;
- b) Le système est très large bande (bande passante relative 29/1 et potentiellement plus);
- c) Le matériel est simple et bon marché, il peut être construit par n'importe quel laboratoire.

Une caractéristique intéressante du système est que les mesures sont réalisables selon les deux méthodes standard : la méthode classique y-factor et la méthode la plus récente "cold method" ou la méthode Adamson, qui est appelée aussi la méthode "z-factor".

# Calcul des paramètres du bruit d'un circuit micro-onde

### 3.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté un système de mesure large bande qui permet la caractérisation complète du bruit d'un circuit 2-ports. Le système est basé sur l'utilisation d'une ligne de transmission longue et le principe de variation de fréquence. Il permet de réaliser les mesures selon la méthode classique y-factor ou selon la méthode la plus récente dite "cold method".

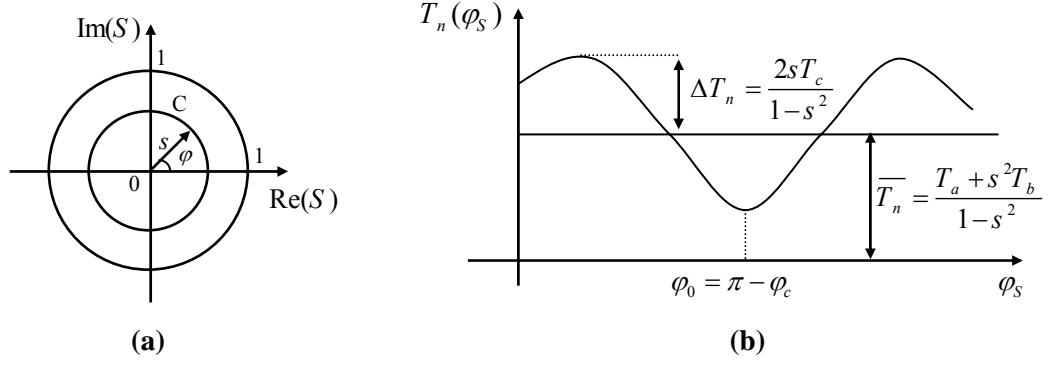
Le principal inconvénient de la méthode y-factor est qu'elle nécessite une source de bruit désadaptée qui doit être soigneusement construite et calibrée. Cependant, avec la méthode "cold method" ou la méthode z-factor comme elle est appelée dans [44] et [55], ce type de source de bruit n'est pas nécessaire et uniquement un court-circuit en cascade avec une ligne de transmission longue sont utilisés pour réaliser les mesures désadaptées.

Dans le présent chapitre, nous développerons deux méthodes de calcul des paramètres du bruit d'un 2-ports linéaire à partir des mesures y-factor et z-factor. La première méthode est basée sur une routine d'optimisation tandis que la deuxième utilise un ensemble d'expressions analytiques simples et précises.

### 3.2. Méthodes de calcul des paramètres de bruit d'un 2-ports linéaire

#### 3.2.1. Approximation du premier ordre

Nous avons vu au chapitre 1 que la température du bruit d'un 2-ports varie sinusoidalement lorsque la phase du facteur de réflexion de la source  $\varphi_s$  varie sur une circonférence centrée à l'origine dans le plan du facteur de réflexion (fig. 3.1).



**Fig. 3.1** : La variation de  $T_n$  à  $s$  constant et  $\varphi_s$  variable.

(a) Variation de  $S$  sur un cercle (b) Variation de  $T_n$  en fonction de  $\varphi_s$ .

Supposons qu'on réalise  $m$  mesures désadaptées de la température de bruit  $T_{ni}$  le long du cercle C de la figure 3.1.a, ce qui signifie avec un module  $s$  constant et des phases  $\varphi_{si}$  régulièrement réparties sur  $360^\circ$ :

$$\varphi_{si} = \varphi_0 - i \frac{2\pi}{m} \quad (3.1)$$

où  $i = 0, 1, \dots, (m-1)$  et  $\varphi_0$  désigne la phase initiale arbitraire.

Utilisant les propriétés trigonométriques adéquates, on peut montrer que :

$$\sum_0^{m-1} \cos(\varphi_{si} + \varphi_c) = 0 \quad (3.2)$$

En considérant l'équation (3.2), il est montré dans [56], que les valeurs de  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\varphi_c$  qui minimisent la somme des carrés des erreurs entre le modèle et les mesures sont obtenues en utilisant les formules suivantes :

$$T_b = \frac{(1-s^2)P_1 - T_a}{s^2} \quad (3.3)$$

$$T_c = \frac{(1-s^2)}{2s} P_3 \quad (3.4)$$

$$\varphi_c = P_2 \quad (3.5)$$

avec

$$P_1 = \frac{1}{m} \sum_0^{m-1} T_{ni} \quad (3.6)$$

$$P_2 = \tan^{-1} \left[ \frac{\sum_0^{m-1} T_{ni} \sin(\varphi_{si})}{\sum_0^{m-1} T_{ni} \cos(\varphi_{si})} \right] \quad (3.7)$$

$$P_3 = \frac{2}{m} \sum_0^{m-1} T_{ni} \sin(\varphi_{si} + P_2) \quad (3.8)$$

$$T_{ni}(S_i) = \frac{T_a + s_i^2 T_b + 2s_i T_c \cos(\varphi_{si} + \varphi_c)}{1 - s_i^2} \quad (3.9)$$

La valeur de  $P_2$  donnée par (3.7) est indéfinie à  $\pi$  près. Il faut choisir sa valeur de manière que  $P_3$  et  $T_c$  soient positifs.

### 3.2.2. Méthode basée sur une procédure d'optimisation

#### 3.2.2.1. Calcul à partir des mesures selon la méthode y-factor

Utilisant le système de mesure de la figure 2.6, la puissance utilisable équivalente du bruit à l'entrée  $P_{ni}$  est donnée, en fonction du facteur de réflexion de la source  $S$ , par :

$$P_{ni}(S) = k \cdot BW_n \cdot (T_n(S) + T_s) \quad (3.10)$$

où  $T_n(S)$  désigne la température de bruit de la chaîne DUT-récepteur et  $T_s$  désigne la température de la source.

La puissance utilisable de bruit à la sortie de la chaîne de réception  $P_{no}$  est exprimée en fonction de  $P_{ni}$  par l'expression :

$$P_{no}(S) = G_{adr}(S) \cdot P_{ni}(S) = G_{adr}(S) \cdot k \cdot BW_n \cdot (T_n(S) + T_s) \quad (3.11)$$

où  $G_{adr}$  désigne le gain en puissance utilisable de la chaîne DUT-récepteur.

Etant donné que la source de bruit a deux états :

- a) L'état froid ou coupé (état "off") : caractérisé par un facteur de réflexion  $S^{of}$ , et une température de bruit  $T_s = T_{of}$  (pour les sources à semi-conducteur  $T_{of}$  est égale à la température ambiante ou physique  $T_p$ ).
- b) L'état chaud (état "on") : caractérisé par un facteur de réflexion  $S^{on}$ , et une température de bruit  $T_s = T_{on}$ .

Le facteur  $y$  est défini par le rapport des puissances utilisables en sortie aux deux états de la source [45], [53] :

$$y = \frac{P_{no}(S^{on})}{P_{no}(S^{of})} = \frac{G_{adr}(S^{on}) T_n(S^{on}) + T_{on}}{G_{adr}(S^{of}) T_n(S^{of}) + T_p} \quad (3.12)$$

Le gain en puissance utilisable  $G_{adr}(S^{on/of})$  de la chaîne DUT-récepteur aux deux états de la source de bruit adaptée est donné par [53] :

$$G_{adr}(S^{on/of}) = |S_{21}|^2 \frac{1 - |S^{on/of}|^2}{|1 - S_{11}S^{on/of}|^2 - |S_{22} - \Delta_S S^{on/of}|^2} \quad (3.13)$$

avec

$$\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.14)$$

La température du 2-ports correspondante aux deux états de la source de bruit adaptée  $T_n(S^{on/of})$ , est donnée par l'expression (1.79) :

$$T_n(S^{on/of}) = \frac{T_a + (S^{on/of})^2 T_b + 2S^{on/of} T_c \cos(\varphi_s^{on/of} + \varphi_c)}{1 - (S^{on/of})^2} \quad (3.15)$$

Sachant que  $S_{12} = 0$  pour la chaîne DUT-récepteur, et en remplaçant les expressions du gain et de la température dans l'équation (3.12), on obtient [57] :

$$y = \frac{1 - (S^{on})^2}{1 - (S^{of})^2} \cdot \frac{|1 - S_{dr}S^{of}|^2}{|1 - S_{dr}S^{on}|^2} \cdot \frac{T_n(S^{on}) + T_{on}}{T_n(S^{of}) + T_p} \quad (3.16)$$

où  $S_{dr}$  représente le facteur de réflexion d'entrée de la chaîne DUT-récepteur.

L'expression (3.16) représente l'expression exacte du facteur  $y$ . Ainsi, lors de l'application de la méthode y-factor, on effectue :

a) une mesure du facteur  $y$  avec la source de bruit adaptée " $y_0$ ", tel que :

$$y_0 = \frac{1 - (S^{on})^2}{1 - (S^{of})^2} \cdot \frac{|1 - S_{dr}S^{of}|^2}{|1 - S_{dr}S^{on}|^2} \cdot \frac{T_n(S^{on}) + T_{on0}}{T_n(S^{of}) + T_p} \quad (3.17)$$

b) une série de mesures du facteur  $y$  avec la source de bruit désadaptée " $y_i$ " ( $i = 1, \dots, m$ ), tel que :

$$y_i = \frac{1 - (S_i^{on})^2}{1 - (S_i^{of})^2} \cdot \frac{|1 - S_{dr}S_i^{of}|^2}{|1 - S_{dr}S_i^{on}|^2} \cdot \frac{T_n(S_i^{on}) + T_{on}}{T_n(S_i^{of}) + T_p} \quad (3.18)$$

• **Calcul approché**

En supposant que le facteur de réflexion de la source de bruit adaptée est nul et ne varie pas entre les deux états "on" et "off" ( $s^{on} = s^{of} = 0$ ), l'expression (3.15) donne :

$$T_n(S^{on}) = T_n(S^{of}) = T_a \quad (3.19)$$

dans ce cas, l'expression (3.17), se réduit à :

$$y_0 = \frac{T_a + T_{on0}}{T_a + T_p} \quad (3.20)$$

Ce qui permet d'obtenir une approximation de premier ordre pour le paramètre  $T_a$  :

$$T_a = \frac{y_0 T_{on0} - T_p}{y_0 - 1} \quad (3.21)$$

En supposant, maintenant, que pour la source désadaptée  $s_i^{on} = s_i^{of}$ , l'expression (3.18) donne la température  $T_{ni}(S_i)$  du 2-ports pour les  $m$  mesures désadaptées :

$$T_{ni}(S_i) = \frac{y_i T_{on} - T_p}{y_i - 1} \quad (3.22)$$

Et dès lors, utilisant les expressions (3.21) et (3.22) dans les expressions (3.3) à (3.5), on peut calculer une première approximation des paramètres du bruit  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\varphi_c$ .

**3.2.2.2. Calcul à partir des mesures selon la méthode z-factor**

Avec la méthode z-factor on effectue :

a) une mesure de la puissance utilisable de bruit en sortie avec la source adaptée à l'état "on" ( $T_s = T_{on0}$ ), on obtient :

$$P_{n0}^{on} = G_{adr}(S^{on}) \cdot k \cdot BW_n \cdot (T_n(S^{on}) + T_{on0}) \quad (3.23)$$

b) une mesure de la puissance utilisable de bruit en sortie avec la source adaptée à l'état "off" ( $T_s = T_p$ ), on obtient :

$$P_{n0}^{of} = G_{adr}(S^{of}) \cdot k \cdot BW_n \cdot (T_n(S^{of}) + T_p) \quad (3.24)$$

c) une série de mesures avec des facteurs de réflexion désadaptés  $S_i$  (SHO + LTL), choisis le long du cercle C de la figure 3.1.a ( $T_s = T_p$ ), on obtient :

$$P_{ni} = G_{adr}(S_i) \cdot k \cdot BW_n \cdot (T_n(S_i) + T_p) \quad (3.25)$$

En divisant l'expression (3.23) par l'expression (3.24), on obtient le facteur  $y$  adapté :

$$y_0 = \frac{G_{adr}(S^{on}) T_n(S^{on}) + T_{on0}}{G_{adr}(S^{of}) T_n(S^{of}) + T_p} \quad (3.26)$$

En divisant (3.25) par (3.24), on obtient le facteur z :

$$z_i = \frac{P_{ni}}{P_{n0}^{of}} = \frac{G_{adr}(S_i) T_n(S_i) + T_p}{G_{adr}(S^{of}) T_n(S^{of}) + T_p} \quad (3.27)$$

Comme précédemment, on remplace l'expression (3.13) du gain utilisable dans (3.27), il vient alors :

$$z_i = \frac{1-s_i^2}{1-(s^{of})^2} \frac{|1-S_{dr}S^{of}|^2}{|1-S_{dr}S_i|^2} \frac{T_n(S_i) + T_p}{T_n(S^{of}) + T_p} \quad (3.28)$$

L'équation (3.28) représente l'expression exacte du facteur z.

- **Calcul approché**

En supposant que la source de bruit adaptée utilisée MNS est parfaitement adaptée (soit  $S^{of} = 0$ ), on aura :

$$T_n(S^{of}) = T_a \quad (3.29)$$

L'expression (3.28) se réduit à :

$$z_i = \frac{1-s_i^2}{1-(s^{of})^2} \frac{|1-S_{dr}S^{of}|^2}{|1-S_{dr}S_i|^2} \frac{T_n(S_i) + T_p}{T_a + T_p} \quad (3.30)$$

D'où, on déduit une expression approchée de la température du bruit du 2-ports :

$$T_n(S_i) = \frac{|1-S_{dr}S_i|^2}{|1-S_{dr}S^{of}|^2} \frac{1-(s^{of})^2}{1-s_i^2} z_i (T_a + T_p) - T_p \quad (3.31)$$

L'expression (3.31), avec la mesure adaptée qui donne  $T_a$ , permettent le calcul des paramètres  $T_b$ ,  $T_c$ ,  $\varphi_c$  en utilisant les formules (3.3) à (3.5), de la même manière que dans le cas de la méthode y-factor.

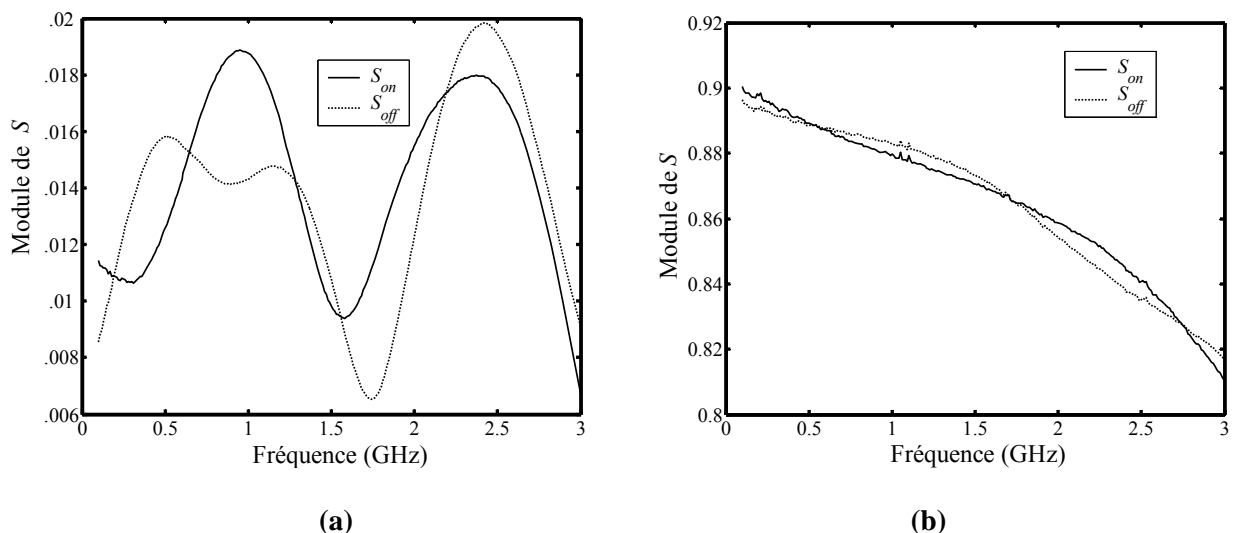
### 3.2.2.3. Optimisation des paramètres de bruit

#### a. Justification

Les mesures du bruit par la méthode de variation de fréquence sont réalisées en utilisant le système de mesure de bruit présenté et décrit dans la section 2.3.

Les expressions (3.3) à (3.5), avec la mesure adaptée qui fournit directement  $T_a$ , donnent une bonne approximation de la fonction température de bruit  $T_n(S)$ . Cependant, il existe quelques erreurs expérimentales qui sont négligées dans ce calcul :

- a) le facteur de réflexion de la source de bruit adaptée n'est pas parfaitement égal à zéro (fig. 3.2.a) ;
- b) le facteur de réflexion de la source de bruit (adaptée et désadaptée) change entre ses deux états on et off [35] (fig. 3.2.a et 3.2.b) ;
- c) lorsque on varie la fréquence sur une bande étroite  $\Delta f$  autour de la fréquence de mesure, le module du facteur de réflexion de la combinaison source de bruit désadaptée (court-circuit) plus la ligne varie légèrement (fig. 3.3) ;
- d) la température de bruit à la sortie de cette combinaison varie aussi sur la bande de fréquence  $\Delta f$  ;
- e) avec la procédure de variation de fréquence les phases  $\varphi_{si}$  ne peuvent pas être régulièrement réparties sur  $360^\circ$ . Cela rend l'équation (3.2) différente de zéro.



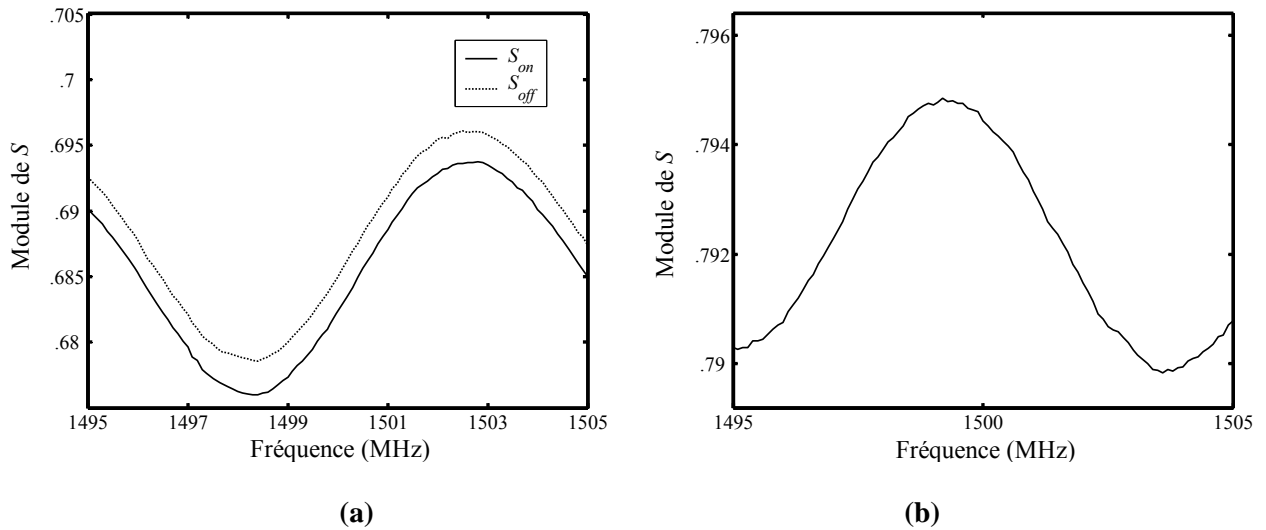
**Fig. 3.2 :** Effet on/off - Variation du module du facteur de réflexion de la source entre ses deux états.  
**(a)** Source de bruit adaptée **(b)** Source de bruit désadaptée.

Afin de diminuer les erreurs induites par la procédure d'approximation du premier ordre, on introduit un processus de minimisation numérique de l'erreur entre les grandeurs mesurées (facteurs  $y$  et  $z$ ) et celles reconstruites à partir des paramètres de bruit (modèle théorique).

Le processus de minimisation consiste en une méthode d'optimisation numérique multidimensionnelle (variables  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\varphi_c$ ). Etant donné que les températures de bruit sont des grandeurs physiques positives (contraintes), toute méthode d'optimisation basée sur le



calcul des dérivées ou du gradient est rejetée. Il existe certaines méthodes basées sur le calcul des gradients avec contrainte, mais celles-ci, sont plus complexes à mettre en œuvre que les méthodes de recherche directe. De plus, le gain en complexité ne se traduit pas par un gain de vitesse d'exécution. Parmi les méthodes d'optimisation par recherche directe, les simulations ont montré que la méthode de Hooke-Jeeves (exploration numérique) est bien adaptée pour ce type de problème [22], [59].



**Fig. 3.3 :** Variation du module du facteur de réflexion à la sortie de la ligne longue autour de la fréquence 1.5 GHz, (a) MMNS+LTL, (b) SHO+LTL.

### b. Correction de l'ENR aux sous fréquences

Les mesures désadaptées sont effectuées à des fréquences  $f_i$  légèrement différentes dans la bande  $\Delta f$ . L'ENR<sub>0</sub> et  $T_{on}$  de la source désadaptée seule ne changent pas de manière significative dans cette bande. Cependant, les paramètres  $S_{ij}$  de la ligne "longue" changent, ce qui a une certaine influence sur les pertes de la puissance utilisable fournie par la source. En conséquence, une température chaude spécifique  $T_{oni}$  doit être définie à chaque sous fréquence  $f_i$ . Cela peut être obtenu en utilisant la relation [49] :

$$T_{oni} - T_p = \frac{G_{atl}(f_i)}{G_{atl}(f_0)} (T_{on} - T_p) \quad (3.32)$$

où  $G_{atl}$  est le gain en puissance utilisable de la ligne longue, qu'on peut calculer par la formule (3.13) en utilisant les paramètres S mesurés aux fréquences  $f_0$  et  $f_i$ .

