

gen 20106875

30376
1995
408

T

THESE

présenté à

**L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE
LILLE**

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité : ELECTRONIQUE

par

REDA Souâd

CONCEPTION ET REALISATION D'UN NOUVEAU TYPE DE THERMOMETRE MICROONDE MINIATURE

Soutenance prévue le 3 novembre 1995 devant la commission d'examen

Membres de jury: M. G. SALMER
M. E. CONSTANT
M. J. C. VAN DE VELDE
M. A. PRIOU
M. C. RUMELHARD
M. M. ROCCHI
M. Y. LEROY
M. P. A. ROLLAND

Président
Directeur de thèse
Co-Directeur
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur



" La patience est l'art d'espérer"

Vauvenagues

Introduction générale

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I

Principe de fonctionnement du nouveau capteur

Introduction	4
I.1 Définitions.....	5
I.1.1 Rayonnement du corps noir.....	5
I.1.2 Principe des transferts radiatifs.....	6
I.2 Principe de fonctionnement du capteur	7
I.3 Détermination des relations de bases permettant la mesure de $ \rho_x(f) ^2$ et de la température T_x de l'objet.....	10
I.3.1 Cas d'une charge résistive quelconque ($Z_x = R_x$ et $X_x = 0$).....	11
I.3.1.1 Calcul de la puissance de bruit P_{eT} à l'entrée du récepteur	12
I.3.1.2 Méthode de mesure de $ \rho_x ^2$ et T_x	16
I.3.2 Sources d'erreurs	18
I.3.2.1 Effets de l'impédance de la source de bruit	18
I.3.2.2 Cas d'un dipôle réactif.....	21
I.3.2.3 Cas d'un récepteur réel.....	23

Chapitre II

Etude du capteur en circuits hybrides en vue d'une réalisation en circuit intégré monolithique

Introduction	29
II.1 Etude comparative des principaux radiomètres microondes précédemment utilisés et du nouveau système que nous allons réaliser.....	30

Table des matières

II.1.1 Radiomètre de DICKE.....	30
II.1.2 Radiomètre à Méthode de zéro basé sur l'utilisation d'un circulateur.....	31
II.1.3 Présentation du nouveau radiomètre ou capteur de température en vue d'une réalisation en circuit hybride.....	32
II.2 Présentation et justification du cahier des charges du nouveau capteur.....	37
II.2.1 Choix de la fréquence de travail et de la bande passante.....	37
II.2.2 Choix des caractéristiques générales de l'ensemble du récepteur microonde... 39	
II.2.2.1 Etude de l'influence du bruit hyperfréquence.....	40
II.2.2.2 Etude de l'influence du bruit BF.....	42
a) Influence du bruit engendré dans la détection.....	42
b) Influence du bruit engendré dans les amplificateurs BF utilisés pour amener à un niveau suffisant le signal dans le détecteur synchrone.....	42
II.2.2.3 Conclusion.....	43
II.2.3 Spécification des différents circuits utilisés.....	43
II.2.3.1 Modulateur HF.....	43
II.2.3.2 Source de bruit HF.....	44
II.2.3.3 Amplificateur HF.....	45
II.2.3.4 Détecteur HF.....	45
II.3 Caractéristiques des différents éléments effectivement utilisés dans la réalisation du capteur en circuits hybrides.....	46
II.3.1 Antenne hyperfréquence.....	46
II.3.2 Modulateur HF.....	46
II.3.3 Source de bruit.....	46
II.3.4 Amplificateur HF.....	46
II.3.5 Détecteur HF.....	47
II.4 Mesure de la température et du coefficient de réflexion de différents dipôles étalons à l'aide du nouveau capteur hybride.....	47
II.5 Détermination de la température d'un aliment en cours de cuisson dans un four.....	51
II.5.1 Relations simplifiés de base que nous utilisons.....	53
II.5.2 Détermination expérimentale des différentes grandeurs intervenant dans les relations précédentes.....	56
II.5.3 Quelques exemples de résultats obtenus en situation réelle.....	58

Chapitre III

Conception du capteur en circuit intégré monolithique

Introduction	61
III.1 Cahier des charges de l'ensemble du dispositif.....	62
III.2 Technologie utilisée.....	63
III.3 Caractéristiques des transistors à effet de champ utilisés.....	63
III.3.1 Modèles des transistors	63
III.3.1.1 Modèle petit signal.....	64
III.3.1.2 Modèle grand signal.....	65
a) Eléments non linéaires.....	65
b) Caractéristiques dynamiques.....	67
c) Conclusion.....	68
III.3.1.3 Vérification des modèles des transistors par simulation.....	68
III.4 Caractéristiques en bruit des transistors MESFET.....	69
III.5 Conception de l'amplificateur.....	70
III.5.1 Présentation de l'étude de l'amplificateur.....	71
III.5.1.1 Point de polarisation et gain maximum	71
III.5.1.2 Etude du facteur de bruit.....	72
a) Remarque préliminaire.....	72
b) Détermination des paramètres de bruit du MESFET	73
III.5.1.3 Premier étage d'amplification.....	73
III.5.1.4 Schéma électrique du premier étage.....	75
III.5.1.5 Schéma électrique complet du premier étage	75
III.5.1.6 Simulation et résultats.....	76
III.5.1.7 Schéma électrique de l'ensemble de l'amplificateur	77
III.5.1.8 Optimisation et résultats.....	77
III.5.1.9 Conclusion.....	79
III.6 Conception du modulateur.....	79
III.6.1 Choix de la structure du modulateur	80
III.6.1.1 Schéma équivalent et polarisation des Transistors.....	80

III.6.1.2 Pertes d'insertion et isolation	80
a) Voie passante	81
b) Voie bloquée	81
III.6.2 Modulateur à 4 voies	82
III.7 Conception de la source de bruit électronique permettant d'accéder au coefficient de réflexion $ \rho ^2$	84
III.7.1 Etude de la source de bruit	85
III.7.1.1 Schéma équivalent simplifié de la source de bruit	85
a) Générateur de bruit équivalent	86
b) Calcul de l'impédance équivalente de bruit	87
c) Conclusion	87
III.7.1.2 Détermination de la température de bruit TB	87
III.7.1.3 Comparaison entre simulation et calcul	88
III.7.1.4 Influence de la source de bruit sur les caractéristiques de l'amplificateur HF	89
III.8 Simulation de l'ensemble du capteur	89
III.8.1 Détermination de la tension détectée en l'absence de circuit d'adaptation	90
III.8.1.1 Méthodologie utilisée	90
a) Tension détectée en fonction de la largeur W	90
b) Sensibilité du détecteur	91
III.8.1.2 Simulation avec circuit d'adaptation	93

Chapitre IV

Présentation des résultats du microcapteur et de son application dans la mesure de la température

Introduction	94
IV.1 Dessin technologique de l'ensemble du capteur	94
IV.2 Monture du circuit intégré	96
IV.3 Comparaison simulation-expérience	97

Table des matières

IV.3.1 Circuit n°2	98
IV.3.1.1 Modulateur hyperfréquence.....	98
a) Pertes d'insertion	98
b) Isolation.....	99
IV.3.2 Circuit n°1	98
IV.3.2.1 Gain en puissance et adaptation de l'ensemble du récepteur	99
IV.3.2.2 Facteur de bruit de l'ensemble du récepteur en polarisant ou non la source de bruit.....	100
IV.4 Réalisation du système complet constituant le capteur de température.....	101
IV.5 Application à la mesure de la température interne d'un matériau quelconque. Utilisation dans le contrôle de la congélation ou de la décongélation d'un aliment.....	102
IV.5.1 Etude d'un liquide de référence de température uniforme.....	102
IV.5.2 Etude d'un aliment en cours de décongélation.....	104
IV.5.3 Conclusion.....	104

Conclusion générale

Conclusion générale.....	106
Bibliographie.....	108

Annexe A

Etude de l'utilisation d'un transistor à effet de champ en détecteur hyperfréquence. Comparaison avec les dispositifs à diode

Introduction	114
A.1 Détecteurs à diode	115
A.1.1 Calcul de la sensibilité.....	116
A.1.2 Etude expérimentale de la sensibilité γ et de la sensibilité tangentielle TSS	118
a) Mesure de la sensibilité γ	118
b) mesure de la sensibilité tangentielle TSS	119

Table des matières

A.2 Etude de l'utilisation d'un MESFET en détection	120
A.2.1 Technologie utilisée	121
A.2.2 Caractéristique du courant I_{ds}	121
A.2.3 Présentation du détecteur	123
A.2.3.1 Schéma équivalent du détecteur	123
A.2.3.2 Calcul de la tension réellement détectée	123
A.2.3.3 Calcul de la sensibilité du détecteur	123
a) Cas d'une adaptation sur 50Ω	125
b) Cas d'un générateur adapté sur l'impédance d'entrée du détecteur	125
A.2.3.4 Détermination expérimentale de la sensibilité γ	126

Introduction Générale

Introduction générale

Déterminer la température d'un matériau constitue l'une des actions les plus fréquentes de tout processus industriel et de beaucoup d'activités humaines. De nombreux procédés peuvent être utilisés et les plus simples utilisent une sonde de mesure placée dans le matériau à mesurer. Cependant cela n'est pas toujours possible et bien souvent il faut procéder autrement. C'est en particulier le cas chaque fois que l'on veut déterminer la température interne d'un matériau de façon non destructive ou dans des conditions difficiles d'accessibilité. La méthode la plus courante consiste alors à déterminer le rayonnement d'origine thermique émis par l'objet à étudier qui est généralement maximum dans le domaine de l'infrarouge ou de l'optique. L'utilisation de récepteurs très sensibles dans ces gammes de fréquences permet ainsi à partir de l'intensité des ondes électromagnétiques émises par le matériau d'accéder à sa température superficielle. En effet, compte tenu des propriétés d'absorption des matériaux dans le domaine de l'optique et de l'infrarouge, le rayonnement reçu par le récepteur ne provient que des régions situées au voisinage immédiat de la surface, à des profondeurs ne dépassant pas quelques dizaines de microns.

Si donc on veut déterminer la température régnant en profondeur (c'est-à-dire à quelques millimètres ou centimètres) dans le matériau à étudier, il faut utiliser des rayonnements qui sont beaucoup moins absorbés par le matériau tels que les microondes, dont les profondeurs de pénétration dans les matériaux usuels peuvent atteindre quelques millimètres voire quelques dizaines de millimètres. Ce procédé connu sous le nom de thermométrie ou radiométrie a déjà fait l'objet de nombreuses études [1-6]. Les applications potentielles sont considérables mais, si l'on excepte quelques cas dans le domaine médical [7-9], leur mise en oeuvre a jusqu'à maintenant été retardée par un certain nombre de problèmes que l'on peut essayer de résumer ici.

Introduction générale

Le rayonnement émis dans le domaine des microondes est caractérisé par des puissances très faibles (10^{-14} Watts par Mhz de bande passante pour un matériau à la température de 300 K). Il est donc nécessaire d'utiliser des amplificateurs très faible bruit de bande passante suffisamment importante. Or ce n'est que depuis quelques années que de tels dispositifs sont devenus suffisamment performants et surtout suffisamment bon marché, avec l'avènement des circuits intégrés monolithiques, pour pouvoir être utilisés dans des applications de grande diffusion. Par ailleurs, la détermination en valeur absolue de la température du matériau nécessite que l'on soit capable de déterminer, en utilisant un étalonnage adéquat, le rayonnement thermique qu'il émet mais aussi son émissivité ou, ce qui revient au même, le coefficient de désadaptation présenté par l'antenne placée devant le matériau dont on veut mesurer la température. Or il faut noter que, dans la plupart des radiomètres utilisés jusqu'à maintenant, ces deux conditions ne sont généralement pas encore bien satisfaites.

Ces différentes considérations montrent que, s'il est désormais possible de réaliser des dispositifs microondes d'utilisation courante et relativement universels, il est indispensable d'incorporer dans les circuits de base qui devront être monolithiques tous les éléments permettant l'auto-étalonnage systématique du système et la mesure du coefficient de désadaptation de l'antenne en présence du matériau à étudier.

L'objectif du présent travail sera donc de proposer les procédés, les circuits hybrides puis monolithiques permettant de progresser dans cette voie. Plus précisément, il s'agira de décrire dans ce mémoire la conception et la réalisation des premiers prototypes d'un capteur microonde utilisable dans de nombreuses applications et plus particulièrement pour le contrôle de la température d'un matériau en cours de cuisson dans un four électroménager, ou la température interne d'un produit en cours de décongélation.

Dans ce but nous avons divisé notre mémoire en quatre grandes parties.

- Dans la première partie, nous nous proposons de décrire et d'étudier la validité du procédé original qui va nous permettre en permanence et de façon systématique de mesurer le gain global du récepteur microonde et le coefficient de désadaptation présenté par l'antenne placée devant le matériau à étudier.

- Dans une seconde partie, nous montrons comment à partir de circuits hybrides nous avons pu mettre en oeuvre ce procédé, comment nous avons pu le vérifier

Introduction générale

expérimentalement, et comment nous l'avons appliqué à la mesure de la température interne d'un matériau en cours de cuisson dans un four domestique.

- Dans une troisième partie, nous décrivons la conception des circuits monolithiques qui devraient permettre la réalisation de thermomètres microondes de faibles coûts utilisant ces procédés.

Enfin, dans une quatrième partie, nous présentons le dessin complet (ou "layout") du circuit intégré, ainsi que les premiers résultats expérimentaux obtenus lors d'une première réalisation par la fonderie industrielle PML.

Chapitre I

Chapitre I

Principe de fonctionnement du nouveau capteur

Introduction

En radiométrie microonde, le rayonnement électromagnétique d'origine thermique, émis par un matériau dont on veut déterminer la température, est généralement capté par une antenne supposée parfaitement adaptée dans la bande de fonctionnement du récepteur.

En pratique, compte tenu du fait que les objets à mesurer sont généralement de configurations, de tailles et de propriétés différentes, une telle adaptation n'est jamais réalisée. De ce fait, une erreur systématique, parfois non négligeable, est commise dans la mesure de la température.

Nous nous proposons dans ce chapitre, d'étudier la validité d'un nouveau capteur ou radiomètre microonde qui permet de mesurer directement le coefficient de désadaptation en puissance $|\rho_0|^2$ (de l'antenne couplée au matériau) et la température à laquelle est porté le matériau.

Toutefois, la détermination de ce coefficient de désadaptation utilise des principes de fonctionnement un peu différents de ceux utilisés habituellement.

L'objectif de ce chapitre est donc d'étudier ce nouveau mode d'utilisation du radiomètre. Au préalable, il nous semble cependant nécessaire de rappeler quelques définitions de bases régissant la physique de la radiométrie microonde.

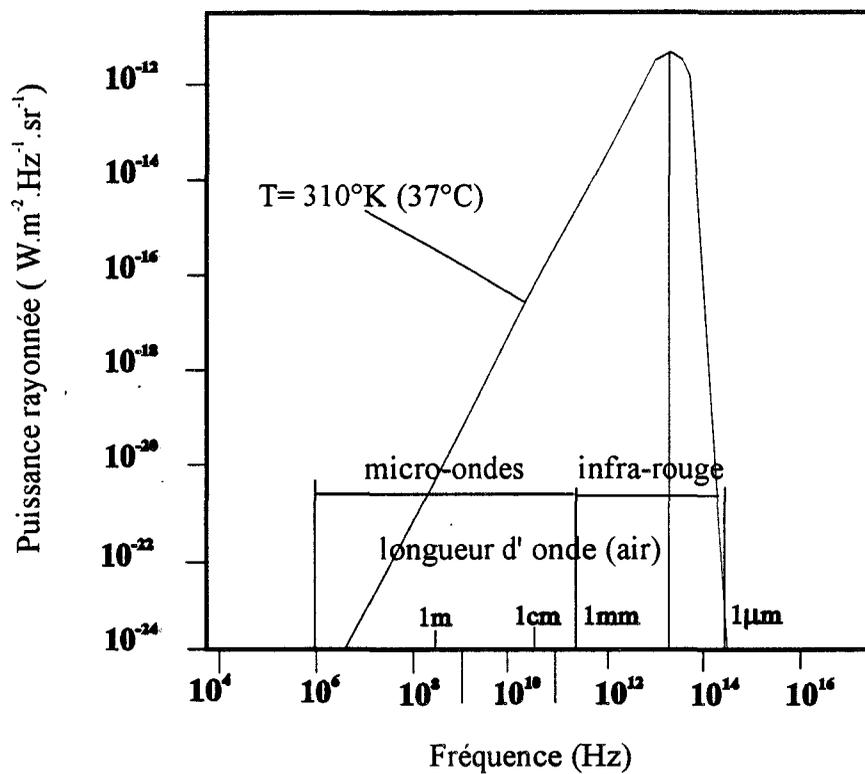


Figure I.1 : Répartition spectrale de l'émission thermique du corps noir à la température de 37°C , calculée d'après la loi de Planck.

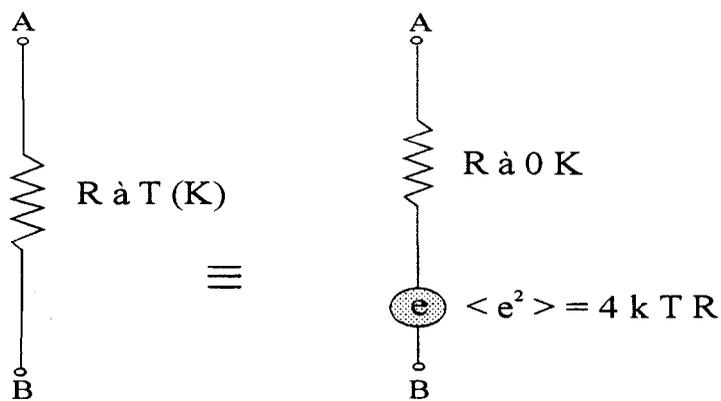


Figure I.2 : Schéma équivalent de Nyquist dans une bande de 1 Hz d'une résistance portée à la température T .

I.1 Définitions

I.1.1 Rayonnement du corps noir

Le bruit thermique émis par un corps noir, matériau parfaitement absorbant et non réfléchissant, est donné par la loi de Planck qui exprime la brillance spectrale $B(f)$ à la fréquence f en Watts par Hertz par unité de surface et unité d'angle solide [10] :

$$B(f) = \frac{2 hf^3}{c^2} \frac{1}{\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1} \quad (\text{I.1})$$

où

c : la vitesse de la lumière ($c = 3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$) ;

h : la constante de Planck ($h = 6,62.10^{-34} \text{ J.s}^{-1}$) ;

k : la constante de Boltzman ($k = 1,38.10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$) ;

T : la température absolue du matériau (K).

Un exemple typique de l'évolution fréquentielle de $B(f)$ est représentée sur la figure I.1. Lorsque $hf \ll kT$ (domaine des ondes hertziennes où $f < 3.10^{11} \text{ Hz}$) et dès que T est supérieur à 10 K l'expression (I.1) s'écrit :

$$B(f) = \frac{2kTf^2}{c^2} \quad (\text{I.2})$$

C'est la loi de Rayleigh-Jeans qui exprime en particulier que la puissance de bruit thermique émise par la matière dépend linéairement de sa température T . Cette caractéristique apparaît également dans la loi de Nyquist qui résulte de la loi de Rayleigh-Jeans et qui donne la puissance de bruit $p(f)$ produite, dans les conditions d'adaptation, par une résistance pour un Hertz de bande passante [11] :

$$p(f) = kT \quad (\text{I.3})$$

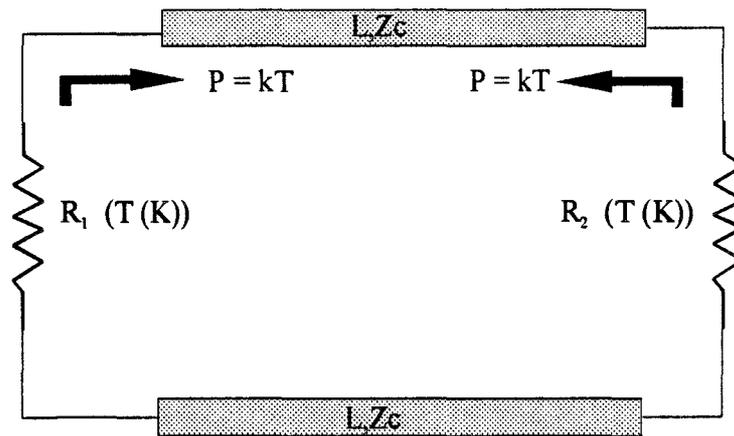


Figure I.3 : Transfert de puissance de bruit entre deux charges adaptées dans un milieu isotherme.

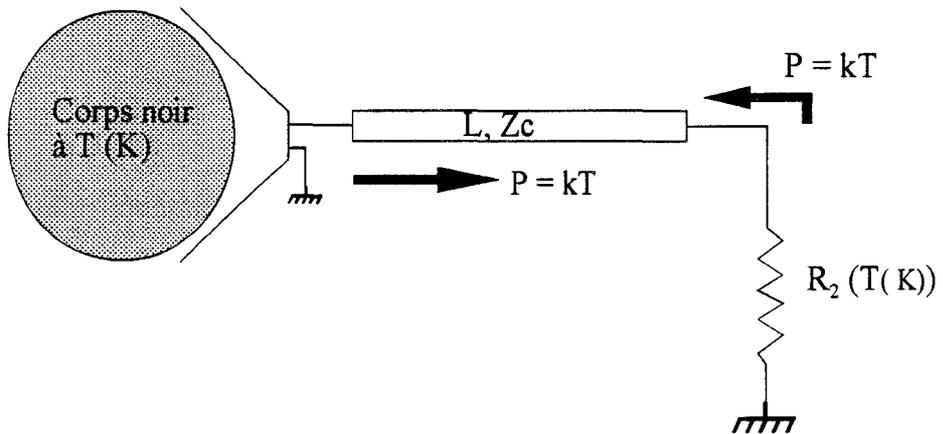


Figure I.4 : Puissance de bruit cédée au récepteur par une antenne adaptée en présence d'un corps noir.

Chapitre I

Notons que cette puissance ne dépend pas de la fréquence à laquelle on opère (bruit blanc) si $hf \ll kT$. A partir du théorème de Nyquist on peut exprimer le carré moyen de la tension e aux bornes d'une résistance R , à la température d'équilibre T qui est donnée par l'expression ci-dessous pour un Hertz de bande passante :

$$\langle e^2 \rangle = 4kTR \quad (\text{I.4})$$

La figure I.2 représente le schéma équivalent d'une résistance R portée à la température T différente de zéro degré Kelvin.

I.1.2 Principe des transferts radiatifs

Sur la figure I.3, nous avons deux charges résistives R_1 et R_2 adaptées reliées à une ligne sans pertes (d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$). Considérons le système isotherme et appliquons le principe d'équilibre des transferts radiatifs (conséquence du deuxième principe de la thermodynamique). Dans ces conditions, la puissance cédée par chaque résistance pour un Hertz de bande passante est $p = kT$.

Ce raisonnement peut être étendu au cas où l'on substitue à la résistance R_1 une antenne adaptée dirigée vers un matériau parfaitement absorbant et non réfléchissant (corps noir) (figure I.4). Lorsque le système est porté à la température T , l'équilibre doit être satisfait et on se trouve dans la situation de la figure I.3. La puissance radiométrique cédée au récepteur par le corps noir à la température T est donc $p = kT$ (pour un Hertz de bande passante).

Considérons maintenant le cas où la charge de gauche (figure I.5) n'est pas adaptée. Cette charge, d'impédance :

$$Z = R + jX \quad (\text{I.5})$$

est alors caractérisée à la fréquence f soit par un coefficient de réflexion en tension.

$$\rho_0(f) = \frac{Z(f) - Z_c}{Z(f) + Z_c} \quad (\text{I.6})$$

avec Z_c , l'impédance caractéristique de la ligne L .

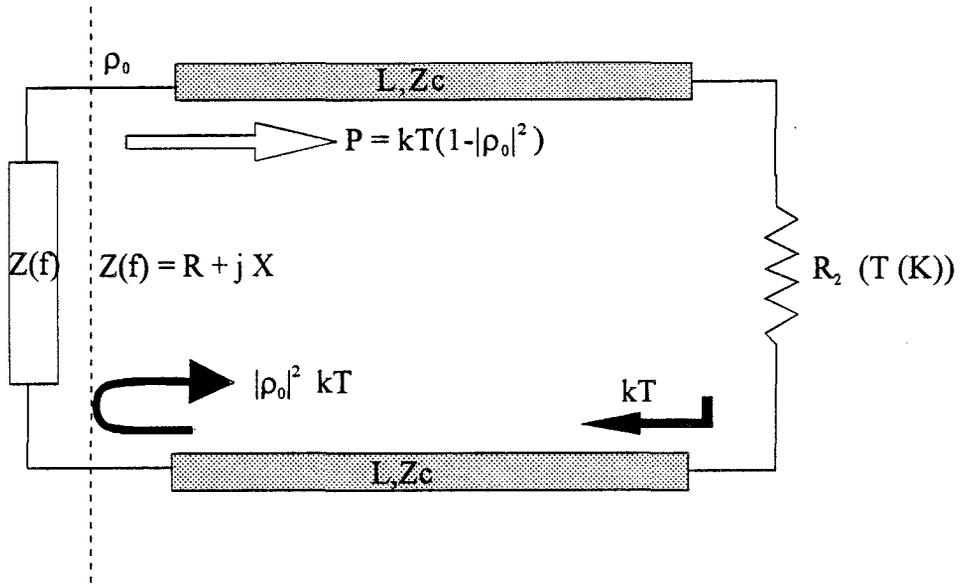


Figure I.5 : Puissance de bruit cédée au récepteur par une charge quelconque $Z(f)$.

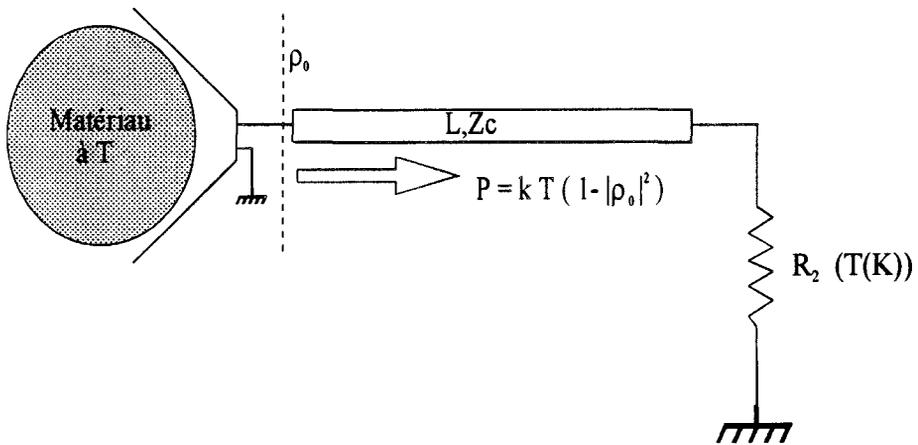


Figure I.6 : Puissance de bruit cédée par un matériau et captée par une antenne hyperfréquence.

soit par un coefficient de réflexion en puissance $|\rho_0(f)|^2$.

Le récepteur représenté par la charge R_2 émet toujours une puissance $kT\Delta f$ que la ligne transmet en direction de l'impédance Z . Cependant, une fraction $kT|\rho_0(f)|^2\Delta f$ de cette puissance est réfléchiée par la charge Z avant d'être finalement absorbée par la charge R_2 . En respectant le principe d'équilibre des transferts radiatifs, la puissance cédée par l'impédance Z au récepteur s'écrit [12] :

$$p(f) = (1 - |\rho_0(f)|^2) k T \quad (I.7)$$

si l'on considère une bande de fréquence df très faible, l'expression (I.7) devient :

$$dp(f) = (1 - |\rho_0(f)|^2) k T df \quad (I.8)$$

Ce résultat s'applique également au cas d'une antenne ou sonde radiométrique dirigée sur un matériau dissipatif de température uniforme T_x , lorsque l'adaptation de la sonde ou de l'antenne n'est pas parfaite (figure I.6), il suffit de considérer T comme la température T_x du matériau.

Ainsi, l'expression (I.8) montre que la puissance élémentaire $dp(f)$ dépend non seulement de la température T du matériau à mesurer, mais aussi du coefficient de désadaptation de l'antenne $|\rho_0(f)|^2$ en présence de l'objet étudié. Par conséquent, nous nous proposons maintenant d'introduire un nouveau principe de mesure de ces deux termes $|\rho_0(f)|^2$ et T .

