

Charges froides actives pour le calibrage des radiomètres micro-ondes utilisés pour l'observation de la Terre

Laurent Escotte

LAAS-CNRS et Université de Toulouse, UPS7, avenue du colonel Roche, 31077 Toulouse cedex, France

Article invité

Résumé

Nous présentons dans ce papier une synthèse concernant la réalisation de charges froides actives à partir d'un transistor micro onde. Le but de celle-ci est de fournir une source de référence pour les radiomètres qui présentent une faible température de bruit tout en fonctionnant à température ambiante. Une présentation des différentes topologies des circuits et des technologies employées est effectuée. Les techniques de caractérisation sont présentées et notamment celles que l'on rencontre pour mesurer la stabilité de ces sources. Les architectures des radiomètres utilisés et les outils d'analyse sont abordés. L'état de l'art effectué montre qu'il est possible d'obtenir des températures de bruit inférieures à 100 K jusqu'à une vingtaine de GHz avec ce type de charge. La sensibilité aux variations de la température ambiante est comprise entre 0.3 et 0.4 K/°C et la stabilité sur le long terme est inférieure à 2 K/an.

Mots clés : *Charge froide active – Radiométrie micro onde – Calibrage – Radiomètres – Température de bruit*

Abstract

In this paper, the state of the art of active cold loads is presented. These cold loads realised with a single transistor correspond to artificial cold resistors and can be used to calibrate the microwave radiometers. The different topologies and technologies proposed in the literature are described. The characterization of these cold loads is also presented. The long-term stability measurement is more particularly detailed. The radiometer architectures and the statistical tools used to assess the stability analysis are discussed. We show that a noise temperature less than 100 K could be obtain up to 20 GHz. The ambient temperature sensitivity is between 0.3 and 0.4 K/°C and the long-term stability is less than 2 K/year.

Keywords: *Active cold load – Microwave radiometry – Calibration – Radiometers – Noise temperature*

Auteur correspondant : laurent.escotte@laas.fr

1. INTRODUCTION

La radiométrie micro-onde est une technique utilisée pour mesurer le rayonnement électromagnétique naturel des corps. Celle-ci est largement employée en géophysique pour l'observation de la Terre [1]. Les missions scientifiques embarquées sur des avions ou à bord de satellites permettent d'observer la surface terrestre (on parle de radiomètres imageurs) ou d'étudier l'atmosphère (radiomètres sondeurs). Les données recueillies permettent d'étudier la salinité des océans [2], l'humidité des sols [3], la vitesse des vents à la surface des mers [4], la couverture en glace et/ou en neige [5], les profils en température et en vapeur d'eau des colonnes atmosphériques [6]. Les applications concernent la météorologie, la climatologie ou encore l'agriculture.

La puissance rayonnée par les corps est convertie en une quantité homogène à une température appelée température de brillance. Celle-ci est mesurée à l'aide d'un radiomètre, instrument sensible qui doit être capable de détecter de faibles variations de température tout en présentant d'excellentes performances de stabilité à long terme. Pour atteindre celles-ci, le radiomètre doit être étalonné régulièrement à l'aide de sources de référence présentant des températures de bruit bien distinctes. Dans le cas des radiomètres utilisés pour l'observation de la Terre, la température de la scène est comprise entre 100 et 350 K selon les gammes de fréquence. Les sources de référence doivent donc présenter des températures de bruit inférieures à 100 K (source froide) et supérieures à 350 K (source chaude). La réalisation de cette dernière ne pose pas de problème : une charge adaptée (50 Ω) portée à la température physique de 80°C permet de remplir facilement l'objectif. Par contre, refroidir une charge adaptée à la température de l'azote liquide (77 K) pour réaliser la source froide est une solution coûteuse et encombrante dans un satellite. Actuellement, la référence froide est obtenue en pointant l'antenne du radiomètre vers une zone de l'espace où seul le rayonnement cosmologique est présent (ciel froid à la température de 2.8 K). Ceci rend complexe le contrôle et la commande du satellite pour orienter l'antenne à intervalles réguliers [7]. L'utilisation d'une source froide réalisée à base de composants actifs est une solution alternative. Le principe est de réaliser une résistance artificielle de 50 Ω avec une diode

ou un transistor présentant une température de bruit de très faible valeur à la température ambiante.

Les premières charges froides actives ont été réalisées à partir de tubes à vide [8,9] dans les années quarante. L'utilisation de diodes Schottky a permis également de concevoir des charges ayant des températures de bruit proches de la moitié de la température ambiante dans la gamme des ondes millimétriques [10]. La première charge froide conçue avec un transistor à effet de champ (MESFET sur GaAs) date du début des années quatre-vingt [11] et utilise une contre-réaction inductive dans la source du transistor. Une température de bruit de 50 K a été ainsi obtenue en bande L à 1.4 GHz. Ce type de circuit est parfaitement adapté en termes d'intégration dans un sous-système car il permet de minimiser le poids et l'encombrement de celui-ci, tout en améliorant ses performances. Lahtinen *et al.* [12] ont montré notamment que la sensibilité d'un radiomètre, contrôlé par un canal de référence et utilisant une charge froide active (architecture proche du radiomètre de Dicke équilibré), s'améliore de 40 % par rapport à une architecture classique. Devant l'intérêt des charges actives, l'agence spatiale européenne a financé ces dernières années un certain nombre de projets visant à développer ce type de circuit pour des fréquences supérieures à 10 GHz afin d'évaluer ses performances d'un point de vue spatial [13-15]. Les performances en stabilité à long terme ont notamment été étudiées avec un objectif fixé au départ à ± 1 K par an [14].

Nous présentons dans cet article une synthèse des principales caractéristiques des charges froides réalisées à partir d'un transistor aux fréquences micro-ondes. Le chapitre 2 est consacré plus particulièrement aux techniques de modélisation, aux architectures de circuit rencontrées dans la littérature et aux différentes technologies employées. Ce chapitre se termine par l'état de l'art concernant les températures de bruit obtenues. Le chapitre 3 est consacré aux techniques utilisées pour caractériser ces sources de bruit. Nous présentons ainsi un certain nombre d'architectures de radiomètres utilisés pour évaluer notamment la stabilité sur le long terme des charges froides actives.

2. CHARGES FROIDES ACTIVES

La façon la plus simple pour réaliser une charge froide active est de prendre un amplificateur faible bruit et de fermer sa sortie sur une charge adaptée. Cette solution a été retenue par Kemppainen *et al.* [16]. Pour calibrer le récepteur RF d'un radiomètre en bande L. Le dipôle ainsi constitué présente une température équivalente de bruit T_e , donnée par la relation suivante :

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad (1)$$

F représente le facteur de bruit de l'amplificateur et T_0 correspond à la température de référence égale à 290 K. On peut ainsi obtenir une valeur de T_e égale à 75 K pour un amplificateur ayant un facteur de bruit de 1 dB, par exemple. Le bruit thermique de la résistance de 50 Ω en sortie est négligeable car l'amplificateur est un dispositif fortement unilatéral (le coefficient de transmission inverse S_{12} est très faible). Toutefois, la conception dédiée d'une charge froide est beaucoup plus simple comparée à celle d'un amplificateur faible bruit, car le nombre de paramètres à optimiser est moins important.