### c. Procédure d'optimisation

Etant donné qu'une approximation du premier ordre des paramètres de bruit et de la température de bruit  $T_n(S)$  est disponible, les facteurs  $y_0$ ,  $y_i$  et  $z_i$  (donnés par les expressions

(3.17), (3.18) et (3.28) respectivement) peuvent être calculés :

- Lorsque on effectue les mesures selon la méthode *y-factor*, on désigne par :

-  $y_{c0}$  : le facteur *y* calculé, qui correspond à la mesure adaptée. Il est donné par (3.17) :

$$y_{c0} = \frac{1 - (S^{on})^2}{1 - (S^{of})^2} \cdot \frac{|1 - S_{dr} S^{of}|^2}{|1 - S_{dr} S^{on}|^2} \cdot \frac{T_n(S^{on}) + T_{on0}}{T_n(S^{of}) + T_p} \quad (3.33)$$

-  $y_0$  : le facteur *y* mesuré utilisant la source de bruit adaptée.

-  $y_{ci}$  : le facteur *y* calculé, qui correspond à la  $i^{ème}$  mesure désadaptée. Il est donné par (3.18) :

$$y_{ci} = \frac{1 - (S_i^{on})^2}{1 - (S_i^{of})^2} \cdot \frac{|1 - S_{dr} S_i^{of}|^2}{|1 - S_{dr} S_i^{on}|^2} \cdot \frac{T_n(S_i^{on}) + T_{oni}}{T_n(S_i^{of}) + T_p} \quad (3.34)$$

-  $y_{mi}$  : la  $i^{ème}$  mesure du facteur *y* effectuée en utilisant la source de bruit désadaptée.

Par suite, on définit et on calcule une fonction d'erreur quadratique, *EF* dont l'expression est la suivante :

$$EF = w \left( \frac{y_{c0} - y_0}{y_0} \right)^2 + \sum_0^{m-1} \left( \frac{y_{ci} - y_{mi}}{y_{mi}} \right)^2 \quad (3.35)$$

où *w* est un facteur de poids. Les différentes simulations effectuées ont montré que le choix  $w = m$  paraît produire une bonne distribution de l'erreur.

- Lorsque on effectue les mesures selon la méthode *z-factor*, on désigne par :

-  $y_{c0}$  : le facteur *y* calculé, qui correspond à la mesure adaptée. Il est donné par (3.17) :

$$y_{c0} = \frac{1 - (S^{on})^2}{1 - (S^{of})^2} \cdot \frac{|1 - S_{dr} S^{of}|^2}{|1 - S_{dr} S^{on}|^2} \cdot \frac{T_n(S^{on}) + T_{on0}}{T_n(S^{of}) + T_p} \quad (3.36)$$

-  $y_0$  : le facteur *y* mesuré utilisant la source de bruit adaptée.

-  $z_{ci}$  : le facteur *z* calculé, qui correspond à la  $i^{ème}$  mesure désadaptée. Il est donné par (3.28) :

$$z_{ci} = \frac{1 - S_i^2}{1 - (S^{of})^2} \cdot \frac{|1 - S_{dr} S^{of}|^2}{|1 - S_{dr} S_i|^2} \cdot \frac{T_{ni}(S_i) + T_p}{T_{ni}(S^{of}) + T_p} \quad (3.37)$$

-  $z_{mi}$  : la  $i^{ème}$  mesure désadaptée du facteur *z*.

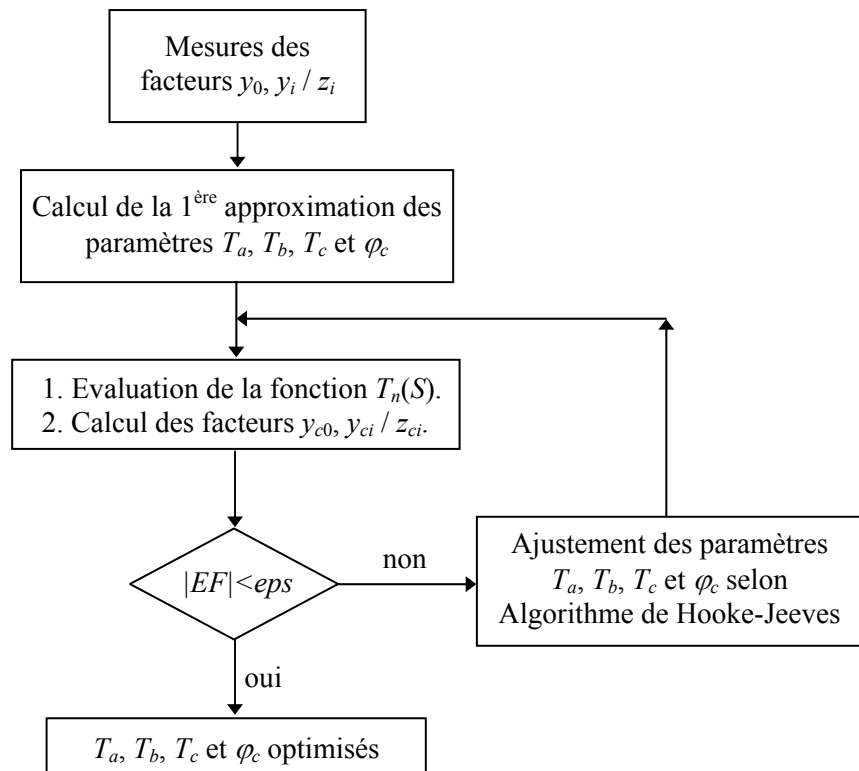
La fonction d'erreur est donnée par :

$$EF = w \left( \frac{y_{c0} - y_0}{y_0} \right)^2 + \sum_0^{m-1} \left( \frac{z_{ci} - z_{mi}}{z_{mi}} \right)^2 \quad (3.38)$$

Enfin, la procédure d'optimisation basée sur l'algorithme de Hooke-Jeeves (Annexe C) fournit l'ensemble des paramètres  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\varphi_c$  qui conduisent à la meilleure concordance possible entre l'ensemble des mesures et le modèle théorique.

Bien qu'il soit toujours possible d'appliquer exclusivement un algorithme d'optimisation, il est préférable d'utiliser une approximation du premier ordre afin d'éviter la divergence du processus d'optimisation (minima locaux, non convergence de l'algorithme, etc.).

L'organigramme de la figure 3.4 donne les étapes du calcul pour la détermination des paramètres du bruit.



**Fig. 3.4 :** Organigramme de calcul des paramètres de bruit basé sur l'algorithme d'optimisation de Hooke-Jeeves.

### 3.2.3. Méthode de calcul direct des paramètres du bruit

Dans cette partie, on développe une nouvelle méthode pour le calcul des paramètres de bruit [55]. La méthode est basée sur un ensemble de formules analytiques simples et précises issues du modèle d'onde d'un circuit 2-ports linéaire bruyant. Elle permet le calcul direct des

paramètres  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\varphi_c$  sans l'utilisation d'une procédure d'optimisation ou d'une routine d'ajustement de courbes (curves fitting).

On présentera dans ce qui suivra le développement de ces formules, ainsi, que la procédure du calcul des paramètres de bruit qui s'effectue en deux étapes :

**a. Premièrement : Approximation du premier ordre améliorée**

En considérant les changements du module du facteur de réflexion de la combinaison court-circuit plus ligne longue ( $s$  n'est pas constant), les formules (3.3) à (3.5) sont réécrites de la manière suivante (Annexe B) :

$$T_{b0} = \frac{\sum_0^{m-1} T_{ni} (1-s_i^2) - mT_{a0}}{\sum_0^{m-1} s_i^2} \quad (3.39)$$

$$\varphi_{c0} = \tan^{-1} \left[ \frac{\sum_0^{m-1} T_{ni} (1-s_i^2) s_i \sin(\varphi_{si})}{\sum_0^{m-1} T_{ni} (1-s_i^2) s_i \cos(\varphi_{si})} \right] \quad (3.40)$$

$$T_{c0} = \frac{\sum_0^{m-1} T_{ni} (1-s_i^2) s_i \cos(\varphi_{si} + \varphi_{c0})}{\sum_0^{m-1} s_i^2} . \quad (3.41)$$

Ces expressions fournissent  $T_{b0}$ ,  $T_{c0}$  et  $\varphi_{c0}$  qui représentent une bonne approximation des paramètres de bruit, mais qui est insuffisante par comparaison avec l'extraction basée sur une procédure d'optimisation. Pour cela, nous avons développé des expressions qui permettent une évaluation meilleure des ces paramètres.

**b. Deuxièmement : Calcul précis**

Dans une deuxième étape, les valeurs des paramètres de bruit obtenues à l'aide des expressions (3.39) à (3.41) avec l'expression (3.21) sont utilisées dans les expressions développées ci-après, pour une détermination précise des paramètres  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\varphi_c$ .

- **Calcul du paramètre  $T_a$**

Le paramètre  $T_a$  est calculé à partir de la mesure adaptée. En remplaçant,  $G_{adr}(S^{on/of})$  et  $T_n(S^{on/of})$  des expressions (3.13) et (3.15) dans l'expression (3.26), on obtient :

$$y_0 = \frac{|1 - S_{dr} S^{of}|^2}{|1 - S_{dr} S^{on}|^2} \cdot \frac{T_a + (s^{on})^2 T_b + 2s^{on} T_c \cos(\varphi_s^{on} + \varphi_c) + (1 - (s^{on})^2) T_{on0}}{T_a + (s^{of})^2 T_b + 2s^{of} T_c \cos(\varphi_s^{of} + \varphi_c) + (1 - (s^{of})^2) T_p} \quad (3.42)$$

On pose :  $T'_{on} = T_{on} (1 - (s^{on})^2)$ ,  $T'_p = T_p (1 - (s^{of})^2)$  et  $S_{inj} = \frac{|1 - S_{dr} S^{of}|^2}{|1 - S_{dr} S^{on}|^2}$ .

L'équation (3.42), s'écrit alors :

$$y_0 = S_{inj} \cdot \frac{T_a + (s^{on})^2 T_b + 2s^{on} T_c \cos(\varphi_s^{on} + \varphi_c) + T'_{on}}{T_a + (s^{of})^2 T_b + 2s^{of} T_c \cos(\varphi_s^{of} + \varphi_c) + T'_p} \quad (3.43)$$

d'où, on obtient l'expression de  $T_a$  en fonction des paramètres  $T_{b0}$ ,  $T_{c0}$  et  $\varphi_{c0}$  :

$$T_a = \frac{S_{inj} (s^{on})^2 - y_0 (s^{of})^2}{y_0 - S_{inj}} T_{b0} + \frac{S_{inj} T'_{on} - y_0 T'_p}{y_0 - S_{inj}} + 2 \frac{S_{inj} s^{on} \cos(\varphi_s^{on} + \varphi_{c0}) - y_0 s^{of} \cos(\varphi_s^{of} + \varphi_{c0})}{y_0 - S_{inj}} T_{c0} \quad (3.44)$$

- **Calcul du paramètre  $T_b$**

Le paramètre  $T_b$  peut être obtenu sans aucune approximation à partir de la valeur moyenne des mesures de la température de bruit. En utilisant l'expression (3.9), nous pouvons écrire la somme des  $m$  mesures de la température de bruit  $T_{ni}$  comme suit :

$$\sum_0^{m-1} T_{ni} (1 - s_i^2) = m T_a + T_b \sum_0^{m-1} s_i^2 + 2 T_c \sum_0^{m-1} s_i \cos(\varphi_{si} + \varphi_c). \quad (3.45)$$

Le paramètre  $T_b$  est alors donné par :

$$T_b = \frac{\sum_0^{m-1} T_{ni} (1 - s_i^2) - m T_a - 2 T_{c0} \sum_0^{m-1} s_i \cos(\varphi_{si} + \varphi_{c0})}{\sum_0^{m-1} s_i^2}. \quad (3.46)$$

- **Calcul des paramètres  $T_c$  et  $\varphi_c$**

En se basant sur le principe des moindres carrés, les paramètres  $T_c$  et  $\varphi_c$  sont choisis de manière à obtenir la meilleure concordance entre la mesure, et le modèle théorique de la température du bruit du 2-ports [33], [60]. Par conséquent, nous définissons une fonction d'erreur qui donne la différence entre les mesures et la courbe idéale par :

$$EF = \sum_0^{m-1} \left( (1 - s_i^2) T_{ni} - T'_{nci} \right)^2 \quad (3.47)$$

où  $T'_{nci} = (1 - s_i^2)T_{ni} = T_a + s_i^2 T_b + 2T_c s_i \cos(\varphi_{si} + \varphi_c)$ .

Le paramètre  $T_{nci}$  représente la température de bruit calculée pour un facteur de réflexion de la source non-nul. Le calcul des dérivées de la fonction  $EF$  par rapport à  $T_c$  et  $\varphi_c$  donne :

$$T_c = \frac{\sum_0^{m-1} ((1-s_i^2)T_{ni} - T_m) s_i \cos(\varphi_{si} + \varphi_{c0})}{\sum_0^{m-1} s_i^2 + \sum_0^{m-1} s_i^2 \cos 2(\varphi_{si} + \varphi_{c0})} \quad (3.48)$$

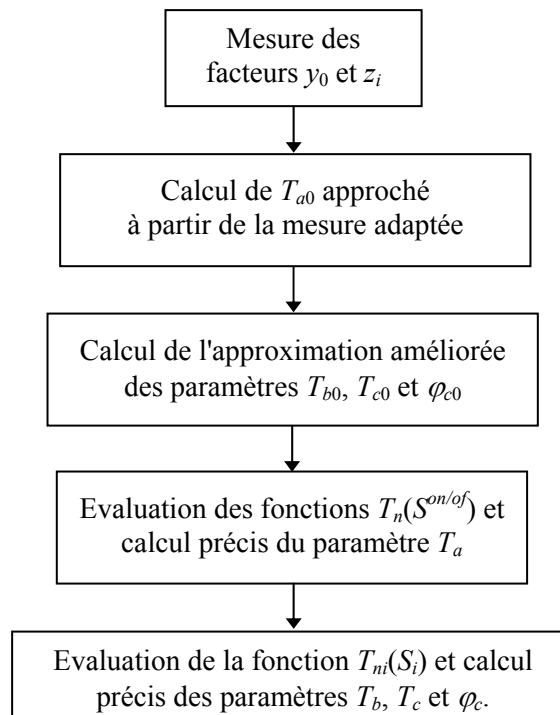
$$\varphi_c = \tan^{-1} \left[ \frac{\sum_0^{m-1} ((1-s_i^2)T_{ni} - T_m - s_i T_{c0}) s_i \sin(\varphi_{si})}{\sum_0^{m-1} ((1-s_i^2)T_{ni} - T_m - s_i T_{c0}) s_i \cos(\varphi_{si})} \right] \quad (3.49)$$

avec :  $T_m = T_a + s_i^2 T_{b0}$ .

Comme la solution analytique de l'équation  $(\partial EF / \partial \varphi_c) = 0$  est très compliquée, l'approximation suivante a été utilisée pour l'obtention de l'expression du paramètre  $\varphi_c$  :

$$\sum_0^{m-1} s_i^2 \cos 2(\varphi_{si} + \varphi_{c0}) = \sum_0^{m-1} s_i^2 \cos(\varphi_{si} + \varphi_{c0}) \quad (3.50)$$

Les étapes du calcul sont résumées par l'organigramme de la figure 3.5 :



**Fig. 3.5 :** Organigramme du calcul des paramètres de bruit basé sur les formules directes.

### 3.3. Résultats expérimentaux

#### 3.3.1. Méthode de vérification

Nous avons adopté, pour la vérification de la précision des deux méthodes de mesure et de calcul, une procédure utilisée par plusieurs auteurs dans le domaine [61], [62]. La procédure de vérification consiste à utiliser un 2-ports linéaire passif à la température uniforme  $T_p$ . Les paramètres de bruit d'un tel dispositif, peuvent être calculés à partir de ses paramètres du signal (paramètres S). Les expressions nécessaires pour ce calcul ont été proposées dans plusieurs références. Nous utilisons ici les expressions données dans la référence [63] qui expriment les paramètres  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\varphi_c$  en fonction des éléments de la matrice de transfert :

$$T_a = T_p \cdot (|W_{ab}|^2 - |W_{aa}|^2 - 1) \quad (3.51)$$

$$T_b = T_p \cdot (|W_{bb}|^2 - |W_{ba}|^2 + 1) \quad (3.52)$$

$$T_c \cdot e^{j\varphi_c} = T_p \cdot (W_{ba}^* W_{aa} - W_{bb}^* W_{ab}) \quad (3.53)$$

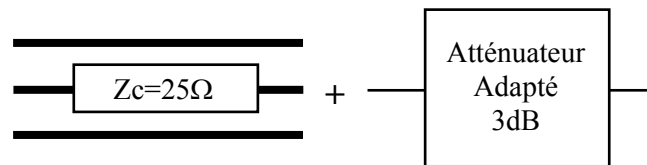
Ces paramètres de bruit dépendent uniquement de quatre paramètres complexes du signal. Pour cette raison, ils sont beaucoup plus précis. En outre, les écarts entre eux et les paramètres dérivés des mesures de bruit représentent une bonne approximation des erreurs commises par le système de mesure.

- **Description du 2-ports de vérification (DUT)**

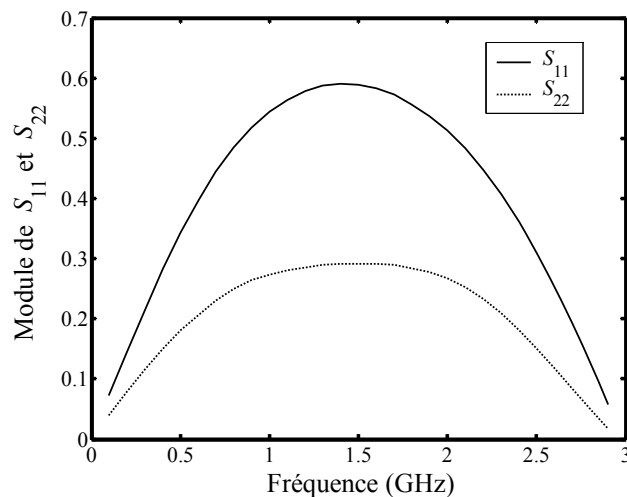
Le DUT pour tester le système a été choisi avec les objectifs suivants. Comme ce genre de système est principalement destiné pour mesurer le bruit des transistors ou des amplificateurs, le DUT devrait avoir un comportement similaire, présentant en fonction de la fréquence à la fois un petit et un grand facteur de réflexion optimum. Cet objectif peut être atteint par n'importe quel composant sans pertes introduisant une désadaptation.

Nous utiliserons un transformateur quart-onde à mi-bande (1.5 GHz) qui est un dispositif facile à réaliser. Aux fréquences basses, l'effet du transformateur est faible et le facteur de réflexion optimal sera petit. En milieu de bande, il introduit une désadaptation importante qui conduit à un facteur de réflexion  $S_o$  important. À 3 GHz, le transformateur atteint la demi-onde et de nouveau il ne présente aucun effet. Étant donné que la température de bruit minimale  $T_{nm}$  d'un tel dispositif est très faible (ce qui est un peu différent de celle d'un transistor), en raison des pertes parasites, nous avons ajouté un atténuateur qui augmente  $T_{nm}$ .

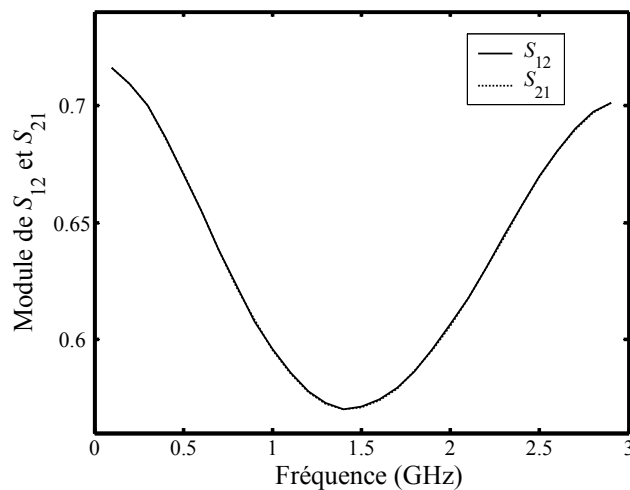
De cette manière, nous avons un dispositif qui présente, en fonction de la fréquence un comportement similaire à celui d'un transistor, mais avec des pertes plutôt qu'un gain. Cela rend le dispositif encore plus difficile à mesurer, car la contribution du second étage est plus importante, fournissant ainsi un test sévère pour le système [44]. La figure 3.6 donne une description du DUT que nous avons construit et utilisé. Les mesures de ses paramètres S (module) sont représentés sur les figures 3.7 et 3.8.



**Fig. 3.6 :** DUT conçu pour tester le système de mesure. Le tronçon de ligne a une impédance caractéristique de  $25 \Omega$  et il est quart d'onde à la fréquence 1,5 GHz.