I.2 Principe de fonctionnement du capteur

Le principe de mesure de la température d'un matériau quelconque (non métallique) porté à une température uniforme $T_x = T$ (différente du zéro absolu), est basée sur la détermination du rayonnement thermique de puissance très faible (de l'ordre de 10^{-14} W.MHz⁻¹ pour 1 Hz de bande passante) émis par le matériau. Cette mesure est réalisée par une antenne reliée à un amplificateur et un détecteur hyperfréquence. Elle est régie par la relation suivante qui permet le calcul de la puissance hyperfréquence reçue à la sortie de l'amplificateur, que l'on note P_T ,

Chapitre I

connaissant le gain $G(f)$ et la bande B de fonctionnement du récepteur hyperfréquence :

$$P_T = \int_0^B G(f)(1 - |\rho_0(f)|^2) k T df \quad (I.9)$$

$$P_T = k T \left[\int_0^B G(f) df - \int_0^B G(f) |\rho_0(f)|^2 df \right] \quad (I.10)$$

En introduisant le gain et le coefficient de réflexion en puissance moyen défini par les équations suivantes :

$$\overline{G} = \frac{\int_0^B G(f) df}{B} \quad \text{et} \quad \overline{\rho_0^2} = \frac{\int_0^B |\rho_0(f)|^2 G(f) df}{\int_0^B G(f) df} \quad (I.11) \text{ et } (I.12)$$

la puissance totale P_T reçue par le récepteur devient :

$$P_T = \overline{G} (1 - \overline{\rho_0^2}) k T B \quad (I.13)$$

La relation (I.13) montre qu'il est possible d'accéder à la température de l'objet connaissant P_T . Cependant, cette mesure nécessite que le système utilisé remplisse un certain nombre de conditions que nous nous proposons de définir :

- 1 - L'amplificateur hyperfréquence utilisé doit être suffisamment faible bruit et le gain et la bande passante B doivent également être suffisamment importants pour que le signal hyperfréquence détecté puisse être traité en basse fréquence avec un rapport signal sur bruit élevé ;
- 2 - Il faut pouvoir disposer en permanence d'un dispositif d'étalonnage de l'amplificateur permettant la détermination du gain total \overline{G} du système et la sensibilité du système de détection. En effet, ce gain peut varier en fonction de la température du système dans le cas où ce capteur est placé à proximité d'une source chauffante. La connaissance de ce terme est donc nécessaire pour pouvoir déduire à partir de la tension hyperfréquence détectée la température de l'objet. En pratique, dans le procédé que nous proposons et

que nous allons employer, la détermination du gain \bar{G} de la chaîne sera effectuée en branchant successivement, grâce à un ensemble de commutateurs disposés à l'entrée de l'amplificateur, deux résistances adaptées de températures connues T_1 et T_2 . L'avantage de cette façon de procéder réside dans le fait que l'on utilise pour cet étalonnage un signal ayant la même caractéristique spectrale (bruit blanc) que le signal en provenance de l'antenne et du matériau que l'on veut mesurer et que dans les deux cas de figure, c'est bien le gain moyen \bar{G} défini en (I.11) qui interviendra et qui sera effectivement mesuré ;

- 3 - Il faut souligner que le coefficient de réflexion de l'antenne utilisée en présence de l'objet intervient dans la relation permettant le calcul de T. Il faut donc pouvoir le déterminer expérimentalement. Le plus souvent, l'antenne est conçue de façon à obtenir, quelque soit le matériau étudié, un coefficient de réflexion $|\rho_0|^2$ assez faible; néanmoins les variations de $|\rho_0|^2$ en fonction du matériau étudié et de sa température (lors d'une cuisson par exemple) ne seront pas négligeables et il faudra donc en tenir compte. La détermination de $|\rho_0|^2$ sera effectuée en pratique en connectant à l'entrée de l'amplificateur une source de bruit additionnel. On montre dans ce chapitre que le signal qu'elle délivre à la sortie de l'amplificateur dépend directement de $|\rho_0|^2$ et peut donc être utilisé dans sa détermination. L'avantage d'une telle méthode est que la mesure du coefficient de réflexion moyen $|\rho_0|^2$ est effectué dans une bande passante strictement égale à celle utilisée dans la mesure de la puissance thermique émise par l'objet et que l'on accède ainsi, ici encore, au coefficient de réflexion moyen $\bar{\rho}_0^2$ défini en (I.12).

Ces conditions étant posées, nous allons maintenant établir les relations de bases régissant le capteur microonde. Dans ce but, nous introduirons tout d'abord des hypothèses simplificatrices représentant les conditions idéales de fonctionnement du capteur. Ensuite, nous étudierons les limites imposées par un système réel forcément imparfait, et donc les différents cas pour lesquels les hypothèses simplificatrices utilisées risquent de ne pas être justifiées.

Bien entendu, dans la réalisation pratique du capteur, nous essaierons de faire en sorte que les hypothèses simplificatrices puissent être utilisées, afin d'utiliser pour le calcul des deux termes $\bar{\rho}_0^2$ et T_x des équations aussi simples que possible. Néanmoins, il sera nécessaire d'étudier leurs limites de validité et d'y apporter un certain nombre de corrections. Dans le cas général d'un système quelconque, il ne sera

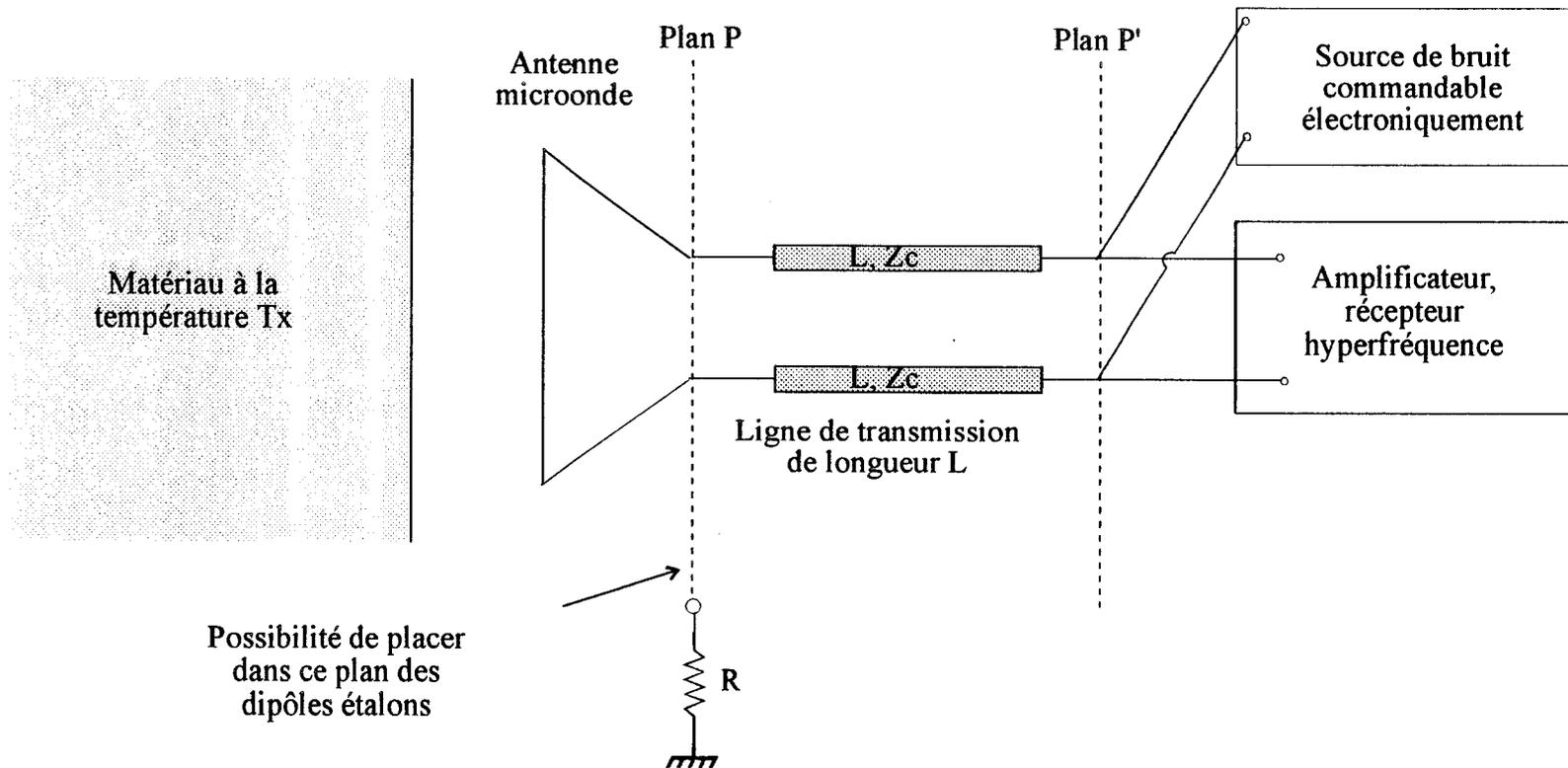


Figure I.7 : Configuration utilisée pour la mesure de T_x et $|\rho_x|^2$.

pas toujours possible d'effectuer les calculs analytiquement et nous exploiterons alors toutes les possibilités du système de simulation MDS qui permet l'étude de dispositifs électroniques bruyants. Nous utiliserons dans ce but un procédé original qui va nous permettre en faisant la somme quadratique des différentes contributions spectrales de bruit situées dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur d'accéder à la puissance hyperfréquence totale P_T reçue à la sortie de l'amplificateur.

I.3 Détermination des relations de bases permettant la mesure de $|\rho_x(f)|^2$ et de la température T_x de l'objet

Le schéma de principe du dispositif de mesure utilisé pour déterminer $|\rho_x(f)|^2$ et T_x est représenté figure I.7. Il se compose d'un récepteur relié, par une ligne de longueur L et d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$, successivement aux différents dipôles à mesurer, à savoir :

- des dipôles étalons présentant dans le plan P (figure I.7) des impédances et des températures connues ;
- le dipôle équivalent à l'antenne en présence du matériau à mesurer présentant dans le plan P une impédance Z_x et une température de bruit T_x (figure I.8).

Par ailleurs, afin de mesurer le coefficient de désadaptation de l'antenne lorsque $Z_x \neq Z_c$, une source de bruit supplémentaire est placée en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur. On suppose :

- qu'elle délivre un bruit blanc (dans la bande passante de l'amplificateur) caractérisé par une température $T_B + T_0$ associée à une résistance R_B de valeur importante ($R_B \gg Z_c$) ;
- qu'il est possible de faire varier électroniquement la température de bruit T_B qui peut prendre ainsi deux valeurs limites: une valeur T_{BM} (dans ce qui suit on considère $T_{BM} = T_B$) et une valeur beaucoup plus faible T_{Bm} (voisine de zéro). Dans un premier stade, on supposera que R_B ne varie pas lorsque T_B varie.

Pour exposer la méthode que nous allons utiliser pour déterminer $|\rho_x(f)|^2$ et T_x , il nous faut calculer la puissance P_T reçue par le récepteur hyperfréquence. Dans ce

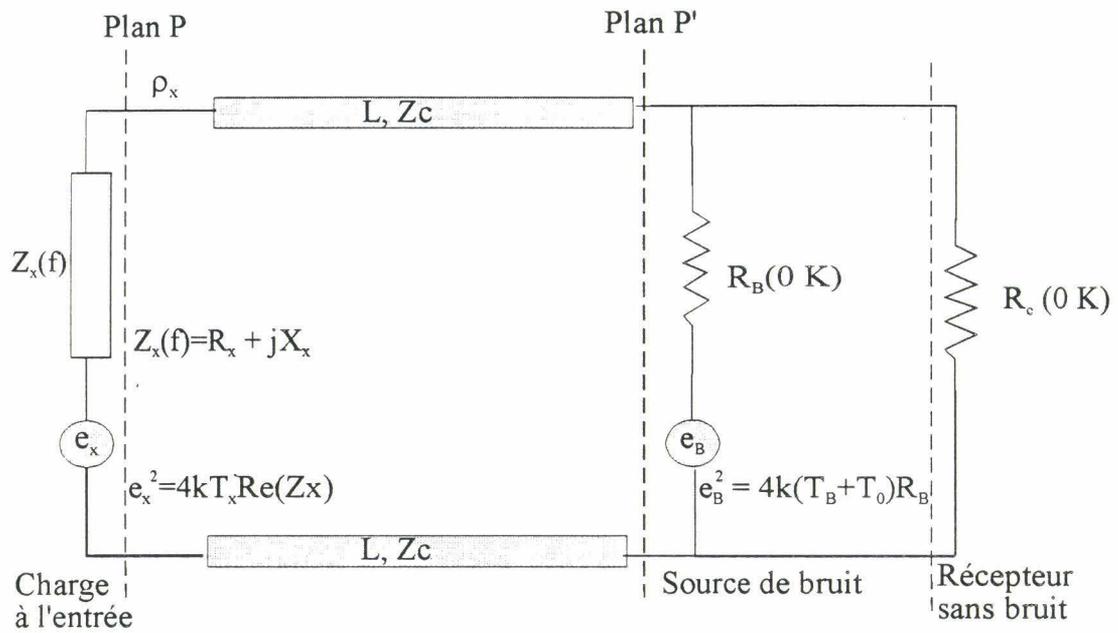


Figure I.8 : Schéma équivalent du dispositif de la figure I.7 .

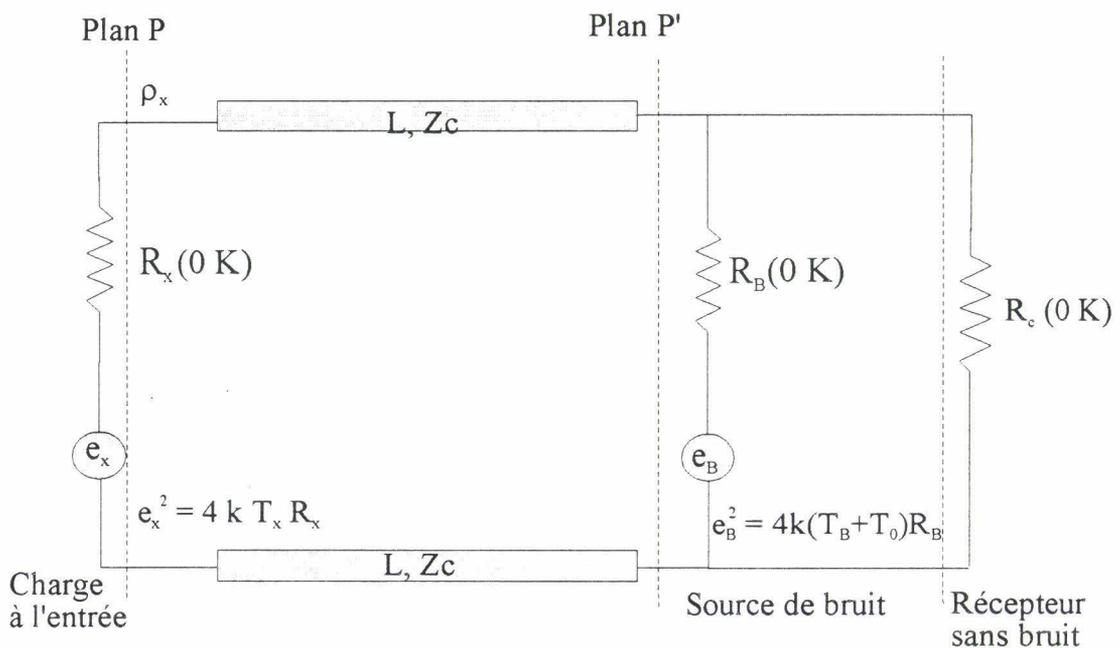


Figure I.9 : Cas où la charge $Z_x(f)$ (de la figure I.8) est purement résistive.

but, on utilisera le schéma équivalent du dispositif de la figure I.7 représenté sur la figure I.8 où $Z_x(f)$ ($Z_x(f) = R_x + jX_x$) représente l'impédance équivalente à l'antenne couplée au matériau, présentant dans le plan P un coefficient de réflexion en puissance donné par (si $Z_c = 50 \Omega$) :

$$|\rho_x(f)|^2 = \left| \frac{Z_x(f) - 50}{Z_x(f) + 50} \right|^2 \quad (\text{I.14})$$

L est la longueur de la ligne reliant l'antenne à un récepteur (que nous considérons dans une première étape comme parfait $T = 0 \text{ K}$), d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$ et à la source de bruit additionnelle d'impédance R_B portée à la température T_B . A ces deux impédances Z_x et R_B on associe respectivement les deux tensions efficaces au carré e_x^2 et e_B^2 , relatives au bruit thermique engendré par ces impédances, pour 1 Hz de bande passante (figure I.8) soient :

$$\langle e_x^2 \rangle = 4kT_x R_x \quad (\text{I.15})$$

$$\langle e_B^2 \rangle = 4k(T_B + T_0)R_B \quad (\text{I.16})$$

où T_0 est la température de bruit de la résistance R_B lorsque la source de bruit est éteinte.

I.3.1 Cas d'une charge résistive quelconque ($Z_x = R_x$ et $X_x = 0$)

Nous allons considérer tout d'abord le cas où **la charge est purement réelle ou résistive** (figure I.9). Dans ce cas le module du coefficient de réflexion en puissance $|\rho_x|^2$ est indépendant de la fréquence. Par ailleurs, la puissance de bruit totale P_{eT} reçue par le récepteur provenant de la charge et de la source de bruit peut être décomposée en deux puissances P_x et P_B résultant respectivement de la présence dans le circuit des générateurs de bruit e_x et e_B . En supposant ces deux sources de bruit non corrélées, on a :

$$P_{eT} = P_x + P_B \quad (\text{I.17})$$

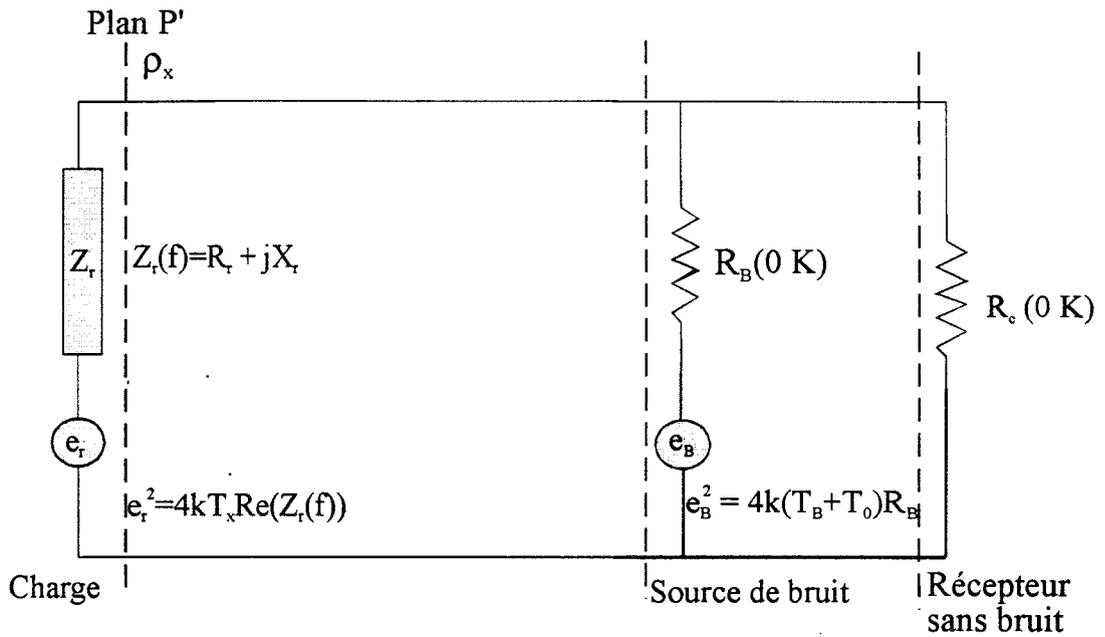


Figure I.10 : Schéma équivalent de la figure I.7 lorsque l'antenne est remplacée par une charge résistive ramenée dans le plan P'.

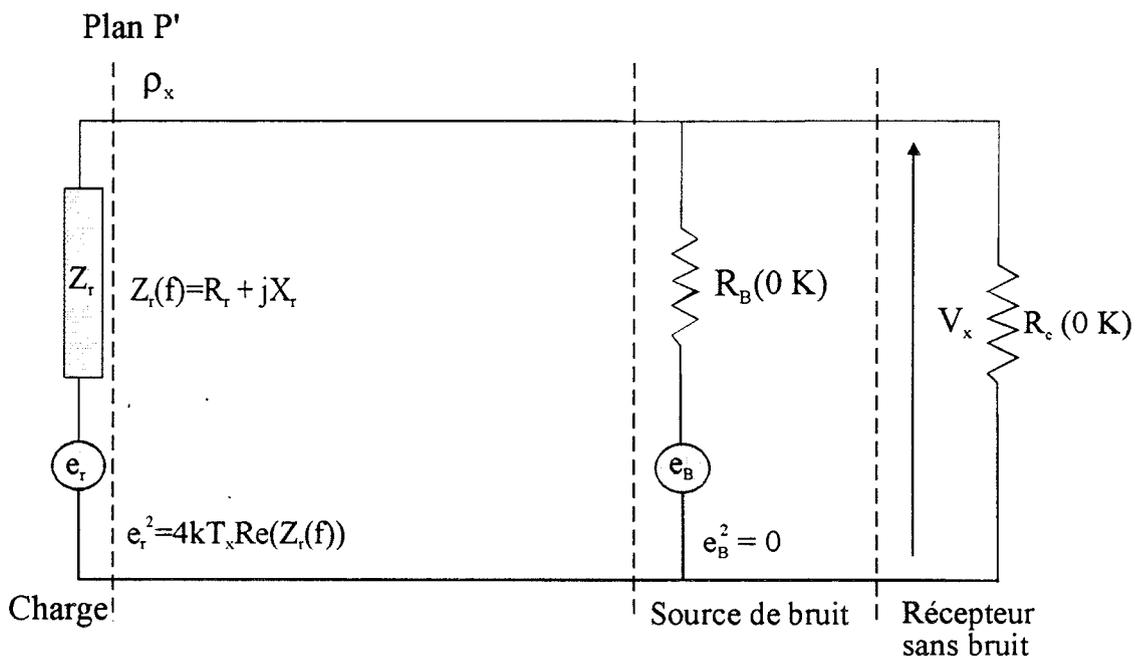


Figure I.11 : Schéma équivalent utilisé dans le calcul de la puissance de bruit P_x .

I.3.1.1 Calcul de la puissance de bruit P_{eT} à l'entrée du récepteur

Dans un premier temps, nous effectuons le calcul de la puissance de bruit dans une bande élémentaire df . Ensuite, nous intégrons cette puissance dans la bande B de fonctionnement du récepteur. Pour ce faire, nous considérons le schéma de la figure I.10 où l'impédance Z_r représente l'impédance ramenée de la charge R_x à l'entrée du système :

avec

$$Z_r = R_r + jX_r \quad (I.18)$$

Le générateur de Nyquist associé à cette impédance, lorsque R_r est à la température T_x , dans la mesure où la ligne de transmission utilisée est sans perte et donc ne produit pas de bruit, est donné par :

$$e_r^2 = 4kT_x R_r \quad (I.19)$$

Nous allons maintenant considérer le schéma de la figure I.10, pour calculer la puissance de bruit élémentaire $dP_T(f)$ reçue par l'amplificateur dans une bande de fréquence df , dans le cas où sa température de bruit est nulle.

Pour ce faire, calculons successivement la puissance élémentaire $dP_x(f)$ reçue par le récepteur lorsque le générateur e_B est éteint ($e_B = 0$) (figure I.11), et la puissance élémentaire $dP_B(f)$ reçue par le récepteur lorsque le générateur e_x est éteint ($e_x = 0$) (figure I.12).

Soit V_x la tension aux bornes de R_c lorsque $e_B = 0$, on a :

$$dP_x(f) = \frac{V_x V_x^*}{R_c} \quad (I.20)$$

soit encore

$$dP_x(f) = 4kT_x r_p^2 \frac{r_r}{(r_p + r_r)^2 + x_r^2} df \quad (I.21)$$

avec

$$r_r = \frac{R_r}{50}, \quad x_r = \frac{X_r}{50}, \quad r_B = \frac{R_B}{50} \quad \text{et} \quad r_p = \frac{r_B}{r_B + 1}$$

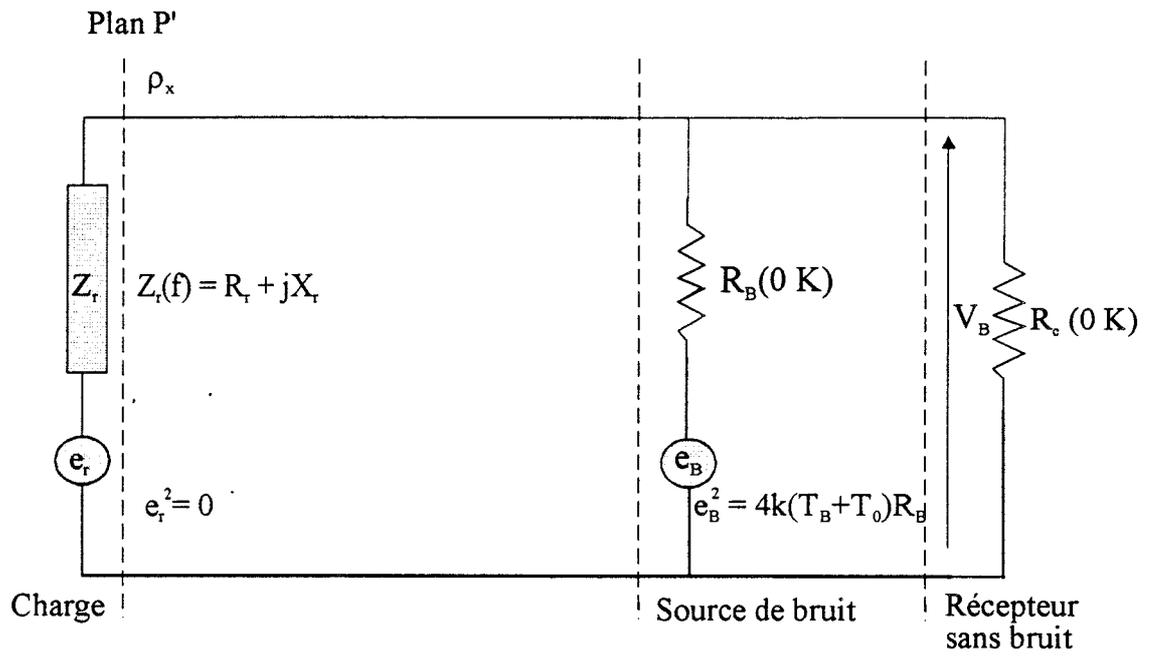


Figure I.12 : Schéma équivalent utilisé dans le calcul de la puissance de bruit P_B .

Chapitre I

De la même façon, calculons $dP_B(f)$ par la relation :

$$dP_B(f) = \frac{V_B V_B^*}{R_c} \quad (I.22)$$

où V_B est la tension aux bornes du récepteur (figure I.12) lorsque $e_x = 0$.