2.1. Modélisation par les ondes de bruit

Les techniques les plus récentes utilisées pour la modélisation des charges actives sont basées sur l'utilisation des ondes de bruit [17,18]. Ce formalisme proposé par Penfield [19] est particulièrement bien adapté à celui des ondes de puissance et des paramètres de dispersion (ou paramètres S) utilisés pour la modélisation des circuits aux fréquences micro-ondes [20]. Il permet notamment de connaître la température de bruit et le coefficient de réflexion du circuit en fonction des paramètres du transistor mesurés en hyperfréquence (paramètres S et paramètres de bruit).

Le graphe de fluence d'une charge froide active est représenté par la figure 1. C'est celui d'un quadripôle bruyant caractérisé par ses paramètres S , fermé en sortie sur une impédance de charge ayant un coefficient de réflexion Γ_L et une onde de bruit b_{nsL} correspondant au bruit thermique.

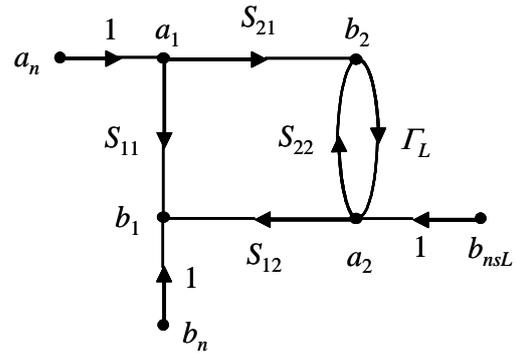


Figure 1. Graphe de fluence d'un quadripôle bruyant fermé sur une charge

Le bruit du quadripôle ou du transistor est pris en compte par deux ondes de bruit a_n et b_n situées à son entrée. Celles-ci sont caractérisées par leurs valeurs quadratiques moyennes et le terme d'inter corrélation donnés ci-dessous [21] :

$$\overline{a_n^2} = k \Delta f \left(T_{\min} + \frac{4R_n T_0}{Z_0} \times \frac{|\Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2} \right) \quad (2)$$

$$\overline{b_n^2} = k \Delta f \left(\frac{4R_n T_0}{Z_0} \times \frac{1}{|1 + \Gamma_o|^2} - T_{\min} \right) \quad (3)$$

$$\overline{a_n^* b_n} = -k \Delta f \left(\frac{4R_n T_0}{Z_0} \times \frac{\Gamma_o^*}{|1 + \Gamma_o|^2} \right) \quad (4)$$

k , Δf , et Z_0 représentent respectivement, la constante de Boltzmann, la bande de fréquence et l'impédance de normalisation égale à 50 Ω . Le symbole * dans (4) correspond au complexe conjugué. T_{\min} , R_n et Γ_o sont les paramètres de bruit qui permettent d'exprimer la température de bruit à l'entrée d'un quadripôle en fonction du coefficient de réflexion Γ_s associé à l'impédance connectée à son entrée selon l'équation (5) :

$$T_e = T_{\min} + \frac{4R_n T_0}{Z_0} \times \frac{|\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (5)$$

T_{\min} est la température de bruit minimum obtenue quand le quadripôle est connecté en entrée à une impédance de coefficient de réflexion Γ_o . R_n est la résistance équivalente de bruit du quadripôle.

L'analyse du circuit représenté par la figure 1 permet d'exprimer l'onde de bruit b qui sort du circuit:

$$b = b_n + \Gamma_{in} a_n + \frac{S_{12}}{1 - \Gamma_L S_{22}} b_{nsL} \quad (6)$$

où Γ_{in} est le coefficient de réflexion à l'entrée du circuit donné par :

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (7)$$

$$T_b = T_{\min} (|\Gamma_{in}|^2 - 1) + \frac{4R_n T_0}{Z_0} \times \frac{|1 - \Gamma_{in} \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2} + \frac{|S_{12}|^2}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2} (1 - |\Gamma_L|^2) T \quad (9)$$

Si on connecte au circuit une impédance non bruyante de coefficient de réflexion Γ_s , la puissance maximum ou disponible est obtenue quand $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$. La puissance de bruit disponible s'écrit alors [22] :

$$kT_n \Delta f = \frac{kT_b \Delta f}{1 - |\Gamma_{in}|^2} \quad (10)$$

T_n représente la température de bruit de la charge active et correspond donc à l'un des paramètres à optimiser pour réaliser le circuit. La charge active devant être égale à 50 Ω pour une utilisation optimale dans un système de radiométrie, il est nécessaire d'insérer un

$$T_n = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \left\{ T_{\min} (|S_{11}|^2 - 1) + \frac{4R_n T_0}{Z_0} \times \frac{|1 - S_{11} \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_o|^2} + |S_{12}|^2 T \right\} \quad (11)$$

Le bruit thermique de la résistance de sortie peut être négligé si S_{12} est faible, ce qui est le cas pour la majorité des transistors. Dans ce cas, l'expression (11) est proche de celle donnée par Kangas *et al.* [13]. Une application

La puissance due au bruit thermique de l'impédance de charge supposée placée à la température ambiante T est donnée par Penfield [19]:

$$\overline{b_{nsL}^2} = k \Delta f (1 - |\Gamma_L|^2) T \quad (8)$$

La puissance de bruit qui sort du circuit est obtenue en calculant la valeur quadratique moyenne de b . Exprimée sous forme de température de bruit T_b , on obtient l'expression (9) en combinant les équations (2) à (8) :

quadripôle d'adaptation présentant le moins de pertes possible à l'entrée du transistor.

Dans le cas pratique où l'impédance connectée en sortie du quadripôle est égale à 50 Ω (ce qui permet d'assurer en partie la stabilité du circuit), le coefficient de réflexion Γ_L est nul. En combinant les équations (7) à (10), on obtient alors l'expression suivante pour la température de bruit de la charge active :

numérique est donnée dans le tableau 1 pour illustrer la relation (11) et montrer ainsi la possibilité de réaliser une charge froide active avec un transistor.

Tableau 1. Paramètres S et paramètres de bruit d'un transistor à 1.4 GHz. La seconde ligne correspond aux paramètres d'un circuit adapté

S_{11}	S_{12}	T_{\min}	R_n	Γ_o	T_n
$0,676 e^{-j86^\circ}$	$0,078 e^{j46^\circ}$	37 K	7.2 Ω	$0,303 e^{j31^\circ}$	120 K
$0,013 e^{-j100^\circ}$	$0,082 e^{j36^\circ}$	37 K	72 Ω	$0,308 e^{j31^\circ}$	68.5 K

Les paramètres S et les paramètres de bruit d'un transistor bipolaire à hétérojonction d'Infineon (BFP640) sont donnés à la fréquence de 1.4 GHz dans la première ligne. On montre ainsi que l'on peut obtenir une faible température de bruit (120 K) avec le transistor seul, sans circuit d'adaptation. La seconde ligne correspond aux paramètres d'un circuit adapté ($S_{11} \approx 0$) utilisant ce même transistor. Une inductance de 5 nH est insérée dans l'émetteur du transistor afin d'obtenir une impédance d'entrée Z_{in} dont la partie réelle est proche de 50 Ω . Une inductance de 5.8 nH placée en série sur la base du transistor permet ensuite d'annuler la partie imaginaire de Z_{in} et de réaliser l'adaptation d'impédance à 50 Ω . La température de bruit de la charge active réalisée de manière très simple est de 68.5 K. Le modèle proposé permet ainsi d'évaluer rapidement si une technologie donnée est appropriée pour réaliser une charge froide.