**Fig. 3.7 :** Paramètres de réflexion du DUT (Module).



**Fig. 3.8 :** Paramètres de transmission du DUT (Module).



### 3.3.2. Paramètres de bruit mesurés et calculés

Le DUT considéré a été analysé quatre fois par les deux méthodes avec les deux amplificateurs au second étage. Chaque analyse est effectuée en deux étapes (fig. 3.9) :

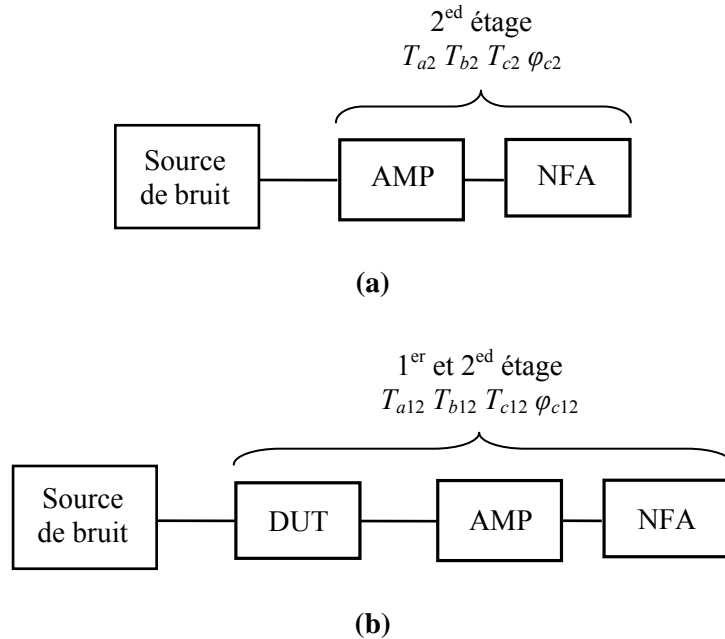
- l'analyse globale de l'ensemble premier étage (DUT) et second étage (AMP + NFA) qui permet la détermination des paramètres  $T_{a12}$ ,  $T_{b12}$ ,  $T_{c12}$  et  $\varphi_{c12}$ .
- l'analyse du second étage (AMP + NFA) qui permet la détermination des paramètres  $T_{a2}$ ,  $T_{b2}$ ,  $T_{c2}$  et  $\varphi_{c2}$ .

Les paramètres de bruit du premier étage sont calculés utilisant les expressions (3.54) à (3.56) à partir des paramètres globaux et ceux du second étage [63], [64] :

$$T_{a1} = T_{a12} - |W_{ab1}|^2 T_{a2} - |W_{aa1}|^2 T_{b2} + 2 \operatorname{Re}(W_{ab1}^* W_{aa1} T_{c2} e^{j\varphi_{c2}}) \quad (3.54)$$

$$T_{b1} = T_{b12} - |W_{bb1}|^2 T_{a2} - |W_{ba1}|^2 T_{b2} + 2 \operatorname{Re}(W_{bb1}^* W_{ba1} T_{c2} e^{j\varphi_{c2}}) \quad (3.55)$$

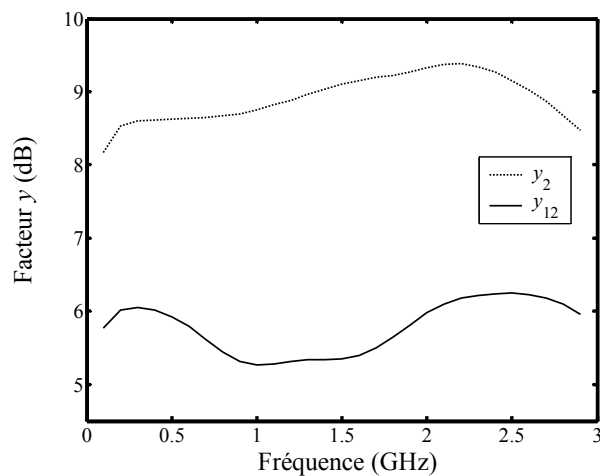
$$T_{c1} e^{j\varphi_{c1}} = T_{c12} e^{j\varphi_{c12}} - W_{ab1}^* W_{ba1} T_{c2} e^{j\varphi_{c2}} - W_{aa1}^* W_{bb1} T_{c2} e^{-j\varphi_{c2}} + W_{ab1}^* W_{bb1} T_{a2} + W_{aa1}^* W_{ba1} T_{b2} \quad (3.56)$$



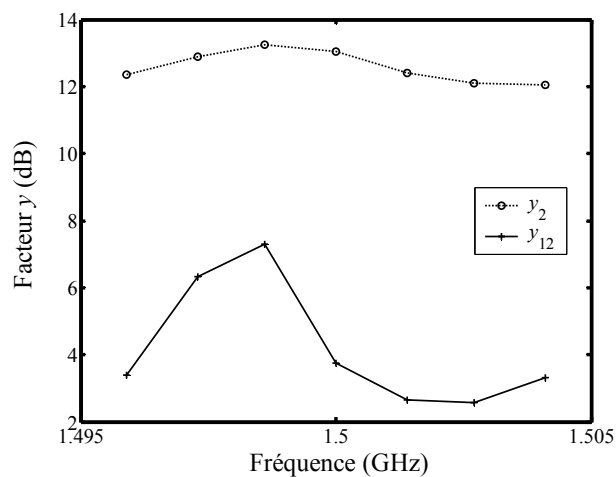
**Fig. 3.9 :** Mesures pour la détermination des paramètres (a)  $T_{a2}$ ,  $T_{b2}$ ,  $T_{c2}$  et  $\varphi_{c2}$  du second étage et (b)  $T_{a12}$ ,  $T_{b12}$ ,  $T_{c12}$  et  $\varphi_{c12}$  de l'ensemble premier et second étage.

Une mesure adaptée et six mesures désadaptées ( $m = 6$ ) ont été réalisées dans la bande de 0.1 à 3GHz à 29 fréquences espacées de 100MHz. Les figures 3.10 et 3.11 montrent les facteurs  $y$  adaptés et désadaptés mesurés lors de l'utilisation de la méthode  $y$ -factor. Les

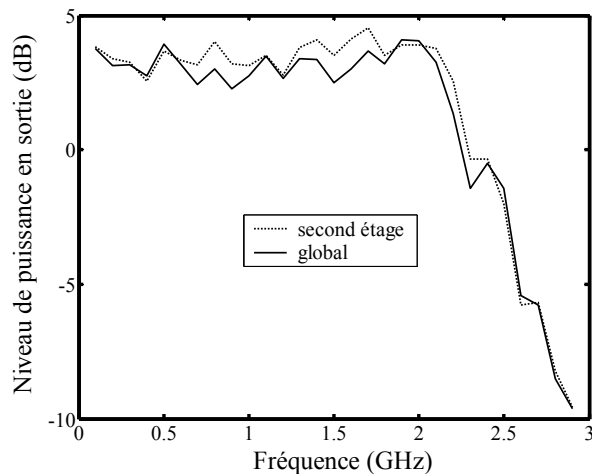
figures 3.12 et 3.13 montrent les niveaux de puissance mesurés en sortie lors de l'utilisation de la méthode z-factor.



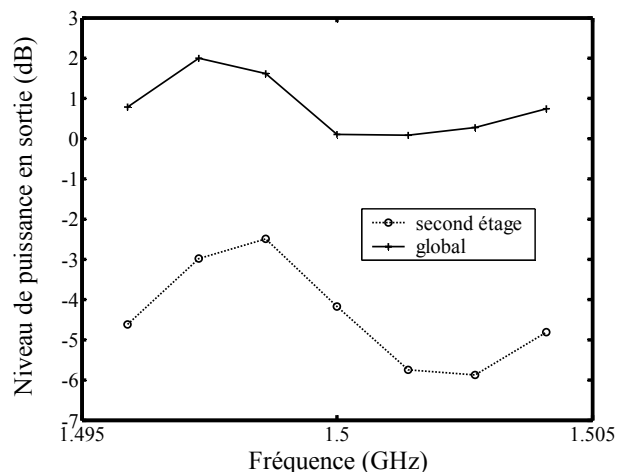
**Fig. 3.10** : facteur y mesuré en fonction de la fréquence avec la source de bruit adaptée en entrée.



**Fig. 3.11** : Facteur y mesuré autour de la fréquence 1.5 GHz (source de bruit désadaptée en entrée).

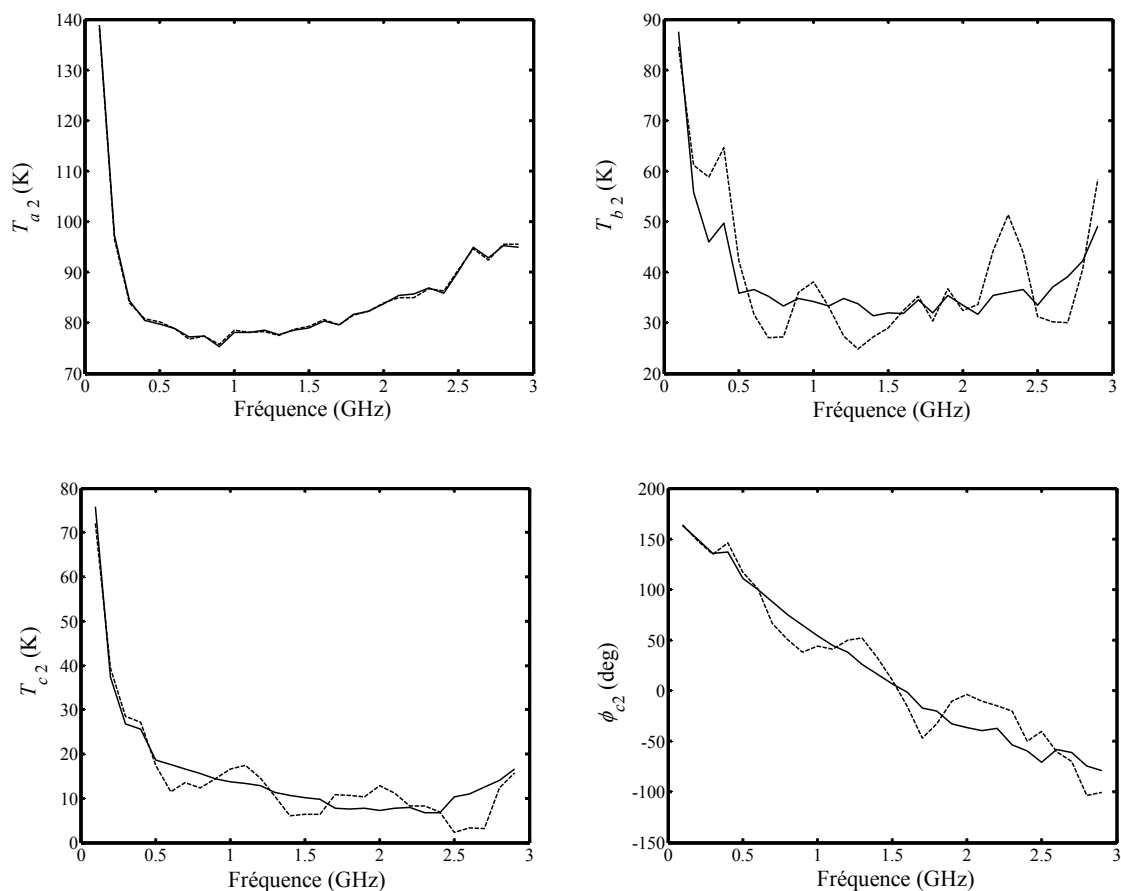


**Fig. 3.12** : Puissance mesurée en sortie en fonction de la fréquence (source de bruit adaptée en entrée).

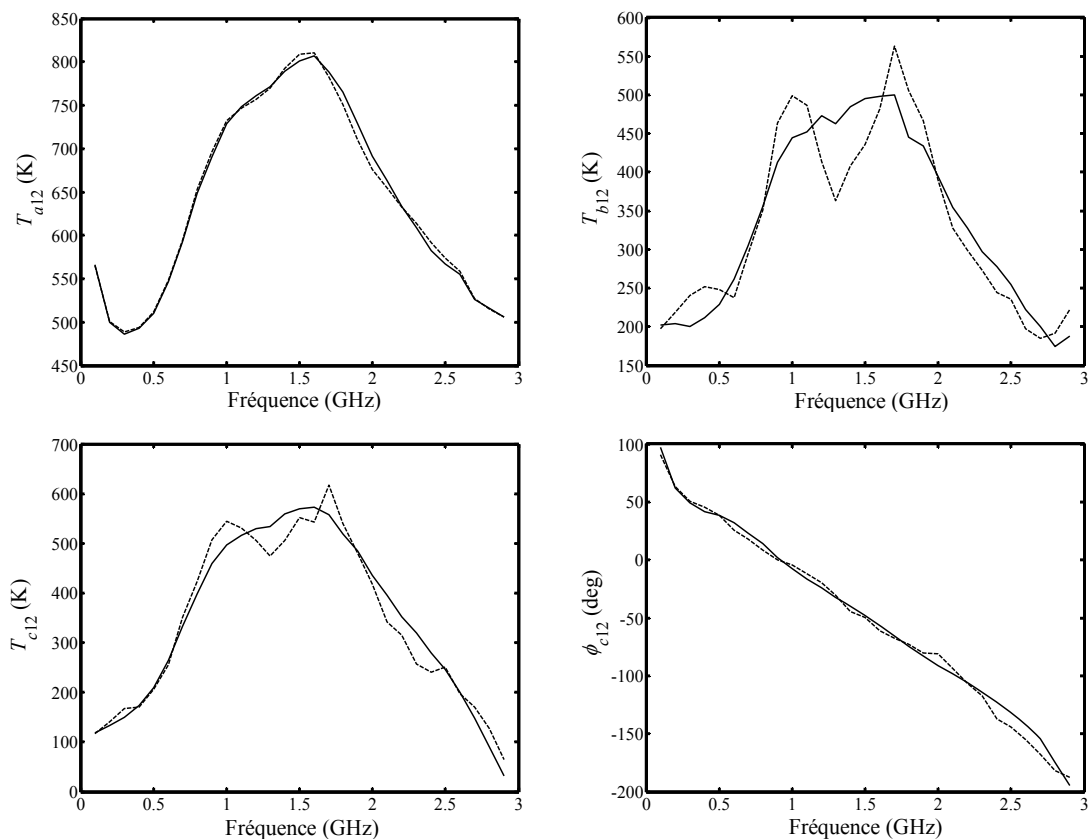


**Fig. 3.13 :** Puissance mesuré en sortie autours de la fréquence 1.5 GHz (SHO+LTL en entrée).

Les figures 3.14 et 3.15, donnent une comparaison entre les résultats obtenus par calcul approché et les résultats obtenus par calcul précis, et ceci, pour les paramètres de bruit globaux et ceux du second étage. On remarque que les écarts sont importants, en particulier pour  $T_b$ , qui est le paramètre le plus difficile à mesurer, comme, il a été signalé au paragraphe 2.3.2.

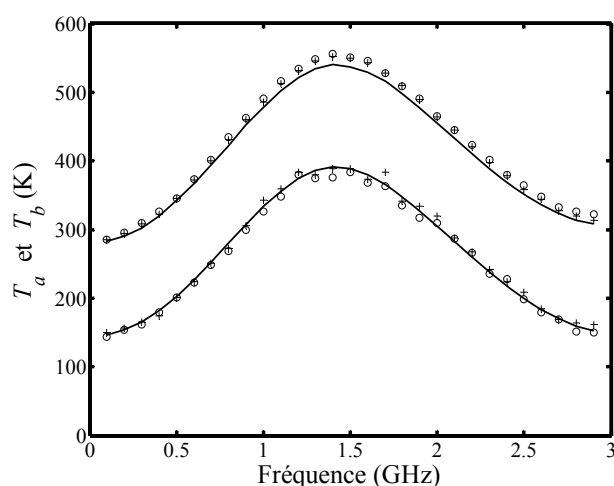


**Fig. 3.14 :** Valeurs des paramètres de bruit du second étage obtenus par calcul approché (trait discontinu) et par calcul précis (trait continu).



**Fig. 3.15** : Valeurs des paramètres de bruit globaux (premier et second étage) obtenus par calcul approché (trait discontinu) et par calcul précis (trait continu).

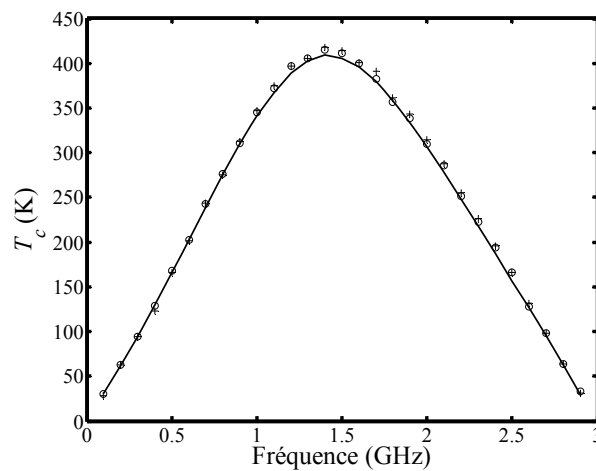
Les figures 3.16 à 3.24 donnent les résultats du calcul des paramètres de bruit à partir des mesures y-factor et z-factor. Avec la méthode z-factor, les calculs ont été effectués par les deux méthodes d'extraction présentées dans la section 3.2.



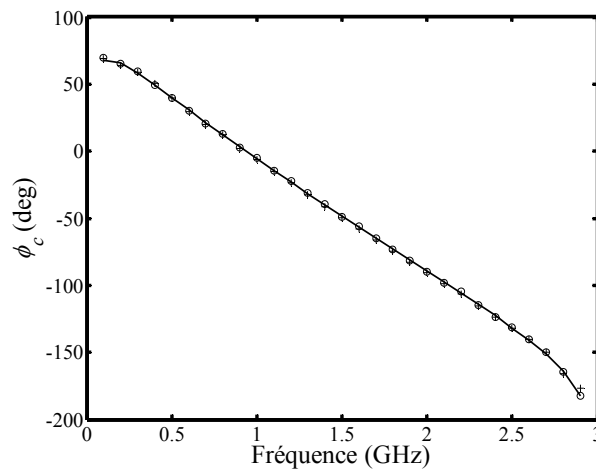
**Fig. 3.16** : Evolution en fonction de la fréquence des paramètres  $T_a$  (haut) et  $T_b$  (bas). (Méthode y-factor avec calcul optimisé).

Les courbes en croix (cercles) représentent les paramètres obtenues à partir des mesures de bruit avec l'amplificateur Miteq (Mini-Circuits) en second étage. Les courbes en trait

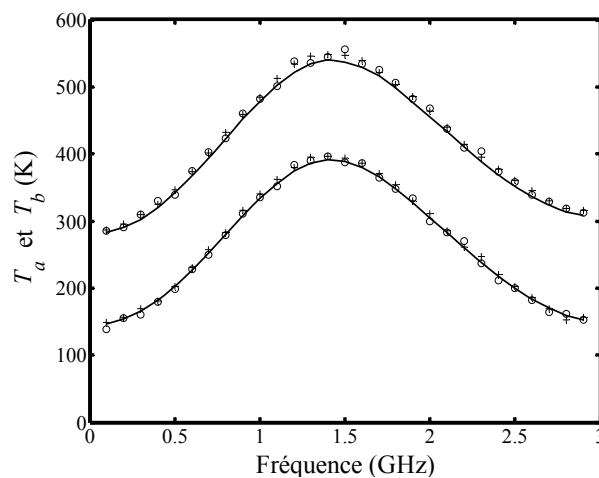
continu représentent les paramètres calculés à partir des paramètres S.



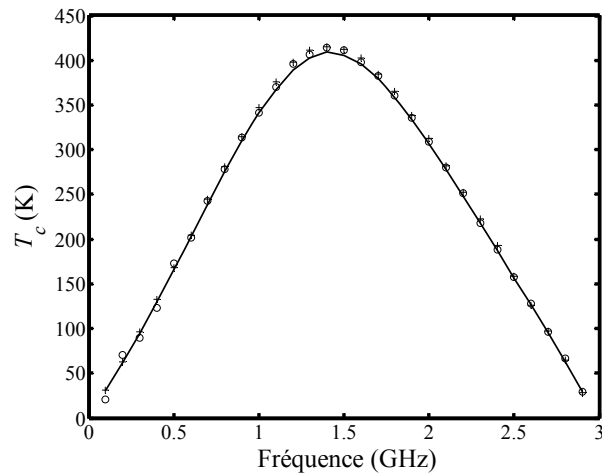
**Fig. 3.17 :** Evolution en fonction de la fréquence du paramètre  $T_c$ .  
(Méthode y-factor avec calcul optimisé).



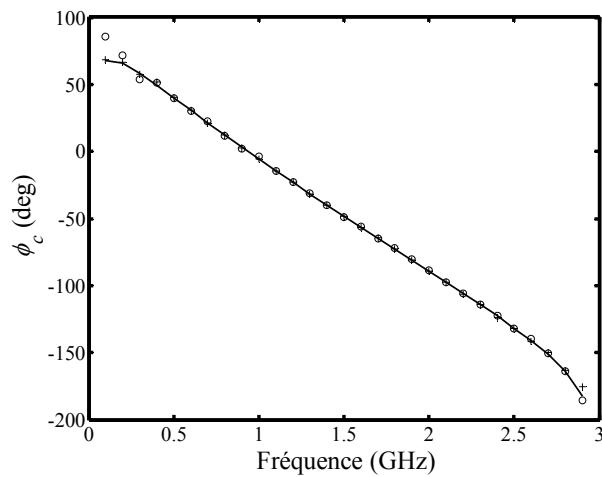
**Fig. 3.18 :** Evolution en fonction de la fréquence du paramètre  $\phi_c$ .  
(Méthode y-factor avec calcul optimisé).



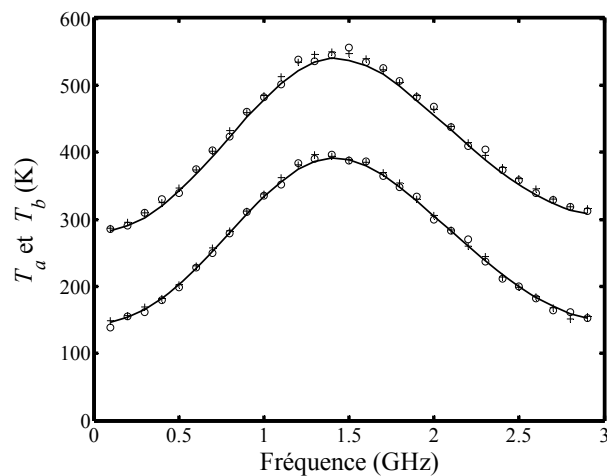
**Fig. 3.19 :** Evolution en fonction de la fréquence des paramètres  $T_a$  (haut) et  $T_b$  (bas).  
(Méthode z-factor avec calcul optimisé).