On obtient :

$$dP_B(f) = 4k(T_B + T_0) \frac{r_p^2}{r_B} \frac{r_r^2 + x_r^2}{(r_p + r_r)^2 + x_r^2} df \quad (I.23)$$

Dans le cas (toujours réalisé en pratique) où la température de bruit de la source de bruit $T_B \gg T_0$, l'expression (I.23) devient :

$$dP_B(f) = 4kT_B \frac{r_p^2}{r_B} \frac{r_r^2 + x_r^2}{(r_p + r_r)^2 + x_r^2} df \quad (I.24)$$

Notons, que dans (I.21) et (I.24) on peut exprimer r_r et x_r en fonction du coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ de l'antenne et de la phase Φ introduite par la ligne de longueur L en utilisant les deux relations suivantes (utilisables si les pertes dans la ligne sont négligeables) :

$$r_r = \frac{1 - |\rho_x|^2}{1 + |\rho_x|^2 - 2|\rho_x|^2 \cos 2\Phi} \quad (I.25)$$

$$x_r = \frac{2|\rho_x|^2 \sin 2\Phi}{1 + |\rho_x|^2 - 2|\rho_x|^2 \cos 2\Phi} \quad (I.26)$$

avec

$$\Phi = 2\pi \frac{L}{\lambda} \quad (I.27)$$

et

$$\lambda = \frac{c}{f} \text{ longueur d'onde à la fréquence } f \quad (I.28)$$

C'est ainsi que les expressions (I.21) et (I.23) s'écrivent :

$$dP_X = 4kT_X r_p^2 \frac{1 - |\rho_X|^2}{(1 + r_p)^2 + |\rho_X|^2 (1 - r_p)^2 + 2|\rho_X|(1 - r_p^2) \cos 2\Phi} df \quad (I.29)$$

$$dP_B = 4kT_B \frac{r_p^2}{r_B} \frac{1 + |\rho_X|^2 + 2|\rho_X| \cos 2\Phi}{(1 + r_p)^2 + |\rho_X|^2 (1 - r_p)^2 + 2|\rho_X|(1 - r_p^2) \cos 2\Phi} df \quad (I.30)$$

Pour obtenir la puissance totale P_{eT} reçue à l'entrée de l'amplificateur, il nous faut maintenant intégrer les équations (I.29) et (I.30) dans la bande passante B du récepteur.

soit :

$$P_{eT} = P_X + P_B \quad (I.31)$$

où

$$P_X = \int_{f_i}^{f_i+B} dP_X(f) \quad \text{et} \quad P_B = \int_{f_i}^{f_i+B} dP_B(f) \quad (I.32) \text{ et } (I.33)$$

L'intégration de ces deux équations est particulièrement simple lorsque la résistance R_B de la source de bruit est très supérieure à Z_c , **soit $r_B \gg 1$** . En effet, dans ce cas (qui correspond à une source de bruit fonctionnant en courant) r_p **tend vers 1** et l'on a alors :

$$P_X = kT_X \int_{f_i}^{f_i+B} (1 - |\rho_X|^2) df \quad (I.32')$$

et

$$P_B = k \frac{T_B}{r_B} \left[\int_{f_i}^{f_i+B} (1 + |\rho_X|^2) df + \int_{f_i}^{f_i+B} 2|\rho_X|^2 \cos(4\pi \frac{L}{c} f) df \right] \quad (I.33')$$

d'où

$$P_X = kT_X (1 - |\rho_X|^2) B \quad (I.34)$$

et

$$P_B = k \frac{T_B}{r_B} \left[(1 + |\rho_X|^2) B + 2|\rho_X|^2 \int_{f_i}^{f_i+B} \cos(4\pi \frac{L}{c} f) df \right] \quad (I.35)$$

Chapitre I

en posant $\varphi = 2\pi\frac{L}{c}f$, l'expression (I.35) devient :

$$P_B = k \frac{T_B}{r_B} \left[(1 + |\rho_x|^2) B + 2 \frac{|\rho_x|^2}{2\pi\frac{L}{c}} \int_{\varphi_1}^{\varphi_1 + \Delta\varphi} \cos(2\varphi) d\varphi \right] \quad (I.36)$$

avec

$$\varphi_1 = 2\pi\frac{L}{c}f_1 \quad \text{et} \quad \Delta\varphi = 2\pi\frac{L}{c}B$$

On note que l'expression (I.36) peut encore se simplifier dans certains cas réalisables en pratique. Il suffit de l'écrire de la façon suivante :

$$P_B = k \frac{T_B}{r_B} B (1 + |\rho_x|^2 (1 + \varepsilon(L))) \quad (I.36')$$

où

$$\varepsilon(L) = \frac{2}{\Delta\varphi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_1 + \Delta\varphi} \cos(2\varphi) d\varphi$$

En introduisant la longueur d'onde correspondant à une fréquence f_0 égale à la bande passante du récepteur, soit :

$$\lambda_0 = \frac{c}{B}$$

et $\varepsilon(L)$ s'écrit :

$$\varepsilon(L) = \frac{\lambda_0}{\pi L} \int_{\varphi_1}^{\varphi_1 + 2\pi\frac{L}{\lambda_0}} \cos(2\varphi) d\varphi$$

De ce fait, on remarque que $\varepsilon(L)$ tend vers zéro dans les deux cas suivant :

$$- L = n \frac{\lambda_0}{2} = n \frac{c}{2B} \quad (\text{où } n \text{ est un entier}) \quad (a)$$

$$- L \gg \lambda_0 \quad (b)$$

Si nous nous plaçons dans l'une de ces conditions, l'équation (I.36') devient ainsi beaucoup plus simple, soit :

$$P_B = k \Delta T_B (1 + |\rho_x|^2) B \quad (I.37)$$

avec

$$\Delta T_B = \frac{T_B}{r_B} \quad (I.37')$$

Ainsi, dans ce cas nous obtenons l'expression finale simplifiée de la puissance hyperfréquence totale reçue à la sortie de l'amplificateur connaissant le gain moyen \bar{G} en puissance (expression I.11) :

$$P_T = \int_0^B \left(k T_x (1 - |\rho_x|^2) + k \Delta T_B (1 + |\rho_x|^2) \right) G(f) df \quad (I.38)$$

soit

$$P_T = \bar{G} k T_x (1 - |\rho_x|^2) B + \bar{G} k \Delta T_B (1 + |\rho_x|^2) B \quad (I.39)$$

Nous allons dans la suite de ce chapitre admettre tout d'abord que les hypothèses simplificatrices correspondant à la validité de (I.39) sont vérifiées et présenter la méthode qui nous permet d'accéder à $|\rho_x|^2$ et T_x . Nous discuterons ensuite des erreurs que peuvent entraîner l'utilisation de (I.39) lorsque :

- ① - r_B n'est pas $\gg 1$ ou, ce qui revient au même, $r_p \neq 1$;
- ② - la charge à l'entrée est réactive ;
- ③ - l'amplificateur hyperfréquence n'est pas parfait et délivre un bruit supplémentaire non négligeable et un gain G variant avec la fréquence dans la bande de fréquence B .

Dans tous ces cas de figure nous considérons que la longueur de ligne L est telle que l'une des conditions (a) et (b) est vérifiée.

I.3.1.2 Méthode de mesure de $|\rho_x|^2$ et T_x

Nous allons maintenant introduire le protocole de mesure du coefficient de désadaptation $|\rho_x|^2$ et de la température T_x de l'objet. Pour ce faire, nous introduisons différentes charges à l'entrée du système grâce à un modulateur multivoies. Grâce à ce dispositif, il est possible dans chaque cas de mesurer la puissance de bruit issue de chacune de ces charges ainsi que la variation de puissance ΔP lors de la polarisation de la source de bruit.

• Protocole de mesure de $|\rho_x|^2$

Sur la figure I.13, nous présentons le dispositif de base à partir duquel nous allons déterminer le coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ de l'objet supposé inconnu lorsque nous considérons à l'entrée du système les charges suivantes :

- 1 - une charge R_x portée à la température T_x connectée à l'amplificateur par l'intermédiaire de la ligne de transmission de longueur L ;
- 2 - une charge 50Ω noté R_1 portée à une température connue T_1 .

La mesure de $|\rho_x|^2$ consiste à mesurer dans les deux cas considérés la variation totale de la puissance totale ΔP reçue par le récepteur lorsque l'on augmente la température de la source de bruit. D'après la relation (I.39) on a lorsque l'on est dans le premier cas (charge R_x) :

$$\Delta P = \Delta P_x = \bar{G} k \Delta T_B (1 + |\rho_x|^2) B \quad (\text{I.40})$$

tandis que dans le cas d'une charge adaptée :

$$\Delta P_{50} = \bar{G} k \Delta T_B B \quad (\text{I.41})$$

Ayant mesuré ΔP_x et ΔP_{50} , on peut ainsi déduire le coefficient de réflexion en puissance $|\rho_x|^2$:

$$|\rho_x|^2 = \frac{\Delta P_x - \Delta P_{50}}{\Delta P_{50}} \quad (\text{I.42})$$

• Protocole de mesure de T_x

En ce qui concerne la mesure de la température T_x de l'objet, nous considérons le même dispositif de base précédemment défini. Cependant, cette fois ci, nous nous intéressons aux puissances issues de chaque charge et reçues à la sortie de l'amplificateur lorsque la source de bruit est éteinte et qui sont données par les deux expressions suivantes déduites de la relation (I.39) :

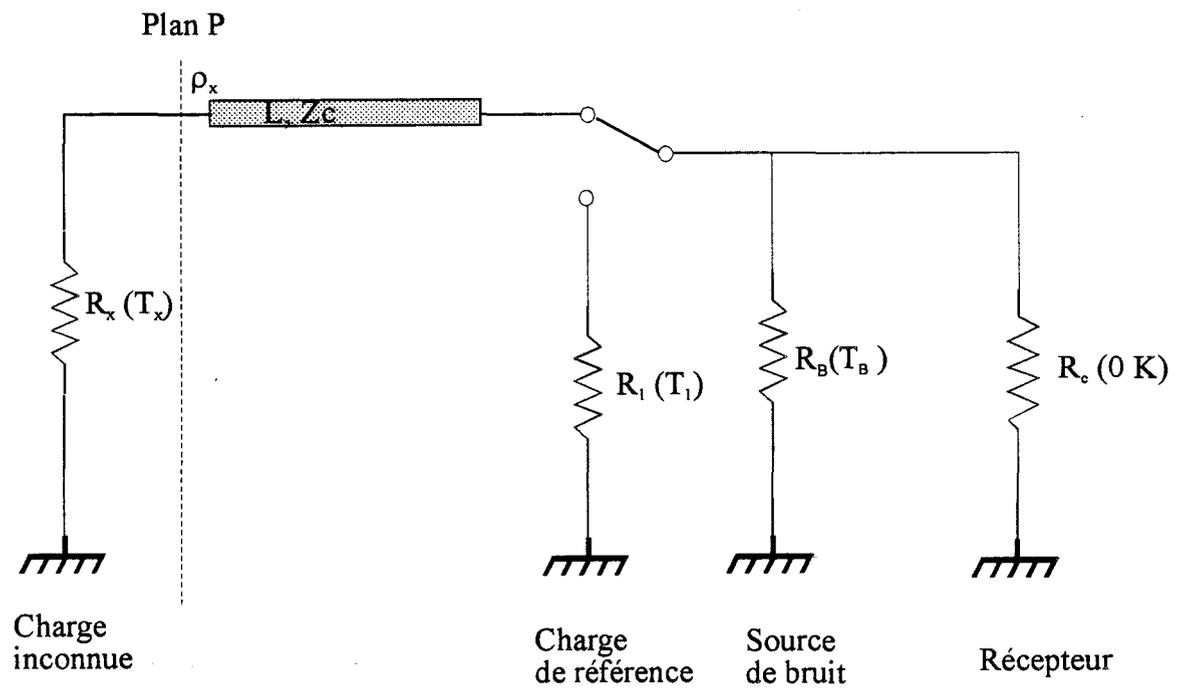


Figure I.13 : Schéma équivalent du dispositif de base simplifié.

Chapitre I

$$P_x = \bar{G} k T_x (1 - |\rho_x|^2) B \quad (\text{I.43})$$

$$P_{50} = \bar{G} k T_1 B \quad (\text{I.44})$$

On note qu'en mesurant P_x et P_{50} , et en ayant déterminé $|\rho_x|^2$, on peut en déduire la température T_x relative à l'objet. En effet, T_x peut être déterminée à partir de la relation ci-dessous si l'on a mesuré P_x , P_{50} , ΔP_{50} , ΔP_x , soit :

$$T_x = \frac{P_x}{P_{50}} \frac{\Delta P_{50}}{2 \Delta P_{50} - \Delta P_x} T_1 \quad (\text{I.45})$$

Remarquons qu'il n'est pas nécessaire de connaître T_B pour déterminer $|\rho_x|^2$ et T_x ni d'ailleurs le gain \bar{G} dont l'expression s'élimine dans (I.45) compte tenu de (I.43) et (I.44). Ce fait est particulièrement important puisque T_B et \bar{G} peuvent présenter des fluctuations ou variations à long terme sans que la précision de la mesure soit affectée.

I.3.2 Sources d'erreurs

Les sources d'erreurs, qui peuvent affecter la mesure de la température T_x et du coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ de l'objet lorsque l'on utilise les expressions simplifiées ci-dessus peuvent provenir, comme nous l'avons cité précédemment, d'une impédance de source de bruit R_B non suffisamment importante ($r_p \neq 1$), d'un récepteur ou amplificateur réel présentant une température de bruit non nulle et un gain G variant avec la fréquence, ou d'une antenne ou objet qui présenterait une impédance réactive.

Par conséquent, toutes ces sources d'erreurs vont être prises en compte afin de donner une estimation sur l'erreur commise sur les deux termes qui nous intéressent $|\rho_x|^2$ et T_x , et ceci en utilisant soit des calculs analytiques de puissance de bruit, dans des cas plus généraux que ceux traités jusqu'ici, soit l'outil de simulation MDS.

I.3.2.1 Effets de l'impédance de la source de bruit

Nous allons reprendre les calculs d'intégration des puissances élémentaires dP_x et dP_B (expressions (I.29) et (I.30)) dans la bande B du récepteur, dans le but d'évaluer

les limites de validité de l'expression (I.39) dans le cas où l'impédance R_B de la source de bruit n'est pas suffisamment importante ou, ce qui revient au même, lorsque $r_p \neq 1$.

Ces calculs aboutissent à des expressions plus complexes et c'est pourquoi nous ne donnerons ici que les résultats finaux dans les deux cas de figure suivants en considérant toujours une longueur de ligne $L \gg \frac{\lambda_0}{2}$:

a) source de bruit éteinte (non polarisée) :

Dans ce cas la puissance de bruit P_x reçue par le récepteur est donnée par :

$$P_x = 4\bar{G}kT_x r_p^2 \frac{1 - |\rho_x|^2}{(1 + r_p)^2 - |\rho_x|^2 (1 - r_p)^2} B \quad (I.46)$$

b) source de bruit allumée (polarisée):

Dans ce cas la puissance de bruit reçue par le récepteur est donnée par :

$$P_T = P_x + 4\bar{G}k\Delta T_B \frac{r_p^2}{1 - r_p^2} \left\{ 1 - \frac{2r_p^2(1 + |\rho_x|^2) + 2r_p(1 - |\rho_x|^2)}{(1 + r_p)^2 - |\rho_x|^2 (1 - r_p)^2} \right\} B \quad (I.47)$$

Par conséquent, les expressions donnant les termes $|\rho_x|^2$ et T_x deviennent respectivement :

$$|\rho_x|^2 = \frac{(1 + r_p)^2 \left(\frac{\Delta P_x}{\Delta P_{50}} - 1 \right)}{(3r_p - 1)(1 + r_p) - (1 - r_p)^2 \frac{\Delta P_x}{\Delta P_{50}}} \quad (I.48)$$

et

$$T_x = \frac{P_x}{P_{50}} \frac{(1 + r_p)^2 - |\rho_x|^2 (1 - r_p)^2}{(1 + r_p)^2 (1 - |\rho_x|^2)} T_1 \quad (I.49)$$

Lorsque r_p est différent de 1, l'équation (I.48) permet le calcul de $|\rho_x|^2$. Puis, connaissant $|\rho_x|^2$, on peut en déduire T_x à partir de (I.49).

Compte tenu de la relative complexité de ces deux équations (difficile à prendre en compte en pratique dans un dispositif de traitement des signaux de mesure) il nous a

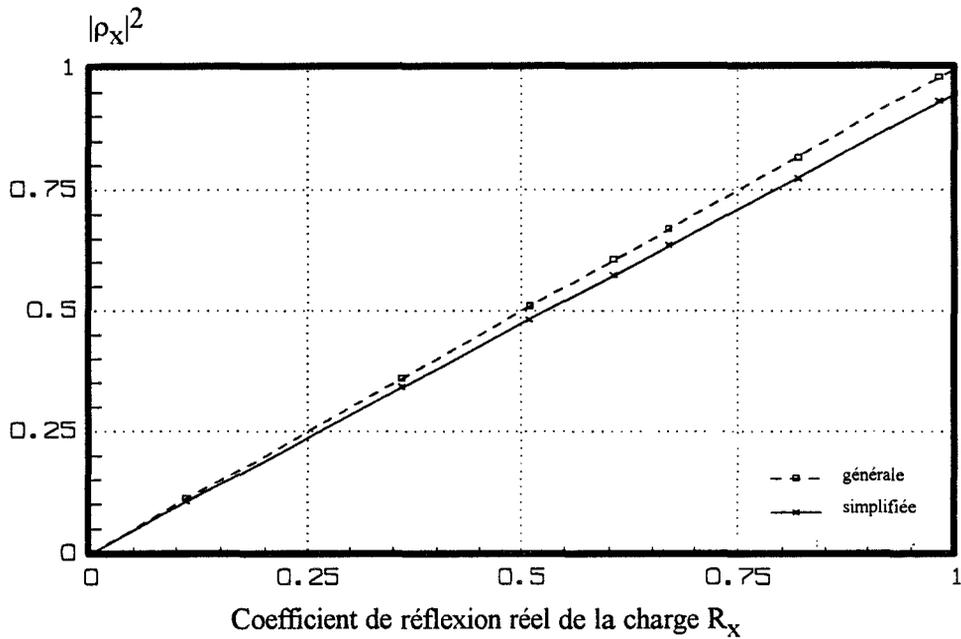


Figure I.14 : Evolution en fonction de $|\rho_X|^2$ des coefficients de réflexion calculés à partir de la relation simplifiée (I.42) et générale (I.48).

La résistance de la source de bruit est de 1 K Ω

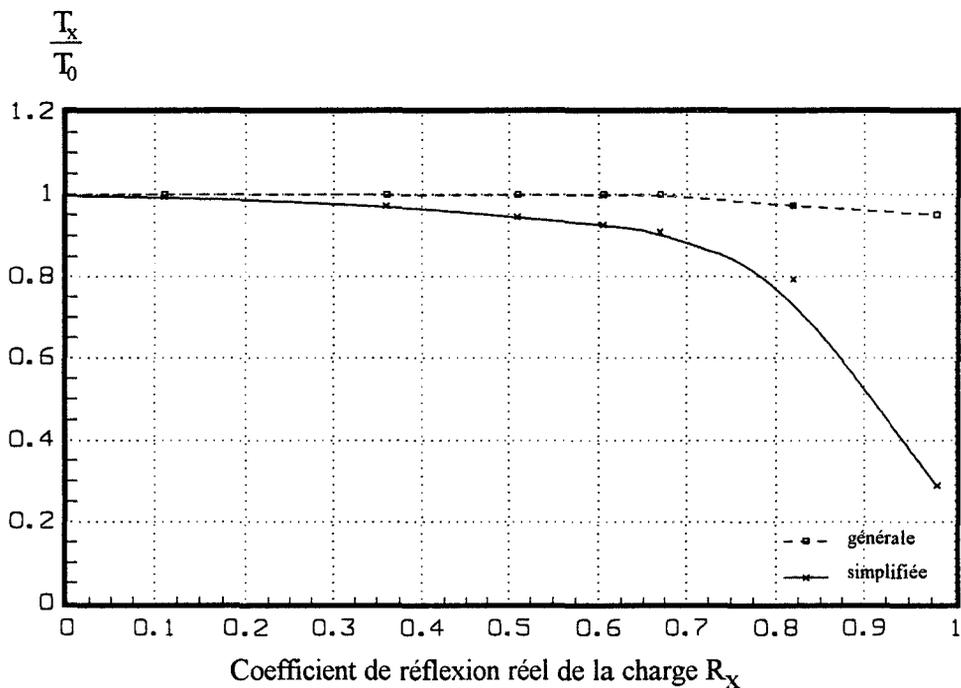


Figure I.15 : Evolution en fonction de $|\rho_X|^2$ de la température T_X calculée à partir de l'expression simplifiée (I.45) et générale (I.49).

La résistance de la source de bruit est de 1 K Ω

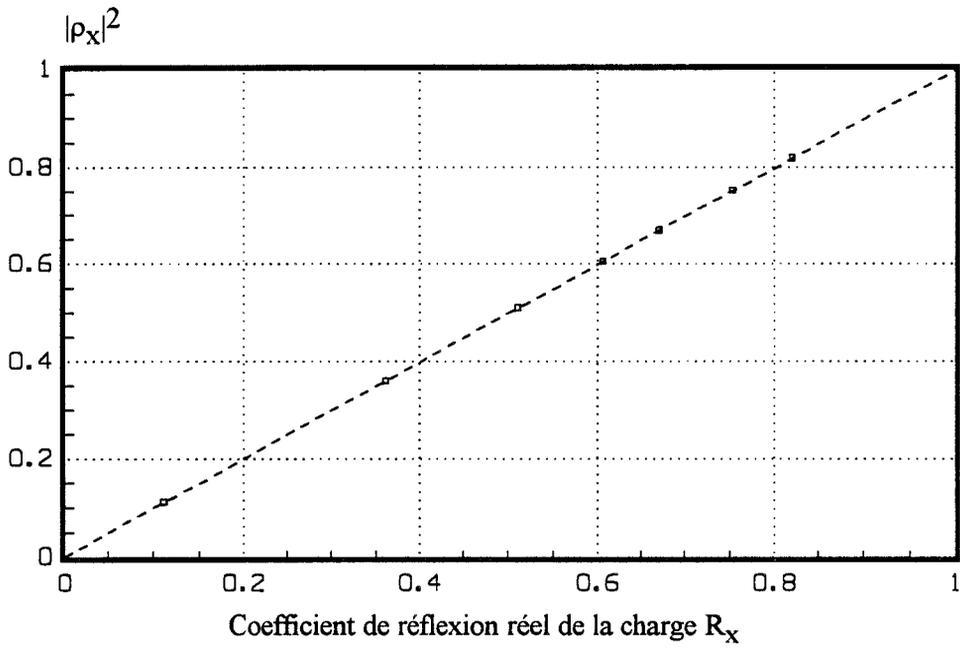


Figure I.16 : Evolution en fonction de $|\rho_x|^2$ des coefficients de réflexion calculés à partir de la relation simplifiée (I.42) et générale (I.48)

La résistance de la source de bruit est de 5 K Ω

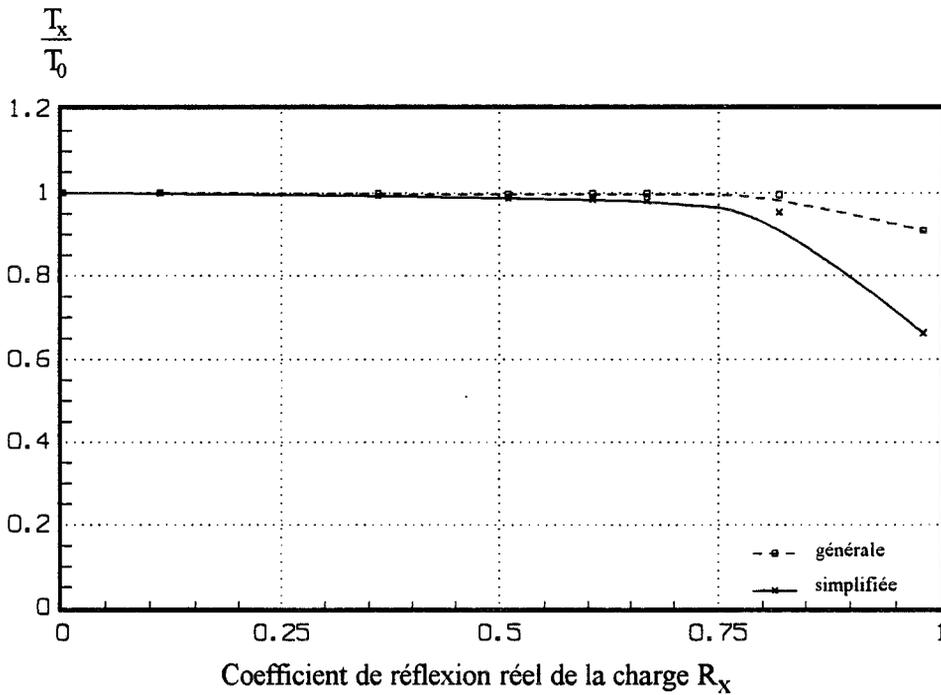


Figure I.17 : Evolution en fonction de $|\rho_x|^2$ de la température T_x calculée à partir de l'expression simplifiée (I.45) et générale (I.49).

La résistance de la source de bruit est de 5 K Ω

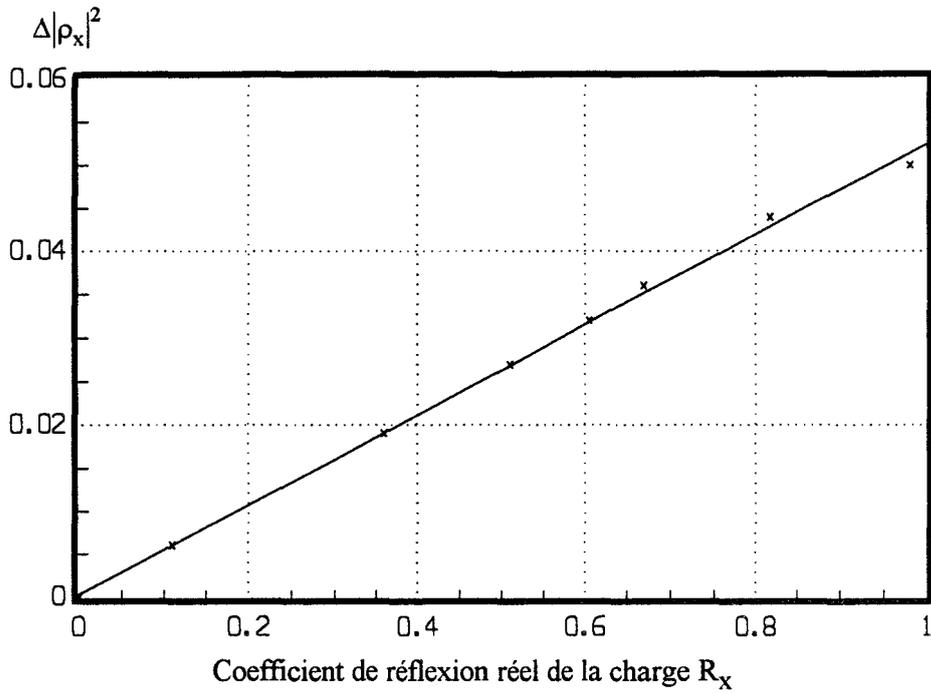


Figure I.18 : Erreur absolue $\Delta|\rho_x|^2$ effectuée dans la détermination de $|\rho_{x_s}|^2$ en utilisant la relation simplifiée (I.42).

La résistance de la source de bruit est de 1 K Ω

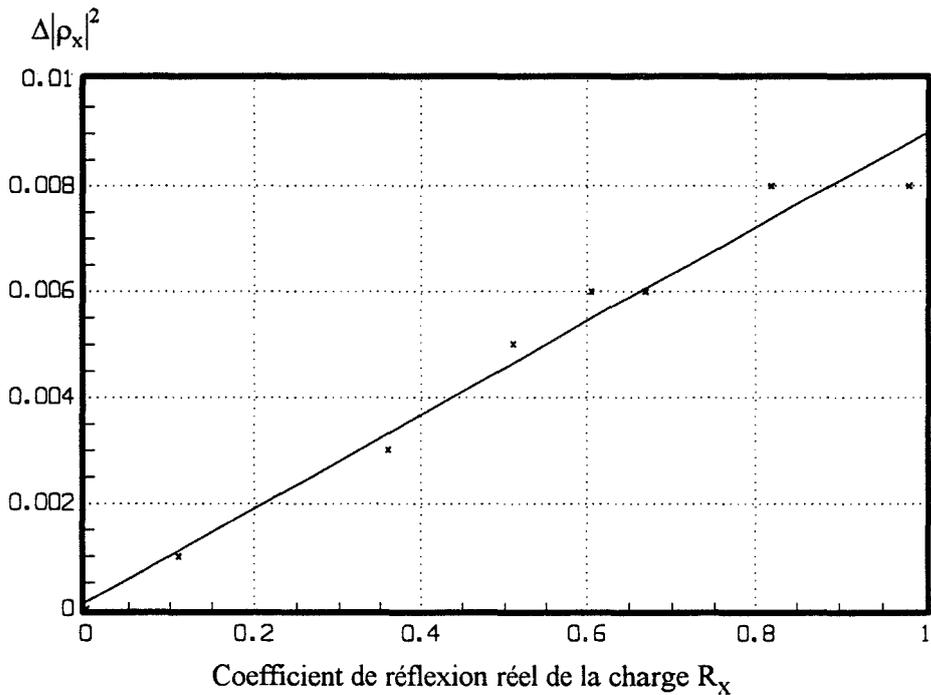


Figure I.19 : Erreur absolue $\Delta|\rho_x|^2$ effectuée dans la détermination de $|\rho_{x_s}|^2$ en utilisant la relation simplifiée (I.42).

La résistance de la source de bruit est de 5 K Ω

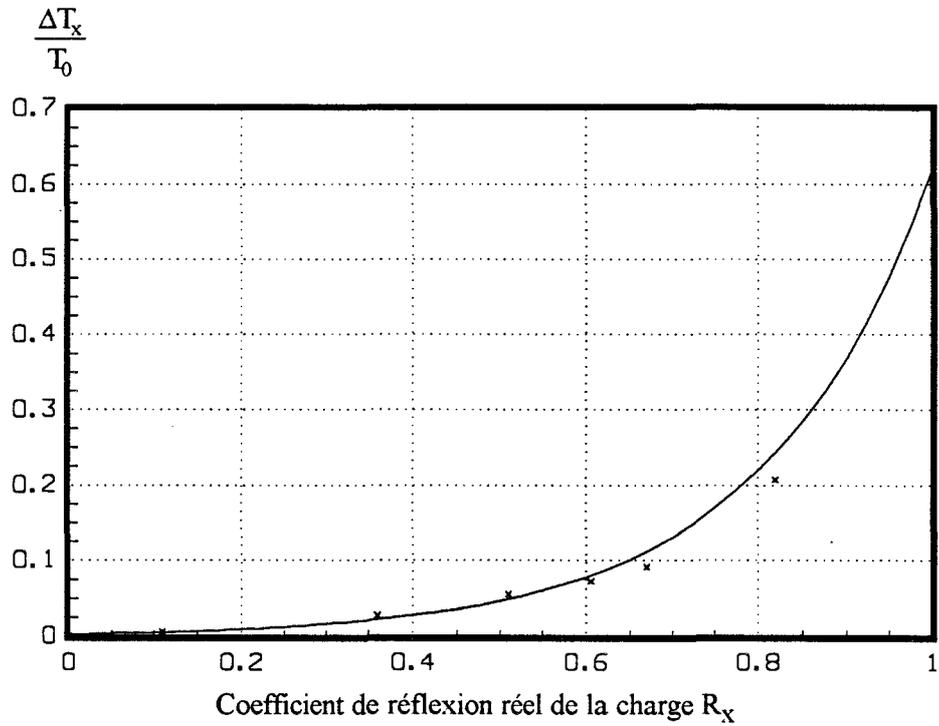


Figure I.20 : Erreur relative effectuée sur la détermination de T_x en utilisant la relation simplifiée (I.45).