2.2. Principales topologies de charges actives

La première topologie à base de transistor à effet de champ proposée par Frater et Williams [11] est représentée dans la figure 2.

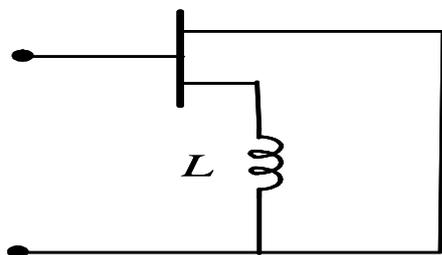


Figure 2. Charge froide active basée sur une contre-réaction série

Le drain est court-circuité et une contre réaction série est obtenue en plaçant une inductance L dans la source du transistor. L'analyse effectuée par les auteurs à partir du schéma électrique simplifié du circuit a montré que cette inductance se transforme en une résistance non bruyante dans l'impédance d'entrée du circuit. Elle permet ainsi de réaliser l'adaptation d'impédance. Cette inductance de dégénérescence est également utilisée dans la conception d'amplificateurs faible bruit pour les mêmes raisons [23]. La deuxième topologie a été proposée par Forward et Cisco [24] en 1983. Celle-ci est basée sur une contre réaction parallèle représentée par la figure 3a.

L'analyse théorique effectuée à l'aide d'un schéma équivalent de transistor a montré que la partie réelle de l'impédance d'entrée du circuit est inversement proportionnelle à la

transconductance g_m de l'élément actif. Un court-circuit étant difficilement réalisable aux fréquences micro-ondes, les auteurs ont proposé de réaliser la charge active avec une capacité de 100 pF connectée entre la grille et le drain du transistor. Une ligne quart-d'onde placée à l'entrée complète le circuit d'adaptation. Les auteurs n'ont pas pu valider de manière expérimentale les résultats théoriques obtenus. Buhles et Lardizabal [25] ont réalisé en 2000 une charge froide active basée sur le principe de la contre réaction parallèle. Le circuit proposé est représenté par la figure 3b. Une résistance est ajoutée dans le circuit de contre réaction de manière à augmenter la bande passante du circuit. Ce type de charge active a été également employé par d'autres auteurs dans des amplificateurs distribués [26, 27].

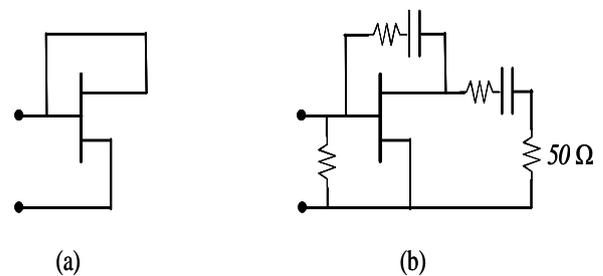


Figure 3. Charges froides actives basées sur une contre-réaction parallèle

La dernière topologie rencontrée dans la littérature et aussi la plus utilisée [13, 15, 17, 28] est proche de celle basée sur la contre réaction série. Le court-circuit entre drain et source est remplacé par un circuit d'adaptation fermé sur une charge adaptée. Cette topologie représentée par la figure 4 se rapproche de celle utilisée au cours de la conception d'un amplificateur faible bruit.

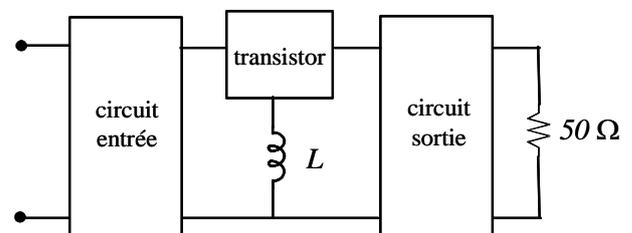


Figure 4. Charges froides actives basées sur une contre-réaction série

Le nombre plus élevé d'éléments passifs autour du transistor permet d'obtenir plus facilement les objectifs de conception : adaptation, bande passante, température de bruit, platitude dans la bande passante et

stabilité du circuit. La figure 5 représente la photographie de ce type de charge active réalisée à l'aide d'un transistor bipolaire à hétérojonction (TBH), de composants passifs montés en surface (CMS) et de lignes microrubans 50 Ω [28].

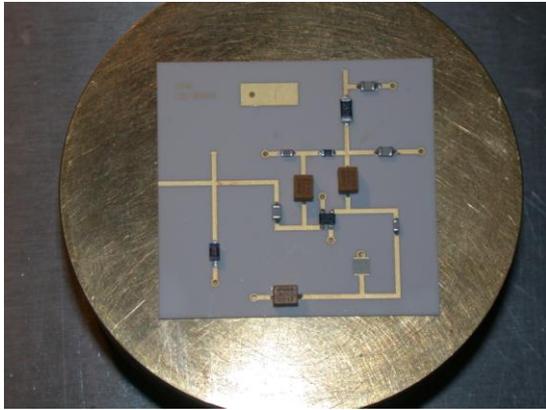


Figure 5. Charge froide active en bande L réalisée avec un TBH [28]

2.3 Technologies employées et état de l'art

Les circuits hybrides ont majoritairement été utilisés pour la réalisation de charges froides actives. Ils permettent de choisir les composants passifs et actifs les plus appropriés en vue des applications souhaitées. Le coût est réduit ainsi que les délais de fabrication. La solution tout intégré de type MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) a été proposée par Buhles et Lardizabal [25], la topologie du circuit (Fig.3b) étant particulièrement bien adaptée. En effet, l'adaptation peut être facilitée en optimisant le développement de grille du transistor et donc la valeur de g_m . Cette solution peut toutefois s'avérer coûteuse en raison notamment du faible volume de circuits à réaliser. Néanmoins, pour des fréquences supérieures à une vingtaine de GHz, la solution MMIC est préférable à la solution hybride en raison notamment d'une réduction des éléments parasites.

Il n'existe pas à notre connaissance de solution commerciale pour les charges froides actives. Toutefois, Proensing Inc propose des radiomètres en bande L pour la mesure de la

salinité et de l'humidité utilisant une charge froide active de 125 K [29].

Les transistors utilisés pour réaliser les charges actives sont issus de différentes filières technologiques. Le premier circuit [11] a été réalisé avec un transistor à effet de champ à grille Schottky sur GaAs de type Métal Semiconductor Field Effect Transistor (MESFET), en l'occurrence le MGF1402 de Mitsubishi. Le facteur de bruit minimum annoncé à l'époque par le constructeur était de 1 dB à 4 GHz. La température de bruit de la charge réalisée est de 50 K à 1.4 GHz. Par la suite, le MESFET a été remplacé dans toutes les applications faible bruit par des transistors à effet de champ réalisés à partir d'hétérojonctions (HEMT pour "High Electron Mobility Transistor") et de l'ingénierie des bandes interdites ("band gap engineering"). La figure 6 représente les coupes simplifiées des transistors HEMT pour les différentes technologies présentées dans cet article.