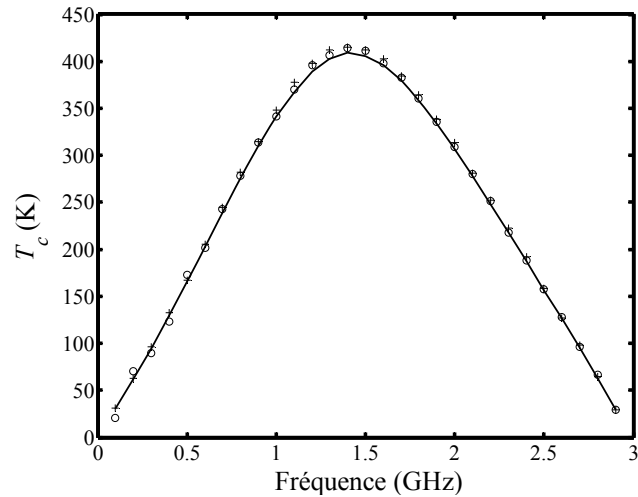
**Fig. 3.20 :** Evolution en fonction de la fréquence du paramètre  $T_c$ .  
(Méthode z-factor avec calcul optimisé).



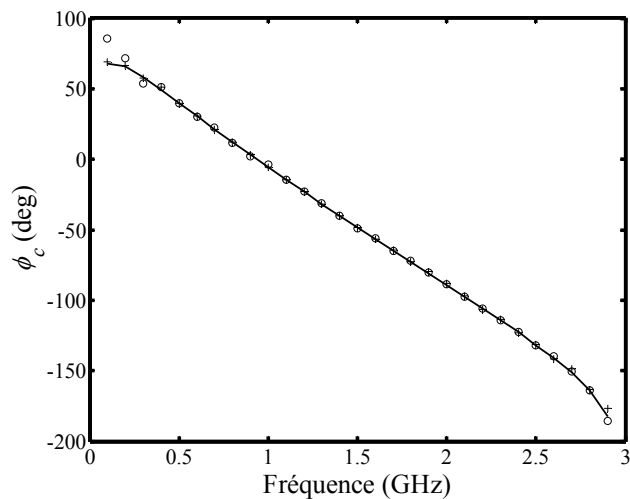
**Fig. 3.21 :** Evolution en fonction de la fréquence du paramètre  $\phi_c$ .  
(Méthode z-factor avec calcul optimisé).



**Fig. 3.22 :** Evolution en fonction de la fréquence des paramètres  $T_a$  (haut) et  $T_b$  (bas).  
(Méthode z-factor avec calcul en utilisant les formules du calcul direct).



**Fig. 3.23 :** Evolution en fonction de la fréquence du paramètre  $T_c$ .  
(Méthode z-factor avec calcul en utilisant les formules du calcul direct).



**Fig. 3.24 :** Evolution en fonction de la fréquence du paramètre  $\phi_c$ .  
(Méthode z-factor avec calcul en utilisant les formules du calcul direct).

Nous avons calculé les écarts entre les paramètres obtenus par les trois méthodes et ceux dérivés à partir des mesures des paramètres S. Les résultats obtenus sont représentés sur les figures 3.25 à 3.28.

Bien que, les résultats présentés dans cette thèse sont donnés en termes des paramètres  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$ , et  $\phi_c$ , des résultats équivalents pour les paramètres IEEE classiques ( $T_{min}$ ,  $S_{opt}$  et  $T_d$ ) peuvent être obtenus facilement en utilisant les relations données dans [65]. Les figures 3.29 et 3.30 montrent une représentation en termes de ces paramètres.

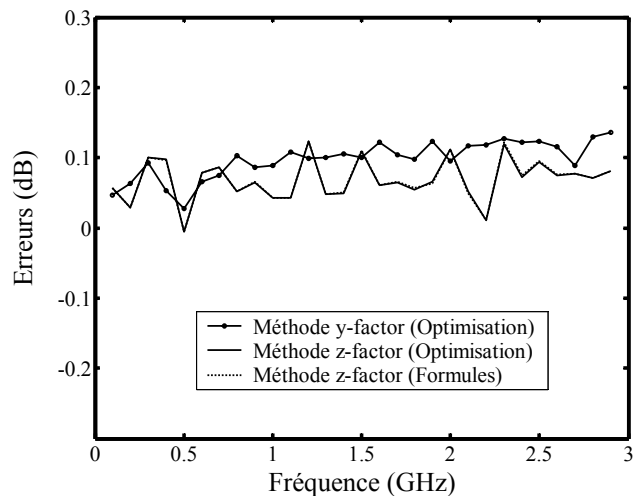


Fig. 3.25 : Evolution en fonction de la fréquence de l'erreur sur le paramètre  $T_a$ .

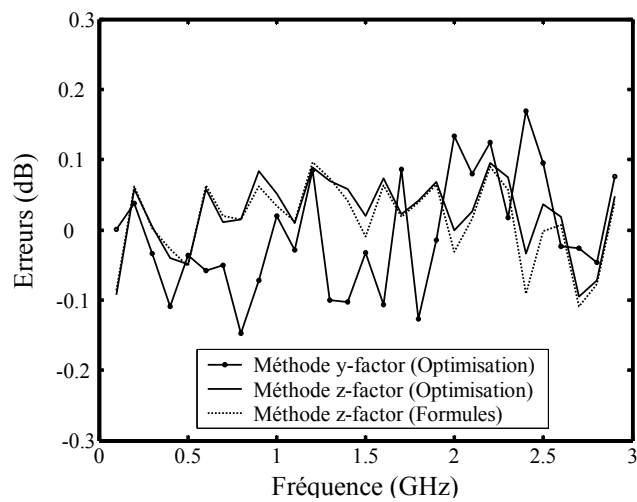


Fig. 3.26 : Evolution en fonction de la fréquence de l'erreur sur le paramètre  $T_b$ .

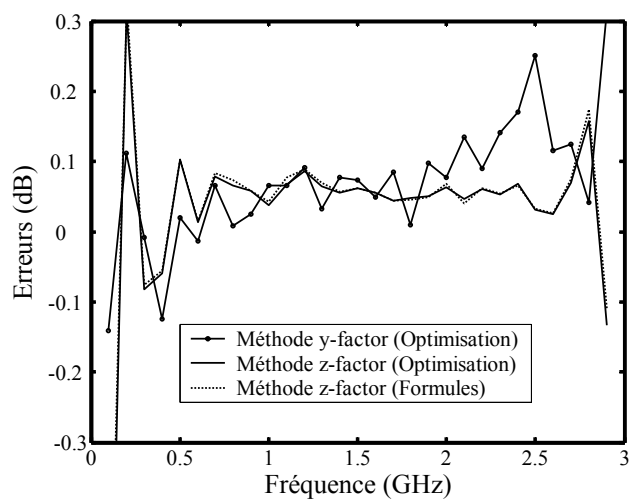


Fig. 3.27 : Evolution en fonction de la fréquence de l'erreur sur le paramètre  $T_c$ .



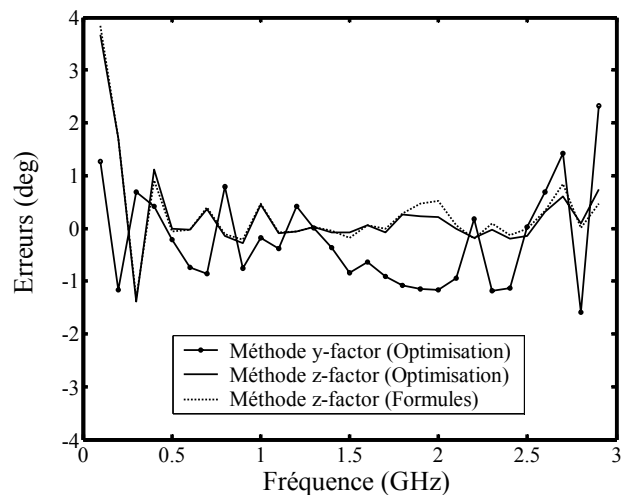


Fig. 3.28 : Evolution en fonction de la fréquence de l'erreur sur le paramètre  $\varphi_c$ .

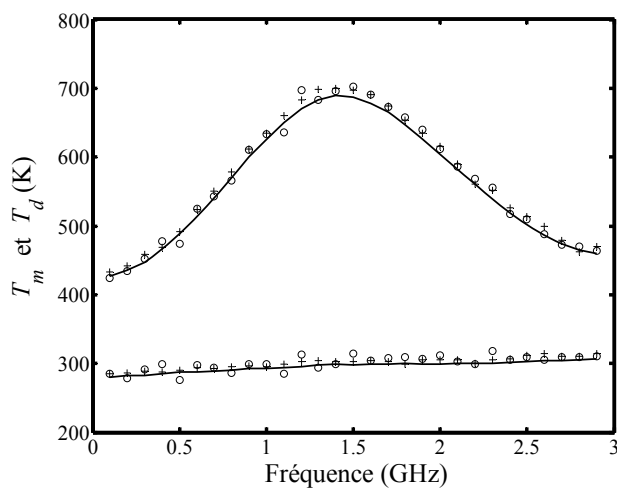


Fig. 3.29 : Evolution en fonction de la fréquence des paramètres  $T_m$  (haut) et  $T_d$  (bas).  
(Méthode z-factor).

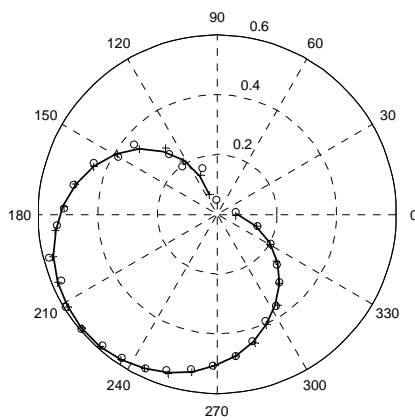


Fig. 3.30 : Représentation dans le plan complexe de l'évolution en fonction de la fréquence du facteur de réflexion optimale  $S_o$  (Méthode z-factor).

### 3.3.3. Commentaires et conclusions

En examinant les figures 3.16 à 3.30, on peut voir que les résultats produits par les méthodes  $y$ -factor et  $z$ -factor sont très bons et similaires. Les résultats ne montrent pas qu'une méthode est vraiment meilleure que l'autre, comme leurs concordances avec les prédictions basées sur les paramètres  $S$  sont similaires. Avec l'implémentation présentée dans ce travail, elles permettent toutes deux la détermination du facteur de réflexion optimale avec une précision d'environ 1% RMS (pour un DUT difficile à mesurer).

En outre, les figures 3.22 à 3.28, montrent que la nouvelle méthode développée pour le calcul direct des paramètres de bruit, permet une détermination précise de ces paramètres. Les résultats obtenus sont en bonne concordance avec ceux obtenus utilisant une procédure d'optimisation.

En examinant la figure 3.26, il apparaît clairement que les fluctuations sur  $T_b$  sont les plus importantes. Ceci montre que ce paramètre est le plus difficile à mesurer. La raison a déjà été soulignée au paragraphe 2.3.2.

On remarque aussi que l'erreur relative sur  $T_c$  et l'erreur absolue sur  $\varphi_c$  augmentent aux limites de la bande de mesure. L'explication de ce phénomène est qu'à proximité de l'origine du plan complexe, une petite erreur vectorielle peut conduire à la fois à une grande erreur relative sur le module et à une erreur absolue sur la phase assez importante.

Le dernier point est la comparaison entre les méthodes  $y$ -factor et  $z$ -factor. La méthode  $y$ -factor est la méthode classique pour mesurer la température de bruit du 2-ports linéaire en fonction du facteur de réflexion de la source. Avec cette méthode, toutes les mesures sont effectuées avec des sources de bruit. Ses principales caractéristiques sont :

- a) la température de bruit d'une chaîne complète peut être obtenue (idéalement) sans aucune connaissance du facteur de réflexion d'entrée ;
- b) les mesures sont pratiquement insensibles aux variations de gain, lorsqu'elles sont effectuées par une source qui commute rapidement entre ses deux états on/off ;
- c) lorsque les sources réelles commutent entre leurs états on et off, non seulement la puissance utilisable du bruit varie, mais aussi (dans une certaine mesure) l'impédance/facteur de réflexion de la source, un phénomène appelé "effet on/off" qui peut conduire à des erreurs importantes en particulier avec les facteurs de réflexion importants [58];
- d) il est possible de corriger l'effet "on/off", mais dans ce cas la première caractéristique (déclaration "a") n'est plus correcte.

La méthode  $z$ -factor est en fait une méthode hybride. Elle est basée sur deux mesures de niveau de sortie avec une source de bruit aux états "on" et "off" (ou deux charges à des températures différentes) ce qui permet l'extraction de la température de bruit adaptée  $T_a$ . Toutes les mesures désadaptées sont des mesures de niveau de bruit avec des sources à la température ambiante. Ces mesures sont référencées à l'entrée en utilisant la mesure avec la source adaptée à la température ambiante et un facteur de correction qui tient compte de la différence de gain entre ces deux cas. Les principales caractéristiques de la méthode  $z$ -factor sont :

- a) elle ne nécessite pas une source de bruit désadaptée ;
- b) en raison de cela, aucune correction ENR ne doit être calculée et il n'y a pas d'effet on/off qui affecte les mesures désadaptées ;
- c) en contre partie le facteur de réflexion à l'entrée de la chaîne DUT/récepteur doit être mesuré avec précision pour effectuer la correction gain ;
- d) si la commutation entre les facteurs de réflexion de la source n'est pas rapide, la méthode est plus sensible aux variations de gain.

## Chapitre 4

# Calibration de la source de bruit désadaptée

### 4.1. Introduction

La caractérisation du bruit d'un 2-ports micro-onde par la méthode y-factor, nécessite plusieurs mesures de bruit pour différentes valeurs du coefficient de réflexion/impédance de la source. Classiquement, ces valeurs sont obtenues en mettant en cascade une source de bruit adaptée et un synthétiseur d'impédance réactive (un tuner). L'ENR de l'ensemble est obtenu, par calcul, à partir de l'ENR de la source adaptée et des pertes en puissance utilisable introduites par le synthétiseur d'impédance et calculées à partir de ses paramètres S.

Dans le chapitre précédent, nous avons montré que le synthétiseur d'impédance peut être remplacé par un circuit résistif désadapté suivi par une ligne de transmission longue. Les différentes phases requises pour la mesure du bruit sont obtenues par variation de fréquence dans une bande très étroite autour de la fréquence centrale de mesure. Dans ce chapitre, on présentera deux méthodes pour la calibration de la source de bruit désadaptée. Les résultats obtenus sont discutés, comparés et commentés.

### 4.2. Construction de la source de bruit désadaptée

La conception de la source de bruit désadaptée est effectuée sous certaines contraintes. Premièrement, la source doit avoir un ENR d'au moins 15 dB de façon à pouvoir réaliser les mesures avec des facteurs  $y$  importants. Deuxièmement, le facteur de réflexion de sortie devrait être proche de la valeur maximale souhaitable pour les mesures, soit 0.9 [50].

Cette dernière condition est imposée par la valeur de la fréquence maximale utilisable du système. Cette fréquence est définie par la fréquence pour laquelle, le facteur de réflexion de l'assemblage MMNS+LTL décroît (à cause des pertes de la ligne) à environ 0.45 [50].

La source de bruit désadaptée est construite en assemblant en cascade une diode Zener et un atténuateur désadapté (fig. 4.1). Le facteur de réflexion à la sortie de l'ensemble est essentiellement défini par la résistance de  $5\Omega$ . En supposant que la source de bruit est équivalente à un circuit ouvert dans son état "off" et à un court-circuit dans son état "on", on obtient  $s_s^{of} = 0.818$  et  $s_s^{on} = 0.835$ .

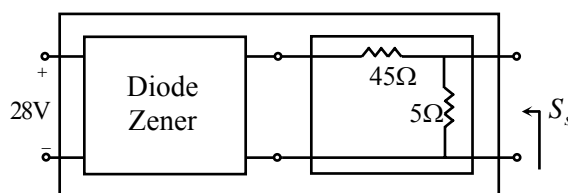


Fig. 4.1 : Source de bruit désadaptée large bande à calibrer.

### 4.3. Calibration par la méthode de l'isolateur

Cette méthode est une extension de la procédure utilisée pour calibrer les sources de bruit adaptées [66], [67].

Les facteurs  $y$  mesurés à la sortie de la chaîne de mesure représentée par la figure 4.2, à la fois avec la source référence (adaptée, indice 'r') et la source inconnue (désadaptée, indice 'x') sont :

$$y_r = \frac{G_{a12}(S_r^{on})T_{n12}(S_r^{on})+T_{ron}}{G_{a12}(S_r^{of})T_{n12}(S_r^{of})+T_p} \quad (4.1)$$

$$y_x = \frac{G_{a12}(S_x^{on})T_{n12}(S_x^{on})+T_{xon}}{G_{a12}(S_x^{of})T_{n12}(S_x^{of})+T_p} \quad (4.2)$$

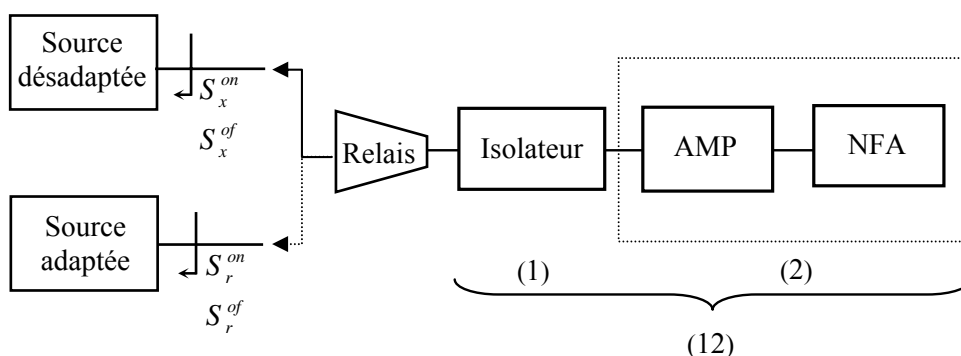


Fig. 4.2 : Banc de calibration des sources de bruit par la méthode de l'isolateur.

Les équations (4.1) et (4.2) supposent que, les deux sources de bruit délivrent dans leur état coupé, une puissance de bruit utilisable qui correspond à la température ambiante  $T_p$ .

Etant donné que la transmission inverse de l'isolateur est petite (par exemple -40 dB avec un isolateur à double jonction), les hypothèses suivantes peuvent être faites :

- a) Le facteur de réflexion à la sortie de l'isolateur ne change pas significativement lorsque la source de bruit commute entre son état "on" ( $S_r^{on}, S_x^{on}$ ) et son état "off" ( $S_r^{of}, S_x^{of}$ ) ;
- b) En conséquence, le gain en puissance utilisable et la température de bruit du second étage (récepteur) sont presque constants. On note alors :  $G_{a2} = G_{a20}$  et  $T_{n2} = T_{n20}$ .

Ainsi, le gain en puissance utilisable et la température de bruit globaux peuvent être écrits [68] :

$$G_{a12}(S) = G_{a1}(S)G_{a20} \quad (4.3)$$

$$T_{n12}(S) = T_{n1}(S) + \frac{T_{n20}}{G_{a1}(S)} \quad (4.4)$$

Par ailleurs, pour un dispositif linéaire passif comme un isolateur, nous avons [68] :

$$T_{n1}(S) = T_p \left( \frac{1}{G_{a1}(S)} - 1 \right) \quad (4.5)$$

La combinaison des équations (4.1) à (4.5), conduit à une expression très simple [50] (équivalente aux expressions données dans [66], [67]) :

$$T_{xon} - T_p = \frac{G_{a1}(S_r^{on}) y_x - 1}{G_{a1}(S_x^{on}) y_r - 1} (T_{ron} - T_p) \quad (4.6)$$

A partir de l'expression de la température de bruit de la source inconnue  $T_{xon}$ , l' $ENR_{0x}$  est classiquement obtenue par :

$$ENR_{0x} = 10 \log \left( \frac{T_{xon} - T_0}{T_0} \right) \quad (4.7)$$

avec  $T_0 = 290$  K.

En pratique, le gain en puissance utilisable de l'isolateur est calculé à partir de ses paramètres S mesurés (expression 3.13).

La méthode a été appliquée pour la calibration de la source de bruit désadaptée de la figure 4.1, en utilisant le matériel suivant :

Isolateur simple jonction (1-2 GHz) : P&H B1-L26318 ;

Isolateur à double jonction (2-3 GHz) : DiTom D412040 ;

Amplificateur faible bruit : Miteq JS2-001002000-09-10A ;

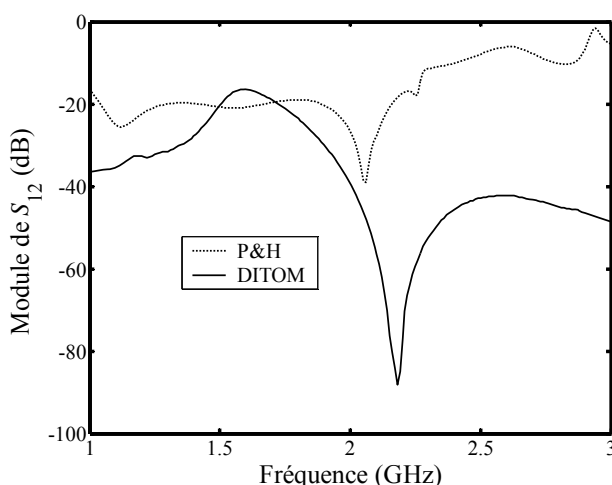
Amplificateur faible bruit : Mini-Circuits ZX60-33LN-S+ ;

Source de bruit adaptée : Micronetics MC1100.