La résistance de la source de bruit est de 1 K Ω

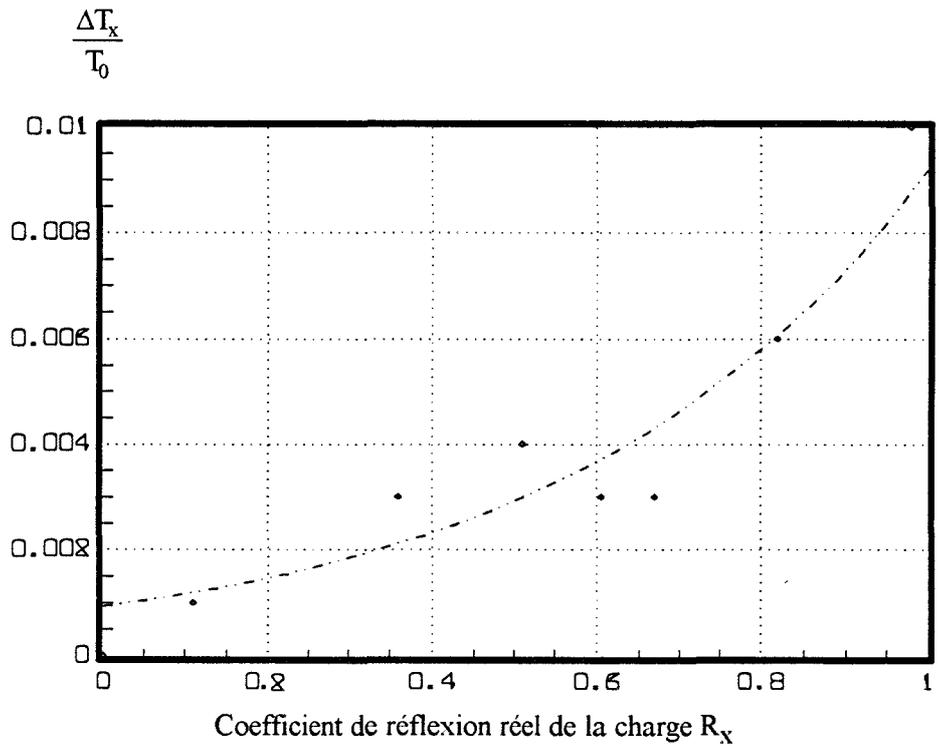


Figure I.21 : Erreur relative effectuée sur la détermination de T_x en utilisant la relation simplifiée (I.45).

La résistance de la source de bruit est de 5 K Ω

paru intéressant d'évaluer l'erreur absolue qui pourrait être commise dans la détermination de $|\rho_x|^2$ et T_x en continuant à utiliser les relations simplifiées précédentes (I.42) et (I.45). Dans ce but, il suffit d'évaluer la différence entre les expressions simplifiées et non simplifiées (I.42) et (I.48) pour $|\rho_x|^2$ et (I.45) et (I.49) pour T_x pour les valeurs de r_p que l'on peut rencontrer en pratique. On obtient ainsi :

$$\Delta(|\rho_x|^2) = |\rho_{x_s}|^2 \left| 1 - \frac{(1 + r_p)^2}{(3r_p - 1)(1 + r_p) - (1 - r_p)^2 \frac{\Delta P_x}{\Delta P_{50}}} \right| \quad (I.50)$$

où $|\rho_{x_s}|^2$ correspond au coefficient de réflexion donné par la relation simplifiée (I.42).

De la même façon, on peut calculer :

$$\Delta(T_x) = T_x - T_{x_s} \quad (I.51)$$

où T_{x_s} correspond à la température déterminée à partir de la relation simplifiée (I.45).

En pratique $\Delta(|\rho_x|^2)$ et $\Delta(T_x)$ ont été déterminées en considérant différentes charges R_x , (de valeurs successivement égales à 50 Ω , 100 Ω , 200 Ω , 300 Ω , 400 Ω , 500 Ω , 1 K Ω et 10 K Ω) portées à la température de 293 K, à l'entrée du système dont le coefficient de réflexion varie de zéro à 1 en considérant deux cas pour la source de bruit utilisée :

- le premier correspond à une résistance $R_B = 1 \text{ K}\Omega$ ($r_p = 0,95$) ;
- le deuxième correspond à une résistance $R_B = 5 \text{ K}\Omega$ ($r_p = 0,99$).

Nous représentons les résultats obtenus sur les figures I.14 à I.21 :

- On peut remarquer que l'utilisation de la relation simplifiée donnant le coefficient de réflexion dans le cas où $R_B = 1 \text{ K}\Omega$ n'introduit pas une erreur absolue très importante sur le terme $|\rho_x|^2$ (de 0,006 à 0,05 sur toute la plage $0 < |\rho_x|^2 < 1$), néanmoins l'imprécision sur la détermination de la température résultant de l'erreur sur le terme $|\rho_x|^2$ n'est pas négligeable. C'est ainsi que si l'on estime que l'on doit faire une erreur maximale sur la température de l'ordre de 1°C nous serons obligés, dans ce cas, de limiter la mesure de la température à des charges telles que $0 < |\rho_x|^2 < 0,36$;

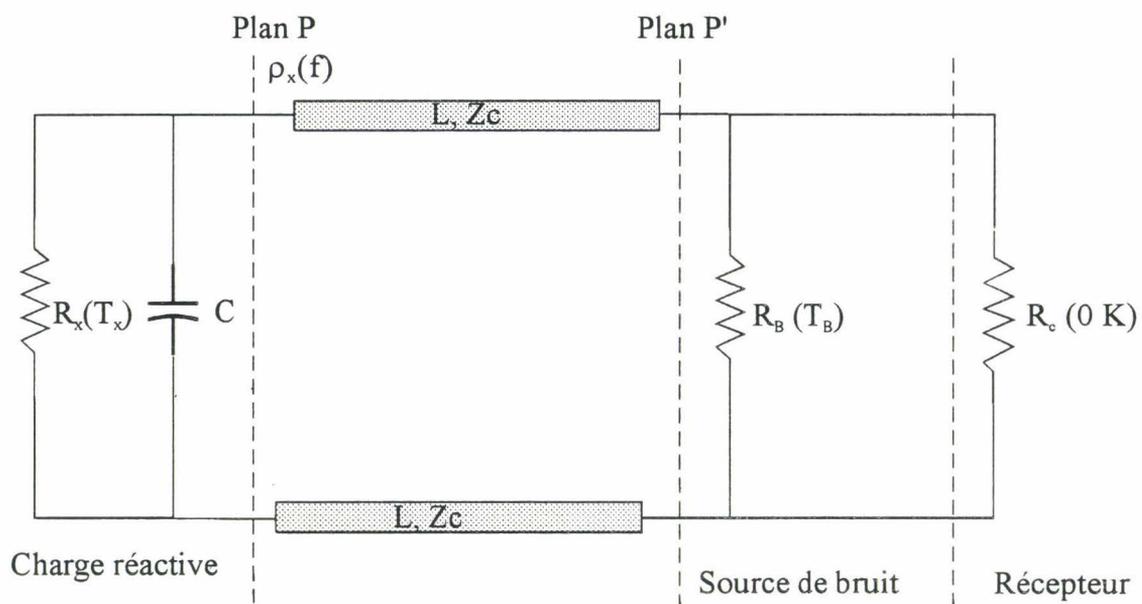


Figure I.22 : Schéma électrique utilisé dans la simulation de la puissance de bruit sur MDS dans le cas d'un dipôle réactif.

- Par contre, si l'on considère une impédance de source de bruit $R_B = 5 \text{ K}\Omega$, l'erreur sur le coefficient de réflexion est divisée par un facteur 6 et ainsi l'erreur sur la température est minimisée dans toute la plage $0 < |\rho_x|^2 < 1$.

En conclusion, l'utilisation des relations simplifiées (I.42) et (I.45) s'avère suffisante dans la mesure où la valeur de R_B peut être suffisamment élevée ($R_B > 1 \text{ K}\Omega$).

I.3.2.2 Cas d'un dipôle réactif

Nous avons étudié jusqu'à présent le cas d'un objet présentant une impédance résistive. Cependant, il existe de nombreux cas où cette condition n'est pas respectée notamment lorsque l'on utilise une antenne qui présente en général une impédance à partie réactive non nulle.

Les calculs de puissance de bruit reçue par un récepteur large bande deviennent très complexes dans ce cas précis. C'est pourquoi nous avons eu l'idée d'utiliser le logiciel de simulation MDS qui permet de faire, pour différentes fréquences situées dans la bande d'amplification, des simulations en bruit de dispositifs électroniques en tenant compte par l'intermédiaire de générateurs en courant ou en tension du bruit des dispositifs actifs et passifs.

Nous considérons donc le dispositif de la figure I.22 où l'on représente le dipôle réactif par une résistance en parallèle avec une capacité dont les valeurs sont portées dans le tableau I.1 :

$R_x(\Omega)$	40	50	100	200	300	400
$C(\text{pF})$	1	2	2	2	2	2
$ \rho_x(f) _m^2$	0,16	0,468	0,652	0,802	0,862	0,895

Tableau I.1

Ces valeurs ont été choisies de façon à faire varier largement le coefficient de réflexion de l'objet dans l'intervalle $0 < |\rho_x(f)|_m^2 < 1$. Les calculs ont été faits en pratique en considérant une impédance de source de bruit suffisamment importante $R_B = 20 \text{ K}\Omega$ pour avoir $r_p \neq 1$.

Cas d'un dipôle réactif

Coefficient de réflexion du dipôle (R,C) obtenu à partir des valeurs de P_T simulées et de la relation (I.42) ($|\rho_x(f)|_m^2$)

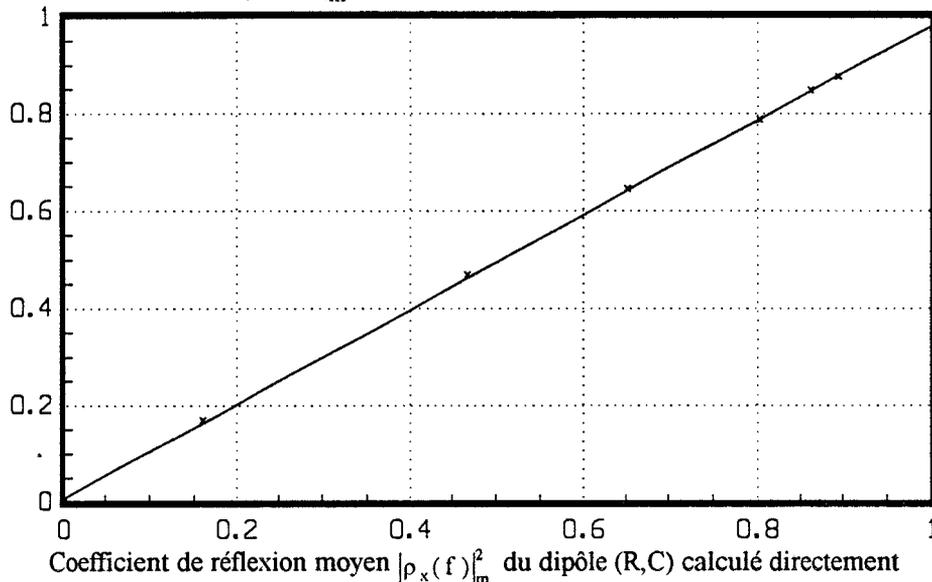


Figure I.23 : Détermination du coefficient de réflexion $|\rho_x(f)|_m^2$ du dipôle (R,C) moyennée dans la bande du récepteur en utilisant la relation simplifiée (I.42) (les paramètres intervenant dans cette relation ayant été déterminés à partir de la simulation complète du dispositif de la figure I.22)

Température de bruit du dipôle (R,C) obtenu à partir des valeurs de P_T simulées et de la relation (I.45) ($\frac{T_x}{T_0}$)

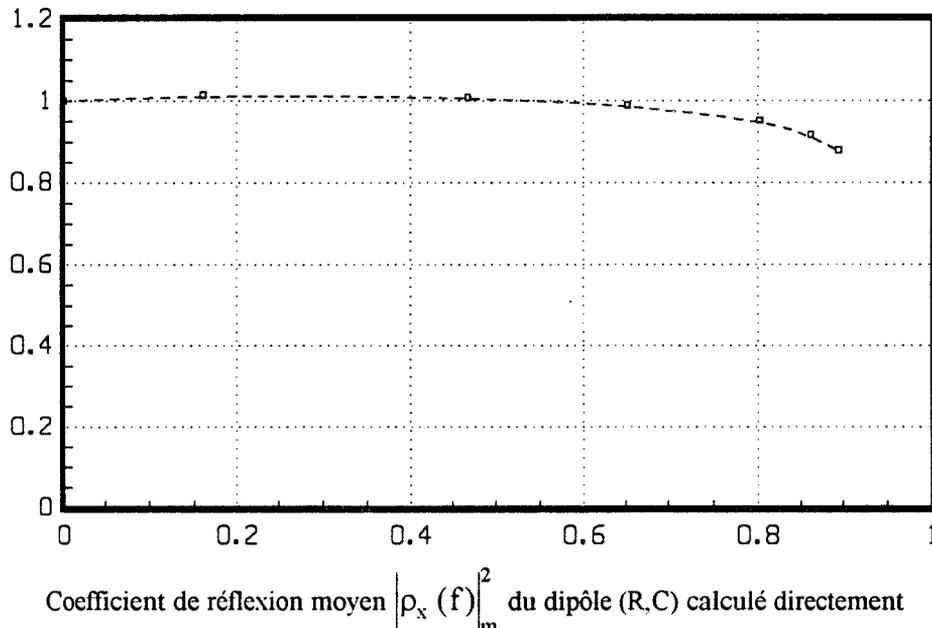


Figure I.24 : Détermination de la température T_x (normalisée par rapport à T_0) de la résistance R_x (du dipôle RC) en utilisant la relation simplifiée (I.45) (les paramètres intervenant dans cette relation ayant été déterminés à partir de la simulation complète du dispositif de la figure I.22)

La résistance de la source de bruit est de 20 K Ω

Chapitre I

Le coefficient de réflexion $|\rho_x(f)|_m^2$ intervenant dans le tableau (I.1) a été obtenu en faisant la moyenne des différentes valeurs qu'il prend dans la bande de fonctionnement B de l'amplificateur comprise en pratique entre 2 et 3 GHz. On utilise dans ce but un "pas" de fréquence Δf de 10 MHz et on utilise la relation :

$$|\rho_x|_m^2 = \frac{1}{100} \sum_{i=1}^{100} |\rho_x(f_i)|^2 \quad (I.52)$$

avec

$$f_i = 2 \text{ GHz} + i\Delta f \quad \text{et} \quad \Delta f = 10 \text{ MHz}$$

Nous allons maintenant étudier dans quelles mesures les expressions simplifiées (I.42) et (I.45) peuvent encore être utilisées bien que le coefficient $|\rho_x|^2$ ne soit plus constant en fonction de la fréquence (effet de la capacité).

Dans ce but, on utilise le logiciel de simulation MDS pour calculer pour chaque fréquence f_i la tension de bruit V_i appliquée à l'entrée de l'amplificateur. On peut aussi en déduire la puissance reçue à l'entrée P_{eT} du récepteur précédent en utilisant la relation suivante valable lorsque les sources de bruit ne sont pas corrélées :

$$P_{eT} = \sum_{i=1}^{100} \frac{V_i^2(f_i)}{R_c} df \quad \text{avec} \quad df = 10 \text{ MHz}$$

On peut déterminer ainsi P_{eT} dans les différents cas étudiés précédemment (source de bruit allumée et éteinte pour la charge R_{50} et R_x) et en déduire ΔP_{50} , ΔP_x , P_x et P_{50} .

L'application des relations (I.42) et (I.45) nous permet alors d'obtenir une détermination de T_x et de $|\rho_x|^2$ et l'on peut constater sur les figures I.23 et I.24 que les résultats obtenus sont très voisins de la réalité (c'est-à-dire de la température utilisée dans la simulation MDS pour la résistance R_x et des coefficients de réflexions calculés à partir de la relation (I.42) donnés dans le tableau I.1).

Ce résultat est important puisqu'il montre que les relations (I.42) et (I.45) peuvent encore être utilisées en pratique, avec une bonne précision, lorsque la charge équivalente à l'antenne est en partie réactive.

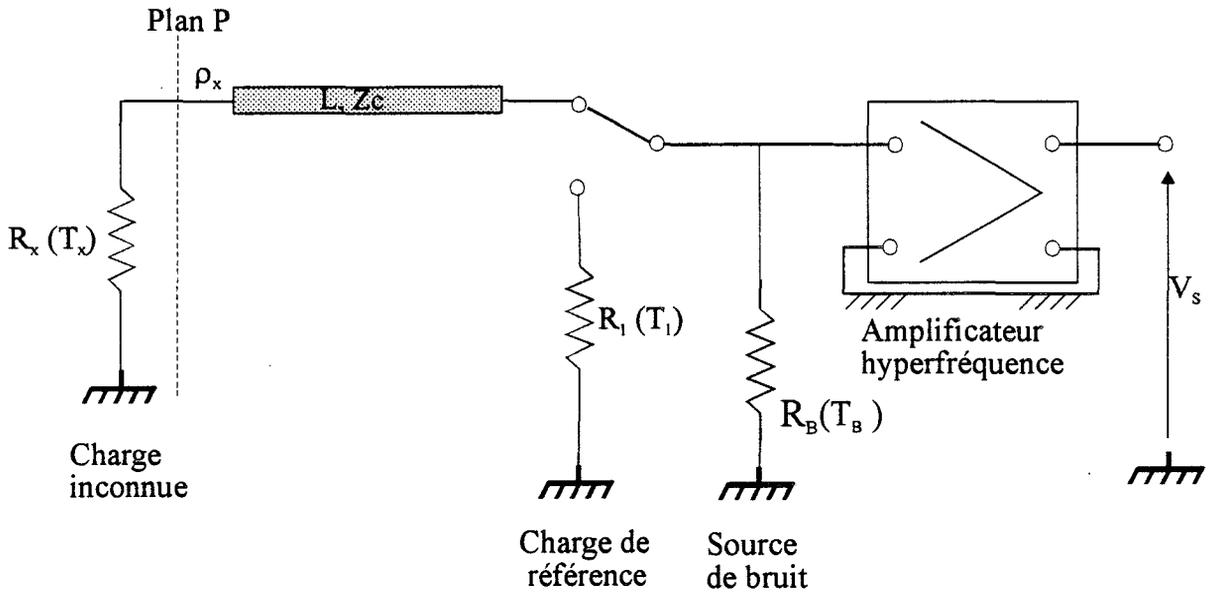


Figure I.25 : Premier schéma équivalent utilisé dans la simulation de puissance de bruit sur MDS dans le cas d'un récepteur réel.

I.3.2.3 Cas d'un récepteur réel

Les simulations que nous avons effectuées jusqu'à maintenant n'ont pas pris en compte le bruit propre du récepteur, qui est généralement non négligeable, ainsi que la variation du gain \bar{G} dans la bande de fonctionnement du système. Comme dans le cas d'un dipôle réactif, le calcul analytique de puissance de bruit à la sortie d'un récepteur réel est très compliqué. C'est pourquoi, nous avons eu l'idée une fois encore d'utiliser le logiciel de simulation MDS. Cependant, comme nous ne disposons pas dans la bibliothèque des composants fournis par (Hewlett Packard) de modèle d'amplificateur ayant les caractéristiques souhaitées, nous avons utilisé l'amplificateur que nous avons conçu pour une réalisation en circuit intégré et dont les caractéristiques sont données au chapitre III (gain en puissance moyen de 42 dB, bande passante de 1 GHz de 2 à 3 GHz, facteur de bruit $F < 1,8$ dB dans toute la bande).

1) Utilisation sans modification des relations (I.42) et (I.45)

Le but que nous recherchons ici, est de savoir si les relations simplifiées (I.42) et (I.45) que nous avons utilisées jusqu'à présent, peuvent être utilisées dans ce dernier cas sans modification. Nous admettrons, pour simplifier cette étude, que différentes hypothèses simplificatrices sont vérifiées telles que :

- la charge à l'entrée est résistive $Z_x = R_x$;
- la source de bruit a une résistance R_B suffisamment importante ($R_B = 20 \text{ K}\Omega$) ;
- la longueur de ligne L sans pertes vérifie les conditions (a) et (b) précédentes.

Par ailleurs, nous considérons le dispositif de la figure I.25 où l'on présente à l'entrée d'un commutateur à deux voies les deux charges suivantes :

- un dipôle inconnu R_x porté à la température T_x (sur la première voie) relié à une longueur de ligne L ;
- une charge de référence R_1 adaptée et portée à une température connue T_1 (sur la deuxième voie).

Ce commutateur est relié à une source de bruit à haute impédance qui est ensuite connectée à un amplificateur HF chargé à sa sortie par une impédance R_c de 50Ω portée à une température de zéro Kelvin. L'amplificateur utilisé est constitué par des éléments passifs et actifs. Ces éléments actifs, qui sont des MESFETs, sont

Cas d'un récepteur réel

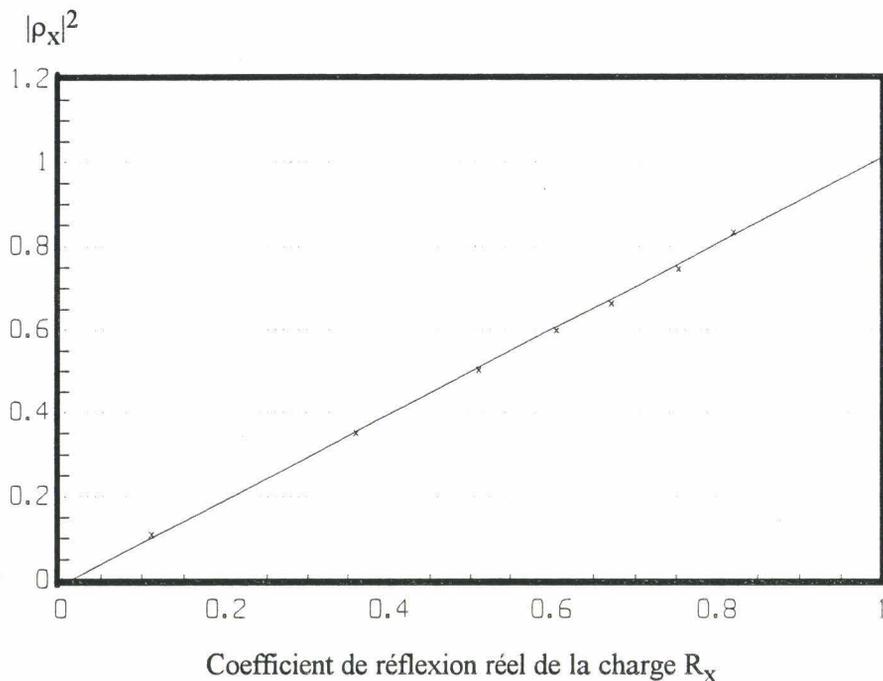


Figure I.26 : Coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ de la charge R_x dans le cas d'un amplificateur non parfait calculé à partir de la relation simplifiée (I.42).

La résistance de la source de bruit est de 20 K Ω

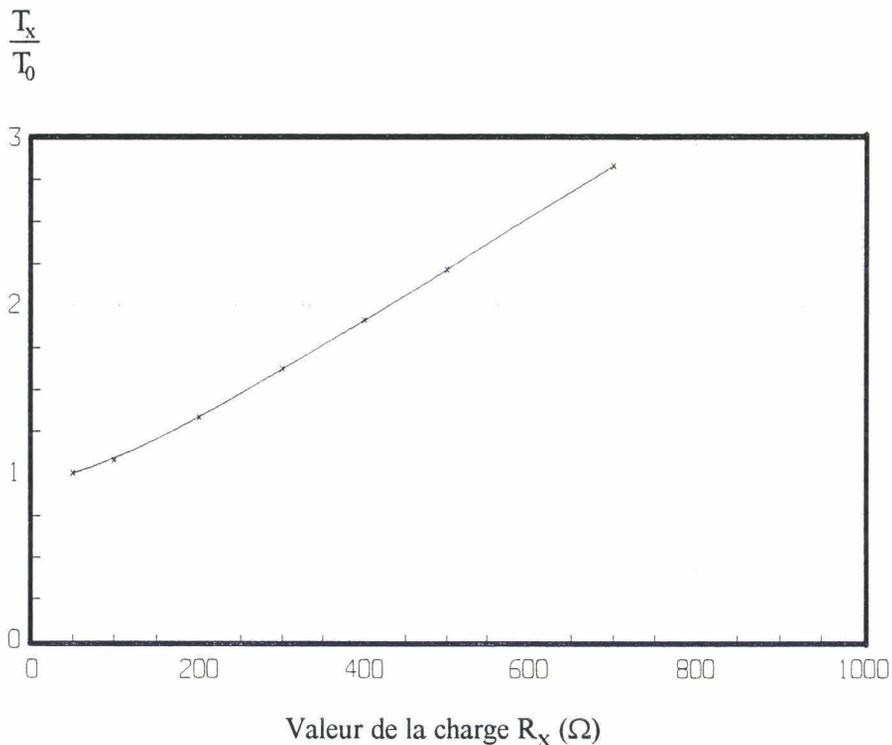


Figure I.27 : Détermination de la température T_x de la charge R_x dans le cas d'un amplificateur non parfait calculée à partir de la relation simplifiée (I.45).

La résistance de la source de bruit est de 20 K Ω

modélisés par un schéma équivalent petit signal à qui on associe une température de bruit de zéro Kelvin à ces éléments résistifs intrinsèques, et le bruit, dont les expressions sont données au chapitre III, est modélisé par des générateurs de bruit en courants à l'entrée et à la sortie de chaque transistor.

Nous effectuons donc la simulation de ce dispositif pour chaque voie en considérant pour la première voie successivement différentes charges R_x (50 Ω , 100 Ω , 200 Ω , 300 Ω , 400 Ω , 500 Ω , 700 Ω , 1000 Ω et un circuit ouvert) portées à la température ambiante $T_x = T_0 = 293$ K (excepté bien sûr le CO) dont le module du coefficient de réflexion en puissance $|\rho_x|^2$ est compris entre zéro et 1. Nous mesurons donc la tension efficace V_s à la sortie de l'amplificateur, que l'on élève au carré, dans la bande de fréquence de l'amplificateur 2 - 3 GHz en considérant un pas de fréquence de 10 MHz. On déduit donc la puissance totale disponible à la sortie de l'amplificateur P_T et ceci pour les deux états de la source de bruit polarisée et non polarisée (allumée et éteinte) :

$$P_T = \sum_{i=1}^{i=100} \frac{V_s^2(f_i)}{R_c} \Delta f \quad \text{avec} \quad \Delta f = 10\text{MHz}$$

Ainsi, nous déterminons donc d'une part les valeurs du coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ et de la température T_x pour différentes charges (50 $\Omega < R_x < \infty$), à partir des résultats de simulations et des relations (I.42) et (I.45), sur les figures I.26 et I.27 et d'autre part l'erreur absolue $\Delta|\rho_x|^2$ et relative $\Delta T_x/T_0$ introduite sur ces termes que nous représentons sur les figures I.28 et I.29.

On note, d'après ces résultats, que l'erreur sur le coefficient de réflexion est au maximum égale à 0,05 pour un coefficient de réflexion de 1 et donc la relation (I.42) reste valable. Par contre, l'erreur sur la température est très importante et atteint au maximum 180 % de la température à mesurer lorsque la charge à l'entrée R_x est de 700 Ω . Il est donc clair que le bruit de l'amplificateur ne peut être considéré comme négligeable, et que la relation (I.45) utilisée jusqu'à présent n'est plus valable. On doit donc tenir compte du bruit de l'amplificateur et surtout de ses variations en fonction du coefficient de réflexion présenté à l'entrée de l'amplificateur.