Dunleavy *et al.* [17] ont réalisé leur circuit hybride avec un transistor HEMT de Raytheon de longueur de grille 0.15 μm , dont l'hétérojonction InAlAs/InGaAs est réalisée sur un substrat InP (Fig. 6a). Une température de bruit de 105 K à 18 GHz a été obtenue. Le transistor métamorphique (MHEMT) est basé lui aussi sur l'hétérojonction InAlAs/InGaAs mais il est réalisé sur un substrat GaAs (Fig. 6b). Une couche de InAlAs avec un taux d'indium variant de 1 à 50% est utilisée pour réaliser l'accord de maille entre le substrat et la couche barrière. L'utilisation d'un substrat en GaAs présente des avantages en termes de coût et de robustesse mécanique par rapport à l'InP. La filière MHEMT 0.15 μm de Raytheon a été utilisée par Buhles et Lardizabal [25] pour réaliser leurs charges froides larges bandes. Des températures de bruit inférieures à 90 K entre 2 et 10 GHz et inférieures à 125 K dans la bande 10-26 GHz ont été obtenues. Bredin *et al.* [15] ont obtenu la meilleure performance en bruit avec la technologie métamorphique d'OMMIC de longueur de grille 70 nm. Une température de bruit de 72 K à 23.8 GHz a été rapportée par les auteurs. Le transistor HEMT pseudomorphique (PHEMT) AlGaAs/InGaAs sur GaAs (Fig. 6c) a été également utilisé par Kangas *et al.* [13] à 10.69 GHz. La stabilité des charges réalisées a été étudiée par Soebjerg *et al.* [14] et des températures de bruit de 56 K et 77 K ont été mesurées avec un radiomètre spécifique. Toutes les charges froides présentées jusqu'à maintenant étaient basées sur des transistors à effet de champ.

Leynia de la Jarrige *et al.* [28] ont employé un transistor bipolaire à hétérojonction Si/SiGe d'Infineon pour réaliser une charge froide à 1,4 GHz ayant une excellente adaptation et une température de bruit inférieure à 65 K. L'utilisation de transistors sur silicium

représente un avantage certain concernant le coût par rapport aux composants issus des filières III.V, notamment si la charge froide devait être intégrée dans un récepteur complet comme celui décrit dans [30]. L'état de l'art est résumé dans le tableau 2.

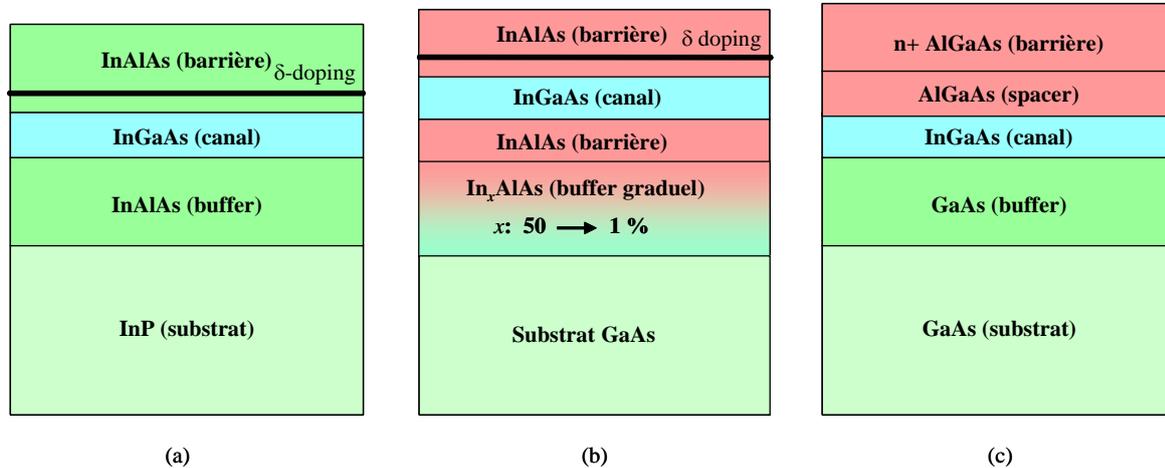


Figure 6. Coupes simplifiées des transistors à effet de champ à haute mobilité électronique. (a) HEMT sur InP (b) HEMT métamorphique sur GaAs (c) PHEMT sur GaAs

Tableau 2. Etat de l'art des charges froides actives

Année / Référence	Fréquence GHz	Technologie	T_n (K)
1980 [11]	1.4	MESFET GaAs	50
2010 [28]	1.4	TBH SiGe	65
2000 [25]	2-10	MHEMT GaAs	90
	10-26		125
2009 [14]	10.69	PHEMT GaAs	77
			56
1997 [17]	18	HEMT InP	105
2010 [15]	23.8	MHEMT GaAs	72

3. TECHNIQUES DE CARACTERISATION

Un certain nombre de paramètres peuvent être caractérisés avec des instruments de mesure que l'on trouve classiquement dans les laboratoires. Il s'agit du coefficient de réflexion de la charge active que l'on mesure à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel et de la température de bruit qui peut être caractérisée à l'aide d'un mesureur de bruit utilisé en mode "mesure de puissance". Il est également très intéressant de connaître les variations de ces deux paramètres en fonction de la température. Dans ce cas, il est nécessaire de disposer d'une enceinte thermostatée pour

effectuer les mesures. La mesure de l'impédance ne pose pas de problème et on peut obtenir une bonne précision si le calibrage de l'analyseur de réseau est effectué pour chaque valeur de température. A titre d'exemple, les variations du coefficient de réflexion d'une charge froide mesurée à 23.8 GHz sont données dans [15] pour des températures comprises entre 20 et 50 °C. La mesure de la température de bruit en fonction de la température ambiante est beaucoup plus délicate car il est nécessaire d'insérer un câble coaxial (ou toute autre structure de

transmission) entre la charge placée dans l'étuve et le mesureur de bruit qui se trouve à l'extérieur.

Une partie de ce câble est soumise à un gradient de température ce qui complique la détermination de T_n [31]. L'utilisation d'un modèle permet de prendre en compte cette distribution non homogène de la température [28]. La puissance de bruit qui se propage entre la charge et le mesureur est décomposée en deux parties. La première est due au bruit de la charge atténué par la ligne de transmission et la seconde partie est due au bruit thermique de la ligne placée à une température variable [32]. Les valeurs reportées dans la littérature donnent des sensibilités de T_n aux variations de température ambiante comprises entre 0.3 et 0.4 K/°C [14, 15, 28]. Celles-ci sont bien inférieures à celles d'une charge passive de 50 Ω (1 K/°C). La stabilité de la charge active est un paramètre important, surtout pour des missions embarquées à bord d'un satellite. Pour pouvoir évaluer ce paramètre sur le long terme (plusieurs mois), il est nécessaire de développer un système de mesure qui présente également d'excellentes performances de stabilité. Nous présentons dans la suite de ce chapitre le radiomètre de base utilisé pour la mesure de la température de bruit ainsi que ses principales caractéristiques. Nous donnons ensuite quelques exemples d'architectures de radiomètres rencontrées dans la littérature et dédiées à la mesure de stabilité de certaines charges froides actives présentées dans ce papier.

3.1 Radiomètre à puissance totale

Le radiomètre à puissance totale (RPT) représenté à la figure 7 est le radiomètre de base qui sert de référence.