Mesureur de bruit (NFA) : Agilent N8973A ;

Analyseur de réseau (VNA) : Agilent 8722D avec le kit de calibration Agilent 85050C-7mm.

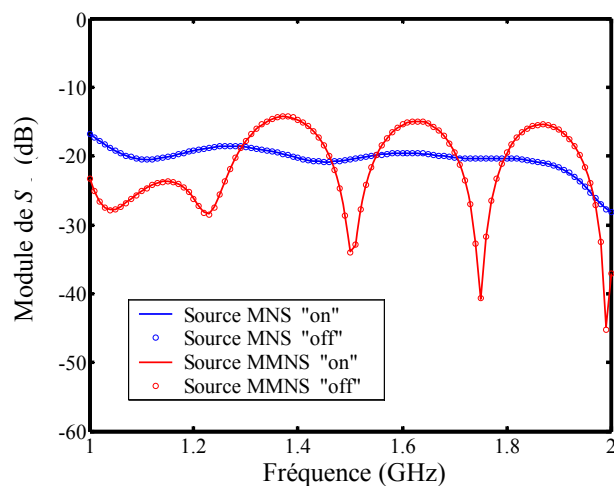
Les coefficients de transmission inverse des deux isolateurs utilisés pour les mesures de calibration sont montrés sur la figure 4.3. On remarque que pour le DiTom (isolateur à double jonction) l'isolation est inférieure à -40 dB dans la bande de 2 à 3 GHz, tandis que pour le P&H (isolateur à simple jonction) l'isolation est d'environ -20 dB dans la bande de 1 à 2 GHz.



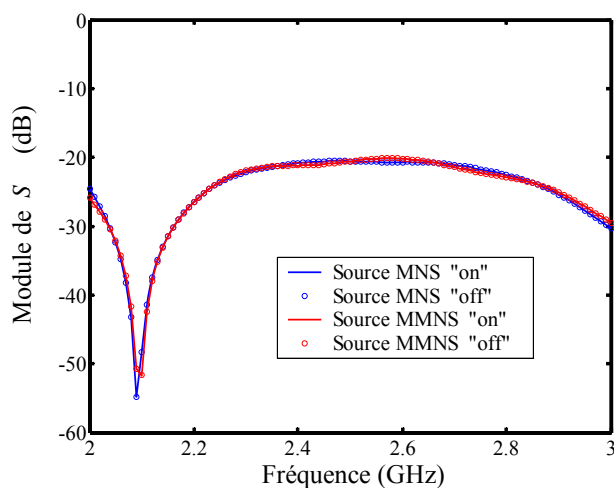
**Fig. 4.3 :** Evolution en fonction de la fréquence du module du coefficient de transmission inverse  $S_{12}$  des deux isolateurs utilisés pour la calibration de la source de bruit désadaptée.

Les figures 4.4.a et 4.4.b représentent le coefficient de réflexion  $S_{iso}$  à la sortie des isolateurs pour les deux états (on et off) des deux sources de bruit. On constate que les changements des valeurs de ces coefficients entre les états "on" et "off" des sources ne sont pas significatifs sur toute la bande de fréquence de travail. Ceci confirme les hypothèses (a) et (b) précédentes.

En outre, On remarque que les ondulations sur le module de  $S_{iso}$  lorsque la source désadaptée est connectée à l'entrée, sont beaucoup plus importantes avec l'isolateur P&H. Ceci est expliqué par la faible isolation de ce dispositif.



(a)



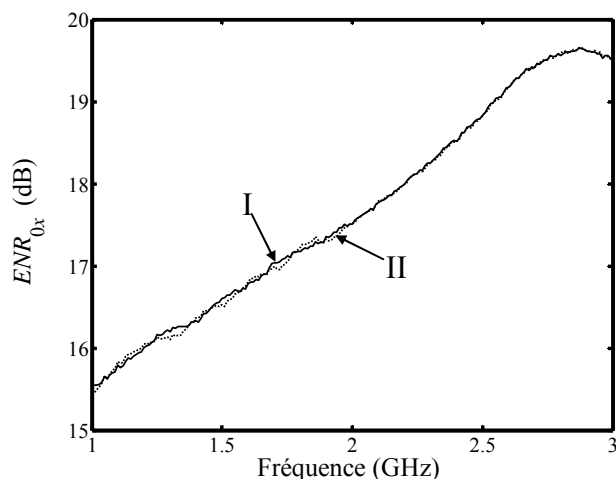
(b)

**Fig. 4.4 :** Evolution en fonction de la fréquence du coefficient de réflexion à la sortie de l'isolateur (a) P&H (1-2GHz) et à la sortie de l'isolateur (b) DiTom (2-3GHz).

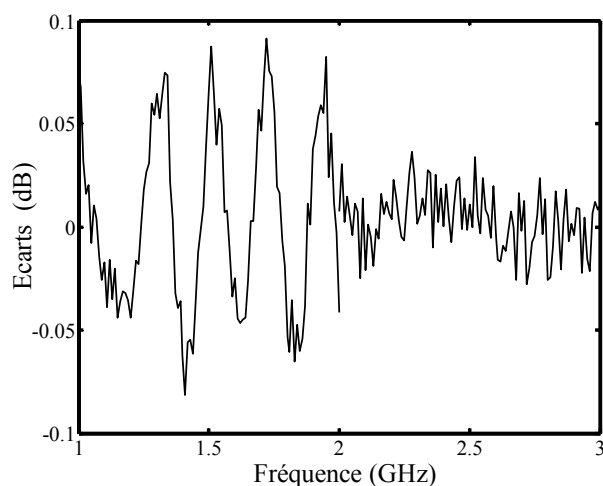
Les résultats de la calibration sont montrés dans la figure 4.5. Pour vérifier la sensibilité aux caractéristiques du second étage, deux amplificateurs ont été utilisés. La courbe I correspond à l'amplificateur de Miteq, tandis que la courbe II correspond à l'amplificateur de Mini-Circuits.

La figure 4.6 met en évidence les différences entre les deux calibrations. Dans la bande 1-2 GHz les deux courbes sont à 0.09 dB d'écart, alors que dans la bande de 2 à 2.9 GHz, la différence est inférieure 0.04 dB. Ceci peut être facilement expliqué en connaissant que dans la première bande l'isolation est d'environ 20 dB, tandis qu'elle augmente à plus de 40 dB pour la plupart des fréquences dans la seconde bande. Ainsi, pour une bonne précision des mesures, deux (ou plus) jonctions d'isolateurs doivent être utilisées.





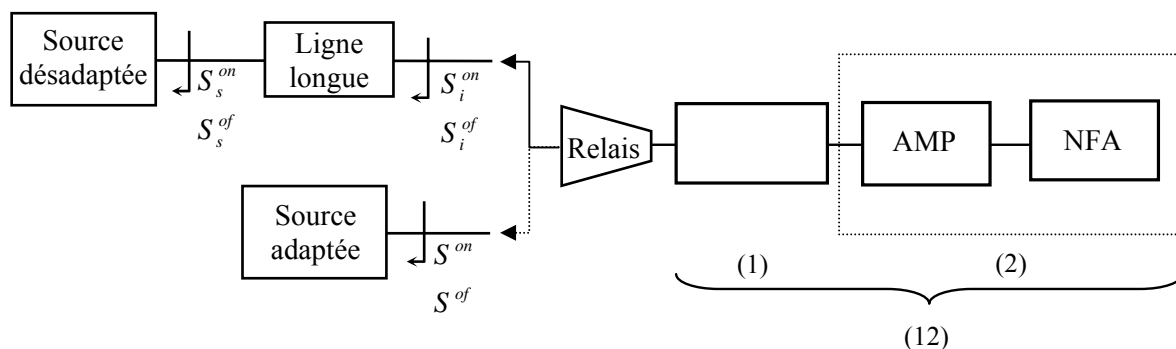
**Fig. 4.5 :** Evolution en fonction de la fréquence de l' $ENR_{0x}$  de la source de bruit désadaptée. (Courbe I utilisant l'amplificateur Miteq, courbe II utilisant l'amplificateur Mini-Circuits).



**Fig. 4.6 :** Les écarts d' $ENR_{0x}$  entre les deux calibrations obtenues en utilisant les deux amplificateurs.

#### 4.4. Calibration par ajustement du paramètre $T_b$

Le banc de calibration par la méthode de l'atténuateur est présenté sur la figure 4.7 :



**Fig. 4.7 :** Banc de calibration de la source de bruit désadaptée par la méthode de l'atténuateur.

#### 4.4.1. Principe et approximation de premier ordre

La méthode de calibration de la source de bruit désadaptée par ajustement du paramètre  $T_b$  est basée sur le modèle du 2-ports linéaire bruyant représenté par la figure 1.14. Les mesures réalisées sont des mesures du facteur  $y$ , pour la chaîne globale (12) dans la figure 4.7 et pour le second étage (2) (entrée de l'amplificateur).

En négligeant, pour l'instant l'effet on/off, la température de bruit est liée au facteur  $y$  par [68] :

$$T_n = \frac{T_{on} - yT_p}{y - 1} = \frac{1}{y - 1}T_{on} - \frac{y}{y - 1}T_p = \alpha T_{on} - \beta T_p \quad (4.8)$$

En conséquence,

$$\bar{T}_n = \bar{\alpha}T_{on} - \bar{\beta}T_p \quad (4.9)$$

Nous avons donc pour la chaîne globale et le second étage mesurés en utilisant la source de bruit désadaptée :

$$\bar{T}_{n12} = \bar{\alpha}_{12}T_{on} - \bar{\beta}_{12}T_p \quad (4.10)$$

$$\bar{T}_{n2} = \bar{\alpha}_2T_{on} - \bar{\beta}_2T_p \quad (4.11)$$

En remplaçant ces expressions dans l'équation de  $T_b$  (1.81), nous obtenons :

$$T_{b12} = \left( \frac{1-s^2}{s^2} \right) (\bar{\alpha}_{12}T_{xon} - \bar{\beta}_{12}T_p) - \frac{1}{s^2}T_{a12} \quad (4.12)$$

$$T_{b2} = \left( \frac{1-s^2}{s^2} \right) (\bar{\alpha}_2T_{xon} - \bar{\beta}_2T_p) - \frac{1}{s^2}T_{a2} \quad (4.13)$$

Les valeurs des paramètres  $T_b$  de la chaîne globale et du second étage ne sont pas indépendantes, mais liées par [64] :

$$T_{b12} = T_{b1} + |W_{bb1}|^2 T_{a2} + |W_{ba1}|^2 T_{b2} - 2 \operatorname{Re}(W_{bb1}^* W_{ba1} T_{c2} e^{j\varphi_{c2}}) \quad (4.14)$$

où  $W_{ba1}$ ,  $W_{bb1}$ ,  $W_{aa1}$ ,  $W_{ab1}$ , sont les paramètres de la matrice de transfert d'onde du premier étage (atténuateur), liés au paramètres  $S$  par [63] :

$$W_{ba} = -\frac{\Delta_S}{S_{21}} \quad W_{bb} = \frac{S_{11}}{S_{21}} \quad (4.15.a)$$

$$W_{aa} = -\frac{S_{22}}{S_{21}} \quad W_{ab} = \frac{1}{S_{21}} \quad (4.15.b)$$

Par ailleurs, pour un 2-ports linéaire passif à la température uniforme  $T_p$ , le niveau de l'onde de bruit inverse est donné en fonction de ses paramètres  $W_{ij}$  par [63] :

$$T_{b1} = T_p \cdot (|W_{bb1}|^2 - |W_{ba1}|^2 + 1) \quad (4.16)$$

Pour établir une formule approchée (approximation du premier ordre), nous supposons que l'atténuateur est idéal avec une atténuation de valeur  $L$ . En conséquence :

$$W_{ba1} = \frac{1}{L} \quad (4.17.a)$$

$$W_{bb1} = 0 \quad (4.17.b)$$

En remplaçant (4.17) dans (4.16), on obtient :

$$T_{b1} = T_p \left(1 - \frac{1}{L^2}\right) \quad (4.18)$$

Le paramètre  $T_{b12}$  donné par l'expression (4.14) s'écrit, alors :

$$T_{b12} = T_p \left(1 - \frac{1}{L^2}\right) + \frac{1}{L^2} T_{b2} \quad (4.19)$$

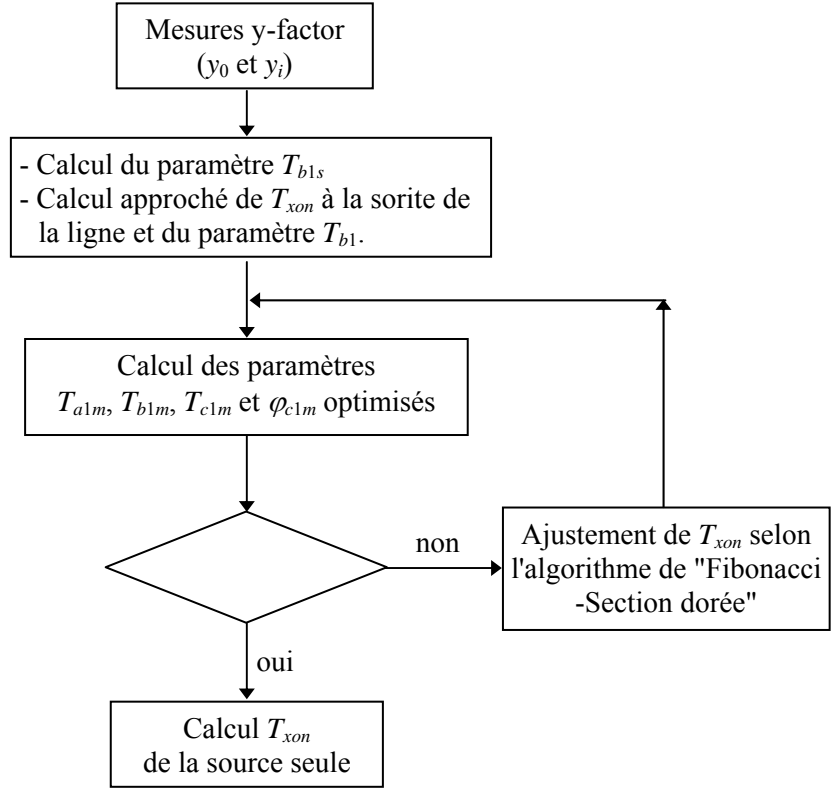
En remplaçant  $T_{b12}$  et  $T_{b2}$  à partir des expressions (4.12) et (4.13) dans l'expression (4.19), on obtient une équation pour  $T_{xon}$ , dont la solution est :

$$T_{xon} = \frac{1}{1-s^2} \frac{T_{a12} + \frac{1}{L^2} T_{a2}}{\bar{\alpha}_{12} - \frac{1}{L^2} \bar{\alpha}_2} + \frac{\bar{\beta}_{12} - \frac{1}{L^2} \bar{\beta}_2}{\bar{\alpha}_{12} - \frac{1}{L^2} \bar{\alpha}_2} T_p + \frac{s^2}{1-s^2} \frac{1 - \frac{1}{L^2}}{\bar{\alpha}_{12} - \frac{1}{L^2} \bar{\alpha}_2} T_p \quad (4.20)$$

L'expression (4.20) fournit une approximation de premier ordre pour la température chaude de la source de bruit désadaptée à calibrer. Elle sera utilisée comme valeur initiale dans une procédure d'optimisation numérique, comme il sera exposé dans le paragraphe suivant.

#### 4.4.2. Procédure d'optimisation de la température chaude

L'organigramme de la figure 4.8 donne les étapes du traitement numérique des mesures de calibration, ainsi que, la procédure d'optimisation de la température chaude de la source de bruit désadaptée.



**Fig. 4.8 :** Organigramme du traitement numérique des mesures de calibration de la source de bruit désadaptée.

où  $\epsilon$  désigne la précision du calcul.

En utilisant l'expression approximée de  $T_{xon}$ , on peut calculer les températures de bruit à partir des facteurs  $y$  mesurés utilisant la source désadaptée. Ceci nous permettra de calculer les paramètres  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  et  $\phi_c$  de la chaîne complète et du second étage. Ainsi, une valeur mesurée  $T_{b1m}$  du paramètre  $T_b$  du dispositif de calibration peut être obtenue.

L'équation (4.14) donne :

$$T_{b1m} = T_{b12} - |W_{bb1}|^2 T_{a2} - |W_{ba1}|^2 T_{b2} + 2 \operatorname{Re}(W_{bb1}^* W_{ba1} T_{c2} e^{j\phi_{c2}}) \quad (4.21)$$

D'autre part, une valeur  $T_{b1s}$  est calculée à partir des paramètres  $W_{ij}$  de l'atténuateur en utilisant l'expression (4.16). Par suite, la température chaude  $T_{xon}$  de la source inconnue est optimisée par une procédure numérique de manière à minimiser la différence :

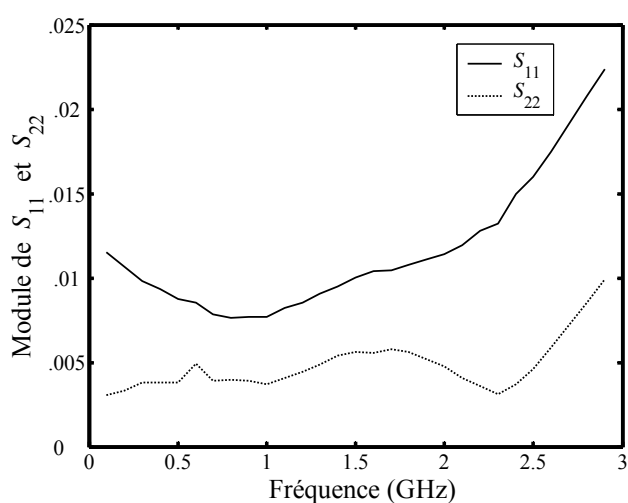
$$|T_{b1m} - T_{b1s}| \quad (4.22)$$

Nous avons utilisé une procédure numérique basée sur l'algorithme de "Fibonacci-Section dorée" pour l'optimisation unidimensionnelle de la température  $T_{xon}$ .

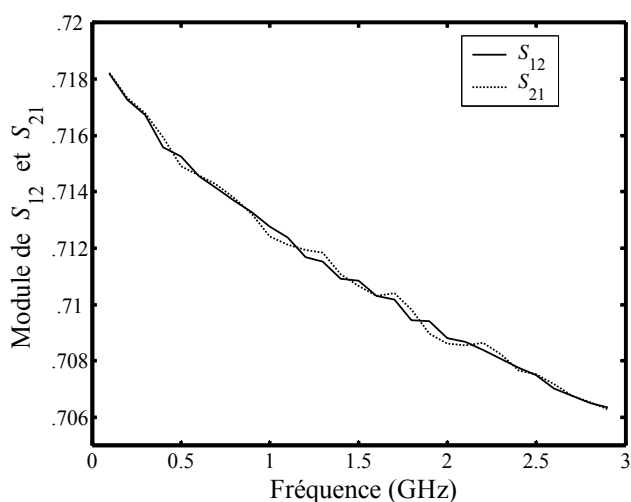
#### 4.5. Résultats expérimentaux

La méthode a été appliquée utilisant un atténuateur à 3dB. Cette valeur a été choisie pour avoir un compromis. En effet, avec une atténuation petite on aura un paramètre  $T_b$  de valeur faible. Ce qui n'est pas favorable, puisque la méthode de calibration est basée sur ce paramètre. D'autre part, une atténuation importante va réduire fortement les valeurs des facteurs  $y$  mesurés. Ce qui se traduira par une augmentation des erreurs de mesure.

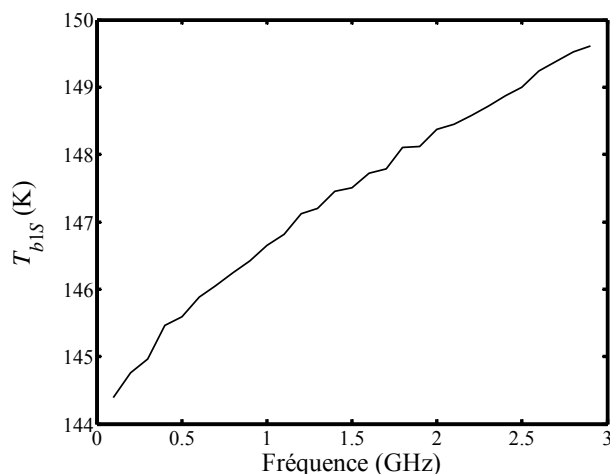
Les paramètres S de l'atténuateur, mesurés sur la bande de fréquence de 0.1 à 2.9 GHz sont montrés dans les figures 4.9 et 4.10. Le paramètre  $T_{b1s}$  calculé à partir de l'équation (4.16) est représenté sur la figure 4.11.



**Fig. 4.9 :** Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  de l'atténuateur (module) en fonction de la fréquence.

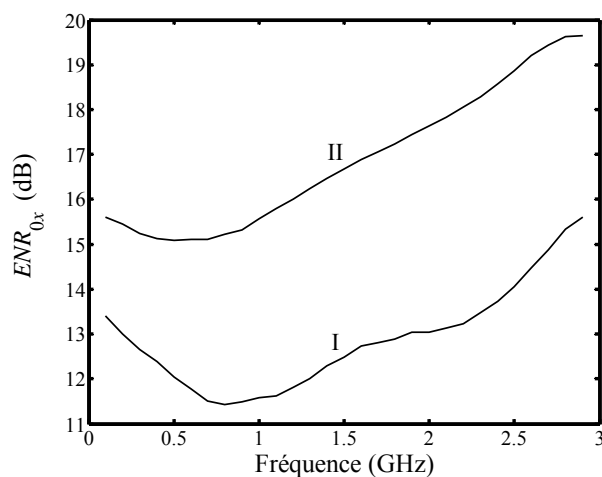


**Fig. 4.10 :** Paramètres  $S_{12}$  et  $S_{21}$  de l'atténuateur (module) en fonction de la fréquence.



**Fig. 4.11 :** Paramètre  $T_{b1s}$  de l'atténuateur calculé à partir de ses paramètres S en fonction de la fréquence.

Les mesures de bruit (facteur  $y$ ) sont réalisées en utilisant le système de mesure présenté dans le chapitre 2. La calibration a été réalisée à 29 fréquences centrales espacées de 100 MHz. La courbe I dans la figure 4.12 représente le résultat de calibration de la source désadaptée à la sortie de la ligne longue. C'est à ce point où l'ENR de la source doit être connu pour la mesure d'un DUT.