Par conséquent, nous allons établir et utiliser une nouvelle équation de base qui tiendra compte du bruit présenté par l'amplificateur. Nous justifierons cette équation, dans un premier temps, dans ce chapitre par des simulations effectuées sur MDS. Dans un deuxième temps elle sera vérifiée à posteriori par des mesures expérimentales

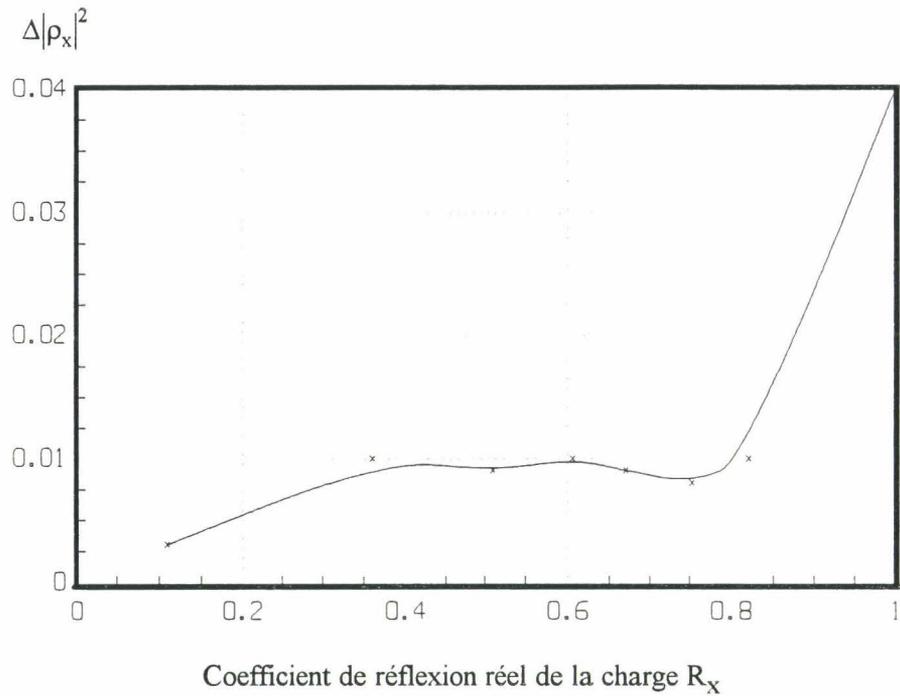


Figure I.28 : Erreur absolue sur le coefficient de réflexion de la charge R_x dans le cas d'un amplificateur non parfait obtenu à partir de la relation simplifiée (I.42).

La résistance de la source de bruit est de 20 K Ω

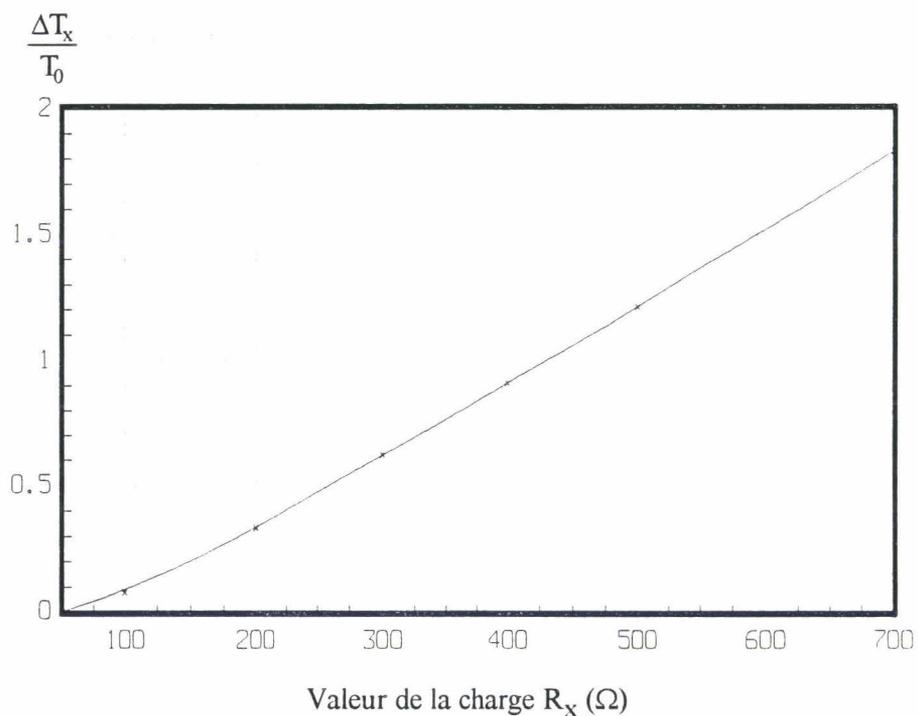


Figure I.29 : Erreur relative sur la température T_x de la charge R_x dans le cas d'un amplificateur non parfait obtenu à partir de la relation simplifiée (I.45).

La résistance de la source de bruit est de 20 K Ω

effectuées sur le capteur réalisé en circuits hybrides que nous présenterons et étudierons dans le chapitre II.

2) Prise en compte du bruit engendré par l'amplificateur

Dans ce but, considérons le système de la figure I.30 où nous représentons l'ensemble de l'amplificateur par un quadripôle non bruyant auquel nous associons deux générateurs de bruit en courant (à haute impédance) $\langle i_e \rangle$ et $\langle i_a \rangle$, représentant le bruit engendré directement par ce dernier, respectivement à l'entrée et la sortie. Ces générateurs de bruit pouvant également être caractérisés par une température équivalente de bruit que l'on notera T_e à l'entrée et T_a à la sortie.

Ainsi, la puissance de bruit disponible à la sortie du récepteur engendrée par le générateur de bruit d'entrée $\langle i_e \rangle$ dépendra, comme dans le cas de la source de bruit à haute impédance, précédemment étudiée, de l'impédance présentée à l'entrée du système et sera donc comme nous l'avons montré précédemment proportionnelle à $(1 + |\rho_x|^2) T_e$ (avec $T_e = \frac{R_c \langle i_e^2 \rangle}{4k}$). Tandis que la puissance de bruit générée par le générateur de bruit en courant $\langle i_a \rangle$ et disponible à la sortie sera indépendante de la charge à l'entrée et directement proportionnel à T_a .

De ce fait, l'équation de base (I.39) donnant la puissance totale de bruit disponible à la sortie de l'amplificateur, lorsque nous présentons à l'entrée du système une charge quelconque R_x et lorsque la longueur de ligne L vérifie l'une des conditions (a) et (b) précédentes, devient :

$$P_T = \bar{G}kB \left((1 - |\rho_x|^2) T_x + (1 + |\rho_x|^2) \Delta T_B + (1 + |\rho_x|^2) T_e + T_a \right) \quad (I.53)$$

qui peut encore s'écrire :

$$P_T = \bar{G}kB \left((1 - |\rho_x|^2) T_x + (1 + |\rho_x|^2) \Delta T_B + |\rho_x|^2 T_e + T'_a \right) \quad (I.54)$$

avec

$$T'_a = T_e + T_a$$

Par conséquent, les relations (I.43) et (I.44) sont modifiées et deviennent :

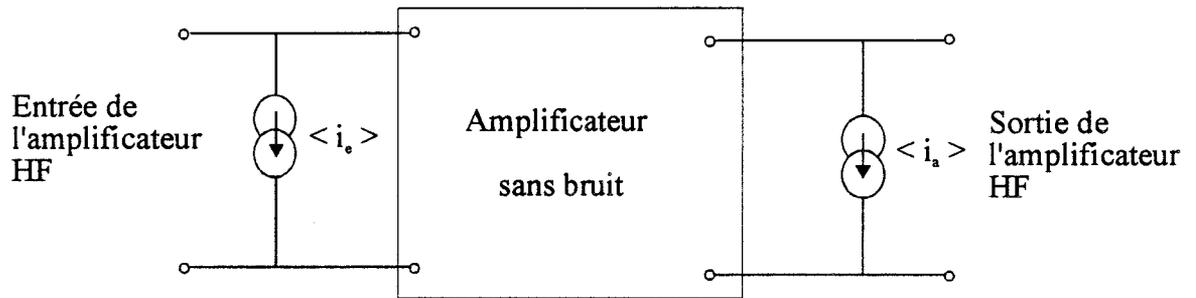


Figure I.30 : Modèle de bruit de l'amplificateur hyperfréquence

Chapitre I

$$P_x = \bar{G}k_B((1 - |\rho_x|^2)T_x + |\rho_x|^2 T_e + T'_a) \quad (I.55)$$

et

$$P_{50} = \bar{G}k_B(T_1 + T'_a) \quad (I.56)$$

Cependant, les relations (I.40) et (I.41) ne sont pas modifiées car elle représentent la variation de la puissance totale introduite par la source de bruit additionnelle présentée à l'entrée de l'amplificateur que nous pouvons rappeler ici :

$$\Delta P_x = \bar{G} k \Delta T_B (1 + |\rho_x|^2)B$$

$$\Delta P_{50} = \bar{G} k \Delta T_B B$$

Par conséquent l'expression donnant le coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ reste inchangé. Par contre la détermination de la température T_x nécessite la connaissance des deux termes supplémentaires T_e et T'_a que nous ne pouvons pas déterminer à partir du dispositif de la figure I.25. Pour lever cette indétermination, nous introduisons deux charges supplémentaires connues (figure I.31) à l'entrée du système à l'aide d'un commutateur à 4 voies :

- la première est un court-circuit (ou ce qui revient au même un circuit ouvert) mis au bout d'une ligne de longueur L équivalente à celle de la première voie ;
- la deuxième est une charge de référence notée R_2 adaptée et portée à une température connue T_2 différente de celle de la première charge de référence R_1 ($T_2 \neq T_1$).

Ainsi, on obtient les deux équations supplémentaires donnant la puissance de bruit reçue par le récepteur, pour l'état non polarisé de la source de bruit, lorsque notre dispositif est chargé successivement sur chacune de ces deux charges :

$$P_{CO} = \bar{G}KB(T_e + T'_a) \quad (I.57)$$

$$P'_{50} = \bar{G}KB(T_2 + T'_a) \quad (I.58)$$

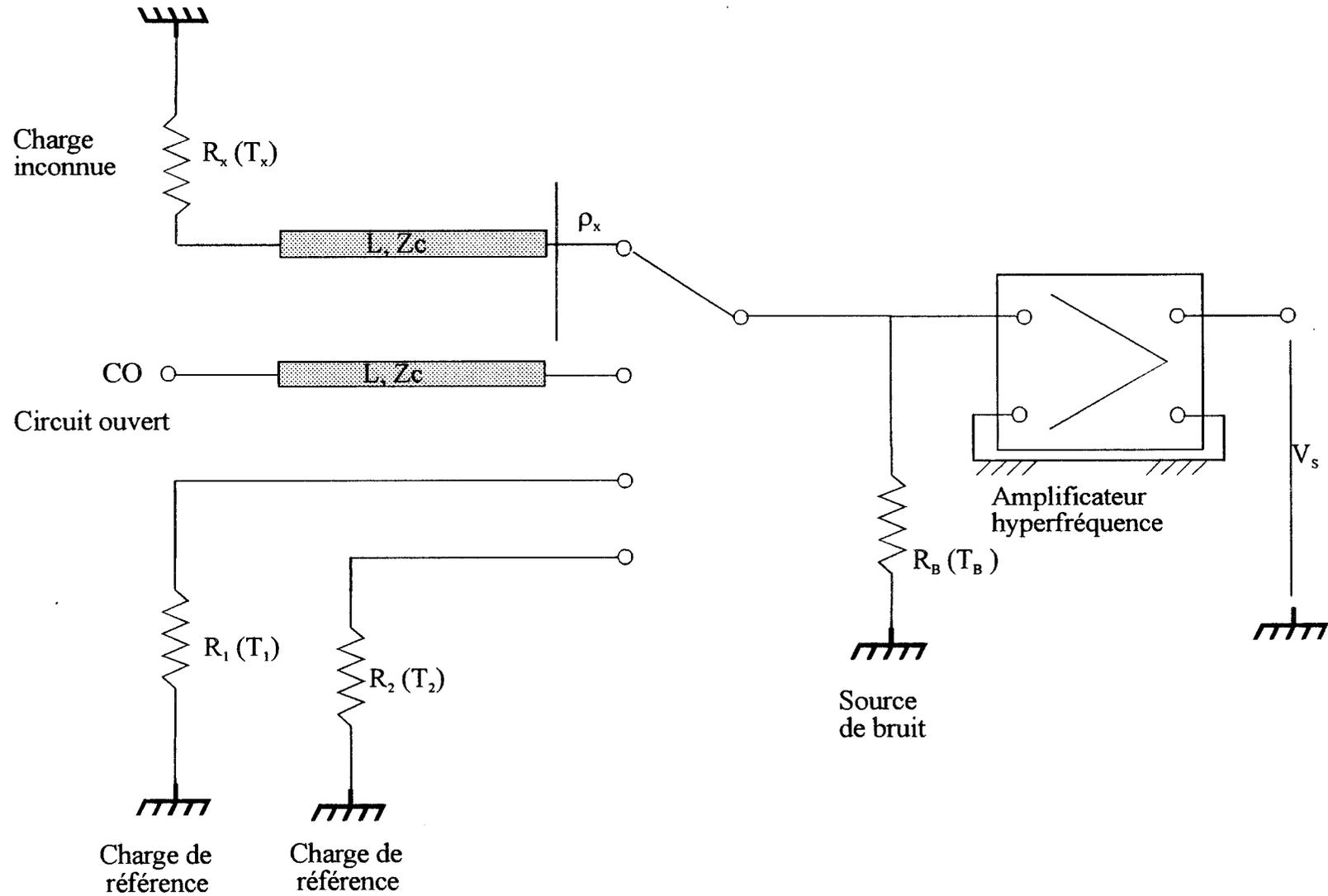


Figure I.31 : Schéma équivalent du dispositif de base utilisé dans la simulation de puissance de bruit sur MDS dans le cas d'un récepteur réel.

Chapitre I

A présent, le système peut être résolu à partir des six équations (I.55), (I.56), (I.57), (I.58), (I.40) et (I.41) et nous obtenons les six paramètres qui nous intéressent $\overline{G}kB$, T_e , T'_a , ΔT_B , $|\rho_x|^2$ et T_x :

$$\overline{G}kB = \frac{P'_{50} - P_{50}}{T_2 - T_1} \quad (I.59)$$

$$T'_a = \frac{P_{50}}{P'_{50} - P_{50}} T_2 - \frac{P'_{50}}{P'_{50} - P_{50}} T_1 \quad (I.60)$$

$$T_e = \frac{P_{co} - P_{50}}{P'_{50} - P_{50}} T_2 - \frac{P_{co} - P'_{50}}{P'_{50} - P_{50}} T_1 \quad (I.61)$$

$$\Delta T_B = \frac{\Delta P_{50}}{P'_{50} - P_{50}} (T_2 + T_1) \quad (I.62)$$

$$|\rho_x|^2 = \frac{\Delta P_x - \Delta P_{50}}{\Delta P_{50}} \quad (I.63)$$

$$T_x = T_1 + \frac{1}{1 - |\rho_x|^2} \frac{T_2 - T_1}{P'_{50} - P_{50}} \left\{ P_x - P_{50} - |\rho_x|^2 (P_{CO} - P_{50}) \right\} \quad (I.64)$$

On obtient finalement la nouvelle expression (I.64) donnant la température T_x du matériau considéré en fonction du coefficient de réflexion de ce dernier et de la puissance de bruit des différentes charges présentées à l'entrée et de la température des deux charges de référence T_2 et T_1 .

C'est donc en utilisant la relation (I.64) que nous avons recalculé, à partir de résultats de simulation MDS, la température T_x qui serait obtenu pour les différentes charges R_x (et donc pour les différents coefficients de réflexion) étudiés. Les résultats obtenus sont représentés figure I.32. Nous pouvons remarquer (figure I.33) que l'erreur sur la température T_x est beaucoup plus faible, par rapport au cas où nous avons négligé les températures de bruit de l'amplificateur, et ne dépasse pas le pourcent (%) même pour des charges très différentes de 50Ω et des coefficients de réflexion très élevés.

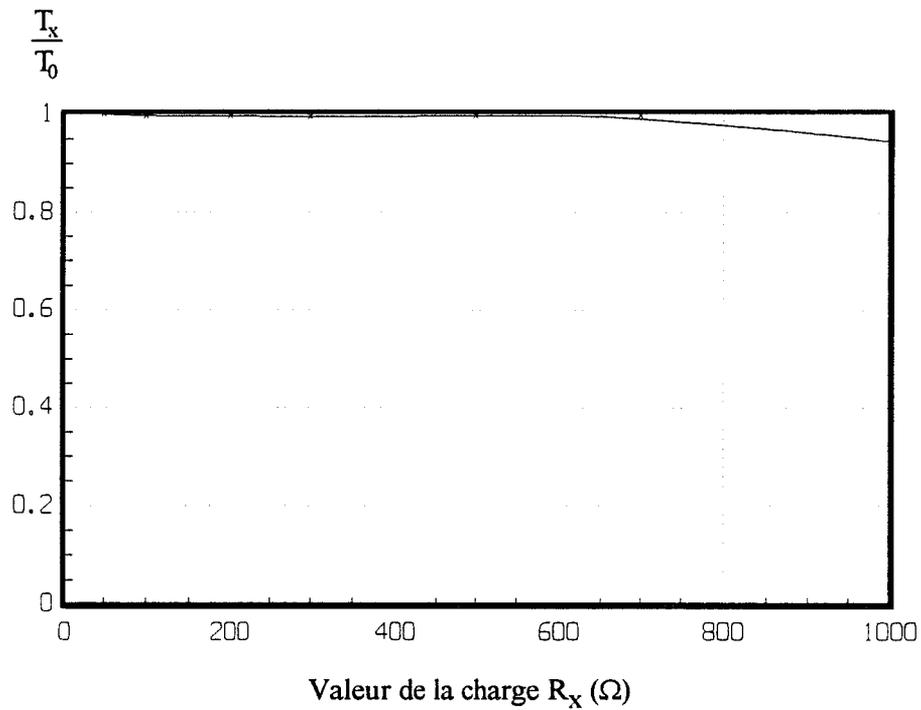


Figure I.32 : Détermination de la température de la charge R_x dans le cas d'un amplificateur non parfait obtenue à partir de la relation simplifiée (I.64).

La résistance de la source de bruit est de 20 K Ω

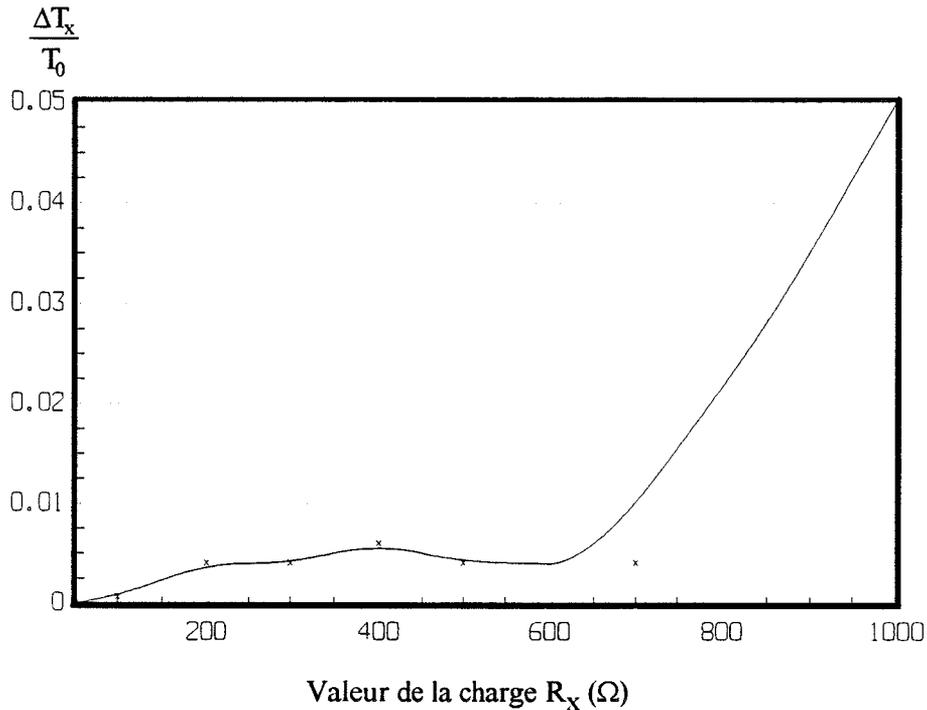


Figure I.33 : Erreur relative sur la température T_x de la charge R_x dans le cas d'un amplificateur non parfait obtenu à partir de la relation simplifiée (I.64).

La résistance de la source de bruit est de 20 K Ω

Chapitre I

Ces résultats sont donc très importants car il montrent que même en utilisant un amplificateur réel caractérisé par une évolution fréquentielle du gain, il est possible d'utiliser les expressions (I.63) et (I.64), tenant compte du bruit de l'amplificateur, pour déterminer avec une bonne précision le coefficient de désadaptation de l'antenne et la température T_x de l'objet étudié.

C'est donc ce procédé que nous allons essayer de mettre en oeuvre au plan pratique à partir de réalisations hybrides puis monolithiques dans les prochains chapitres.

Chapitre II

Chapitre II

Etude du capteur en circuits hybrides en vue d'une réalisation en circuit intégré monolithique

Introduction

Dans ce chapitre, nous nous proposons de décrire la constitution et les différents éléments d'un capteur de température réalisé en circuit hybride qui va nous permettre de vérifier les procédés décrits dans le premier chapitre.

Au préalable, il nous a semblé intéressant d'une part, de situer le nouveau radiomètre microonde envisagé parmi les systèmes déjà proposés et d'autre part, d'utiliser, comme dans beaucoup de dispositifs existants, à la sortie de l'amplificateur une détection synchrone pour s'affranchir des problèmes de fluctuation de gain liés aux bruits basses fréquences.

L'ensemble du procédé d'acquisition de la température d'un objet étant défini, nous nous sommes efforcés de définir le cahier des charges que devaient remplir les différents éléments du système en tenant compte des applications choisies et de la nécessité d'utiliser des fréquences de travail permettant des profondeurs de pénétration suffisantes dans les matériaux étudiés. Munis de ces informations, il nous a été possible de rassembler ou d'acquérir les différents dispositifs répondant au cahier des charges permettant la constitution en circuit hybride du système complet.

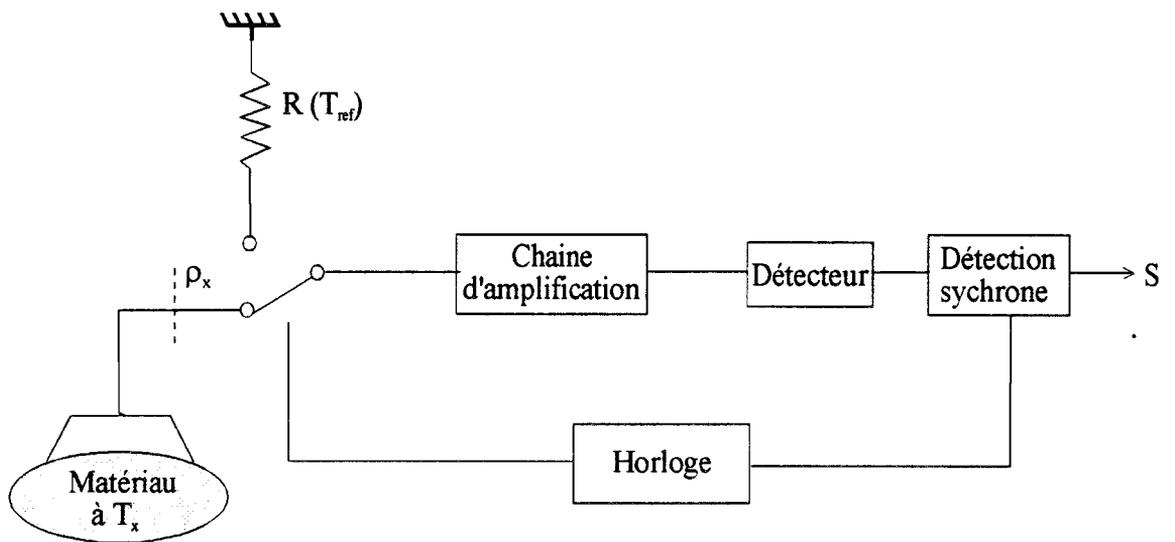


Figure II.1: Schéma de principe du Radiomètre de Dicke

Nous nous sommes alors efforcés de vérifier la validité du procédé original que nous avons proposé. Dans ce but, nous avons tout d'abord étudié des cas simples en présentant à l'entrée du capteur des charges étalons de coefficient de réflexion et de température parfaitement connus et réglables et en comparant les valeurs expérimentales obtenues à la sortie de notre capteur aux valeurs effectivement réalisées au niveau des charges étalons.

Il nous était alors possible d'envisager des cas plus complexes concernant la mesure à distance de la température interne d'un matériau. C'est ainsi qu'à la fin de ce chapitre seront donnés quelques résultats expérimentaux concernant le contrôle de la température d'un aliment en cours de cuisson dans un four domestique.

II.1 Etude comparative des principaux radiomètres microondes précédemment utilisés et du nouveau système que nous allons réaliser

II.1.1 Radiomètre de DICKE

Le schéma de principe du radiomètre de Dicke [13] est représenté figure II.1; il permet de résoudre le problème posé par les fluctuations du gain souvent liées à un bruit BF du radiomètre. En effet, le radiomètre de Dicke réduit fortement ces fluctuations en comparant le signal à mesurer (issu de la sonde couplée au matériau) à un signal de bruit de référence issu d'une charge adaptée de température variable à un rythme dont la période est suffisamment faible pour rendre la mesure insensible au bruit BF et aux fluctuations du gain [14]. Une détection synchrone permet d'obtenir un signal de sortie proportionnel à la différence des signaux issus de la sonde et de la charge de référence, soit :

$$S = G k B (T_x - T_{ref}) \quad (II.1)$$

où

T_x est la température du matériau;

T_{ref} est la température de référence de la charge adaptée.

On note que si $T_x = T_{ref}$, le signal s'annule. Il suffit de régler T_{ref} pour obtenir $S=0$ et on obtient ainsi la température de l'objet. Cependant, ce résultat est valable lorsque la sonde est parfaitement adaptée (coefficient de réflexion de l'interface antenne-matériau est parfaitement adaptée). Or, il est très difficile en pratique de

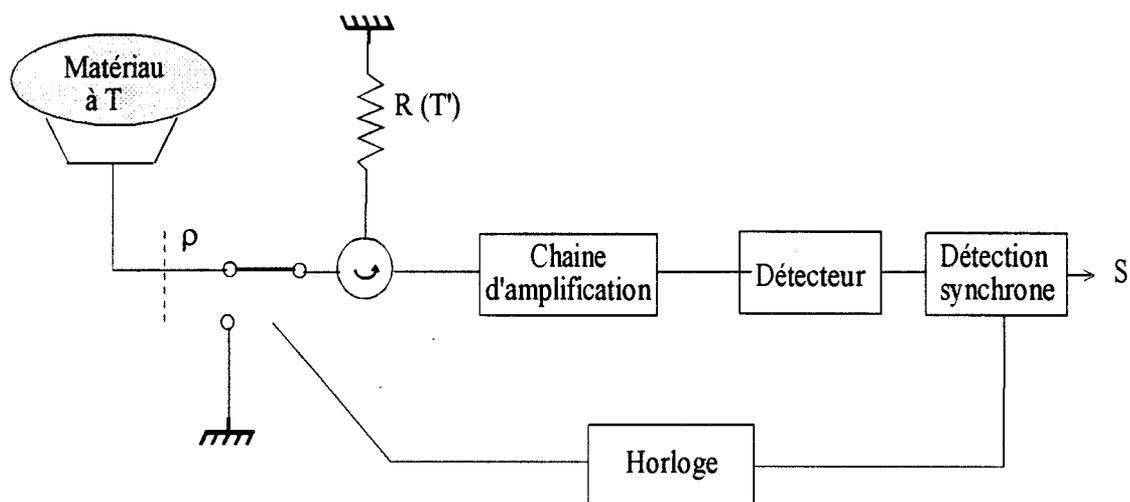


Figure II.2: Radiomètre à méthode de zéro

réaliser cette condition. Dans le cas général, en utilisant les relations de base du chapitre I, le signal de sortie devient [15] :

$$S = G k B \left[T_{\text{ref}} - (1 - |\rho|^2) T_x - |\rho|^2 T_e \right] \quad (\text{II.2})$$

où

T_e est la température caractérisant le bruit à l'entrée du récepteur ;
 $|\rho|^2$ est le coefficient de réflexion en puissance présenté par le matériau couplé à l'antenne.

On remarque que le signal de sortie s'annule lorsque $T_x = T_e = T_{\text{ref}}$. Bien entendu cette égalité est difficile à réaliser pratiquement et un autre procédé proposé dans notre laboratoire par Y.LEROY et E. CONSTANT [16] peut être utilisé.