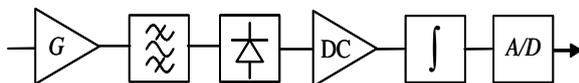


Figure 7. Schéma bloc d'un radiomètre à puissance totale

Il comprend deux parties principales : le récepteur et la partie vidéo. Le récepteur est composé d'un amplificateur faible bruit de gain en puissance G , d'un filtre passe bande qui fixe la bande équivalente de bruit du système et d'un détecteur quadratique. Le gain en puissance de l'amplificateur doit être choisi de manière à ce que la puissance de bruit incidente sur le détecteur soit largement

supérieure au bruit de celui-ci et qu'elle se situe dans sa zone quadratique. En pratique, deux types de détecteur, dont le rôle est de fournir en sortie une tension continue proportionnelle à la puissance de bruit incidente, sont utilisés : les détecteurs à base de diodes Schottky ou de diodes Tunnel [33]. Les diodes Tunnel présentent de nombreux avantages [34] : un faible niveau de bruit basse fréquence, une faible résistance vidéo et une sensibilité ($\Delta V/\Delta P$) élevée (typiquement de l'ordre de 1 mV/ μ W en bande L). La partie vidéo comprend un amplificateur en tension, un intégrateur et un convertisseur analogique numérique (CAN). Le gain de l'amplificateur doit être important pour que la tension continue ait un niveau suffisant pour assurer un fonctionnement correct du CAN. L'association entre le détecteur et l'amplificateur en tension et son impact sur le bruit basse fréquence de l'ensemble est un point à ne pas négliger dans la conception d'un radiomètre afin d'améliorer la stabilité du système expérimental [35]. Enfin, l'intégration du signal peut se faire en plusieurs temps. Un simple filtre passe bas peut être utilisé afin de réduire le bruit du système. L'intégration à proprement dite s'effectue alors par calcul dans la phase de traitement du signal.

La sensibilité ou la résolution du système qui représente la plus petite valeur détectable est donnée par (12) [1]. Le radiomètre à puissance totale est celui qui offre la meilleure sensibilité.

$$\Delta T_n = T_{sys} \sqrt{\frac{1}{B\tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \quad (12)$$

T_{sys} représente la température de bruit du système (incluant la température de bruit du récepteur et celle de la charge mesurée). B représente la bande équivalente de bruit du récepteur, τ le temps d'intégration et $\frac{\Delta G}{G}$

correspond aux fluctuations de gain normalisées. Pour obtenir la meilleure sensibilité possible, il est donc important d'avoir un récepteur avec le facteur de bruit le plus faible possible pour réduire la valeur de T_{sys} . Une bande passante importante permet également de minimiser ΔT_n mais celle-ci est fixée en général par l'application. On peut également augmenter le temps d'intégration jusqu'à une certaine valeur mais ce sont ensuite les fluctuations de gain basses fréquences du système qui limitent la

sensibilité. Pour minimiser l'impact de ces instabilités, il est nécessaire d'effectuer des calibrages très fréquents avec ce type de radiomètre. D'autres architectures permettent de s'affranchir en partie de celles-ci, comme le radiomètre de Dicke [36] ou le radiomètre à injection de bruit [37]. La stabilisation en température du récepteur est également un bon moyen pour limiter les fluctuations de gain de l'amplificateur faible bruit.

3.2 Stabilité des radiomètres

La variance d'Allan, ou variance à deux échantillons, a été proposée dans les années soixante pour étudier la stabilité des sources de fréquence [38]. Cet outil statistique s'est imposé également dans de nombreux domaines et a été utilisé notamment par Rau *et al.* Pour étudier la stabilité des radiomètres [39]. La variance est calculée à partir de la différence quadratique moyenne entre deux échantillons successifs. Utilisée pour l'analyse de données temporelles, elle permet également de mettre en évidence et de spécifier la nature des sources de bruit présentes dans le système expérimental. Le passage entre le domaine temporel et le domaine fréquentiel est maintenant bien établi [40]. Il est donné par :

$$\sigma_A^2(\tau) = \frac{h_0}{2\tau} + 2\text{Ln}(2)h_{-1} + \frac{2}{3}\pi^2 h_{-2}\tau \quad (13)$$

Ln correspond au logarithme Népérien et τ , au temps d'intégration. Les coefficients h_0 , h_{-1} et h_{-2} sont les coefficients du modèle associé à la densité spectrale de puissance ($S(f)$):

$$S(f) = h_0 + \frac{h_{-1}}{f} + \frac{h_{-2}}{f^2} \quad (14)$$

Ces coefficients correspondent aux niveaux de bruit blanc (h_0), de bruit en $1/f$ (h_{-1}) et à celui de la marche aléatoire (h_{-2}) présents dans le système de mesure. Des composantes supplémentaires peuvent être ajoutées dans les expressions (13) et (14) pour prendre en compte la présence de bruit de génération recombinaison [41] ou une dérive des mesures.

La figure 8 représente une courbe typique des variations de la variance d'Allan en fonction du temps d'intégration. Les tensions ont été mesurées à l'aide d'un radiomètre à puissance totale à la sortie d'un amplificateur faible bruit fermé en entrée sur une charge adaptée. La procédure de mesure et les caractéristiques du système expérimental sont décrites en détail dans [41].

On peut remarquer qu'il existe une valeur de τ optimale, qui permet d'obtenir la variance la plus faible possible et donc la meilleure stabilité. Sans régulation de la température ambiante et au-delà de 4 s, on peut noter que la variance se dégrade à cause de la présence de sources de bruit basse fréquence. On peut observer également l'effet bénéfique de la régulation en température du système expérimental. On peut ainsi augmenter le temps d'intégration (ou le moyennage) jusqu'à une trentaine de secondes ce qui permet de gagner un facteur supérieur à 6 sur la valeur de la variance d'Allan.

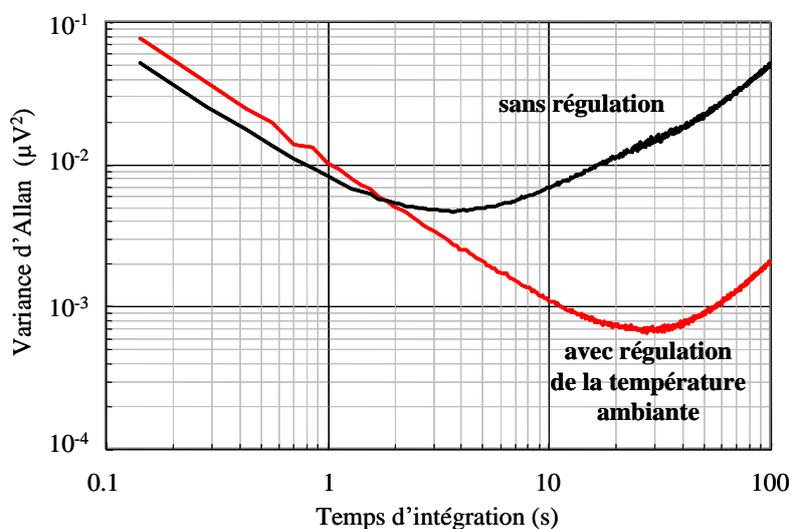


Figure 8. Variance d'Allan en fonction du temps d'intégration d'un amplificateur faible bruit mesuré à l'aide d'un radiomètre à puissance totale

3.3. Architectures de radiomètres pour la mesure de stabilité

Les architectures utilisées sont basées sur celle du radiomètre à puissance totale auquel un certain nombre de charges de calibration sont connectées à l'aide d'un ou plusieurs commutateurs. Le radiomètre utilisé à l'université du Danemark [14] et fonctionnant

à 10.69 GHz est représenté à la figure 9. On distingue 3 parties : le radiomètre à puissance totale est précédé d'un dispositif permettant l'injection de bruit et d'un commutateur permettant de connecter au RPT la charge froide active et différentes charges de référence.