**Fig. 4.12 :** Le bruit en excès  $ENR_0$  de la source de bruit désadaptée. Courbe I pour la source plus ligne. Courbe II pour la source seule.

Afin de pouvoir comparer les résultats de calibration obtenus avec les résultats de la méthode de l'isolateur qui donne l'ENR de la source de bruit seule, nous avons supprimé l'effet de ligne en utilisant la formule [48] :

$$T'_{xon} - T_p = (T_{xon} - T_p) / G_{atl} \quad (4.23)$$

où  $T_{xon}$  désigne la température chaude de la source plus la ligne "longue",  $T'_{xon}$  la température chaude de la source seule, et  $G_{at}$  le gain en puissance utilisable de la ligne.

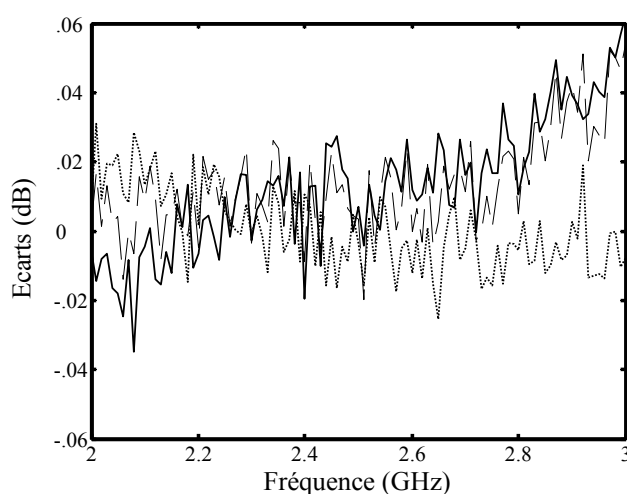
La courbe II dans la figure 4.12 montre l'ENR de la source de bruit désadaptée seule, obtenu par calcul utilisant (4.23).

#### 4.6. Comparaison des deux méthodes de calibration

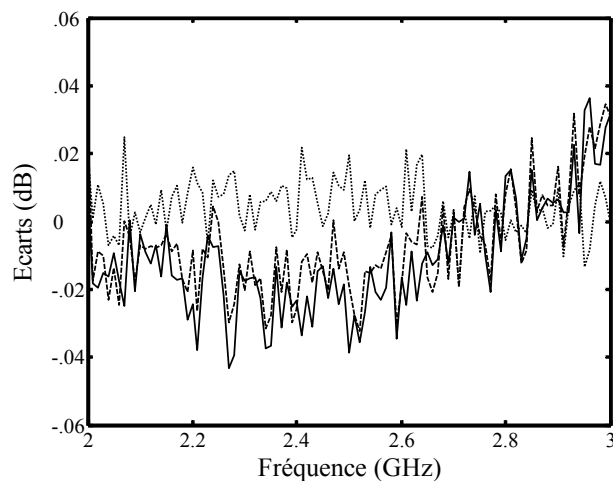
Nous allons nous concentrer dans la comparaison des deux méthodes sur la bande de 2 à 2.9 GHz où un isolateur à double jonction a été utilisé. Comme indiqué précédemment, une comparaison entre les deux méthodes n'est significative que dans cette bande.

Pour les deux méthodes, trois mesures avec chacun des deux amplificateurs mentionnés au paragraphe 4.3 ont été effectuées. Les figures 4.13 et 4.14 montrent, respectivement, les différences entre les trois mesures utilisant les amplificateurs Miteq et Mini-Circuits. Les mesures ont été réalisées selon la méthode de l'isolateur à des jours différents avec des connexions différentes. Les écarts RMS sont de 0.013 et 0.019 dB. La figure 4.15 est un tracé en fonction de la fréquence des différences entre les valeurs moyennes des mesures utilisant les deux amplificateurs. Aucun écart significatif n'apparaît, l'erreur RMS et l'écart moyen sont de 0.036 et 0.025 dB.

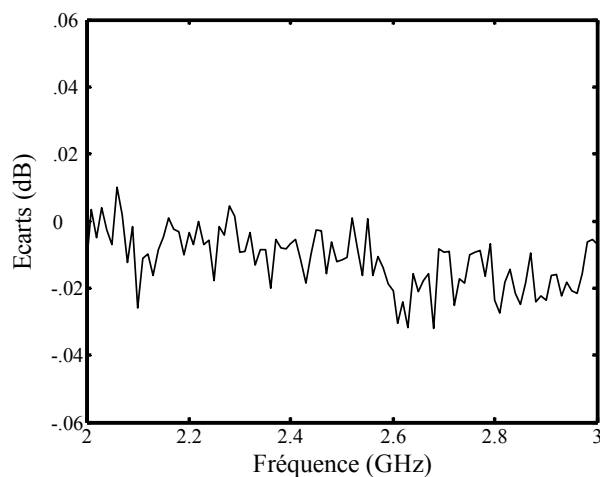
Les figures 4.16 à 4.18 montrent les mêmes grandeurs pour la méthode de l'atténuateur. Les écarts correspondants sont 0.014, 0.015, 0.012 et 0.010 dB. Ils sont similaires, voire légèrement meilleurs que ceux de la méthode de l'isolateur.



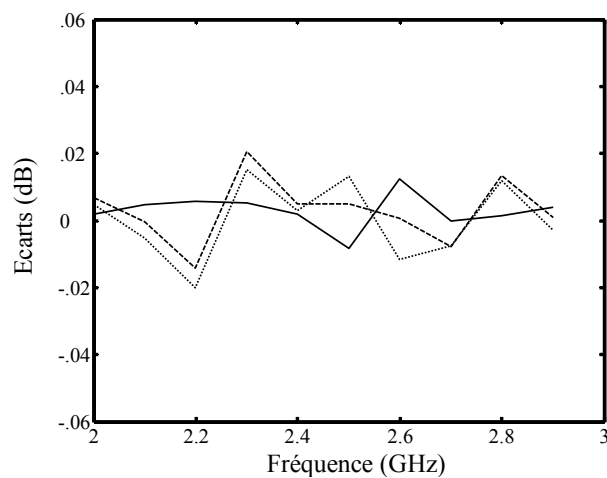
**Fig. 4.13 :** Ecart d' $ENR_0$  entre trois mesures différentes. (Méthode de l'isolateur en utilisant l'amplificateur Miteq).



**Fig. 4.14 :** Ecart d' $ENR_0$  entre trois mesures différentes.  
(Méthode de l'isolateur en utilisant l'amplificateur Mini-Circuit).

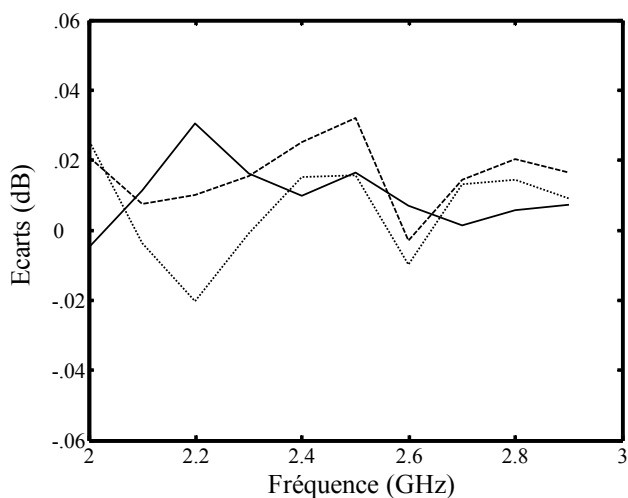


**Fig. 4.15 :** Ecart d' $ENR_0$  utilisant les amplificateurs Miteq ou Mini-Circuits.  
(Méthode isolateur).

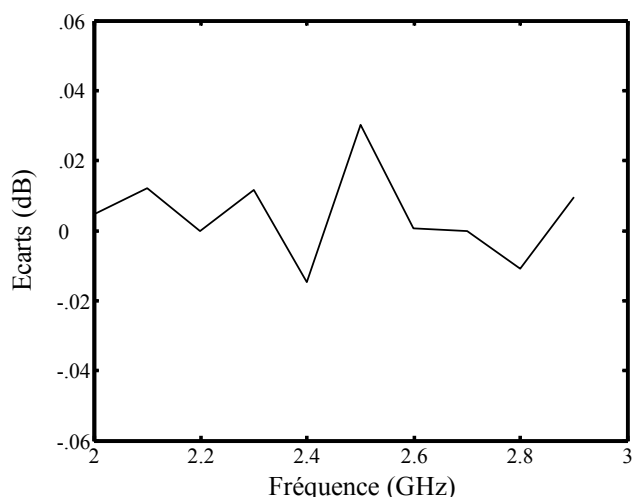


**Fig. 4.16 :** Ecart d' $ENR_0$  entre trois mesures différentes.  
(Méthode de l'atténuateur en utilisant l'amplificateur Miteq).



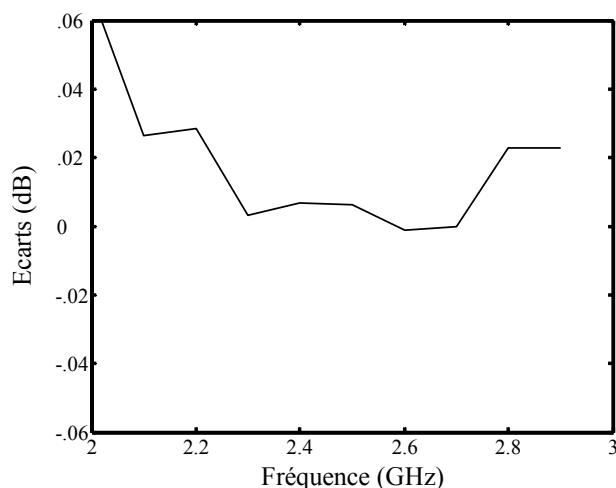


**Fig. 4.17** : Ecart d' $ENR_0$  entre trois mesures différentes.  
(Méthode de l'atténuateur en utilisant l'amplificateur Mini-Circuits).



**Fig. 4.18** : Ecart d' $ENR_0$  en utilisant les amplificateurs Miteq ou Mini-Circuits  
(Méthode de l'atténuateur).

Enfin, la figure 4.19 compare les valeurs moyennes des six mesures avec l'isolateur et avec l'atténuateur. L'erreur RMS, l'erreur moyenne et l'écart maximal sont respectivement 0.027, 0.019 et 0.068 dB. La valeur maximale de l'erreur est obtenue à 2 GHz. Ceci est principalement dû au fait que les caractéristiques de l'isolateur sont moins bonnes vers le début de la bande.



**Fig. 4.19** : Comparaison entre la méthode de l'isolateur et la méthode de l'atténuateur.

#### 4.7. Conclusion

Deux méthodes de calibration des sources de bruit désadaptées large bande ont été présentées dans ce chapitre.

La première est assez simple, mais nécessite des isolateurs qui sont des dispositifs coûteux, peu pratiques et qui présentent rarement de bonnes performances sur plus d'une d'octave. La seconde méthode nécessite un nombre de mesures plus important et des calculs plus compliqués, mais repose simplement sur un atténuateur adapté, qui est le dispositif le plus commun et large bande parmi les dispositifs micro-ondes.

Concernant la précision des mesures, on peut affirmer que les résultats obtenus par les deux méthodes sont très bons et concordent très bien. Ceci en tenant compte des nombreuses sources d'erreur impliquées : facteur  $\gamma$  (non-linéarité et aléatoire), la reproductibilité des connecteurs, paramètres S (non-linéarité et étalons), l'imperfection des isolateurs et enfin la température.

## Conclusion Générale

De nos jours, l'utilisation de plus en plus étendue du spectre de fréquence à des fins diverses nécessite une connaissance détaillée des dispositifs qui y fonctionnent. Cependant, parmi les propriétés de tels systèmes, le bruit occupe une place à part étant donné qu'il est inhérent à tout système physique. Notre but est de le caractériser et en particulier au sein des 2-ports dans le domaine des micro-ondes.

La caractérisation du bruit d'un 2-ports peut être envisagée selon deux approches : Soit on souhaite posséder une connaissance globale et générale du système (méthode à bande large), soit on désire caractériser celui-ci de la manière la plus détaillée possible (méthode à bande étroite). Cette dernière solution constitue le but de ce travail.

Dans cette thèse, un système de mesure large bande qui permet la caractérisation du bruit selon les deux méthodes standards y-factor et z-factor a été présenté. Le principe de fonctionnement ainsi que la procédure de mesure ont été décrits en détails.

Le principal avantage de la méthode z-factor est la simplicité du matériel. Elle utilise uniquement une seule source de bruit adaptée. Il n'y a pas de source de bruit désadaptée à calibrer et il n'existe pas d'effet on/off (durant les mesures désadaptées). D'autre part, le facteur de réflexion d'entrée de la chaîne DUT/récepteur  $S_{dr}$  est un élément important dans cette méthode et doit être connu avec précision. D'autre part, la méthode y-factor exige deux sources de bruit pour les deux mesures adaptée et désadaptée. Cependant, grâce à cela, la méthode y-factor est presque insensible au facteur de réflexion  $S_{dr}$ . En outre, la source de bruit désadaptée doit être calibrée, ce qui peut introduire des erreurs de mesures supplémentaires. Toutefois, grâce à la procédure d'auto-calibration, que nous avons utilisée (ajustement de l'ENR de la source désadaptée pour la valeur du paramètre  $T_b$  d'un atténuateur), ce type d'erreur ne semble pas être dominant.

Les mesures ont été réalisées sur un 2-ports linéaire passif qui présente un comportement très semblable à celui d'un transistor. Ceci a permis de comparer les paramètres de bruit calculés à partir des paramètres S à ceux obtenus à partir des mesures du bruit.

Le calcul des paramètres de bruit a été effectué selon deux méthodes, la première est la méthode classique basée sur un algorithme d'optimisation qui compare les mesures au modèle théorique de la fonction du bruit. La deuxième est une nouvelle méthode originale basée sur des formules analytiques simples et précises qui permettent la caractérisation des sources de bruit d'un 2-ports par calcul direct.

L'analyse du 2-ports passif a montré que les deux méthodes de mesures y-factor et z-factor donnent des résultats très concordants. D'autre part, les deux méthodes de calcul permettent une détermination précise des paramètres de bruit. En outre, la nouvelle méthode de calcul offre l'avantage d'être directe et d'usage très simple. Ceci représente une alternative pratique pour la caractérisation du bruit dans les circuits micro-ondes linéaires.

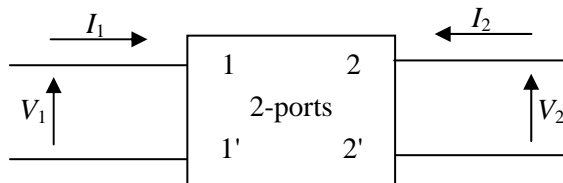
Dans un travail futur, il est intéressant de réaliser la caractérisation d'un circuit actif (transistor ou amplificateur), et d'effectuer une analyse statistique des incertitudes sur la détermination des paramètres de bruit, ce qui permettra une évaluation approfondie des méthodes de mesures et du calcul présentées dans cette thèse.

## Formalisme d'onde

### A.1. Introduction

On présentera dans cette annexe une description de circuit 2-ports basée sur une analogie avec les lignes électriques. Elle consistera en la description en terme d'onde incidente et réfléchie.

Soit un dispositif linéaire possédant quatre terminaux (1, 1', 2 et 2'), comme le représente la figure A.1 :



**Fig. A.1** : Grandeurs électriques tension-courant des ports d'entrée et de sortie.

Etant donné que seuls ces terminaux permettent un échange de l'information entre le monde extérieur et le dispositif, on préfère décrire celui-ci en terme de paire de terminaux (port) entrant (1, 1') et sortant (2, 2'). On parle ainsi d'un 2-ports. Celui-ci est caractérisé en termes de grandeurs électriques (tension et courant) au niveau du port d'entrée et de sortie. Ainsi, la modélisation ignore le contenu du 2-ports. D'autre part, on suppose également qu'il existe une relation linéaire entre le port d'entrée et le port de sortie.

### A.2. Description en terme d'onde

Lorsqu'on désire déterminer les paramètres d'un 2-ports dans le cadre d'un formalisme tension-courant, on doit recourir notamment à des courts-circuits sur l'entrée ou la sortie du 2-ports. Or, lorsque la fréquence croît, on ne sait plus créer un court-circuit de la même qualité que dans le domaine des basses fréquences, et de plus, si le 2-ports est actif, celui-ci

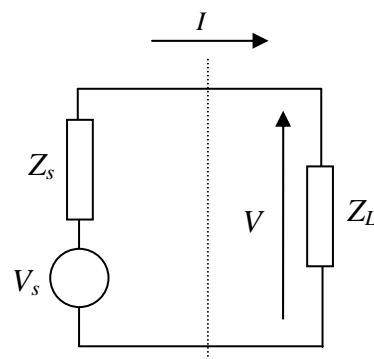
peut devenir instable (oscillation) sous l'adjonction d'un court-circuit sur l'entrée ou la sortie, et dès lors, la mesure devient non significative. D'autre part, d'un point de vue théorique, les notions de différence de potentiel et de courant électrique s'effacent au profit des concepts de champ électrique et magnétique.

Au lieu d'utiliser les tensions et les courants comme grandeurs descriptives, et par analogie avec les lignes électriques, on a construit une description basée sur les ondes incidentes et réfléchies se propageant le long d'une ligne ainsi que les notions de facteur de réflexion.

### A.2.1. Circuit 1-port et facteur de réflexion

Afin d'introduire la notion de description en terme d'ondes incidentes et réfléchies, nous allons, au préalable, illustrer celui-ci dans le cadre de l'étude d'un 1-port.

Soit le circuit d'un 1-port chargé par une impédance  $Z_L$  monter la figure suivante :



**Fig. A.2 :** Circuit d'un 1-port chargé par  $Z_L$ .

tel que  $Z_s$  et  $Z_L$  désignent, respectivement, l'impédance de la source et l'impédance de la charge.

Nous savons qu'il y circule un courant  $I$  tel que :

$$I = \frac{V_s}{Z_L + Z_s} \quad (\text{A.1})$$

et que la tension  $V$  vaut :

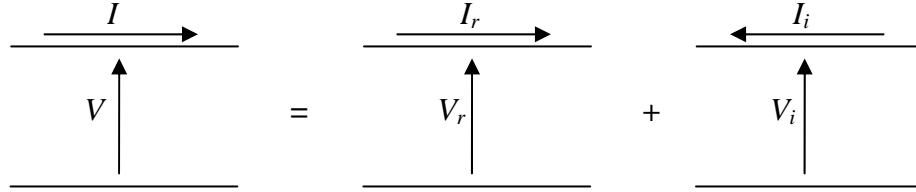
$$V = \frac{Z_L}{Z_L + Z_s} V_s \quad (\text{A.2})$$

Afin de calculer les composantes incidentes de tension,  $V_i$ , et de courant,  $I_i$ , nous connectons une charge  $Z_L$  telle que  $Z_L = Z_s^*$  (adaptation), et dès lors celles-ci valent :

$$I_i = \frac{V_s}{Z_s + Z_s^*} = \frac{V_s}{2\text{Re}(Z_s)} \quad (\text{A.3})$$

$$V_i = \frac{Z_s^* V_s}{Z_s + Z_s^*} = \frac{Z_s^* V_s}{2\text{Re}(Z_s)} \quad (\text{A.4})$$

Nous pouvons appliquer le principe de superposition afin de calculer les composantes réfléchies de tension,  $V_r$ , et de courant,  $I_r$ .



**Fig. A.3** : Principe de superposition

En effet, nous savons que :

$$V = V_i + V_r \text{ et } I = I_i + I_r \quad (\text{A.5})$$

et dès lors, nous avons :

$$I_r = I_i - I = \frac{Z_L - Z_s^*}{Z_L + Z_s} I_i = S^i I_i \quad (\text{A.6})$$

$$V_r = V - V_i = \frac{Z_s}{Z_s^*} \frac{Z_L - Z_s^*}{Z_L + Z_s} V_i = \left( \frac{Z_s}{Z_s^*} \right) S^i V_i = S^v V_i \quad (\text{A.7})$$

Nous pouvons dès lors définir une relation entre onde de tension (courant) réfléchie et incidente :

$$V_r = S^v V_i \text{ et } I_r = S^i I_i \quad (\text{A.8})$$

tel que  $S^v$  et  $S^i$  constituent les facteurs de réflexions en tension et en courant du 1-port.

Etant donné que l'ensemble des mesures se fait sur un système adapté à l'impédance de normalisation, on formulera l'ensemble du problème en supposant que :

$$Z_s = Z_s^* = Z_0 = R_0 = 50\Omega \quad (\text{A.9})$$

Dès lors, les facteurs de réflexion valent :

$$S^i = S^v = S = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{A.10})$$

et nous pouvons écrire :

$$V_r = S V_i \quad I_r = S I_i \quad (\text{A.11})$$

Au lieu de continuer à décrire un dispositif en terme de composantes incidentes et réfléchies de tension et de courant, nous pouvons introduire les notions d'ondes incidentes ( $A$ ) et réfléchies ( $B$ ). On pose :

$$A = \sqrt{V_i I_i} = \frac{V_i}{\sqrt{Z_0}} = \sqrt{Z_0} I_i \quad (\text{A.12})$$

$$B = \sqrt{V_r I_r} = \frac{V_r}{\sqrt{Z_0}} = \sqrt{Z_0} I_r \quad (\text{A.13})$$

Cette définition reflète le rapport qui existe au sein d'une ligne, en un point donné, entre les composantes incidente et réfléchie de tension et de courant.