II.1.2 Radiomètre à Méthode de zéro basé sur l'utilisation d'un circulateur

L'intérêt du procédé représenté figure II.2 est double :

- En premier lieu, un circulateur est placé entre le commutateur et l'amplificateur. De ce fait, la charge "vue" à son entrée peut être dans tous les cas "parfaitement" adaptée. Dans ces conditions, le signal reçu à l'entrée de l'amplificateur ne subira pas les variations du bruit d'entrée (T_e) liées aux coefficients de réflexion des différentes charges étudiées et par conséquent le générateur de bruit d'entrée n'interviendra plus lorsque l'on fera la différence de deux signaux ;
- En second lieu, une charge de référence "parfaitement" adaptée de température T' variable est placée dans la branche 3 du circulateur (figure II.2), alors que dans la branche 1 on connecte successivement grâce au commutateur commandé par une horloge :
 - l'antenne captant le bruit émis par le matériau (l'ensemble présentant un coefficient ρ) ;
 - un dipôle (CC ou CO) présentant un coefficient de réflexion de 1.

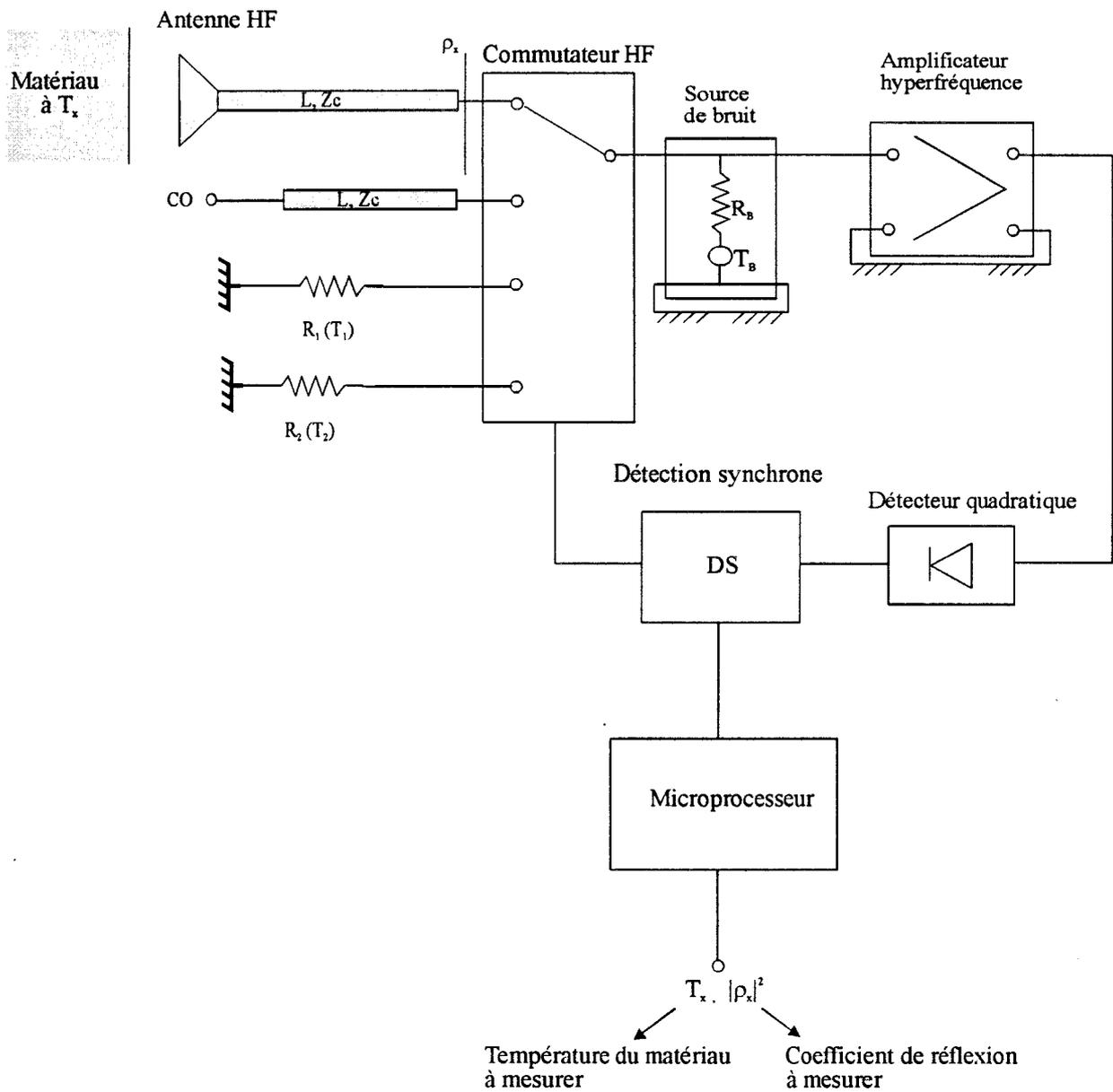


Figure II.3 : Schéma synoptique du dispositif du nouveau capteur

Dans ces conditions, les signaux reçus tour à tour par l'amplificateur sont, soit le signal de bruit de la source de référence, soit le signal reçu par l'antenne auquel se superpose une partie du signal de référence; celle qui a été réfléchiée par l'antenne. De ce fait, le signal de sortie S après détection synchrone s'exprime dans la mesure où le circulateur est sans perte et a une directivité infinie, par la relation :

$$S = G k B (T - T') (1 - |\rho|^2) \quad (\text{II.3})$$

On annule S en réalisant l'égalité $T' = T$ par action sur la source de bruit T' . C'est donc une méthode de zéro qui permet de connaître T par la lecture de T' . Cependant, une des limites de cette méthode réside dans le fait que si $T < T_0$ (T_0 est la température ambiante), l'annulation du signal de sortie est impossible si l'on utilise une source de bruit de référence dont la température ne peut être inférieure à T_0 . Par ailleurs, le circulateur utilisé présente toujours des pertes et une directivité finie qu'il faut introduire dans la relation II.3 et ceci complique sensiblement l'application de la méthode. Enfin, l'utilisation d'un circulateur introduit une complexité et un coût supplémentaire dans la réalisation du système qui peut se révéler prohibitif.

Le nouveau procédé que nous avons introduit au chapitre I permet de pallier les inconvénients précités et de s'affranchir de l'emploi d'un circulateur. Nous nous proposons maintenant de montrer qu'il permet également, comme dans les méthodes de zéro précédentes, de s'affranchir des erreurs liées aux fluctuations de gain.

II.1.3 Présentation du nouveau radiomètre ou capteur de température en vue d'une réalisation en circuit hybride

Le procédé que nous comptons donc utiliser, et qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet par J.C.VAN DE VELDE et E.CONSTANT [17], est illustré de nouveau sur la figure II.3 qui représente le schéma synoptique complet du nouveau capteur qui est proposé. Ce capteur est constitué d'un récepteur microonde à amplification directe suivi d'un détecteur. En parallèle, sur l'entrée de l'amplificateur, est placée une source de bruit à haute impédance et commutable. Par ailleurs, un modulateur hyperfréquence à quatre voies permet d'appliquer successivement à l'entrée de l'amplificateur le signal de bruit provenant de différentes charges que nous allons successivement préciser.

En vue d'accéder à la mesure de la température T_x d'un matériau, nous captons tout d'abord le rayonnement microonde émis par le matériau par l'intermédiaire d'une antenne (présentant un coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$) reliée à une des voies du

Chapitre II

modulateur par une longueur de ligne L satisfaisant aux conditions (a) ou (b) énoncées dans le chapitre I. Ce signal de bruit est ensuite dirigé vers le récepteur hyperfréquence et l'on recueille à la sortie d'un détecteur quadratique les deux tensions **que nous appellerons radiométriques** V_x et $V_x + \Delta V_x$ correspondants aux deux états de la source de bruit, non polarisée et polarisée, régies par les deux équations radiométriques de base établies au chapitre I, soit :

$$V_x = \gamma \bar{g} ((1 - |\rho_x|^2) T_x + |\rho_x|^2 T_e + T'_a) \quad (\text{II.4})$$

$$V_x + \Delta V_x = \gamma \bar{g} ((1 - |\rho_x|^2) T_x + (1 + |\rho_x|^2) \Delta T_B + |\rho_x|^2 T_e + T'_a) \quad (\text{II.5})$$

où

γ est la sensibilité du détecteur utilisé;

\bar{g} est le produit des trois termes k (constante de Boltzman); B (bande passante du récepteur); \bar{G} (gain moyen en puissance de l'amplificateur HF défini dans le chapitre I), T_e et T'_a (avec $T'_a = T_e + T_a$) sont les températures équivalentes du bruit de l'amplificateur HF;

et ΔT_B la température équivalente du bruit de la source de bruit utilisée.

Pour accéder à la mesure de la température T_x du matériau, il nous faut maintenant déterminer le coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ présenté par l'antenne en présence du matériau ainsi que les différents paramètres propres au système soit $\gamma \bar{g}$, T_e , T'_a et ΔT_B . Dans ce but, nous allons utiliser les signaux radiométriques émis par les différentes charges de références présentées aux trois autres voies du modulateur pour les deux états de polarisation de la source de bruit. Ces signaux peuvent être reçus successivement par l'amplificateur et le détecteur quadratique, nous appellerons respectivement :

- V_{50} la tension radiométrique (c.à.d détectée à la sortie de l'amplificateur) issue de la charge adaptée R_1 portée à la température T_1 pour l'état de la source de bruit non polarisée, soit :

$$V_{50} = \gamma \bar{g} (T_1 + T'_a) \quad (\text{II.6})$$

- $V_{50} + \Delta V_{50}$ la tension radiométrique issue de la charge adaptée R_1 portée à la température T_1 pour l'état de la source de bruit polarisée, soit :

Chapitre II

$$V_{50} + \Delta V_{50} = \gamma \bar{g} (T_1 + \Delta T_B + T_a') \quad (\text{II.7})$$

- V'_{50} la tension radiométrique issue de la charge adaptée R_2 portée à la température T_2 pour l'état de la source de bruit non polarisée, soit :

$$V'_{50} = \gamma \bar{g} (T_2 + T_a') \quad (\text{II.8})$$

- V_{CC} la tension radiométrique issue du court circuit (via le récepteur) pour l'état non polarisé de la source de bruit, soit :

$$V_{CC} = \gamma \bar{g} (T_e + T_a') \quad (\text{II.9})$$

La détermination des six paramètres intervenant dans (II.4) et (II.5) est donc possible à partir de la résolution du système des six équations à six inconnues qui s'écrivent :

$$\gamma \bar{g} = \frac{V'_{50} - V_{50}}{T_2 - T_1} \quad (\text{II.10})$$

$$T_a' = \frac{V_{50}}{V'_{50} - V_{50}} T_2 - \frac{V'_{50}}{V'_{50} - V_{50}} T_1 + T_e \quad (\text{II.11})$$

$$T_e = \frac{V_{CC} - V_{50}}{V'_{50} - V_{50}} T_2 - \frac{V_{CC} - V'_{50}}{V'_{50} - V_{50}} T_1 \quad (\text{II.12})$$

$$\Delta T_B = \frac{\Delta V_{50}}{V'_{50} - V_{50}} (T_2 + T_1) \quad (\text{II.13})$$

$$|\rho_x|^2 = \frac{\Delta V_x - \Delta V_{50}}{\Delta V_{50}} \quad (\text{II.14})$$

$$T_x = T_1 + \frac{1}{1 - |\rho_x|^2} \frac{T_2 - T_1}{V'_{50} - V_{50}} \left\{ V_x - V_{50} - |\rho_x|^2 (V_{CC} - V_{50}) \right\} \quad (\text{II.15})$$

Chapitre II

Cependant, les deux paramètres qui nous intéressent en premier lieu sont la température T_x du matériau et le coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ de ce dernier en présence de l'antenne HF. Or, on peut donc noter que $|\rho_x|^2$ et T_x peuvent être déterminés (équations (II.14) et (II.15)) à partir de **différences** de tensions radiométriques. On peut donc se limiter à la mesure de ces différences pour déterminer la température et le coefficient de réflexion du matériau. Or, cette façon de faire présente beaucoup d'avantages puisqu'il est ainsi possible de s'affranchir des problèmes de fluctuation du gain et du bruit en $1/f$ pourvu que les commutations entre les signaux, dont nous voulons mesurer les différences, soient suffisamment rapides. Cette condition peut être réalisée en pratique en utilisant un signal d'horloge à la fréquence $f_0 = 10$ KHz pour commander le commutateur de façon à recevoir cycliquement les différents signaux radiométriques dont il sera possible de mesurer précisément les différences au moyen d'une détection synchrone.

C'est donc ainsi que nous déterminons successivement grâce à un cycle convenablement programmé :

- $\Delta V_{12} = V_x - V_{50}$ qui représente la variation de tension radiométrique mesurée à la sortie de la détection synchrone en commutant entre la première et la deuxième voie (antenne-charge de référence portée à T_1) lorsque la source de bruit est polarisée ;
- $\Delta V_{23} = V'_{50} - V_{50}$ qui représente la variation de tension radiométrique mesurée à la sortie de la détection synchrone en commutant entre la deuxième et la troisième voie (charge de référence portée à T_2 - charge de référence portée à T_1) lorsque la source de bruit est non polarisée ;
- $\Delta V_{42} = V_{CC} - V_{50}$ qui représente la variation de tension radiométrique mesurée à la sortie de la détection synchrone en commutant entre la quatrième et la deuxième voie (CC - charge de référence portée à T_1) lorsque la source de bruit est non polarisée ;
- ΔV_{50} défini l'équation (II.7) correspondant à la variation de la tension radiométrique lorsque la source de bruit est allumée en présence de la charge adaptée R_1 ;

Chapitre II

- ΔV_x défini par l'équation (II.5) correspondant à la variation de la tension radiométrique lorsque la source de bruit est polarisée en présence de la charge constituée par l'antenne et le matériau ;

A partir de la détermination de ces cinq paramètres, les deux grandeurs qui nous intéressent peuvent être obtenues par les relations :

$$|\rho_x|^2 = \frac{\Delta V_x - \Delta V_{50}}{\Delta V_{50}} \quad (\text{II.14})$$

$$T_x = T_1 + \frac{1}{1 - |\rho_x|^2} \frac{T_2 - T_1}{V_{50} - V_{50}} \left\{ V_x - V_{50} - |\rho_x|^2 (V_{CC} - V_{50}) \right\} \quad (\text{II.15})$$

Remarquons que les deux grandeurs inconnues $|\rho_x|^2$ et T_x sont calculées à partir de **rappports** de différences de tensions radiométriques. En conséquence, leur détermination ne dépend pas directement du gain et de la sensibilité du détecteur qui peut subir des fluctuations, à long terme, importantes sans affecter la précision de la mesure de T_x et $|\rho_x|^2$.

Notons enfin que pour déterminer T_x , la connaissance de T_1 et de T_2 sera nécessaire.

Le traitement de ces différents signaux pourra être organisé autour d'un microprocesseur, d'une carte entrée sortie analogique, d'une carte entrée sortie logique (PIA) et de moyens d'affichages. En pratique, l'unité de calcul et de synchronisation pourra être gérée par un programme en boucle qui comprend :

- l'initialisation de la carte ;
- la commande des quatre voies du commutateur ;
- la commande de la source de bruit ;
- le calcul des paramètres T_x et $|\rho_x|^2$;

et enfin

- le retour à l'initialisation de la carte.

II.2 Présentation et justification du cahier des charges du nouveau capteur

Ayant défini le procédé que nous allons utiliser, il s'agit maintenant de présenter les caractéristiques des différents dispositifs microondes qui constituent le capteur en circuits hybrides ou en circuit monolithique et de définir le cahier des charges de chacun d'eux.

Un capteur de température de ce type peut être utilisé dans de très nombreux domaines mais deux applications seront particulièrement visées :

- 1- la mesure de la température de congélation, de décongélation ou encore de cuisson d'un aliment quelconque, nécessite une précision sur la température de l'ordre de 1°C ;
- 2- la mesure de la température des tissus humains dans les applications médicales qui nécessite cette fois-ci une précision de $0,1^{\circ}\text{C}$.

Nous nous intéresserons plus particulièrement au premier type d'application. Toutefois, nous définirons également un capteur permettant la mesure à une précision de $0,1^{\circ}\text{C}$, afin qu'il soit utilisable dans les applications médicales.

II.2.1 Choix de la fréquence de travail et de la bande passante

Le rayonnement émis par la partie d'un matériau absorbant situé à une distance x de la surface extérieure est atténué, avant de parvenir à l'espace libre, dans un rapport $e^{-\frac{x}{\delta}}$ (où δ est la profondeur de pénétration dans le matériau de l'onde électromagnétique concernée). Par conséquent, en première approximation, seule une couche superficielle du matériau d'épaisseur δ contribue au signal perçu à l'extérieur.

La formule donnant la profondeur de pénétration δ pour une onde plane se propageant dans un milieu homogène est :

$$\delta = \frac{2nc}{\epsilon_r \omega} \quad (\text{II.16})$$

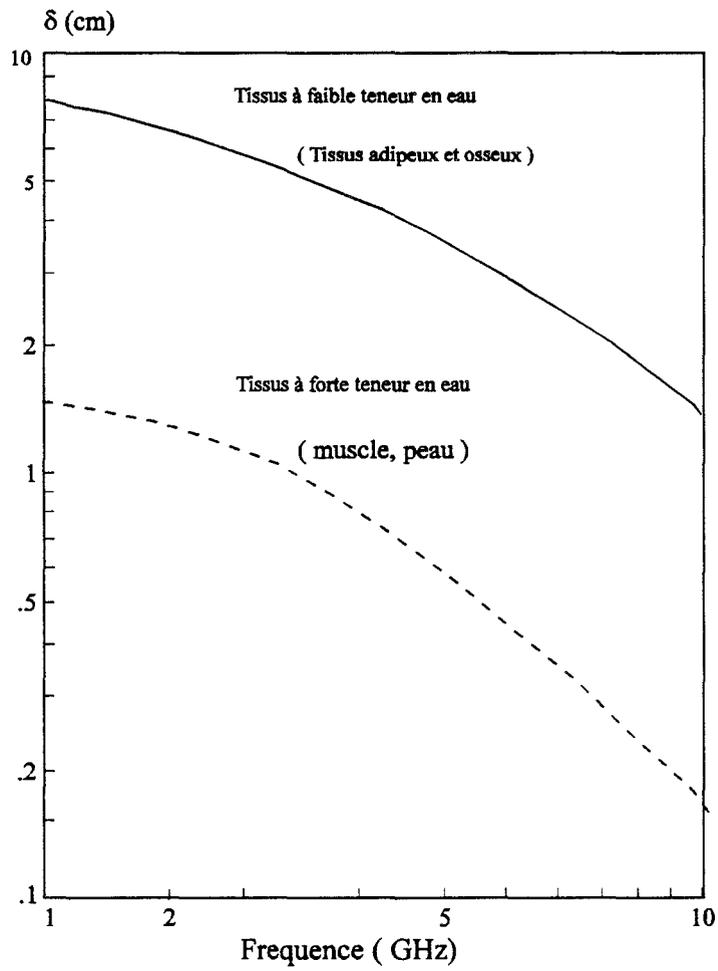


Figure II.4 : Profondeur de pénétration δ d'une onde TEM dans les tissus biologiques en fonction de la fréquence [18].

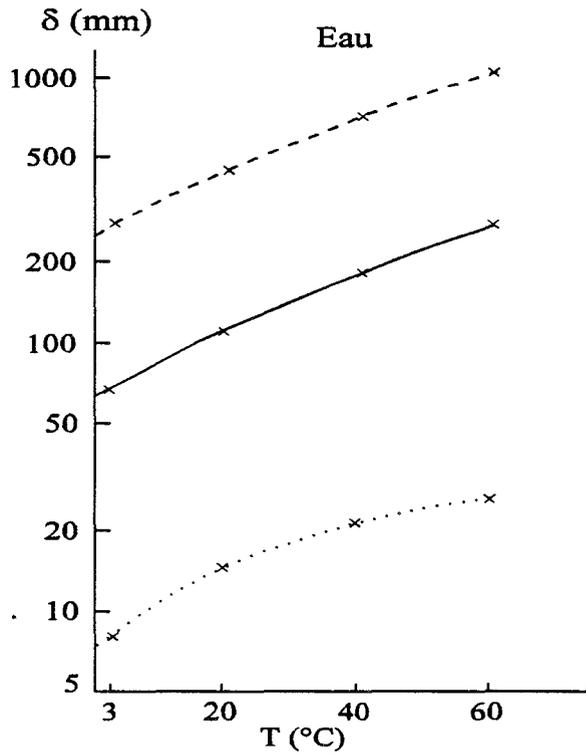


Figure II.5 : Profondeur de pénétration δ de l'eau en fonction de la température et la fréquence [19].

----- 434 MHz
 ——— 915 MHz
 2450 MHz

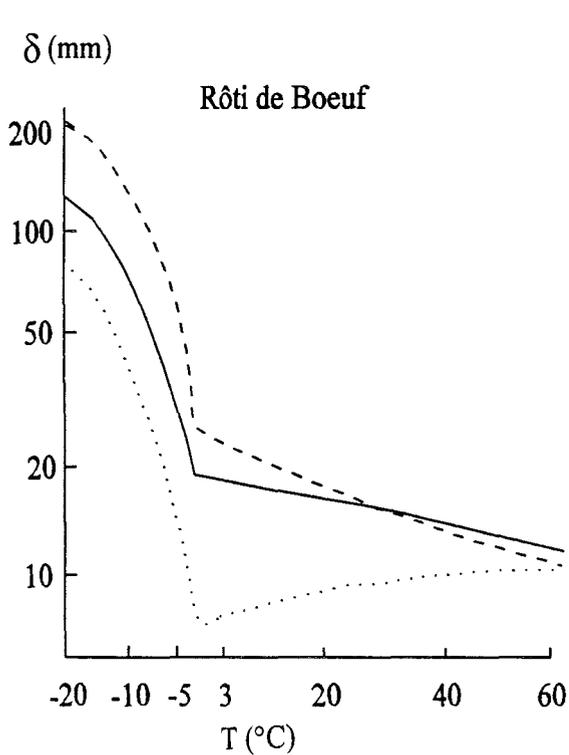


Figure II.6 : Profondeur de pénétration δ du Rôti de boeuf en fonction de la température et de la fréquence [19].

----- 434 MHz
 ——— 915 MHz
 2450 MHz

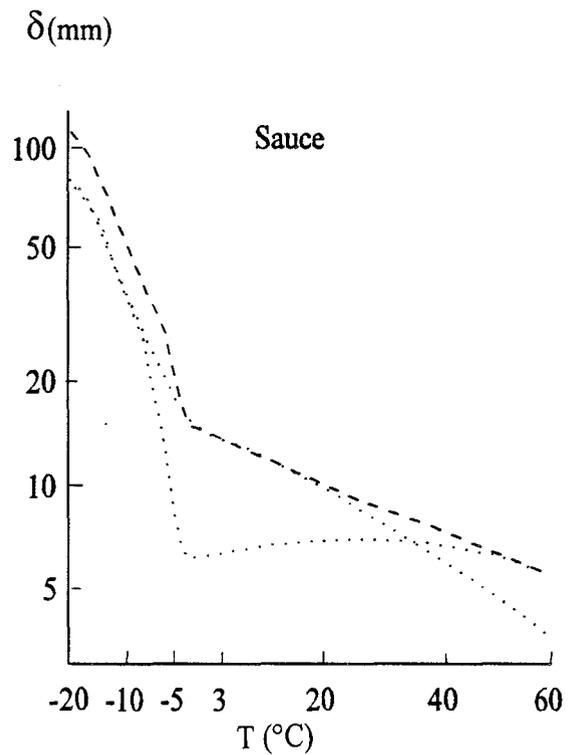


Figure II.7: Profondeur de pénétration δ du jus ou sauce en fonction de la température et de la fréquence [19].

----- 434 MHz
 ——— 915 MHz
 2450 MHz

Chapitre II

Les paramètres intervenants dans cette formule doivent être définis précisément :

- c est la vitesse de la lumière ;
- ω est la pulsation de l'onde électromagnétique de fréquence f ;
- n est l'indice de réfraction du matériau à la fréquence f ;
- ε'' est la partie imaginaire de la permittivité complexe $\varepsilon^*(f)$.

où, $\varepsilon^*(f)$ est donnée par la relation :

$$\varepsilon^*(f) = \varepsilon_0 (\varepsilon_r'(f) - j\varepsilon_r''(f)) \quad (\text{II.17})$$

avec

- ε_0 : la permittivité du vide ;
- ε_r' : partie réelle de la permittivité complexe relative du matériau ε_r^* ;
- ε_r'' : partie imaginaire de la permittivité complexe relative du matériau ε_r^* .

Par ailleurs, il faut noter l'équation reliant la permittivité et l'indice, soit :

$$\sqrt{\varepsilon^*(f)} = n(f) - jk(f) \quad (\text{II.18})$$

où $n(f)$ et $k(f)$ représentent respectivement indice de réfraction et indice d'extinction à la fréquence f .

Cette équation nous permet d'obtenir la relation permettant de calculer en fonction de ε_r' et ε_r'' l'indice de réfraction :

$$n^2 = \frac{\varepsilon_r'}{2} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \right)^2} + 1 \right\} \quad (\text{II.19})$$

La figure II.4 représente l'évolution de la profondeur de pénétration δ d'une onde TEM dans les tissus biologiques en fonction de la fréquence [18] et les figures II.5 à II.7 donnent aussi la variation de δ en fonction de la température et de la fréquence f pour les matériaux alimentaires les plus usuels [19]. On note que δ est d'autant plus grand que la fréquence f est faible. Si donc l'on veut mesurer la température en profondeur dans le matériau il faut augmenter δ et donc réduire f .

Néanmoins, lorsque la fréquence diminue, il devient de plus en plus difficile d'avoir une antenne suffisamment directive pour capter le rayonnement thermique; par ailleurs la bande passante utilisable pour le récepteur ($B \leq f$) est d'autant plus réduite que f est faible et l'énergie thermique captée (proportionnelle à la bande) peut devenir trop petite pour être mesurée avec précision. C'est pourquoi nous choisissons en pratique :

$$f_0 \text{ (fréquence centrale) } \# 2 \text{ à } 3 \text{ GHz ;}$$

et

$$B \# 2 \text{ GHz.}$$

Le choix de B a été effectué de façon à toujours travailler au-dessus du GHz et d'éliminer ainsi le bruit résiduel de type GR ou $1/f$ [20-23].

Compte tenu des fréquences de travail retenues, les profondeurs de pénétration rencontrées en pratique seront comprises entre 0,5 et 5 cm suivant le type de matériaux étudiés.

II.2.2 Choix des caractéristiques générales de l'ensemble du récepteur microonde.

Afin d'obtenir les caractéristiques générales que doivent respecter les différents éléments constituant la chaîne de réception du signal de bruit émis par le matériau, il faut rappeler en considérant le schéma de la figure II.3 que le signal de bruit émis par l'antenne subit successivement les traitements suivants :

- commutation périodique assurée par un ensemble de commutateur commandés par un signal d'horloge de fréquence $f_0 = 10 \text{ KHz}$;
- superposition d'un signal de bruit additionnel produit par une source de bruit à commande électronique ;
- amplification du signal hyperfréquence à un niveau suffisant pour pouvoir être détecté ;
- détection du signal hyperfréquence par un détecteur quadratique ;
- amplification et détection synchrone du signal BF à la fréquence d'horloge obtenue à la sortie du détecteur hyperfréquence.

Bien entendu, il faut que l'ensemble des caractéristiques des différents dispositifs utilisés pour remplir ces fonctions soit choisi afin de pouvoir mesurer le signal en provenance de l'antenne avec un rapport signal sur bruit suffisant. Dans ce contexte, il est important de donner l'ordre de grandeur de la puissance du signal qu'il nous faut traiter, en se rappelant que le signal de bruit hyperfréquence provenant d'un matériau à la température de 293 K et reçu par une antenne parfaitement adaptée correspond à une puissance égale à kTB , soit $8 \cdot 10^{-12}$ Watts dans la bande de fréquence de 2 GHz que nous avons retenu.

Compte tenu de la faiblesse de ce signal, les caractéristiques des différents éléments doivent être étudiées très soigneusement. C'est ainsi que le rapport signal sur bruit obtenu finalement à la sortie du détecteur synchrone sera en pratique déterminé essentiellement par trois grands facteurs :

- le bruit hyperfréquence engendré dans le commutateur, dans le dispositif permettant l'insertion de la source de bruit additionnelle et enfin dans l'amplificateur hyperfréquence qui déterminent le facteur de bruit global de la chaîne de réception hyperfréquence ;
- le bruit basse fréquence engendré dans l'élément non linéaire constituant le détecteur hyperfréquence utilisé qui détermine la sensibilité tangentielle de ce détecteur ;
- le bruit basse fréquence engendré dans les amplificateurs utilisés avant la détection synchrone du signal détecté hyperfréquence à la fréquence d'horloge.