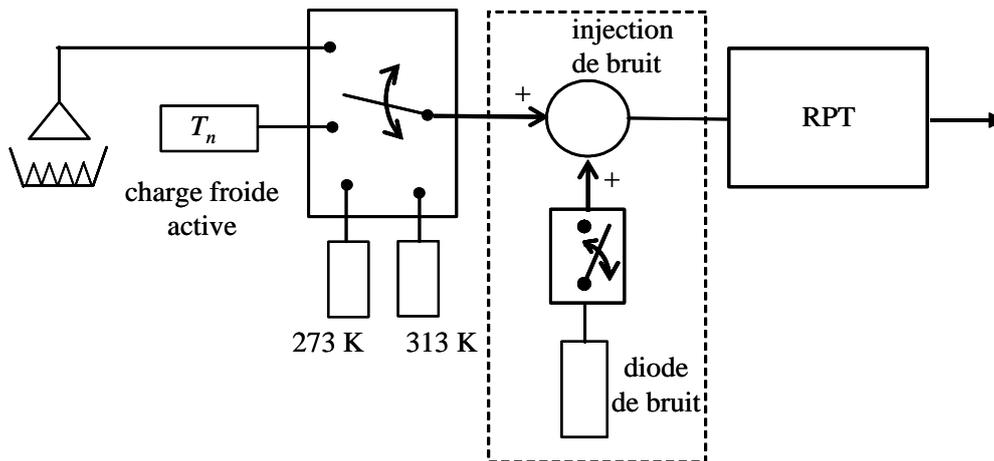


Figure 9. Radiomètre de l'université du Danemark utilisé pour l'étude de stabilité de charges froides [14]

Le commutateur est de type coaxial rotatif à plusieurs positions car il présente de faibles pertes et une forte isolation entre les différentes voies. Deux charges 50 Ω internes portées à deux températures différentes (313 et 273 K) sont utilisées pour le calibrage du système. Le calibrage absolu du banc de mesure est effectué avec une cible externe. Il s'agit d'un absorbant micro onde plongé dans l'azote liquide. Le rayonnement de la cible est capté par une antenne cornet et fournit une température de bruit d'environ 77 K. Le dispositif qui réalise l'injection de bruit est composé d'un coupleur directif associé à une diode de bruit qui est alternativement allumée et éteinte (Fig. 10).

Un atténuateur peut également être intercalé entre le coupleur et la diode pour ajuster le niveau de bruit injecté. La température de bruit en sortie du coupleur T_2 (à l'accès 2) est donnée par la théorie du bruit dans les multi pôles passifs [42] :

$$T_2 = \frac{T_1}{L} + \frac{T_3}{C} + (1 - \frac{1}{L} - \frac{1}{C})T \tag{15}$$

L et C correspondent aux pertes d'insertion et au couplage du coupleur. T_1 et T_3 sont les températures de bruit des charges connectées aux accès 1 et 3. T est la température physique du coupleur. La température de bruit injectée de l'ordre de 75 K, permet d'augmenter la répétabilité du calibrage et de simplifier le test de linéarité du système. Le radiomètre est stabilisé en température et la sensibilité de celui-ci (mesurée avec une charge 50 Ω à 313 K) est de 0.092 K avec un temps d'intégration de 1 s. La stabilité est inférieure à 0.1 K pendant 6 minutes, ce qui fixe l'intervalle de temps entre chaque calibrage. Le calibrage absolu est effectué tous les mois sur une durée totale de mesure de 1an.

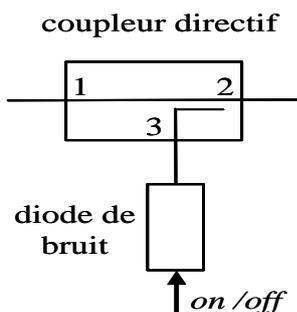


Figure 10. Dispositif utilisé pour réaliser l'injection de bruit

La figure 11 représente un autre type de radiomètre utilisé pour évaluer la stabilité d'une charge froide à 23.8 GHz [15].

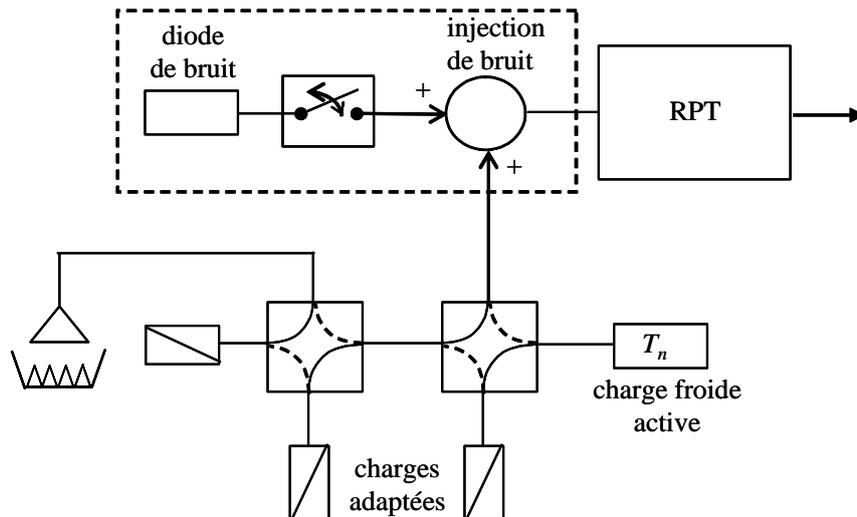


Figure 11. Radiomètre utilisé pour l'étude de stabilité de charges froides [15]

Celui-ci est réalisé en guide d'onde (WR42). Les composants disponibles étant limités avec ce type de technologie, il est donc nécessaire d'utiliser deux commutateurs pour connecter les différentes charges à mesurer. Le système n'est pas régulé en température ce qui nécessite un recalibrage toutes les 40 secondes.

Le calibrage absolu est effectué toutes les semaines sur une durée totale de mesure de 1 mois.

Un radiomètre à deux charges [43] utilisé pour l'étude de la stabilité de charges froides actives à base de TBH [44] est représenté figure 12.