Ainsi, la tension  $V$ , et le courant  $I$ , exprimés en termes des ondes  $A$  et  $B$  valent :

$$V = V_i + V_r = \sqrt{Z_0} (A + B) \quad (\text{A.14})$$

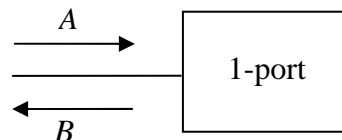
$$I = I_i - I_r = \frac{(A - B)}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.15})$$

Etant donné qu'un 1-port linéaire est un dispositif caractérisé par une relation, par exemple, du type  $V=Z I$ , la substitution des définitions des ondes  $A$  et  $B$  nous permet d'écrire (cf. fig. A.4) :

$$B = S A \quad (\text{A.16})$$

tel que

$$S = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{A.17})$$



**Fig. A.4** : Circuit d'un 1-port.



Les notions d'onde incidente  $A$  et réfléchi  $B$  sont étroitement liées aux notions de puissance absorbable et réfléchi. En effet, la puissance  $P$  fournie à une charge vaut (en tenant compte des définitions des ondes  $A$  et  $B$ ) :

$$P_L = \operatorname{Re}(VI^*) = \operatorname{Re}(V_i + V_r)(I_i - I_r)^* \quad (\text{A.18})$$

Soit :

$$P_L = \operatorname{Re}(V_i + V_r)(I_i - I_r)^* = |V_i||I_i| - |V_r||I_r| \quad (\text{A.19})$$

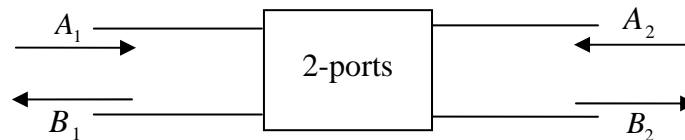
D'où, on obtient :

$$P_L = |A|^2 - |B|^2 = P_i - P_r \quad (\text{A.20})$$

Donc, la puissance fournie à une charge reflète la différence entre la puissance résultant de l'onde incidente et celle de l'onde réfléchi.

### A.2.2. Circuit 2-ports

Nous pouvons généraliser les descriptions en termes d'ondes à partir des notions vues pour les 1-port. On a, à l'entrée du 2-ports, un couple d'ondes  $A_1$   $B_1$  et de même à la sortie  $A_2$   $B_2$  (cf. fig. A.5) :



**Fig. A.5** : Circuit d'un 2-ports.

On a, comme pour la description en terme de tension-courant, le choix entre six représentations possibles mais seules deux d'entre eux sont d'usage afin de décrire le 2-ports en termes d'ondes :

- La matrice de réflexion ( $S$ ) ;
- La matrice de transmission ( $W$ ).

#### a. Matrice de réflexion ( $S$ )

Le choix consiste à utiliser les ondes incidentes comme variables indépendantes :

$$B_1 = S_{11}A_1 + S_{12}A_2 \quad (\text{A.21})$$

$$B_2 = S_{21}A_1 + S_{22}A_2 \quad (\text{A.22})$$

ou encore sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

tel que  $[S]$  désigne la matrice de réflexion (dispersion).

On peut attribuer les significations physiques suivantes aux paramètres  $S_{ij}$  :

Facteur de réflexion à l'entrée du 2-ports, lorsque, la sortie est adaptée vis-à-vis de la charge :

$$S_{11} = \left. \frac{B_1}{A_1} \right|_{A_2=0} \quad (\text{A.24})$$

Coefficient de transmission inverse de 2-ports, lorsque, l'entrée est adaptée :

$$S_{12} = \left. \frac{B_1}{A_2} \right|_{A_1=0} \quad (\text{A.25})$$

Coefficient de transmission directe du 2-ports, lorsque, la sortie est adaptée :

$$S_{21} = \left. \frac{B_2}{A_1} \right|_{A_2=0} \quad (\text{A.26})$$

Facteur de réflexion à la sortie du 2-ports, lorsque l'entrée du 2-ports est adaptée :

$$S_{22} = \left. \frac{B_2}{A_2} \right|_{A_1=0} \quad (\text{A.27})$$

## b. Matrice de transmission ( $W$ )

Cette représentation considère l'onde incidente  $A_2$  et réfléchi  $B_2$  du port de sortie comme variable indépendante. Dés lors, nous avons :

$$B_1 = W_{ba}A_2 + W_{bb}B_2 \quad (\text{A.28})$$

$$A_1 = W_{aa}A_2 + W_{ab}B_2 \quad (\text{A.29})$$

ou sous fore matricielle :

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ A_1 \end{bmatrix} = [W] \begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{ba} & W_{bb} \\ W_{aa} & W_{ab} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.30})$$

tel que  $[W]$  désigne la matrice de transmission.

Nous pouvons comme précédemment attribuer une signification physique à certains éléments de la matrice  $W$ , par exemple :

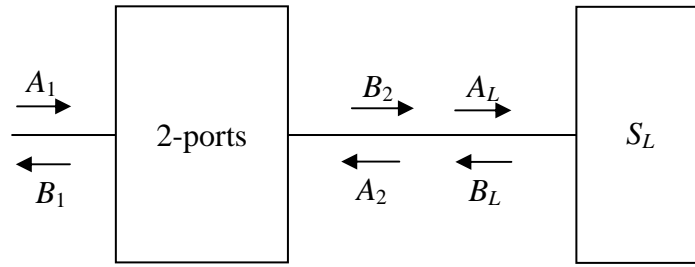
$$W_{ab} = \frac{A_1}{B_2} \Big|_{A_2=0} \quad (\text{A.31})$$

représente l'inverse du coefficient de transmission direct du 2-ports, lorsque la sortie du 2-ports est adaptée.

### A.2.3. Remarques concernant la représentation en terme d'onde.

a. Le paramètre  $S_{21}$  représente le gain d'insertion en sens direct et doit, dans le cas d'un composant actif, être important vis-à-vis de  $S_{12}$  qui représente le gain en transmission inverse. Par contre, un dispositif réciproque est caractérisé par  $S_{21} = S_{12}$ .

b. Soit un 2-ports à la sortie duquel on connecte une charge de réflexion  $S_L$ . Nous pouvons dès lors calculer les modifications induites par cette charge sur le facteur de réflexion d'entrée  $S_{in}$  du 2-ports.



**Fig. A.6 :** Circuit d'un 2-ports chargé par un facteur de réflexion  $S_L$ .

La charge a pour équation d'onde :

$$B_L = S_L A_L \quad (\text{A.32})$$

Dés lors, la substitution de (A.32) dans (A.21) et (A.22) avec ( $A_2=B_L$  et  $A_L=B_2$ ), nous permet de calculer le facteur de réflexion d'entrée du 2-ports :

$$S_{in} = \frac{B_1}{A_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_L}{1 - S_{22}S_L} \quad (\text{A.33})$$

On peut également calculer le facteur de réflexion de sortie lorsque l'on connecte à l'entrée du 2-ports une charge de facteur de réflexion  $S_s$ . Par un calcul analogue, nous obtenons :

$$S_{out} = \frac{B_2}{A_2} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}S_s}{1 - S_{11}S_s} \quad (\text{A.34})$$

Les expressions équivalentes des facteurs de réflexion d'entrée et de sortie du 2-ports en terme de la matrice de transmission valent :

$$S_{in} = \frac{W_{bb} + W_{ba}S_L}{W_{ab} + W_{aa}S_L} \quad (\text{A.35})$$

$$S_{out} = \frac{W_{ba}S_s - W_{aa}}{W_{ab} + W_{bb}S_s} \quad (\text{A.36})$$

## Annexe B

### Développement des formules de l'approximation du premier ordre améliorée

On présentera dans cette annexe le développement des formules (3.39) à (3.41) utilisées pour le calcul des paramètres du bruit avec l'approximation du premier ordre améliorée.

En utilisant l'expression (3.9), on peut écrire la somme des  $m$  mesures de la température de bruit  $T_{ni}$  comme suit :

$$\sum_0^{m-1} T_{ni} (1 - s_i^2) = mT_a + T_b \sum_0^{m-1} s_i^2 + 2T_c \sum_0^{m-1} s_i \cos(\varphi_{si} + \varphi_c) \quad (\text{B.1})$$

En considérant que la variation de  $s_i$  est très petite (cf. fig. 3.4), on peut faire l'approximation suivante:

$$\sum_{i=0}^{m-1} s_i \cos(\varphi_{si} + \varphi_c) = \sum_{i=0}^{m-1} s_i \sin(\varphi_{si} + \varphi_c) = 0 \quad (\text{B.2})$$

Et dès lors, l'expression (B.1), s'écrit :

$$\sum_0^{m-1} T_{ni} (1 - s_i^2) = mT_a + T_b \sum_0^{m-1} s_i^2 \quad (\text{B.3})$$

D'où, on obtient l'expression approchée améliorée pour le paramètre  $T_b$  :

$$T_b = \frac{\sum_0^{m-1} T_{ni} (1 - s_i^2) - mT_a}{\sum_0^{m-1} s_i^2} \quad (\text{B.4})$$

Une approximation améliorée pour les paramètres  $T_c$  et  $\varphi_c$  peut être obtenue par minimisation de la fonction d'erreur qui donne la différence entre les mesures et la courbe idéale :

$$EF = \sum_0^{m-1} \left( (1 - s_i^2) T_{ni} - T'_{nci} \right)^2 \quad (\text{B.5})$$

où  $T'_{nci} = (1 - s_i^2) T_{nci} = T_a + s_i^2 T_b + 2T_c s_i \cos(\varphi_{si} + \varphi_c)$ .

La dérivée de la fonction  $EF$  par rapport à  $T_c$  donne :

$$\begin{aligned} \frac{\partial EF}{\partial T_c} &= -\sum_0^{m-1} (1-s_i^2) s_i T_{ni} \cos(\varphi_{si} + \varphi_c) \\ &\quad + \sum_0^{m-1} s_i T_m \cos(\varphi_{si} + \varphi_c) \\ &\quad + \sum_0^{m-1} s_i^2 T_c + \sum_0^{m-1} s_i^2 T_c \cos(2\varphi_{si} + 2\varphi_c) = 0 \end{aligned} \quad (B.6)$$

avec :  $T_m = T_a + s_i^2 T_b$ .

En considérant l'équation (B.2), le deuxième et le quatrième terme de cette équation s'annulent. Ainsi, (B.6) s'écrit :

$$-\sum_0^{m-1} (1-s_i^2) s_i T_{ni} \cos(\varphi_{si} + \varphi_c) + \sum_0^{m-1} s_i^2 T_c = 0 \quad (B.7)$$

D'où, on obtient l'expression du paramètre  $T_c$  :

$$T_c = \frac{\sum_0^{m-1} T_{ni} (1-s_i^2) s_i \cos(\varphi_{si} + \varphi_c)}{\sum_0^{m-1} s_i^2} \quad (B.8)$$

La dérivée de la fonction  $EF$  par rapport à  $\varphi_c$  donne :

$$\begin{aligned} \frac{\partial EF}{\partial T_c} &= \sum_0^{m-1} (1-s_i^2) s_i T_{ni} T_c \sin(\varphi_{si} + \varphi_c) \\ &\quad - \sum_0^{m-1} s_i T_m T_c \sin(\varphi_{si} + \varphi_c) \\ &\quad - \sum_0^{m-1} s_i^2 T_c^2 \sin(2\varphi_{si} + 2\varphi_c) = 0 \end{aligned} \quad (B.9)$$

En considérant comme précédemment l'équation (B.2), les deux derniers termes de cette équation s'annulent. Ainsi, (B.9) s'écrit :

$$\sum_0^{m-1} (1-s_i^2) s_i T_{ni} T_c \sin(\varphi_{si} + \varphi_c) = 0 \quad (B.10)$$

qu'on peut mettre sous la forme suivante :

$$\sin(\varphi_c) \sum_0^{m-1} (1-s_i^2) s_i T_{ni} \cos(\varphi_{si}) = \cos(\varphi_c) \sum_0^{m-1} (1-s_i^2) s_i T_{ni} \sin(\varphi_{si}) \quad (B.11)$$

D'où on tire,

$$\varphi_c = \tan^{-1} \left[ \frac{\sum_0^{m-1} T_{ni} (1-s_i^2) s_i \sin(\varphi_{si})}{\sum_0^{m-1} T_{ni} (1-s_i^2) s_i \cos(\varphi_{si})} \right] \quad (\text{B.12})$$

**Remarque :** Les formules (3.46), (3.48) et (3.49) utilisées pour le calcul précis des paramètres de bruit, peuvent être facilement obtenues, en suivant les mêmes démarches présentées dans cette annexe.

# Algorithme de Hooke-Jeeves et fonctions Matlab

### C.1. Algorithme de Hooke-Jeeves

L'algorithme de Hooke-Jeeves fait partie de la classe des méthodes d'optimisation par recherche directe. Il est caractérisé par un processus en deux temps :

- Exploration ;
- Construction d'une image.

Cet algorithme simple au niveau de sa réalisation est reconnu comme étant, d'une part, performant en ce qui concerne les problèmes multidimensionnels, et d'autre part, relativement simple à programmer [34]. 22

Voici quelques détails concernant les deux étapes. Soit  $f$  la fonction à minimiser,  $b_0$  le point de départ,  $h_j$  le pas dans la direction  $j$  ( $j= 1..n$ ),  $f_0 = f(b_0)$  et  $e_j$  le vecteur unitaire dans la direction  $j$ .

#### C.1.1. Exploration.

On modifie la première coordonnée de  $b_0$  de la manière suivante :  $b_0+h_1e_1$ . On étudie la fonction en ce point :  $f(b_0+h_1e_1)=f_1^+$ . Si  $f_1^+<f_0$ , on remplace la première coordonnée de  $b_0$  par  $b_0+h_1e_1$  sinon on étudie la valeur de la fonction après avoir fait la modification suivante :

$b_0-h_1e_1$  tel que  $f(b_0-h_1e_1)=f_1^-$ .

Si  $f_1^-<f_0$ , on remplace la première coordonnée de  $b_0$  par  $b_0-h_1e_1$ . On réitère ensuite l'exploration pour chacune des coordonnées en tenant compte de chacune des modifications de coordonnées précédentes.

Au terme de cette évaluation, après au maximum  $2n$  évaluations de la fonction d'erreur, on a construit un nouveau vecteur  $b_1$ .



Soit  $b_1=b_0$  et dans ce cas, on réitère le processus d'optimisation avec un pas de valeur réduite :  $h_j=k \cdot h_j \quad k<1$ .

Soit  $b_1 \neq b_0$  on procède à la construction d'un nouveau point.

### C.1.2. Construction d'un nouveau point

Etant donné que la direction  $b_1b_0$  constitue une direction selon laquelle il existe une valeur qui minimise la fonction d'erreur, on construit un nouveau point  $b_2$  selon cette direction c'est-à-dire,  $b_2=2b_1-b_0$ .

Ayant construit  $b_2$ , on réitère le processus d'exploration. Au cours de cette exploration, si  $f(b_2) > f(b_1)$ , on ne conserve pas le vecteur  $b_2$  mais par contre, on réitère le processus d'exploration après avoir procédé à une réduction de pas. On arrête l'algorithme dès que le pas devient inférieur à un pas choisi arbitrairement.

Les organigrammes suivants décrivent de manière complète l'algorithme de Hook-Jeeve et le processus d'exploration.

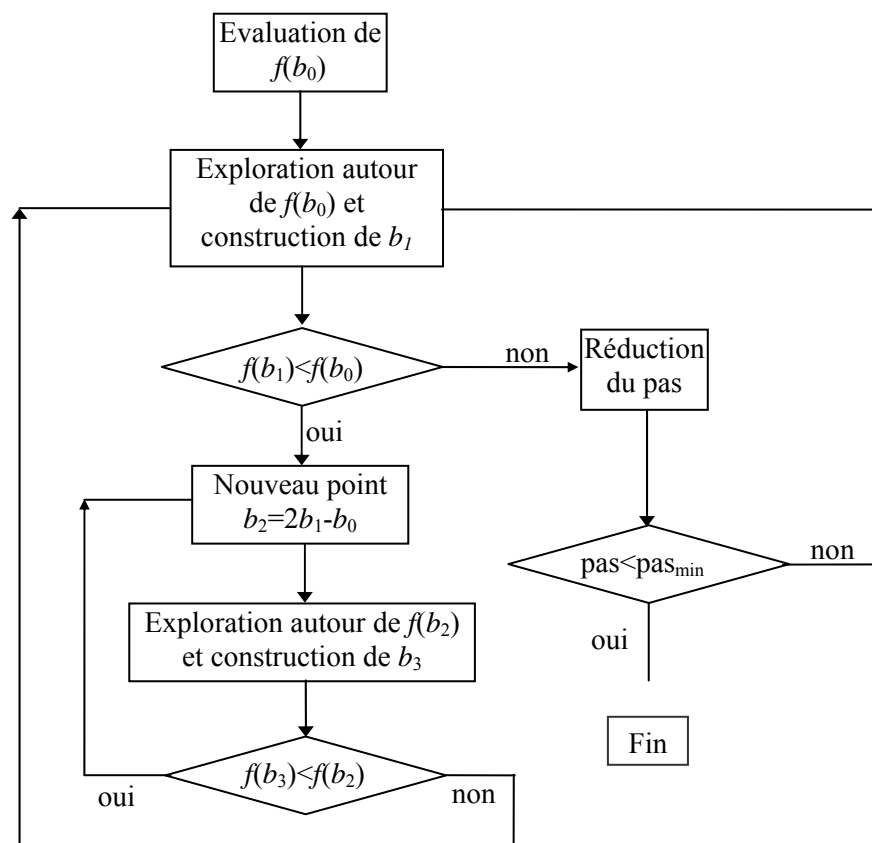


Fig. C.1 : Organigramme de l'algorithme de Hooke-Jeeves (problème à deux dimensions).

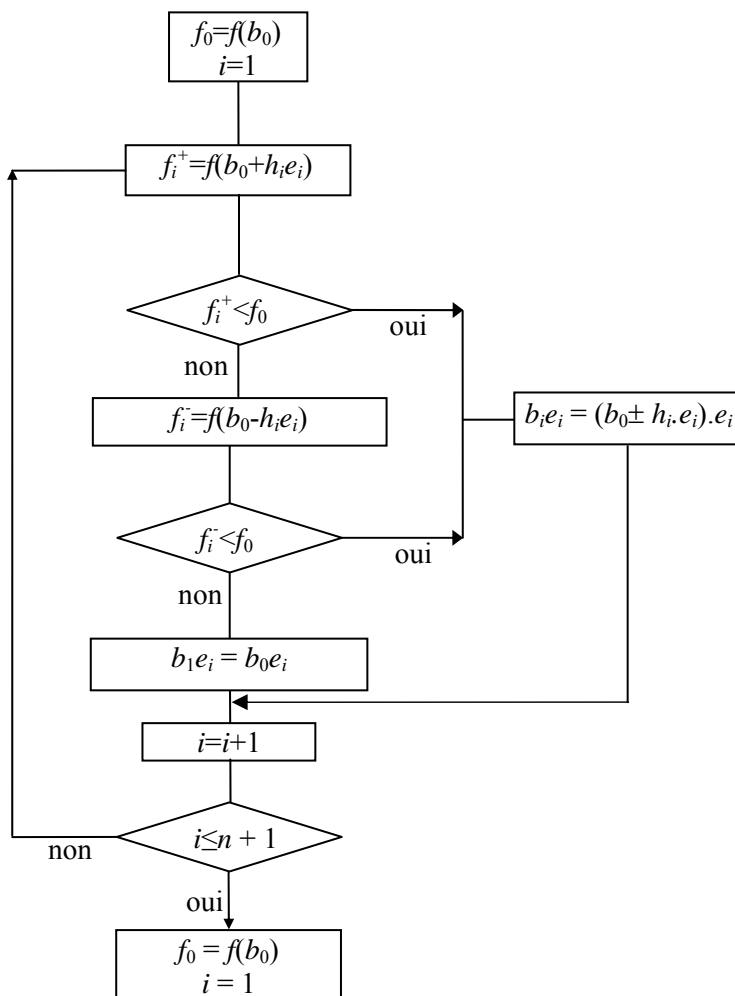


Fig. C.2 : Organigramme d'exploration de l'algorithme de Hooke-Jeeves.

La figure C.3 donne l'évolution de la procédure d'exploration dans le cas d'un problème de deux dimensions.

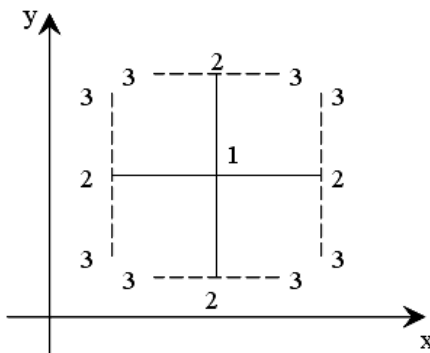


Fig. C.3 : Evolution de la procédure d'exploration (problème de deux dimensions).

Le point 1 constitue le point de départ d'un pas d'optimisation, les points 2 constituent les différentes positions susceptibles d'être analysées au cours de processus d'exploration, et les points 3 résultent de la réduction de pas après la procédure d'exploration.

## C.2. Fonctions Matlab pour le traitement numérique des mesures de bruit

Nous présentons ici, les principales fonctions matlab utilisées pour le calcul et l'optimisation numérique des paramètres de bruit et de la température chaude de la source de bruit désadaptée.