Nous allons donc, étudié successivement l'influence et le rôle joué par ces trois grands facteurs.

II.2.2.1 Etude de l'influence du bruit hyperfréquence

L'influence du bruit hyperfréquence peut se déterminer facilement en considérant la formule classique de la radiométrie qui nous donne la température minimale décelable [24-26] à partir d'un récepteur de bande passante B et de température de bruit T_r :

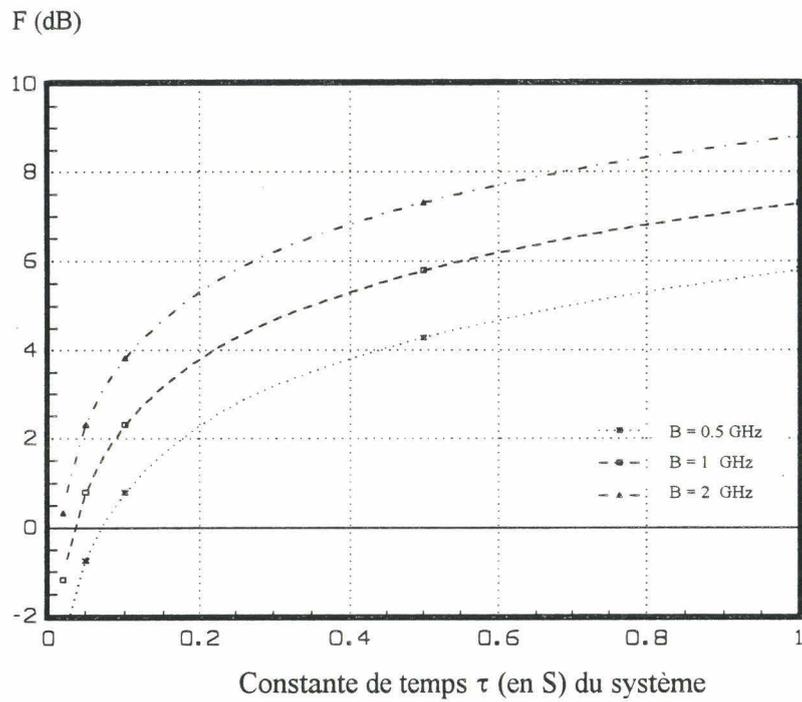


Figure II.8 : Facteur de bruit F (en dB) du radiomètre requis pour détecter une variation de température de 0.1 °C en fonction de la constante de temps τ du système pour différentes bandes de fonctionnement $B = 0.5$, 1 et 2 GHz

Chapitre II

$$\Delta T_{\min} \approx 2 \frac{T + T_r}{\sqrt{\tau B}} \quad (\text{II.20})$$

où

- T est la température de l'objet mis à l'entrée du récepteur ;
- T_r est la température de bruit total du récepteur ;
- B est la bande passante du dispositif ;
- τ est la constante de temps d'intégration de la détection synchrone.

En utilisant l'expression classique du facteur de bruit global du récepteur [27] :

$$F = \frac{T + T_r}{T} \quad (\text{II.21})$$

L'expression (II.20) peut encore s'écrire :

$$\Delta T_{\min} \approx 2 \frac{T F}{\sqrt{\tau B}} \quad (\text{II.22})$$

On note, que pour avoir un ΔT_{\min} très faible, il faut que le facteur de bruit du récepteur soit minimum, que la constante d'intégration et la bande passante de l'amplificateur soient maximales.

Sur la figure II.8 nous représentons le facteur de bruit F (en dB) requis pour l'ensemble du système (pour déceler une variation de température $\Delta T = 0,1^\circ\text{C}$) en fonction du temps d'intégration τ de la détection synchrone et pour différentes bandes passantes B du récepteur 0.5, 1 et 2 GHz. On peut donc noter, que pour une bande passante de 2 GHz et un temps d'intégration $\tau = 0,1$ s, on peut déceler une variation de température de $0,1^\circ\text{C}$ si le facteur de bruit globale du récepteur est \leq à 3 dB

Notons que le facteur de bruit global du système ne se confond pas ici avec celui de l'amplificateur utilisé mais que pour l'obtenir (en dB), il faut en première approximation lui ajouter les pertes (exprimées en dB) présentées dans le commutateur et le dispositif permettant l'insertion de la source de bruit additionnelle, soit :

$$F_T \approx F_{\text{ampli}} + \alpha_{\text{commutateur}} + \alpha_{\text{source de bruit}} \quad (\text{II.23})$$

C'est donc la somme de ces trois termes qui doit être inférieure à 3 dB si on veut être en mesure de déterminer avec une grande précision (0,1°C) et en un temps très court la température d'un objet.

II.2.2.2 Etude de l'influence du bruit BF

Pour cette étude, nous supposons que la constante de temps utilisée à la sortie du détecteur synchrone et sa bande passante (qui détermine en pratique la précision des mesures) est de quelque dixième de seconde. De ce fait, nous admettrons que l'ordre de grandeur de la bande passante globale du dispositif de traitement du signal vidéo est de l'ordre du Hz (autour d'une fréquence centrale égale à celle de l'horloge).

a) Influence du bruit engendré dans la détection

La sensibilité tangentielle des détecteurs utilisables est typiquement, dans une bande de 1 Hz autour de 10 KHz, de -90 dBm [28]. Si donc on veut déceler une variation de température de 0,1°C, il faut que la variation de puissance hyperfréquence ΔP correspondant à cette variation de température dans une bande de fréquence de 2 GHz ($\Delta P = kG\Delta TB$) soit supérieur à -90 dBm (10^{-12} Watts). Il est possible de déterminer le gain minimum G_{\min} que doit avoir le récepteur pour satisfaire à cette condition. Un calcul simple nous montre que G_{\min} est égal à 26 dB.

b) Influence du bruit engendré dans les amplificateurs BF utilisés pour amener à un niveau suffisant le signal dans le détecteur synchrone

Au signal sortant du détecteur hyperfréquence, à la fréquence d'horloge, se superpose le bruit ramené à l'entrée des amplificateurs BF. Il faut donc que l'amplitude de ce signal soit supérieure à la tension quadratique de bruit U_{BF} des amplificateurs. Or, cette amplitude est donnée par la relation :

$$\Delta U = k \gamma G \Delta T B \quad (\text{II.24})$$

où, γ est la sensibilité du détecteur.

L'inégalité :

$$\Delta U > U_{BF}$$

nous permet d'obtenir une autre évaluation du gain que doit avoir au minimum l'amplificateur hyperfréquence. En prenant pour γ et U_{BF} les valeurs suivantes (correspondant respectivement au détecteur HP utilisé et aux amplificateurs BF utilisés) :

$$\begin{aligned}\gamma &= 0,5 \text{ mV}/\mu\text{W} ; \\ U_{BF} &= 10 \text{ nV (dans une bande de 1Hz)}.\end{aligned}$$

On obtient donc le gain minimum requis pour l'amplificateur :

$$G_{\min} = 38 \text{ dB}.$$

II.2.2.3 Conclusion

A la lumière de l'étude que nous venons d'effectuer, en étudiant successivement l'influence des différentes sources de bruit sur la détermination de la température du matériau, il apparaît possible de déterminer en moins de 0,1 s, avec une précision de 0,1°C la température d'un matériau dans la mesure où l'on dispose d'un récepteur hyperfréquence de gain global supérieur à 38 dB et de facteur de bruit global inférieur à 3 dB.

Compte tenu de ces valeurs et des différents paramètres numériques utilisés dans cette évaluation, il nous est maintenant possible de spécifier les caractéristiques des différents dispositifs constituant la chaîne d'amplification et de traitement du signal de bruit émis par l'antenne.

II.2.3 Spécification des différents circuits utilisés

II.2.3.1 Modulateur HF

Le modulateur HF est placé en amont de la chaîne d'amplification. Etant données que les pertes de celui-ci interviennent directement sur le facteur de bruit (relation II.22), nous avons intérêt à utiliser un modulateur à très faibles pertes.

Cependant, comme dans tout système électronique il est très difficile de réaliser un dispositif avec des pertes nulles; nous avons toléré jusqu'à 1 dB de pertes sur chaque voie et ceci dans toute la bande de fonctionnement.

D'autre part, pour un modulateur à quatre voies il est indispensable de réaliser aussi une bonne isolation sur chaque voie. Nous estimons donc qu'une isolation supérieure ou égale à 20 dB est raisonnable.

Par ailleurs, les relations simplifiées que nous avons établies au chapitre I (I.63) et (I.64) seront d'autant plus valables que le récepteur hyperfréquence sera adapté. C'est pourquoi, nous essaierons d'obtenir une adaptation à l'entrée et la sortie du modulateur comprise entre -15 et -20 dB.

II.2.3.2 Source de bruit HF

Rappelons que la source de bruit hyperfréquence que nous devons réaliser doit présenter une haute impédance à ses bornes de telle façon qu'elle ne perturbe pas la ligne de mesure et que les relations simplifiées du chapitre I soient utilisables. C'est pourquoi, elle doit délivrer une puissance de bruit suffisante afin qu'elle soit mesurable à la sortie du détecteur.

Nous avons vu précédemment (cf chapitre I) qu'une source de bruit présentant une impédance de $1\text{ K}\Omega$ permettait des mesures avec une précision de 1 % tant que le coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ présenté par l'antenne restait inférieur à 0,3 alors que pour une impédance de source de bruit de $5\text{ K}\Omega$ nous obtenons des résultats avec une meilleure précision dans une gamme de $|\rho_x|^2$ plus importante ($0 < |\rho_x|^2 < 0,5$).

Comme la température de la source de bruit T_B ou ΔT_B ne joue pas directement sur la précision des mesures si ΔT_B est suffisamment élevée pour pouvoir être déterminée avec précision par le radiomètre, nous estimons qu'une température équivalente de bruit ΔT_B supérieure ou égal à 50°C est suffisante. A titre indicatif, on peut noter que la température équivalente de bruit ΔT_B lorsque l'on dispose d'une source de bruit à diode à avalanche de 10^4°C est de 500°C pour une impédance de source de bruit R_B de $1\text{ K}\Omega$ et de 100°C pour une impédance de source de bruit R_B de $5\text{ K}\Omega$.

Notons par ailleurs que l'atténuation introduite en ligne en plaçant en parallèle sur celle-ci une résistance R_B de $1\text{ K}\Omega$ est de 0.24 dB , tandis que pour une résistance R_B de $5\text{ K}\Omega$ elle est de 0.05 dB . Il faudra donc tenir compte de ces caractéristiques dans l'évaluation du facteur de bruit global et en toute rigueur du gain de la chaîne.

II.2.3.3 Amplificateur HF

L'étude précédente a montré que les caractéristiques requises pour le gain G et le facteur de bruit F de l'amplificateur HF sont :

$$G > 38\text{ dB}$$

et

$$F > 3\text{ dB}$$

Cependant, compte tenu de l'atténuation du modulateur $\alpha_{\text{mod}} = 1\text{ dB}$ et de la source de bruit $\alpha_{S_B} = 0.3\text{ dB}$, un gain G de l'ordre de 40 dB et un facteur de bruit F inférieur à 2 dB sont requises pour l'amplificateur HF

Par ailleurs, afin de pouvoir utiliser les relations simplifiées du chapitre I, une adaptation à l'entrée de l'amplificateur supérieure à 10 dB nous semble nécessaire.

II.2.3.4 Détecteur HF

Enfin, d'après l'étude faite au paragraphe II.2.2.2, les caractéristiques demandées pour le détecteur à savoir la sensibilité tangentielle (TSS) et la sensibilité γ sont les suivantes :

$$\text{TSS} < -90\text{ dBm (dans une bande de } 1\text{ Hz)}$$

et

$$\gamma \geq 0.5\text{ mV}/\mu\text{W}$$

II.2.3.5 Conclusion

Ce sont donc typiquement les caractéristiques que nous rechercherons pour notre nouveau capteur qui permettent d'obtenir en un temps très court une précision raisonnable

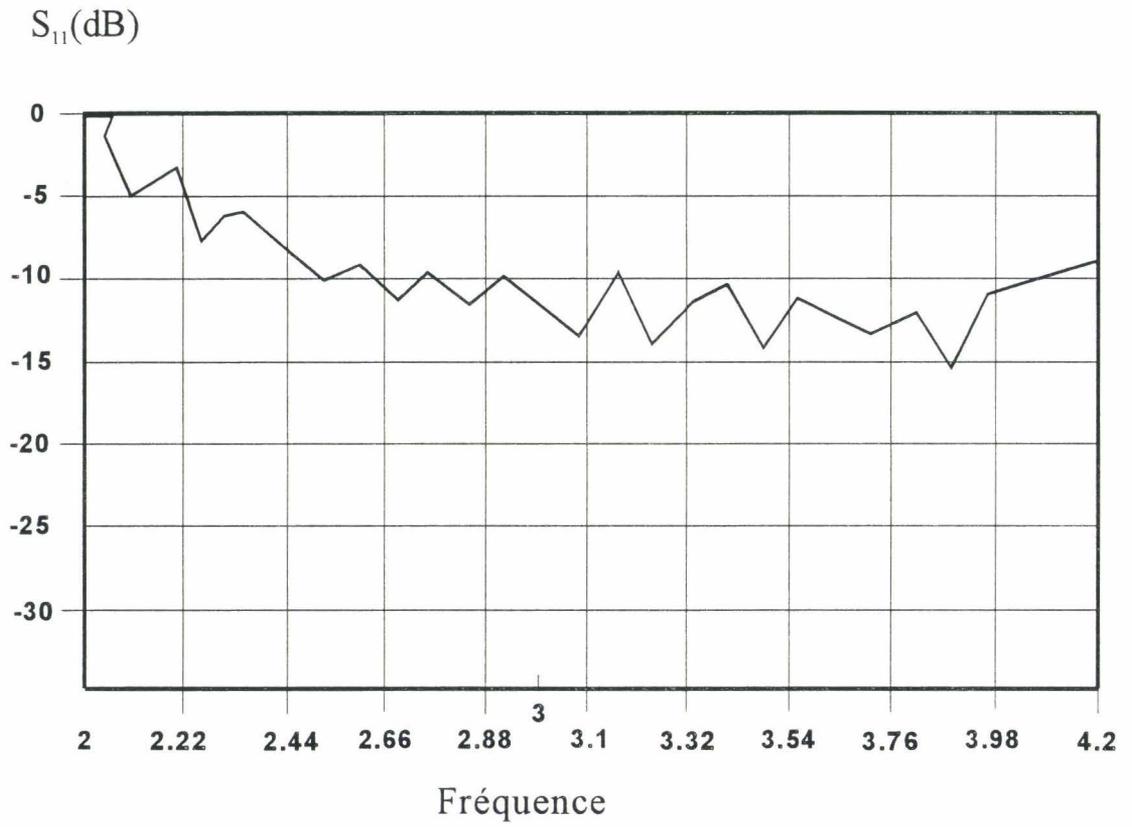


Figure II.9 : Paramètre S_{11} de l'antenne hyperfréquence adaptée à l'aire libre dans la bande 2-4 GHz

II.3 Caractéristiques des différents éléments effectivement utilisés dans la réalisation du capteur en circuits hybrides

II.3.1 Antenne hyperfréquence

L'antenne hyperfréquence utilisée (qui servira pour la mesure de la température d'un matériau dans le four) est une antenne à transition guide rectangulaire guide coaxial adaptée par un court circuit et dont la géométrie a été déterminée afin d'assurer une adaptation à l'air libre comprise entre -10 et -15 dB. Nous présentons sur la figure II.9 le paramètre S_{11} en dB de cette antenne donné par la caractérisation de cette antenne dans la bande 2-4 GHz du récepteur.

II.3.2 modulateur HF

Le modulateur HF que nous utilisons est un commutateur à quatre voies fonctionnant dans la bande de fréquence DC-4 GHz. Les caractéristiques hyperfréquences de ce modulateur à savoir les pertes d'insertion, l'isolation et le taux d'ondes stationnaire en fonction de la fréquence sont donnés dans le tableau suivant :

Fréquence (GHz)	1	2	3	4	5
Pertes d'insertions(dB)	0.6	0.65	0.75	0.85	1.3
Isolation (dB)	55	40	35	30	22
VSWR (dB)	1.1	1.2	1.4	1.6	1.8

Tableau II.1

II.3.3 Source de bruit

La source de bruit hybride utilisée est une diode à avalanche adaptée pour une utilisation sur 50Ω , délivrant une température de bruit de 10^4 °C et à laquelle on rajoute en série une impédance de $2 K\Omega$.

II.3.4 Amplificateur HF

L'amplificateur HF que nous utilisons est un amplificateur MITEQ série 193808 dont les caractéristiques sont :

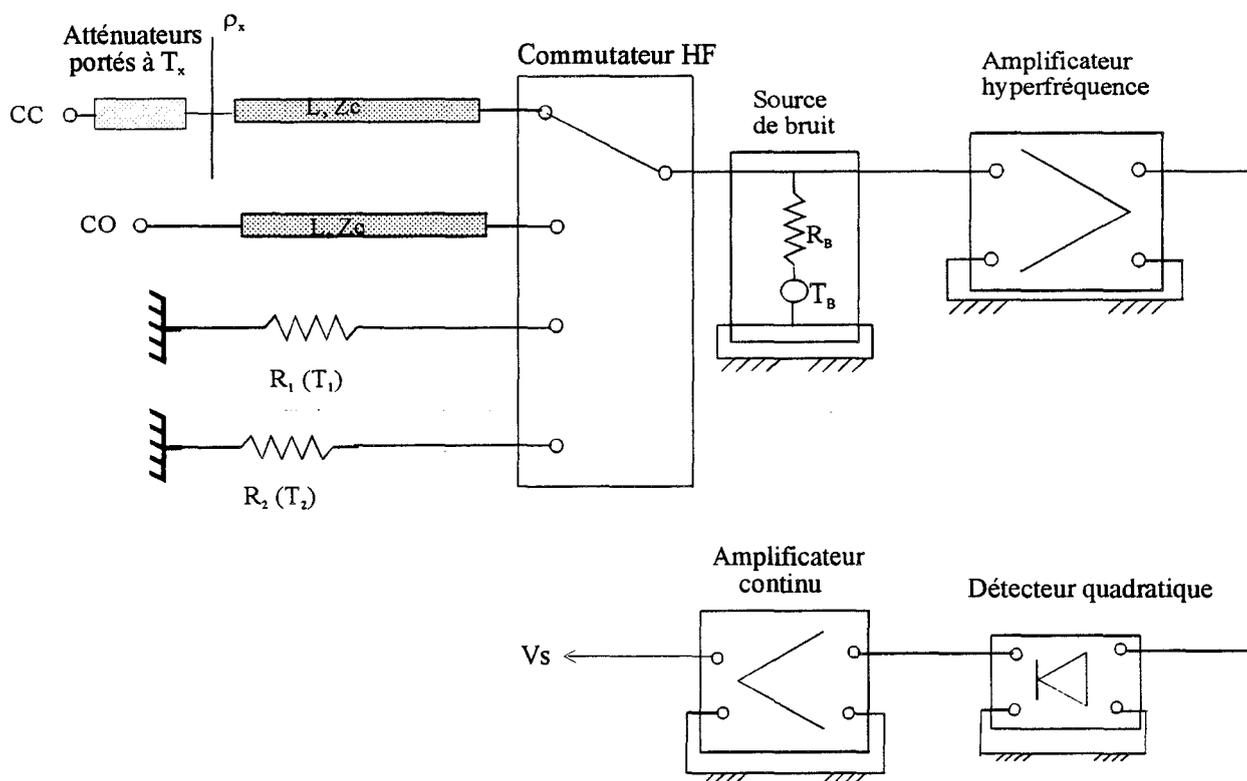


Figure II.10 : Dispositif de mesure de la température T_x et du coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ des différents atténuateurs tests

- bande passante B de 2 GHz;
- fréquence centrale f_0 de 3GHz;
- gain en puissance moyen \bar{G} de 50 dB;
- fluctuation du gain dans la bande de: ± 1 dB;
- facteur de bruit NF : $1.09 \leq NF \leq 1.64$;
- TOS entrée/sortie : maximum 2 / 1.83;
- consommation : (134 mA /+ 15 V).

II.3.5 Détecteur HF

Le détecteur HF hybride est un détecteur HP en Si (silicium) de :

- sensibilité $\gamma = 0.5 \text{ mV}/\mu\text{W}$;
- sensibilité tangentielle : TSS = - 90 dBm (dans une bande de 1 Hz).

On note que toutes les caractéristiques des dispositifs hybrides utilisés, citées ci-dessus, sont donc égales ou supérieures à celles requises dans notre étude précédente et qu'il est possible, en les assemblant, de réaliser un capteur de température permettant de vérifier expérimentalement le nouveau procédé que nous proposons.

Nous allons passer maintenant à l'étude expérimentale, permettant la mesure de la température de différentes charges étalons ou d'un aliment que l'on introduit dans un four électroménager.

II.4 Mesure de la température et du coefficient de réflexion de différents dipôles étalons à l'aide du nouveau capteur hybride

Disposant en technologie hybride de tous les éléments nécessaires à la réalisation d'un banc de mesure radiométrique de la température et du coefficient de réflexion d'un "objet" quelconque, nous avons entrepris de valider la nouvelle méthode proposée dans ce travail. Dans ce but, nous allons utiliser un ensemble de charges étalons constitué par des atténuateurs d'atténuation A (en dB) variable, chargés par un court circuit, de façon à pouvoir faire varier à volonté leur coefficient de réflexion $|\rho|^2$ en modifiant A. Ces atténuateurs seront placés à l'entrée du modulateur sur la voie antenne comme le montre la figure II.10, et présenteront un coefficient de réflexion donné par la relation :

Chapitre II

$$|\rho|^2 = 10^{-\frac{2A}{10}} \quad (\text{II.25})$$

Il nous sera ainsi possible d'étudier la validité de notre méthode de détermination du coefficient de réflexion en comparant les résultats obtenus par notre procédé aux résultats théoriques calculés par la relation (II.25). Par ailleurs, nous avons aussi la possibilité de porter ces atténuateurs à différentes températures de notre choix (en pratique $T_x = 25, 52$ et 82 °C) grâce à un système de circulation d'eau et l'on pourra donc étudier dans quelle mesure le capteur hybride utilisé permet la détermination non seulement du coefficient de réflexion mais aussi de la température d'un dipôle ou même de façon plus générale d'un "objet" quelconque.

Cependant, comme on peut remarquer sur la figure II.10 (représentant le capteur hybride) dans une première étape ces mesures ont été faites sans détecteur synchrone et nous avons utilisé un amplificateur continu placé directement après le détecteur HF. Nous avons voulu, en effet, mesurer directement les signaux radiométriques issus de chacune des charges présentées à l'entrée des quatre voies du modulateur en présence ou non de la source de bruit, de façon à évaluer grâce aux relations II.10 et II.15 tous les paramètres propres au système qui sont γ , \bar{g} , T_e , T'_a , ΔT_B et a (représentant le coefficient de transmission de l'ensemble modulateur et longueur de ligne que l'on définira ultérieurement). Malheureusement, cette méthode de mesure directe est loin d'être optimale car elle diminue le rapport signal sur bruit, par conséquent l'erreur sur la mesure de la température et du coefficient de réflexion sera plus importante que celle prévue dans le cahier des charges défini auparavant.

Avant d'entreprendre ces mesures, il nous faut cependant étudier comment il est possible de tenir compte des pertes d'insertion dans le modulateur et dans la ligne de transmission de longueur L utilisée dont l'influence n'est généralement pas négligeable. Dans ce but, il nous faut introduire le coefficient de transmission en puissance a^2 caractérisant le quadripôle constitué par la ligne de transmission de longueur L et le modulateur soit :

$$a^2 = 10^{-\frac{\alpha}{10}} \quad (\text{II.26})$$

où α représente les pertes (exprimées en dB) de la ligne de transmission et du modulateur

Chapitre II

On peut montrer aisément que les deux expressions (II.14) et (II.15) donnant, lorsque $a \neq 1$, le coefficient de réflexion et la température d'un objet quelconque sont modifiés et s'écrivent :

$$|\rho_x|^2 = \frac{1}{a^2} \frac{\Delta V_x - \Delta V_{50}}{\Delta V_{50}} \quad (\text{II.27})$$

$$T_x = T_1 + \frac{a}{1 - |\rho_x|^2} \frac{T_2 - T_1}{V_{50} - V_{50}} \left\{ V_x - V_{50} - |\rho_x|^2 (V_{CC} - V_{50}) \right\} \quad (\text{II.28})$$

En pratique, ce paramètre supplémentaire, a , est déterminé tout simplement en rajoutant une détermination expérimentale lors du cycle de mesure défini précédemment. C'est ainsi que, lors de la mesure du signal radiométrique issu de la voie CO, le signal détecté est déterminé avec et sans source de bruit. Les pertes d'insertion du modulateur sont alors données par la relation :

$$a = \sqrt{\frac{\Delta V_{CO}}{\Delta V_{50}} - 1} \quad (\text{II.29})$$

où

- ΔV_{CO} correspond à la variation de la tension radiométrique lorsque la source de bruit est polarisée en présence de la voie CO.

- ΔV_{50} correspond à la variation de la tension radiométrique lorsque la source de bruit est polarisé en présence de la charge adaptée R_1 .

- Résultats de mesures

Nous représentons sur la figure II.11 le dispositif complet que nous avons utilisé relié à une unité centrale de calcul qui permet de gérer en temps réel tout le processus de détermination de la température, du coefficient de réflexion de chaque atténuateur et des différents paramètres propres au système $\bar{\gamma} \bar{g}$, T_e , T'_a , ΔT_B et a , à partir des différentes équations données dans ce chapitre.

Nous obtenons donc les paramètres propres au système qui sont indépendants de la charge à l'entrée de la voie antenne :

$$\begin{aligned} \bar{\gamma} \bar{g} &= 5 \cdot 10^{-3} \text{ V/K} \\ T_e &= 380 \text{ K} \end{aligned}$$

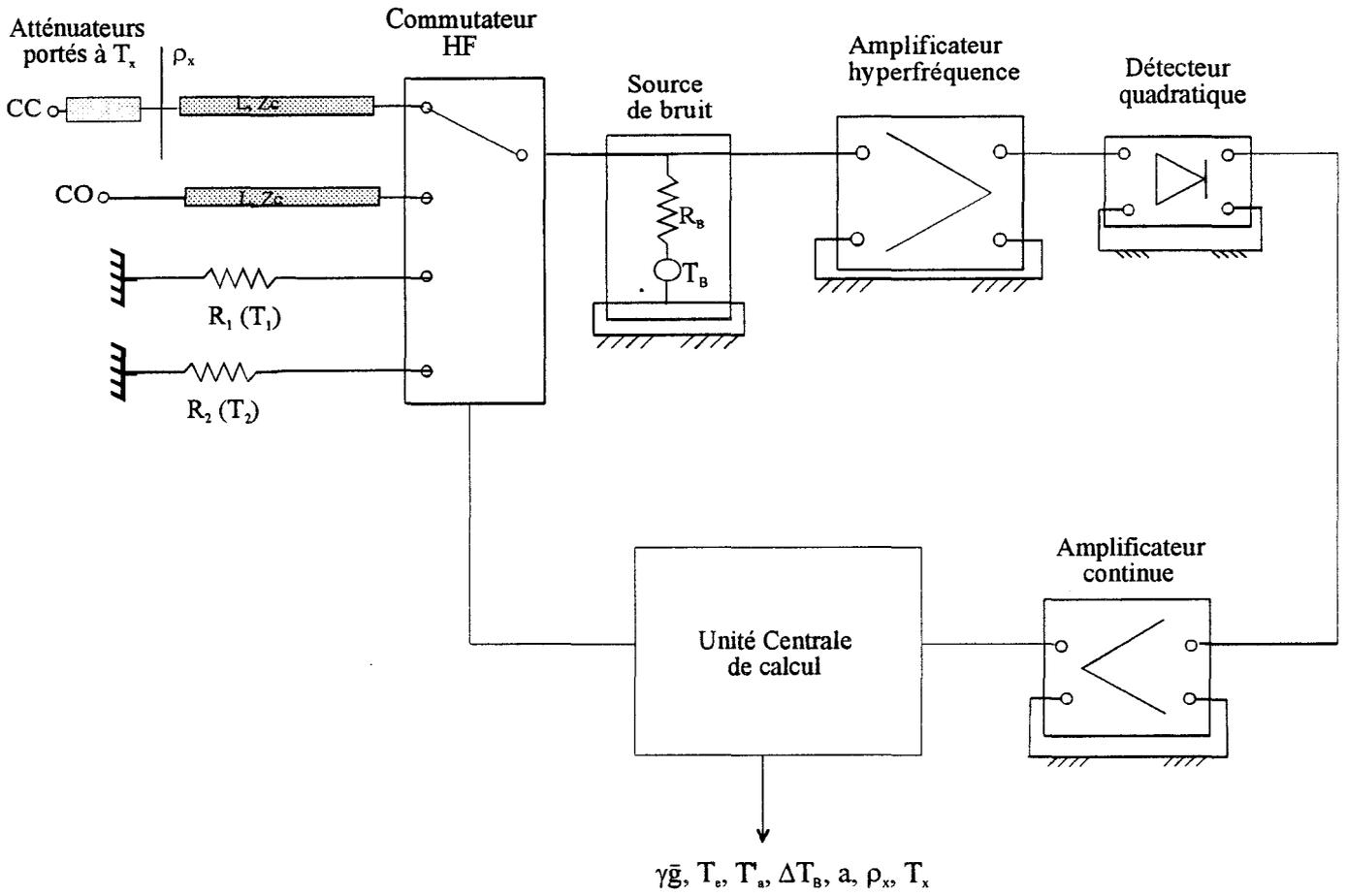


Figure II.11 : Dispositif complet de mesure de la température T_x et du coefficient de réflexion $|\rho_x|^2$ des différents dipôles étalons

Chapitre II

$$T_a = 550 \text{ K}$$

$$\Delta T_B = 56 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$a^2 = 0.6$$

Ces valeurs sont obtenues en utilisant des amplificateurs continus de gain 1000, une impédance de source de bruit de 2 K Ω et des charges de référence portées respectivement à $T_1 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ et $T_2 = 44 \text{ }^\circ\text{C}$.