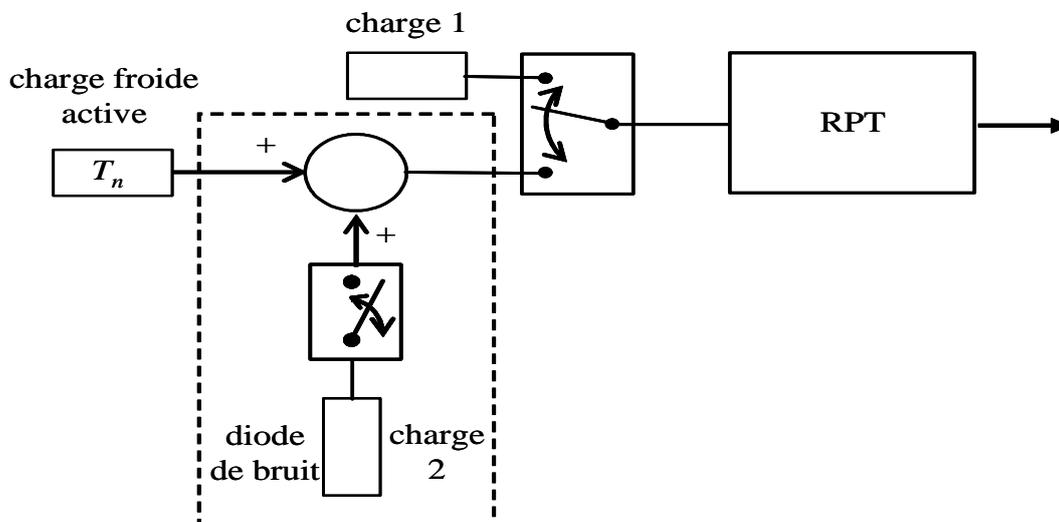


Figure 12. Radiomètre à deux charges utilisé pour l'étude de stabilité de charges froides [44]

Conçu spécialement pour étudier la stabilité, l'architecture de celui-ci est simplifiée comparée à celles décrites précédemment dans la mesure où le calibrage absolu du système n'est pas effectué. L'ensemble du radiomètre est placé dans une enceinte stabilisée en température (autour de 38 °C). Les variations de la température ambiante relevées sur plus de 4 mois d'expérience sont inférieures à 0.04 °C, ce qui entraîne une excellente stabilité du gain du système inférieure à 0.03 dB sur la même

période [35]. La valeur de la température de bruit injectée de l'ordre de 260 K permet de minimiser la sensibilité du radiomètre, celle-ci ayant été évaluée à 0.031 K. Le cycle de mesure, d'une durée totale de 90 s, se déroule en trois étapes : mesure de la charge 1 (charge adaptée à la température physique de l'instrument), mesure de la charge froide active et mesure de la charge froide active avec injection de bruit (charge 2). La durée de chaque mesure est optimisée à l'aide de la

variance d'Allan de manière à obtenir la meilleure.

Le tableau 3 présente les résultats obtenus dans différents articles concernant la stabilité des sources de bruit. La comparaison entre les différents résultats pour mettre en avant une technologie particulière n'est pas facile à réaliser dans la mesure où les systèmes expérimentaux, les bandes de fréquences, les durées et les procédures employés sont différents. Les variations maximales sur une année sont de 2 K pour les circuits à base de transistors à effet de champ. Les potentialités des filières SiGe sont également très bonnes avec une excellente stabilité à court et moyen terme [44] et une stabilité extrapolée inférieure à 1 K/an sur le plus long terme [46].

Tableau 3. Etat de l'art de la stabilité des charges froides actives

Année / Référence	Fréquence GHz	stabilité K	durée mois
2010 [46]	1.4	0.35	4.5
2009 [14]	10.69	2 1	12 8
2001 [45]	18	2	12
2010 [15]	23.8	0.4	1

4. CONCLUSION

Nous avons proposé dans cet article une synthèse des charges froides actives utilisées pour le calibrage des radiomètres micro ondes. Les différentes topologies rencontrées dans la littérature et leurs principales caractéristiques ont été présentées. Nous avons également mis en avant les différentes technologies de transistors employées. L'état de l'art effectué sur la température de bruit de ces charges a montré qu'il était possible d'obtenir des valeurs inférieures à 100 K pour des fréquences allant jusqu'à une vingtaine de GHz. Nous avons ensuite présenté les techniques utilisées pour caractériser ces charges froides actives. L'accent a été mis sur la mesure de la stabilité qui représente un point clé dans les applications spatiales. Plusieurs architectures de radiomètres ont ainsi été montrées. Les charges froides développées présentent une stabilité inférieure à 2 K/an ce qui rend ce type de circuit assez attractif pour réaliser des charges de référence pouvant être utilisées dans des radiomètres micro-ondes.

REMERCIEMENTS

Une partie des résultats présentés dans ce papier est due au travail et à la collaboration de nombreuses personnes. L'auteur souhaite remercier chaleureusement E. Leynia de la Jarrige du LAAS et E. Gonneau de l'Université Paul Sabatier à Toulouse. Nos remerciements vont également à P. Piironen de l'Agence Spatiale Européenne et à C. Bredin et J.M. Goutoule d'EADS Astrium.

REFERENCES

- [1] Ulaby E.T., 1976. Passive microwave remote sensing of the Earth's surface, *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. 24 (1), 112-115.
- [2] Font J., Lagerloef G.S.E., Le Vine D.M., 2004. Camps A., Zanifé O.Z., The determination of surface salinity with the European SMOS space mission, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, Vol. 42 (10), 2196-2205.
- [3] Lemaître F., Poussière J.C., Kerr Y.H., Déjus M., Durbe R., de Rosnay P., Calvet J.C., 2004. Design and test of the ground-based L-band radiometer for estimating water in soils (LEWIS), *IEEE Trans. Geosci Remote Sensing*, Vol. 42 (8), 1666-1676.
- [4] Yueh S.H., Dinardo S.J., Fore A.G., Li F.K., 2010. Passive and active L-band microwave observations and modelling of ocean surface winds, *IEEE Trans. Geosci Remote Sensing*, Vol. 48 (8), 3087-3100.
- [5] Markus T., Cavalieri D.J., Gasiewski A.J., Klein M., Maslanik J.A., Powell D.C., Stankov B.B., 2006. Microwave signatures of snow on sea ice: observations, *IEEE Trans. Geosci Remote Sensing*, Vol. 44 (11), 3081-3090.
- [6] Chakraborty P., Misra A., Misra T., Rana S.S., 2009. A selection of channels for a proposed atmospheric temperature sounder of ISRO, *IEEE Trans. Geosci Remote Sensing*, Vol. 47 (4), 983-987.
- [7] Le Vine D.M., Dinnat E.P., Abraham S., de Mattheis P., Wentz F.J., 2011. The Aquarius simulator and cold-sky calibration, *IEEE Trans. Geosci Remote Sensing*, Vol. 49 (9), 3198-3210.
- [8] Percival W.S., 1939. An electrically cold resistance, *Wireless Eng.*, Vol. 16 (8), 237-240.
- [9] Strutt M.J.O., van der Ziel A., 1942. Suppression of spontaneous fluctuations in

amplifiers and receivers for electrical communication and for measuring devices, *Physica*, Vol. 9, 513-527.

[10] Zirath H., Winberg E., 1985. A novel millimeter-wave solid state cold load, in *Proc. 15th Eur. Microw. Conf.*, 297-302.

[11] Frater R.H., Williams D.R., 1981. An active cold noise source, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. MTT-29 (4), 344-347.

[12] Lahtinen J., Piironen P., Colliander A., 2007. Martin-Neira M., Improved receiver architecture for future L-band radiometer missions, in *Proc. Int. Geosci and Remote Sensing Symp.*, 5247-5250.

[13] Kangas L.P., Lapinoja M., Kilpiä V.H., Skou N., Sobjaerg S.S., Jukkala P., Lahtinen J., Piironen P., New type of calibration target for radiometers, in *Proc. ESA/ESTEC Microw. Technol. Tech. Workshop.*, 2006.