### • Fonction "Approxim" : Utilisée pour la détermination des paramètres du bruit par l'approximation du premier ordre.

```
function [ Tax, Tbx, Tcx, Phicx]=Approxim(Ta,Tn)

Tax = Ta;          Tnx=Tn;

Tbx=((sum(Tnx.*(1-ModSmis(ifreq,:).^2))/npt)-
Tax)/mean(ModSmis(ifreq,:).^2);

y=-sum(Tnx.*(1-ModSmis(ifreq,:).^2).*ModSmis(ifreq,...
.*sin(PhSmis(ifreq,:)));
x=sum(Tnx.*(1-ModSmis(ifreq,:).^2).*ModSmis(ifreq,...
.*cos(PhSmis(ifreq,:)));

Phicx= angle360(y,x);

tmp=Phicx;
Tcx=-100;

while (Tcx<0),
T=sum(Tnx.*(1-ModSmis(ifreq,:).^2).*ModSmis(ifreq,...
.*cos(PhSmis(ifreq,:)+tmp));
    Tcx=T./(sum(ModSmis(ifreq,:).^2)...
    +sum(ModSmis(ifreq,:).^2.*cos(2*PhSmis(ifreq,:)+2*tmp)));
    if Tcx<0 tmp=tmp+pi; Tcx=-Tcx; end
end
Phicx=tmp;
Phicx=angle180(Phicx);

point=[Tax,Tbx,Tcx,Phicx];
```

### • Fonction "hooke" : Utilisée pour l'optimisation des paramètres de bruit utilisant l'algorithme de Hooke-Jeeves.

```
function [ endpt ] = hooke(nvars, startpt, rho, epsilon,
itermax,THmisx,Ymisx,Ymatx,Bmisx,Bmatx)

THmis=THmisx; Ymis=Ymisx; Ymat=Ymatx; Bmis=Bmisx; Bmat=Bmatx;

newx      = startpt;
xbefore  = startpt;
delta    = abs(rho*startpt); % steps

ind = find( delta==0.0 ); delta(ind) = rho;
```

```

iadj = 0;
steplength = rho;
iters = 0;

fbefore = ErrF(newx,THmis,Ymis,Ymat,Bmis,Bmat);

newf = fbefore;
while( (iters < itermax) & (steplength > epsilon) ) % boucle principale
    iters=iters+1;
    iadj=iadj+1;

    newx = xbefore;
    % fonction exploration
    [ newf, delta, newx ] = Explor(delta, newx, fbefore,
nvars,THmis,Ymis,Ymat,Bmis,Bmat);

    keep = 1;
    while( (newf < fbefore) & (keep == 1) )
        iadj = 0;
        for i=1:nvars,

            if( newx(i) <= xbefore(i) ) delta(i) = -abs(delta(i));
            else delta(i) = +abs(delta(i));
            end

            tmp = xbefore(i);
            xbefore(i) = newx(i);
            newx(i) = newx(i)+newx(i)-tmp;
            end
        fbefore = newf;

        [ newf, delta, newx ] = Explor(delta, newx, fbefore,
nvars,THmis,Ymis,Ymat,Bmis,Bmat);

        if( newf >= fbefore ) break; end

        keep = 0;
        for i=1:nvars,
            keep=1;
            if( abs(newx(i)-xbefore(i)) > 0.5*abs(delta(i)) ) break;
            else keep=0; end
        end % End for...
    end % End while interne
    if( (steplength >= epsilon) & (newf >= fbefore) )
        steplength = steplength * rho;
        delta = rho*delta;
    end
end % End while externe

endpt = xbefore;

```

• **Fonction "Explor" : Fonction d'exploration de l'algorithme de Hooke-jeeves.**

```

function [ minf, delta, point ] = Explor( delta, point, prevbest,
nvars,THmisx,Ymisx,Ymatx,Bmisx,Bmatx)

THmis=THmisx; Ymis=Ymisx; Ymat=Ymatx; Bmis=Bmisx; Bmat=Bmatx;

minf = prevbest;
z = point;

for i=1:nvars,
    % Incrémenter l'ordonnée de cette direction:

```

```

z(i) = point(i)+delta(i);

% Chercher une amélioration par minimisation:
ftmp =ErrF0(z,THmis,Ymis,Ymat,Bmis,Bmat); % calcul de la fonction

if( ftmp < minf )
    minf=ftmp;
else
    % pas d'amélioration décrémenter l'ordonnée de cette direction :
    delta(i) = -delta(i);
    z(i) = point(i)+delta(i);

    % Chercher une amélioration:
    ftmp =ErrF0(z,THmis,Ymis,Ymat,Bmis,Bmat); % calcul de la fonction

    if( ftmp < minf )
        minf=ftmp;
    else
        z(i)=point(i);
    end
end
end
point=z;

```

• **Fonction "ErrF0" : Utilisée pour l'évaluation de la fonction d'erreur pour l'optimisation des paramètres de bruit.**

```

function f = ErrF0(X,Thmisx,Ymisx,Ymatx,Bmisx,Bmatx)

Bmis=Bmisx; Bmat=Bmatx;

TnmatOn=(X(1)+ModSmatOn(iffreq).^2*X(2)+...
    2*X(3)*ModSmatOn(iffreq).*cos(PhSmatOn(iffreq)+X(4)))/(1-
ModSmatOn(iffreq).^2);
TnmatOff=(X(1)+ModSmatOff(iffreq).^2*X(2)+...
    2*X(3)*ModSmatOff(iffreq).*cos(PhSmatOff(iffreq)+X(4)))/(1-
ModSmatOff(iffreq).^2);
YmatC=Amat(iffreq).*Bmat(iffreq).*(TnmatOn+Thmat(iffreq))/(TnmatOff+Tp);
YmatM=Ymatx(iffreq);

TnOff=(X(1)+ModSmisOff(iffreq,:).^2*X(2)+...
    2*X(3)*ModSmisOff(iffreq,:).*cos(PhSmisOff(iffreq,:)+X(4)))/(1-
ModSmisOff(iffreq,:).^2);

if Thmisx==0, %@@@ z-method @@@

ZC=Amis(iffreq,:).*Bmis(iffreq,:).*(TnOff+Tp)/(TnmatOff+Tp);
ZM=zeros(1,6); ZM=Ymisx(iffreq,:);

    if (X(2)<0 | X(3) < 0)
        f = 6*((YmatM-YmatC)./YmatM).^2+sum(((ZC-ZM)./ZM).^2) + 10000;
    else
        f = 6*((YmatM-YmatC)./YmatM).^2+sum(((ZC-ZM)./ZM).^2); end

else % @@@ y-method @@@

% Modification de l'ENR aux sous-fréquences

Thmisv=Tp+((Thmisx-Tp).*...
(abs(T22LN(iffreq,iSs)-
SULOn(iffreq).*T12LN(iffreq,iSs)).^2./abs(T22LN(iffreq,:)-
SULOn(iffreq).*T12LN(iffreq,:)).^2)...

```

```

.*( (1-ModSmisOn(ufreq,iSs).^2)./(1-ModSmisOn(ufreq,:).^2)));
TnOn =(X(1)+ModSmisOn(ufreq,:).^2*X(2)+...
      2*X(3)*ModSmisOn(ufreq,:).*cos(PhSmisOn(ufreq,:)+X(4)))./(1-
ModSmisOn(ufreq,:).^2);
YmisC=Amis(ufreq,:).*Bmis(ufreq,:).*(TnOn+Thmisv)./(TnOff+Tp);
YmisM=zeros(1,6); YmisM=Ymisx(ufreq,:);

    if (X(2)<0 | X(3) < 0)
        f = 6*((YmatM-YmatC)./YmatM).^2+sum(((YmisM-YmisC)./YmisM).^2) +
1000;
    else
        f = 6*((YmatM-YmatC)./YmatM).^2+sum(((YmisM-YmisC)./YmisM).^2); end
end;

```

• **Fonction "golden" : Algorithme de "Fibonacci-Section dorée" pour l'optimisation de la température chaude de la source de bruit désadaptée.**

```

function [ xmin] = golden(ax,bx,cx,tol)

R = 0.61803399;
C = 0.38196601; % = 1.0 - R;
x0 = ax;
x3 = cx;
if( abs(cx-bx) > abs(bx-ax) )
    x1 = bx;
    x2 = bx+C*(cx-bx);
else
    x2 = bx;
    x1 = bx-C*(bx-ax);
end;
f1 = funcErr(x1);
f2 = funcErr(x2);
while( abs(x3-x0) > tol*(abs(x1)+abs(x2)) )
    if( f2 < f1 )
        x0 = x1;
        x1 = x2;
        x2 = R*x1+C*x3;
        f1 = f2;
        f2 = funcErr (x2);
    else
        x3 = x2;
        x2 = x1;
        x1 = R*x2+C*x0;
        f2 = f1;
        f1 = funcErr (x1);
    end;
end;

if( f1 < f2 )    fxmin = f1;  xmin = x1;
else            fxmin = f2;  xmin = x2;
end;

```

• **Fonction "funcErr" : Utilisée pour l'évaluation de la fonction d'erreur pour l'optimisation de la température chaude de la source de bruit désadaptée.**

```

function fx=funcErr(TmisHx)

```

```
rho=0.5; epsilon=1.0e-3; itermax=1000; nvars=4;

Tn2=(TmisHx-Tp.*Y2(ifreq,:))./(Y2(ifreq,)-1);
[stpt2]=Approxim(Ta2(ifreq),Tn2);

[ iters, endpt2 ] = hooke(nvars, stpt2, rho, epsilon,
itermax,TmisHx,Y2,Y2mat,B2,Bmat2);
Ta2x=endpt2(1); Tb2x=endpt2(2); Tc2x=endpt2(3); Phic2x=endpt2(4);

Tn12=(TmisHx-Tp*Y12(ifreq,:))./(Y12(ifreq,)-1);
[stpt12]=Approxim(Ta12(ifreq),Tn12);

[ iters, endpt12 ] = hooke(nvars, stpt12, rho, epsilon,
itermax,TmisHx,Y12,Y12mat,B12,Bmat12);
Ta12x=endpt12(1); Tb12x=endpt12(2); Tc12x=endpt12(3); Phic12x=endpt12(4);

Tb1M=Tb12x-abs(T12(ifreq))^2-Ta2x-abs(T11(ifreq))^2*Tb2x+...
2*real(conj(T11(ifreq))*T12(ifreq)*Tc2x*exp(-j*Phic2x));
fx=sqrt((Tb1(ifreq)-Tb1M)^2);
```

## Annexe D

La figure ci-dessous représente une photographie du système de mesure, utilisé pour la calibration de la source de bruit désadaptée et pour la détermination des paramètres du bruit.



(1) NFA (2) Ligne longue (3) Source de bruit adaptée (4) Source de bruit désadaptée (5) DUT (6) Amplificateur Mini-Circuit (7) Relais



## Références Bibliographiques

- [1] R. Petai, *Noise in receiving systems*. Wiley-Interscience, New York, 1984.
- [2] W. R. Bennett, *Electrical noise*. McGraw-Hill, New York, 1960.
- [3] Van Der Ziel, *Noise in solid state devices and circuits*. John Wiley and Sons, 1986.
- [4] P.R. Gray and R.G. Meyer, *Analysis and design of analog integrated circuits*. John Wiley and sons, 1977.
- [5] Sh. Kogan, *Electronic noise and fluctuations in solids*. Cambridge University Press, 1996.
- [6] J. R. Pierce, "Physical sources of noise," *Proc. IRE*, vol. 44, no. 5, pp. 601–608, May/ 1956.
- [7] J. B. Johnson, "Thermal agitation of electricity in conductors," *Phys. Rev.*, no. 32, pp 97-109, July 1928.
- [8] H. Nyquist, "Thermal agitation of electric charge in conductors," *Phys. Rev.*, no. 32, pp. 110-113, July 1928.
- [9] J. B. Johnson, "Electronic noise: the first two decades," *IEEE Spectrum*, vol. 8, pp. 42-46, Feb. 1971.
- [10] A. E. Siegman, "Thermal noise in microwave systems, Part 1," *Microwave Journal*, vol. 4, pp. 81-90, Mar. 1961.
- [11] G. Cachier, "Bruit en hyperfréquences : origine et modélisation," *Les techniques de l'ingénieur*, E1380, pp. 1-18, Août 2005.
- [12] J.P. Nougier, "Origine du bruit dans les dispositifs à semiconducteurs," *Revue de physique appliquée*, no 22, pp. 803-819, Août 1987.
- [13] M. S. José, C. L. Boggiano, "Bruit de fond et mesures," *Les techniques de l'ingénieur*, E1150-R310, pp. 1-30, Déc. 2006.
- [14] D. Ventre. *Communication Analogique*. Edition Ellipses, 1999.
- [15] H. T. Friis, "Noise figures of radio receivers", *Proc. of the IRE*, vol. 32, no. 7, pp. 419-422, July 1944.
- [16] IRE Subcommittee on noise, "Representation of noise in linear two-ports," *Proceedings of the IRE*, vol. 48, no. 1, pp. 60-68, Jan. 1960.
- [17] "IRE standards on electron tubes : definitions of terms," *Proceedings of the IRE*, vol. 51, pp. 434-436, Mar. 1963.

- [18] *Fundamentals of RF and microwave noise figure measurements*, Hewlett Packard, Application Note 57-1, July 1983.
- [19] R. P. Meys, “Contribution à l'étude des phénomènes aléatoires dans les composants et circuits électroniques,” Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique, Université Libre de Bruxelles, 1978.
- [20] IRE Subcommittee on noise, “IRE standards on methods of measuring noise in linear two-ports,” *Proceedings of the IRE*, vol. 48, no. 1, pp. 60-68, Jan. 1960.
- [21] C. Miller, W. C. Daywitt and M. G. Arthur, “Noise standards, measurements, and receiver noise definitions,” *Proceedings IEEE*, vol. 55, no. 6, pp. 865–877, Jun. 1967.
- [22] V. Ernst, “Caractérisation de 2-ports bruyants par la méthode de variation de phase-fréquence”, Thèse de Doctorat, Université Libre de Bruxelles, Mai 1993.
- [23] H. Rothe and W. Dahlke, “Theory of the noisy four-poles,” *Proceedings of the IRE*, vol. 44, no. 6, pp. 811-818, Jun. 1956.
- [24] I. A. Harris, “Dependence of receiver noise-temperature measurement on source impedance,” *Electronic Letters*, vol. 2, no 4, pp. 130-131, Apr. 1966.
- [25] P. Jr. Penfield, “Wave representation of amplifier noise,” *IRE Transaction on Circuit Theory*, vol. 9, no. 1, pp. 84-86, Jan. 1962.
- [26] R. P. Meys, “A wave approach to the noise properties of linear microwave devices,” *IEEE Trans. on Microwave Theory Techniques*, vol. 26, no. 1, pp. 34-37, Jan. 1978.
- [27] R. P. Meys and M. Milecan “Noise waves, a concept leading to deep insight and very accurate noise characterization,” *IEEE MTT Symposium Digest*, pp. 351-353, vol. 30, no 12, Dec. 1982.
- [28] D. Pasquet, et L. Escotte, *Mesures en hyperfréquences : Bruit en hyperfréquences*. Hermès, Lavoisier, 2004.
- [29] D. Pasquet, J. R. Rivière, A. Boudiaf, T. Werling and B. Delacressonnière, “Mesure du facteur de bruit par la méthode des deux températures,” *Annales des Télécommunications*, vol. 51, no. 11-12, pp. 602-610, 1996.
- [30] *Fundamentals of RF and microwave noise figure measurements*, Agilent Technologies Inc., Application Note 57-1, no. 5952-8255E, Aug. 2010.
- [31] M. H. Weatherspoon, L. P. Dunleavy, A. Boudiaf and J. P. Randa, “Vector corrected noise temperature measurements,” *IEEE International Microwaves Symp.*, Seattle, WA, pp. 2253-2256, Jun. 2002.
- [32] *10 hints for making successful noise figure measurements*, Agilent Technologies Inc., Application Note, no. 5980-0288E, Nov. 2011.
- [33] R. Q. Lane, “The determination of device noise parameters,” *Proceedings IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1461-1462, Aug. 1969.

- [34] L. Escotte, R. Plana and J. Graffeuil, "Evaluation of noise parameter extraction methods," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no 3, pp. 382-387, Mar. 1993.
- [35] M.S. Gupta, "Determination of the noise parameters of a linear 2-ports," *Electronics Letters*, vol. 6, no. 17, pp. 543-544, Aug. 1970.
- [36] G. F. Engen, "A new method of characterizing amplifier noise performance," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 4, pp. 344-349, Nov. 1970.
- [37] D. F. Wait and G.F. Engen, "Application of radiometry to the accurate measurement of amplifier noise," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, no. 2, pp. 433-437, Apr. 1991.
- [38] V. D. Larock and R. P. Meys, "Automatic noise temperature measurement through frequency variation," *IEEE Trans. Microwave Theory Techniques*, vol. 30, no. 8, pp. 1286-1288, Aug. 1982.
- [39] V. Adamian and A. Uhler, "Simplified noise evaluation of microwaves receivers," *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 33, no. 2, pp. 136-140, June 1984.
- [40] P. Crozat, C. Boutez, M. Chaubet, V. Danelon, A. Sylvestere and G. Vernet, "50Ω noise parameter measurements with full receiver calibration without tuner," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 3, pp. 261-262, Feb. 1996.
- [41] V. Danelon, P. Crozat, F. Aniel and G. Vernet, "Four noise parameter determination method for transistor based on the frequency dependence of the noise figure," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 16, pp. 1612-1613, Aug. 1998.
- [42] D. F. Wait and J. Randa, "Amplifier noise measurements at NIST," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 2, pp 482-485, Apr. 1997.
- [43] S. Withington, "Scattered noise wave in microwave and mm-wave networks," *Microwave Journal*, pp. 169-178, July 1989.
- [44] R. P. Meys, F. Boukerroum, "Broadband noise system allows measurements according to both standard methods", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 4, pp. 1316–1327, Apr. 2011.
- [45] *Noise figure measurement accuracy - The y-factor method*, Agilent Technologies Inc., Application Note 57-2, pp. 8, Mar. 2004.
- [46] G. L. Williams, "Measuring amplifier noise on a noise source calibration radiometer," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 44, no. 2, pp. 340-342, April 1995.
- [47] D. Adamson, "Noise measurements," in *The 14th IEE Microwave Measurements Course*. Stevenage, UK, pp. 8-13, 2005.
- [48] R. Hu and S. Weinreb, "A novel wide-band noise-parameter measurement method and its cryogenic application," *IEEE Trans. on Microwaves Theory and Techniques*, vol. 52, no. 5, pp. 1498–1507, May 2004.

- [49] R. Hu and Tzu-Hsien Sang, "On-wafer noise-parameter measurement using wide-band frequency-variation method," *IEEE Trans. on Microwaves Theory and Techniques*, vol. 53, no. 7, pp. 2398–2402, July 2005.
- [50] R. P. Meys and F. Boukerroum, "Calibrating broadband highly mismatched noise sources," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 4, pp. 1328-1333, Apr. 2011.
- [51] A. C. Davidson, B. W. Leake, and E. Strid, "Accuracy improvements in microwave noise parameter measurements," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 12, pp. 1973-1977, Dec. 1989.
- [52] R. Hu and T. H. Sang, "An analytical approach on the determination of generator reflection coefficients used in the noise-parameter measurement," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 27, no. 1, pp. 151-162, Jan. 2006.
- [53] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. New York : Wiley, 3th edition, 2005.
- [54] E. C. Valk, D. Routledge, J. F. Vaneldik and T. L. Landecker, "Microwave noise measurement errors caused by frequency discrepancies and nonzero bandwidth," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no. 6, Dec. 1993.
- [55] F. Boukerroum and F. Djahli, "Simple and accurate method for microwave noise parameters calculation," *Radioengineering*, vol. 20, no. 3, pp. 587-593, Sep. 2011.
- [56] R. P. Meys and M. Milecan, "A computer based method giving the experimental noise parameters of Q-ports through the use of new noise sources," in *Proc. SPACECAD*, Bologna, Italy, pp. 387-396, nov. 1979.
- [57] P. Bareau, A. Abdipour and A. Pacaud, "A new noise measurement method of noise parameters at microwave frequencies," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 4, pp. 1044-1048, Aug. 1997.
- [58] L. F. Tiemeijer, R. J. Havens, R. de Kort and A. J. Scholten, "Improved y-factor method for wide-band on-wafer noise-parameter measurements," *IEEE Trans. on Microwave Theory Techniques*, vol. 53, no. 9, pp. 2917-2925, Sep. 2005.
- [59] W.H. Press, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling and B.P. Flannery, *Numerical recipes in C: The art of scientific computing*. New York : Cambridge University Press, 2nd Ed., 1992.
- [60] M. Hruskovic, J. Hribik, M. Kostal, M. Groschl and E. Benes, "Active two-ports equivalent noise parameters," *Radioengineering*, vol. 4, no. 2, pp. 18-21, Jun. 1995.
- [61] K. Wong, "Advancements in noise measurement," *IEEE IMS SCV Chapter Mtg.*, May 21, 2008.
- [62] A. Boudiaf, C. Dubon-Chevalier and D. Pasquet, "Verification of on-wafer noise parameter measurements," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 44, no. 2, pp. 332-335, Apr. 1995.
- [63] E. C. Valk, D. Routledge, J. F. Vaneldik, and T. L. Landecker, "De-embedding two-port noise parameters using a noise wave model," *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 37, no. 2, pp. 195-200, Jun. 1988.

- [64] R. P. Meys and M. Milecan, “Accurate experimental noise characterization of GaAs FET's at 18 and 20 GHz through the use of the noise waves model,” in *Proc. European Microw. Conf.*, Amsterdam, Netherlands, pp. 177-182, Oct. 1981.
- [65] P. Olivera and V. Markovic, “Wave approach to s-parameter and noise parameter prediction of fet devices,” *Proceedings of Papers of the 2ed International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Beijing, China, pp. 164-167, 2000.
- [66] C. A. Grosvenor, J. Randa and R. L. Billinger, “Design and testing of NFRad – a new noise measurement system,” NIST, Boulder, CO, Tech. Note 1518, Mar. 2000. Available at : <http://ts.nist.gov/MeasurementServices/Calibrations/upload/TN1518.pdf>
- [67] J. Randa, “Noise measurements and remote-sensing radiometry at NIST,” in *Proc. ICMM*, Beijing, China, 2007.
- [68] D. M. Pozar, *Microwave and RF design of wireless systems*. New York : Wiley, 2001.