[14] Sobjaerg S.S., Skou N., Balling J.E., 2009. Measurements on active cold loads for radiometer calibration, *IEEE Trans. Geosci Remote Sensing*, Vol. 47 (9), 3134-3139.

[15] Bredin C., Sanson D., Mohammed N., Orhac J.C., Goutoule J.M., Escotte L., Piironen P., 2010. 23.8 GHz and 36.5 GHz active cold loads for radiometer calibration, in *Proc. ESA/ESTEC Microw. Technol. Tech. Workshop.*, 22.

[16] Kempainen S., Lemmetyinen, Auer T., Colliander A., Aalto A., Rautiainen J., Hallikainen M., 2007. Thermal stabilized front-end PCB with active cold calibration load for L-band radiometer, in *Proc. Int. Geosci and Remote Sensing Symp.*, 4433-4436.

[17] Dunleavy L.P., Smith M.C., Lardizabal S.M., Fejzuli A., Roeder R.S., 1997. Design and characterization of FET based cold/hot noise sources, in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 1293-1296.

[18] Weatherspoon M.H., Dunleavy L.D., 2006. Experimental validation of generalized equations for FET cold noise source design, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 54 (2), 608-614.

[19] Penfield P., 1962. Wave representation of amplifier noise, *IRE Trans. Circuit Theory*, Vol. CT-9, 84-86.

[20] Kurokawa K., 1965. Power waves and the scattering matrix, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. MTT-13, 194-202.

[21] Meys R.P., 1978. A wave approach to the noise properties of linear microwave devices, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. MTT-26 (1), 34-37.

[22] Hecken R.P., 1981. Analysis of linear noisy two-ports using scattering waves, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. MTT-29 (10), 997-1003.

[23] Anastassiou A., Strutt M., 1975. Effects of source lead inductance on the noise figure of a GaAs FET, *Proc. IEEE*, Vol.62 (3), 1974, 406-408; corrections, see S. Iversen, *Proc. IEEE*, Vol.63 (6), 983-984.

[24] Forward R.L., Cisco T.C., 1983. Electronically cold microwave artificial resistors, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. MTT-31 (1), 45-50.

[25] Buhles P.M., Lardizabal S.M., 2000. Design and characterization of MMIC active loads, in *Proc. Radio Freq. Integrated Circ.*, 221-224.

[26] Ikalainen P., 1996. Low noise distributed amplifier with active load, *IEEE Microw. Guided Wave Letters*, Vol. 6 (1), 7-9.

[27] Kimura S., Imai Y., 1996. 0-40 GHz GaAs MESFET distributed baseband amplifier IC's for high speed optical transmission, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 44 (11), 2076-2082.

[28] Leynia de la Jarrige E., Escotte L., Goutoule J.M., Gonneau E., Rayssac J., 2010. SiGe HBT-based active cold load for radiometer calibration, *IEEE Microw. Guided Wave Letters*, Vol. 20 (4), 238-240.

[29] www.prosensing.com/ssmr.htm

[30] Borgarino M., Polemi A., Mazzanti A., 2009. Low-cost integrated microwave radiometer front-end for industrial applications, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 57 (12), 3011-3018.

[31] Wells J.S., Daywitt W.C., Miller C.K.S., 1964. Measurement of effective temperature of microwave noise sources, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. IM-13 (1), 17-28.

[32] Agouridis D.C., 1977. Thermal noise of transmission media, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. IM-26 (3), 243-245.

[33] Skou N., Le Vine D., Microwave radiometer systems, Second edition, *Artech House*, Norwood-MA, 2006.

- [34] Leynia de la Jarrige E., Sources de bruit ultra stables à faible température de bruit pour la radiométrie micro-onde, Doctorat de l'Université de Toulouse, soutenue le 29 novembre 2012.
- [35] Leynia de la Jarrige E., Escotte L., Gonneau E., Goutoule J.M., L-band radiometer design for long-term stability measurement of one-port devices, *Intern. Journ. Microw. Wireless Techn.*, à paraître, 2012.
- [36] Dicke R.H., 1946. The measurement of thermal radiation at microwave frequencies, *Review of Scientific Instrum.*, Vol. 17 (3), 268-275.
- [37] Goggins W.B., 1967. A microwave feedback radiometer, *IEEE Trans. Aerospace Electron. Systems*, Vol. AES-3 (1), 83-90.
- [38] Allan D.W., 1966. Statistics of atomic frequency standards, *Proc. IEEE*, Vol.54 (2), 221-230.
- [39] Rau G., Schieder R., Vowinkel B., 1984. Characterization and measurement of radiometer stability, in *Proc. 14th Eur. Microw. Conf.*, 248-253.
- [40] Rutman J., 1978. Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: fifteen years of progress, *Proc. IEEE*, Vol.66 (9), 1048-1075.
- [41] Gonneau E., Escotte L., Low-frequency noise sources and gain stability in microwave amplifiers for radiometry, soumis à *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*
- [42] Wait D.F., 1968. Thermal noise from a passive linear multiport, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. MTT-16 (9), 687-691.
- [43] Goodberlet M.A., Mead J., 2006. Two load radiometer precision and accuracy, *IEEE Trans. on Geosci and Remote Sensing*, Vol. 44 (1), 58-67.
- [44] Leynia de la Jarrige E., Escotte L., Gonneau E., Goutoule J.M., 2011. Stability analysis of an SiGe HBT-based active cold load, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol.59 (2), 354-359.
- [45] Randa J., Dunleavy L.P., Terrell L.A., 2001. Stability measurements on noise sources, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol.50 (2), 368-372.
- [46] Leynia de la Jarrige E., Escotte L., Gonneau E., Goutoule J.M., 2011. Long-term stability of an SiGe HBT-based active cold load, in *Proc. Int. Geosci and Remote Sensing Symp.*, 3839-3842.

NOMENCLATURE

a_1, a_2, b_1, b_2	ondes de puissance
a_n, b_n, b, b_{nsL}	ondes de bruit
B	bande équivalente de bruit (Hz)
C	couplage
F	facteur de bruit du quadripôle
h_0, h_{-1}, h_{-2}	coefficients du bruit blanc, du bruit en 1/f et de la marche aléatoire
k	constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K)
L	pertes du coupleur
R_n	résistance équivalente de bruit du quadripôle (Ω)
$S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$	paramètres S du quadripôle
$S(f)$	densité spectrale de puissance (W/Hz)
T	température ambiante (K)
T_b	température de bruit qui sort du quadripôle (K)
T_e	température de bruit à l'entrée du quadripôle (K)
T_{min}	température de bruit minimum du quadripôle (K)
T_n	température de bruit de la charge active (K)
T_{sys}	température de bruit du système (K)
T_0	température de référence (290 K)
T_1, T_2, T_3	température de bruit aux accès du coupleur (K)
Z_{in}	impédance d'entrée (Ω)
Z_0	impédance de normalisation (Ω)

Δf	bande passante (Hz)
$\Delta G/G$	fluctuations de gain normalisées
ΔT_n	sensibilité du radiomètre (K)
Γ_{in}	coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle
Γ_L, Γ_s	coefficients de réflexion
Γ_0	coefficient de réflexion optimum en bruit du quadripôle
σ_A^2	Variance d'Allan
τ	Temps d'intégration (s)