Les résultats obtenus sur le coefficient de réflexion sont donnés dans le tableau II.2 et représentés figures II.12

Atténuation A des atténuateurs utilisés en dB	10	4	5	3	1
Coefficient de réflexion en puissance mesuré A	0.007	0.037	0.096	0.25	0.63
Coefficient de réflexion en puissance Théorique	0.01	0.039	0.1	0.25	0.63

Tableau II.2

On constate un très bon accord entre valeurs théoriques et expérimentales surtout compte tenu de l'erreur accrue des déterminations expérimentales liées à la non utilisation d'un détecteur synchrone.

Par ailleurs, les tableaux suivant II.3, II.4 et II.5 nous donnent les résultats de mesure de la température T_x à laquelle sont portés ces atténuateurs qui ont été successivement de 25, 52 et 82 $^\circ\text{C}$ dans les expériences effectuées.

- Température des atténuateurs régulée par la circulation d'eau $T = 25^\circ\text{C}$

Atténuation A (en dB)	10	4	5	3	1
Température des atténuateurs mesurée (en $^\circ\text{C}$)	26	25.8	25.5	25.2	24.8

Tableau II.3

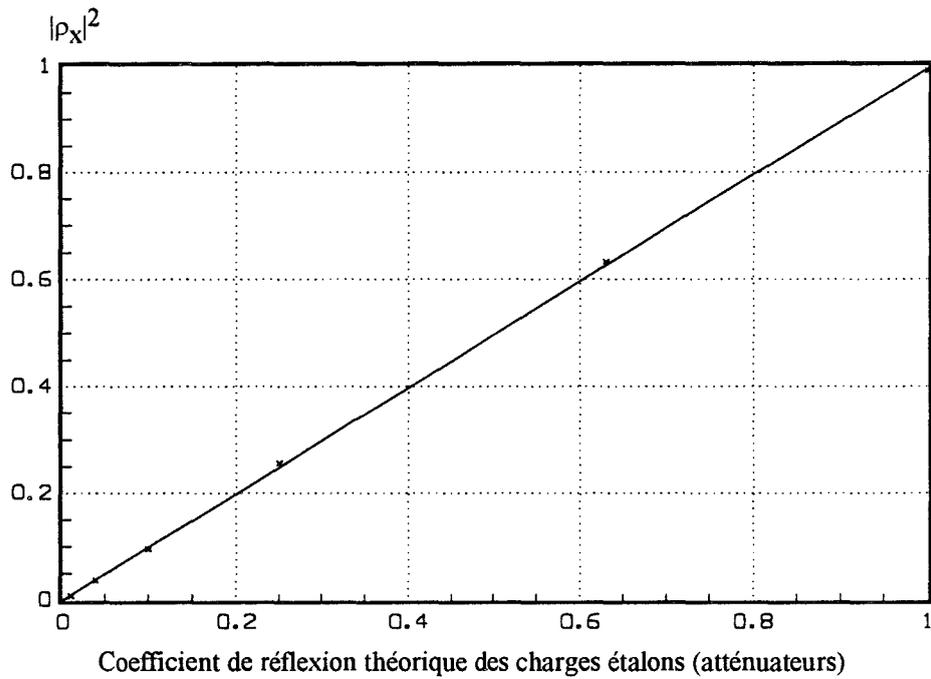


Figure II.12 : Evolution du coefficient de réflexion en puissance mesuré pour les différents atténuateurs présentés à l'entrée du capteur de température en fonction de leur coefficient de réflexion théorique.

Chapitre II

- Température des atténuateurs réglée par la circulation d'eau T = 52°C

Atténuation A (en dB)	10	4	5	3	1
Température des atténuateurs mesurée (en °C)	51.8	52.8	52	51.9	50.8

Tableau II.4

- Température des atténuateurs réglée par la circulation d'eau T = 82°C

Atténuation A en dB	10	5	1
Température des atténuateurs mesurée (en °C)	83.5	84	81

Tableau II.5

Il est donc clair qu'il est possible de mesurer, quelque soit leur coefficients de réflexion, la température des charges étalons avec une erreur un peu supérieure à 1 °C. Certes la précision est inférieure à celle demandée par le cahier des charges mais ceci est dû au fait que dans ces mesures nous n'avons pas utilisé la détection synchrone qui seul permet d'obtenir par la diminution de la bande passante BF une précision plus grande.

II.5 Détermination de la température d'un aliment en cours de cuisson dans un four

Introduction

Il s'agit d'une application importante de notre nouveau capteur microonde dont la faisabilité est étudiée depuis 1989 par notre laboratoire [29]. Pendant plus de deux années, nous avons participé aux travaux qui, effectués sous la direction de J.C VAN DE VELDE font l'objet d'une collaboration avec la société TEFAL et il paraît intéressant dans le cadre de ce mémoire de résumer un certain nombre de résultats obtenus.

Si l'on veut contrôler la cuisson d'un aliment de façon automatique, il est en effet essentiel d'être en mesure de pouvoir déterminer la température du matériau en cours de cuisson. Or, présentement, il n'existe pas de procédé permettant de faire cette

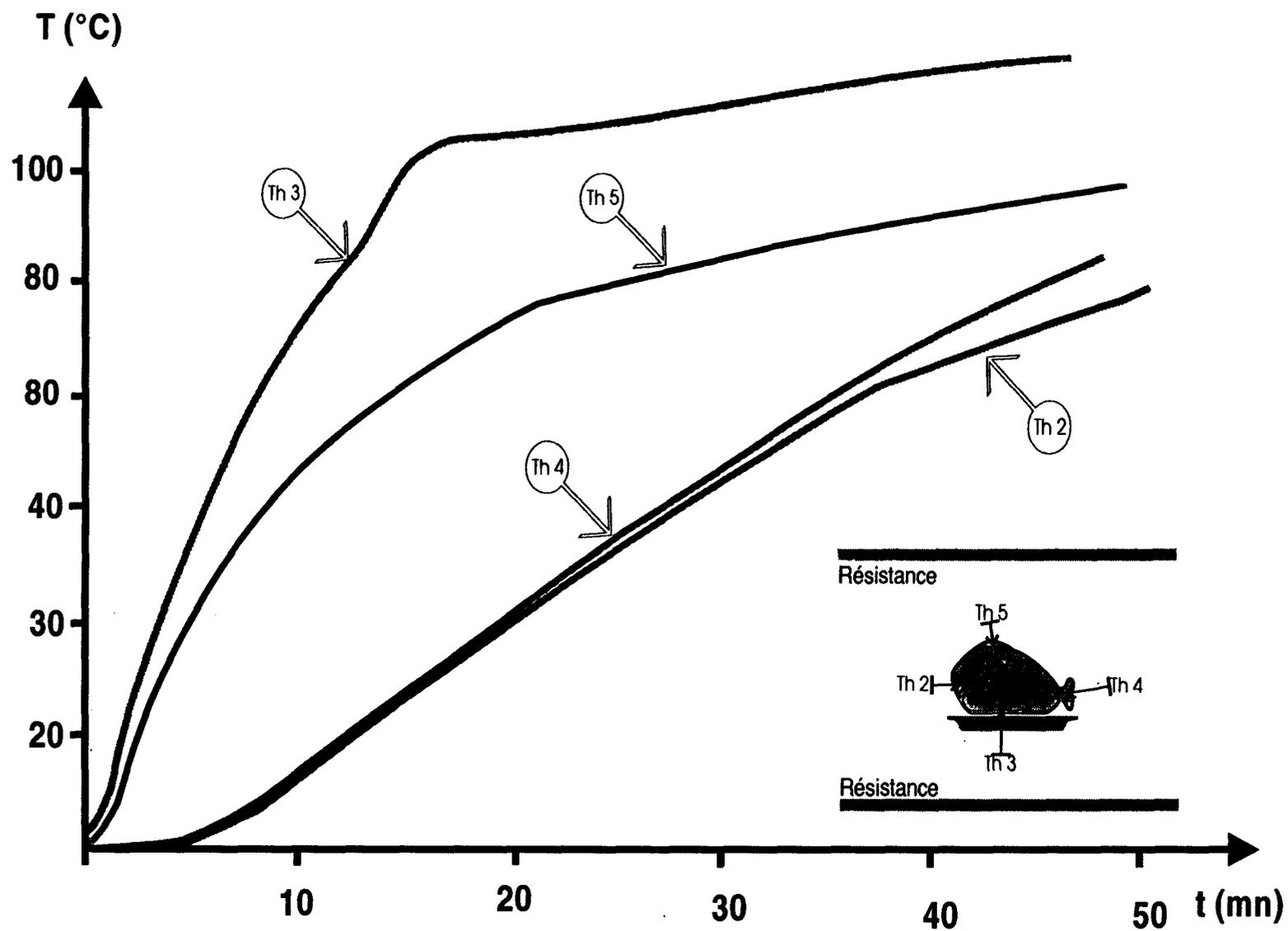


Figure II.13 : Mesure de la température d'un rôti de poulet en cours de cuisson à l'aide de différents thermocouples introduits à l'intérieur de l'aliment

détermination. L'introduction de thermocouple à l'intérieur de l'aliment, outre son caractère peu pratique donne une indication trop localisée qui varie beaucoup trop suivant l'endroit choisi comme le montre les résultats illustrés sur la figure II.13. La mesure au moyen d'un radiomètre infrarouge présente dans une certaine mesure le même inconvénient et par ailleurs la température obtenue est celle régnant en surface du matériau en cours de cuisson. Or, la grandeur la plus significative pour observer l'état de cuisson d'un aliment est la température **moyenne régnant à l'intérieur de l'aliment**.

L'utilisation de notre capteur de température constitue sans doute la méthode la plus commode pour obtenir cette grandeur. Compte tenu des profondeurs de pénétration d'une onde microonde, on ne détermine pas la température superficielle mais la température moyenne régnant dans l'épaisseur de peau de l'aliment soit environ un centimètre. Par ailleurs, les réflexions multiples subies par les ondes microondes détectées dans le four de cuisson constitué de parois métalliques, font que la température mesurée ne correspond pas à un endroit localisé de l'aliment mais plutôt à celle régnant en moyenne dans tout l'aliment en cours de cuisson. C'est grâce à ces réflexions multiples qu'il est possible dans une configuration active, où l'on envoie un signal hyperfréquence sur l'aliment à cuire, de chauffer de façon particulièrement efficace et rapide l'ensemble d'un aliment dans les fours microondes utilisés aujourd'hui massivement dans les cuisines modernes. L'un des inconvénients de ce procédé réside, cependant, dans le fait que l'on utilise un signal monochromatique. Il en résulte la présence dans la cavité constituée par le four de systèmes d'interférences multiples constructives ou destructives qui peuvent se traduire par des non uniformités spatiales importantes du champ électrique hyperfréquence et donc par des échauffements non uniformes dans les différentes parties du matériau.

Le procédé basé sur l'utilisation de notre capteur de température présente des analogies assez grandes avec celui utilisé dans le four microonde avec, bien entendu, deux différences essentielles illustrées sur les figures II.14 (a) et (b) :

- la source microonde utilisée n'est plus un magnétron émettant une puissance importante mais le rayonnement thermique émis par l'ensemble de l'aliment en cours de cuisson. Ce rayonnement thermique est récolté après réflexion multiple par une antenne ou un capteur de rayonnement microonde placé à la place du magnétron.

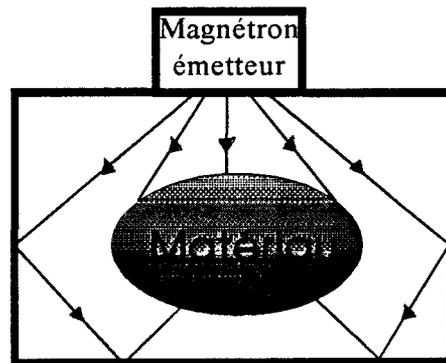


Figure 14 (a) : Cas d'un four microonde
 → source monochromatique

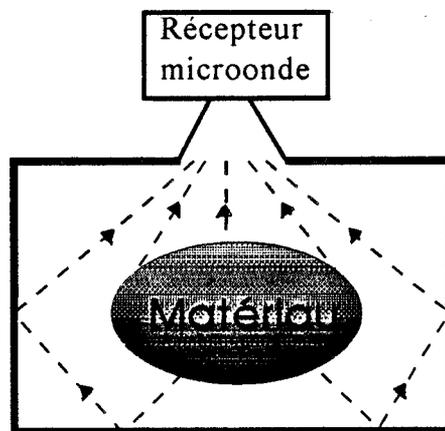


Figure 14 (b) : Cas d'un four normal
 ->- source non monochromatique

- de ce fait, le rayonnement utilisé n'est plus monochromatique mais s'étend sur une bande de fréquence importante déterminée par celle du récepteur utilisée. Dans ces conditions les interférences multiples qui se produisent dans la cavité constitué par le four ne sont lorsqu'on les moyenne dans la bande de fréquence d'amplification ni constructives ni destructives. Il en résulte que les contributions des différentes parties du matériau en cours de mesure sont plus uniformes et que la température que l'on peut déterminer concerne bien en moyenne toutes les parties de l'aliment en cours de cuisson

II.5.1 Relations simplifiés de base que nous utilisons

Considérons la configuration représentée figure II.14(b) et traitons en premier lieu le cas idéal suivant :

- capteur électromagnétique utilisé parfaitement adapté à l'espace libre et donc caractérisé par un coefficient de réflexion $|\rho_L|^2 = 0$
- paroi du four parfaitement réfléchissante n'absorbant pas de puissance est donc, d'après la loi de Kirchoff n'émettant pas de puissance hyperfréquence, caractérisé par $A_p = 0$, où A_p représente le pourcentage de puissance hyperfréquence envoyée dans le four qui serait absorbé par les parois
- matériau placé dans le four suffisamment important et suffisamment absorbant pour que tout signal microonde envoyé dans le four soit après réflexion multiple complètement absorbé par le matériau : Dans ce cas le coefficient A_M représentant le pourcentage de la puissance hyperfréquence envoyé dans le four qui serait absorbée dans l'aliment est égale à 1
- matériau de température uniforme T_M

S'il en est ainsi, le coefficient de réflexion présenté par l'antenne en présence du four contenant le matériau est égal à 0 et la température T_R^* mesurée au radiomètre est égale à la température du matériau que nous noterons T_M .

Considérons maintenant successivement les cas suivants :

$$\text{a) } |\rho_L|^2 = 0, A_P = 0, A_M \text{ quelconque}$$

le coefficient de réflexion présenté par l'antenne devient

$$|\rho|^2 = 1 - A_M \quad (\text{II.30})$$

et nous avons ¹ :

$$T_R^* = (1 - |\rho|^2) T_M + |\rho|^2 T_e + T'_a \quad (\text{II.31})$$

où T_e et T'_a représentent les deux températures de bruit propres au récepteur

$$\text{b) } |\rho_L|^2 \text{ quelconque, } A_P = 0 \text{ et } A_M \text{ quelconque}$$

En première approximation on peut écrire compte tenu du fait que les signaux étudiés ne sont pas cohérents et que toute puissance non absorbée dans le four revient sur l'antenne (dans la mesure où la porte et les parois du four utilisées sont parfaitement hermétiques pour les ondes hyperfréquences) :

$$|\rho|^2 = |\rho_L|^2 + (1 - |\rho_L|^2)(1 - A_M) \quad (\text{II.32})$$

$$T_R = (1 - |\rho|^2) T_M + |\rho|^2 T_e + T'_a \quad (\text{II.33})$$

et l'on peut noter que la contribution de la température de l'aliment à la grandeur observée est moins importante et le sera d'autant moins que $|\rho_L|^2$ est important.

$$\text{c) } |\rho_L|^2 \text{ quelconque, } A_P \text{ quelconque, et } A_M \text{ quelconque}$$

Il faut alors introduire le pourcentage d'énergie totale absorbée dans le four :

$$A_T = A_M + A_P \quad (\text{II.34})$$

dans ces conditions le coefficient de réflexion présenté par l'antenne devient :

^{1*} T_R est défini à partir de la puissance de bruit captée par l'antenne P_e est donnée par

$$P_e = k T_R B$$

$$|\rho|^2 = |\rho_L|^2 + (1-|\rho_L|^2)(1-A_T) \quad (\text{II.35})$$

Pour calculer la température mesurée par le radiomètre, il nous faut maintenant tenir compte du fait que les parois étant absorbantes vont maintenant émettre un rayonnement hyperfréquence qui va dépendre de leur température que nous noterons T_P . Dans ce but, définissons une température moyenne T_{MP} caractérisant la puissance hyperfréquence émise par les matériaux absorbants placés dans le four et obtenue à partir de la loi de Kirchoff soit :

$$T_{MP} = (A_P T_P + A_M T_M) \quad (\text{II.36})$$

A partir de T_{MP} , la détermination de la température T_R vue par le radiomètre est immédiate et l'on obtient :

$$T_R = |\rho|^2 T_e + (1 - |\rho|^2) T_{MP} + T'_a \quad (\text{II.37})$$

d) La température du matériau n'est pas uniforme mais dépend de la profondeur z à laquelle on se situe par rapport à la surface.

C'est généralement le cas dans une opération de cuisson de l'aliment où, les parties les plus superficielles du matériau sont généralement portées à des températures plus élevées que celles situées à des profondeurs importantes à l'intérieur du matériau. Si l'on introduit la fonction $T_M(z)$ caractérisant l'évolution de la température en fonction de la profondeur z , le calcul de la température moyenne T_M intervenant dans les relations (II.36) et (II.37) est alors immédiat si l'on connaît l'atténuation hyperfréquence $\alpha(z)$ présentée par le matériau [29]. On a en effet :

$$T_M = \frac{\int_0^d \alpha(z) e^{-\alpha(z)z} T(z) dz}{\int_0^d \alpha(z) e^{-\alpha(z)z} dz} \quad (\text{II.38})$$

soit encore en supposant $\alpha(z)$ constant et en introduisant la profondeur de pénétration ou l'épaisseur de peau δ :

$$T_M = \frac{\int_0^d (1/\delta) T(z) e^{-z/\delta} dz}{\int_0^d (1/\delta) e^{-z/\delta} dz} \quad (\text{II.39})$$

II.5.2 Détermination expérimentale des différentes grandeurs intervenant dans les relations précédentes

Notre capteur de température permet suivant la méthodologie que nous avons décrite dans les chapitres I et II de déterminer le coefficient de réflexion $|\rho|^2$ présenté par l'antenne placée ou non dans le four, en présence ou sans le matériau à chauffer, ainsi que les valeurs correspondantes de la température radiométrique T_R . L'objectif est donc d'étudier comment à partir de mesures successives de $|\rho|^2$ et de T_R , il est possible d'accéder à la température T_M de l'aliment en cours de cuisson. Cependant, la précision obtenue et les hypothèses simplificatrices utilisables dépendent beaucoup des ordres de grandeurs des paramètres A_M et A_P caractérisant l'absorption hyperfréquence dans l'aliment et les parois du four. C'est pourquoi, dans un premier temps, nous avons essayé d'évaluer dans les configurations les plus courantes et pour les aliments les plus usuels les valeurs présentées par A_M et A_P .

Dans ce but des mesures préliminaires ont été effectuées pour déterminer le coefficient de réflexion $|\rho_L|^2$ présenté par l'antenne (décrit en II.5.1) lorsqu'elle rayonne dans l'espace libre. L'antenne étant ensuite introduit dans le four électroménager utilisé porte fermée mais en l'absence d'aliment, il est alors possible de mesurer le coefficient de réflexion $|\rho_V|^2$ et d'en déduire à partir des relations précédentes le pourcentage d'énergie hyperfréquence absorbée à vide dans les parois A_{PV} , ainsi qu'éventuellement pour différentes puissances de chauffage du four la température équivalente des parois T_P .

Il suffit alors d'introduire l'aliment dans le four et de mesurer les nouvelles valeurs de $|\rho|^2$ et de T_R . La relation (II.35) permet à partir de $|\rho|^2$ d'obtenir le pourcentage d'absorption totale absorbée dans l'aliment A_T . Le problème vient cependant du fait que pour être en mesure de déterminer à partir de T_R la température du matériau T_M , il nous faut (relation II.36 et II.37) connaître non seulement A_T mais aussi ses deux composantes A_M et A_P . Or, il nous faut souligner que A_P dépend comme A_M du type et de la taille du matériau placé dans le four. Lorsque le matériau est de volume négligeable et n'absorbe que peu de puissance, A_P présente une valeur voisine de sa valeur maximale A_{PV} , mais lorsque le matériau est de volume important,

Chapitre II

il prélève très vite l'essentiel de la puissance hyperfréquence et de ce fait, le pourcentage d'énergie dissipée dans les parois devient beaucoup plus faible. Dans ces conditions, une information supplémentaire doit être fournie pour connaître comment la grandeur mesurée A_T pour un aliment donné se répartit entre A_M et A_p .

Dans ce but, un procédé peut être utilisé; il consiste à introduire dans le four un matériau de température uniforme et connue et de mesurer aussitôt les nouvelles valeurs de $|\rho|^2$ et de T_R avant tout changement de la température du matériau et des parois. La relation (II.36) permet alors la détermination de T_{MP} connaissant T_M , T_p , A_p , et A_M . Nous donnons dans le tableau ci-dessous quelques exemples de résultats obtenus pour différents types de fours, plats, et poids de matériaux traités. Notons que pour ces expériences préliminaires, nous avons utilisé comme "aliment modèle" le glycérol dont la permittivité complexe est assez voisine des aliments les plus usuels. Notons aussi que le coefficient de réflexion $|\rho_L|^2$ de l'antenne utilisée est égal à 0,05.

Four normal commercialisé actuellement par la société TEFAL

		$ \rho ^2$	A_T	A_p	A_M
Plat Pyrex :					
	rond 1Kg glycérol	0.106	0.941	0.09	0.851
	ovale 1Kg glycérol	0.101	0.946	0.1	0.841
	ovale 0.5 Kg glycérol	0.116	0.93	0.13	0.8
	ovale 0.2 Kg glycérol	0.145	0.9	0.15	0.7
Plat métallique					
	ovale 1 Kg glycérol	0.154	0.89	0.25	0.64
	ovale 0.5 Kg glycérol	0.154	0.89	0.27	0.62

Tableau II.6

Four modifié de façon à diminuer les pertes hyperfréquences dans les parois

		$ \rho ^2$	A_T	A_p	A_M
Plat Pyrex ovale					
	1 Kg glycérol	0.097	0.95	0.029	0.921
	0.5 Kg glycérol	0.101	0.946	0.022	0.924
Plat métallique :					
	0.5 Kg glycérol	0.101	0.946	0.03	0.916

Tableau II.7

On peut remarquer que, quel que soit le four, le plat, le poids de l'aliment, les valeurs obtenues pour le pourcentage total d'absorption hyperfréquence sont très voisines. On note également que le pourcentage de pertes liées aux parois est assez faible et qu'il dépend essentiellement du type de four et de plat utilisé. Enfin, il apparaît que le coefficient de réflexion mesuré pour un four donné dépend légèrement du poids de l'aliment en cours de cuisson et est d'autant plus élevé que la masse à traiter est faible.

Ces différentes constatations sont bienvenues dans la mesure où dans une opération quotidienne de cuisson d'aliment, on ne connaît généralement pas avec une précision suffisante la température du matériau que l'on introduit dans le four. Dans ces conditions, il n'est pas possible d'appliquer le procédé que nous venons de décrire pour déterminer chaque fois que l'on cuit un matériau la répartition en pourcentage des pertes hyperfréquences se produisant dans les parois et dans l'aliment. Connaissant A_T à partir de la mesure du coefficient de réflexion, il faut donc utiliser des valeurs prédéterminées correspondant à cette répartition. Dans ce but, pour une configuration de four utilisé, un grand nombre de déterminations expérimentales peut être effectué en mesurant en fonction des valeurs de $|\rho|^2$ et donc de A_T mesurés, l'évolution de A_P et de A_M . Bien entendu, ce procédé n'est pas rigoureusement exact, dans la mesure où pour une valeur donnée de A_T , la valeur de A_P (et donc de A_M) peut être différente suivant le type d'aliment traité. Néanmoins, les résultats obtenus et données tableau ci-dessus montrent d'une part que les valeurs de A_P sont relativement faibles et que d'autre part elles ne varient pas beaucoup pour un four donné en fonction de la nature du plat.

II.5.3 Quelques exemples de résultats obtenus en situation réelle.

Partant de valeurs prédéterminées de A_M et de A_P en fonction de $|\rho|^2$, nous avons donc essayé de déterminer la température d'un aliment en cours de cuisson et comparé les résultats obtenus par radiométrie microonde T_{MR} à celle de T_{ML} mesurés à partir d'une sonde de température placée à l'intérieur du matériau. Bien entendu, les deux grandeurs physiques mesurées sont fondamentalement différentes. En effet, la première T_{MR} correspond à la température moyennée non seulement sur toute la profondeur de pénétration des ondes hyperfréquences dans le matériau, mais sur toutes les régions supérieures, inférieures et latérales du matériau en cours de cuisson. La seconde T_{ML} (soit T_{ML}) correspond à une température **locale** déterminée à une

profondeur et dans une région donnée du matériau (en pratique cette profondeur a été prise généralement égale à 5 mm soit environ la moitié de la profondeur de pénétration). Dans ces conditions, il n'y aura concordance entre T_{MR} et T_{ML} que dans la mesure où la température du matériau en cours de cuisson est parfaitement **uniforme**. Ce cas ne peut être réalisé en pratique que lorsque l'on travaille sur un liquide de forte conductivité thermique soumis à une forte agitation mécanique de façon à uniformiser la température.

C'est donc une des premières expériences qui a été tentée avec un plat en Pyrex rempli de glycérol soumis à une agitation mécanique. Les résultats obtenus et représentés figure II.15 sont alors satisfaisants et l'on constate une bonne concordance entre les valeurs de T_{MR} et de T_{ML} . Dans le cas où l'on supprime l'agitation mécanique, la température devient assez vite inhomogène et l'on constate sur la figure II.16 une différence non négligeable entre la température radiométrique et la température locale qui s'explique par les non uniformités importantes de la température du liquide surtout en début de cuisson où, la température des couches superficielles du liquide est beaucoup plus importante que la température régnant en profondeur.

Dans le cas d'aliment en phase solide, le matériau présente une conductivité thermique généralement plus faible, par ailleurs il est très fortement inhomogène. Dans ces conditions, les gradients de température tant en fonction de la profondeur à la surface qu'en fonction des autres coordonnées de l'espace peuvent être très importants et il devient très difficile sinon impossible de comparer la température radiométrique et la température locale. Cette difficulté est illustrée expérimentalement sur les courbes des figures II.17 et II.18 où l'on a porté l'indication en température donnée par un thermocouple situé à 5 mm de la surface en fonction de la tension de sortie corrigée du radiomètre (proportionnelle à T_{MR}). Alors que pour des matériaux liquides (figure II.17), on obtient malgré les non uniformités de températures une pente linéaire. Ce n'est pas le cas lorsque l'on étudie la cuisson d'un rôti de boeuf (figure II.18), d'un rôti de veau (figure II.19) ou un matériau très hétérogène tel que le chou fleur (figure II.20) où l'on obtient toujours des fortes non linéarités. Qualitativement, il est possible d'interpréter l'effet observé sur les figures II.18 à II.20 en procédant à une simulation numérique des équations de la chaleur dans le matériau en cours de cuisson et en utilisant le profil de température obtenue pour calculer à partir de la relation (II.37) la température radiométrique que l'on doit observer. Au début de la cuisson, la température "physique" n'a augmenté que dans les couches les plus superficielles du matériau et compte tenu de cette très forte diminution de $T(z)$ (voir la relation II.38) avec la profondeur z , tout se passe comme si la profondeur à laquelle on mesure de

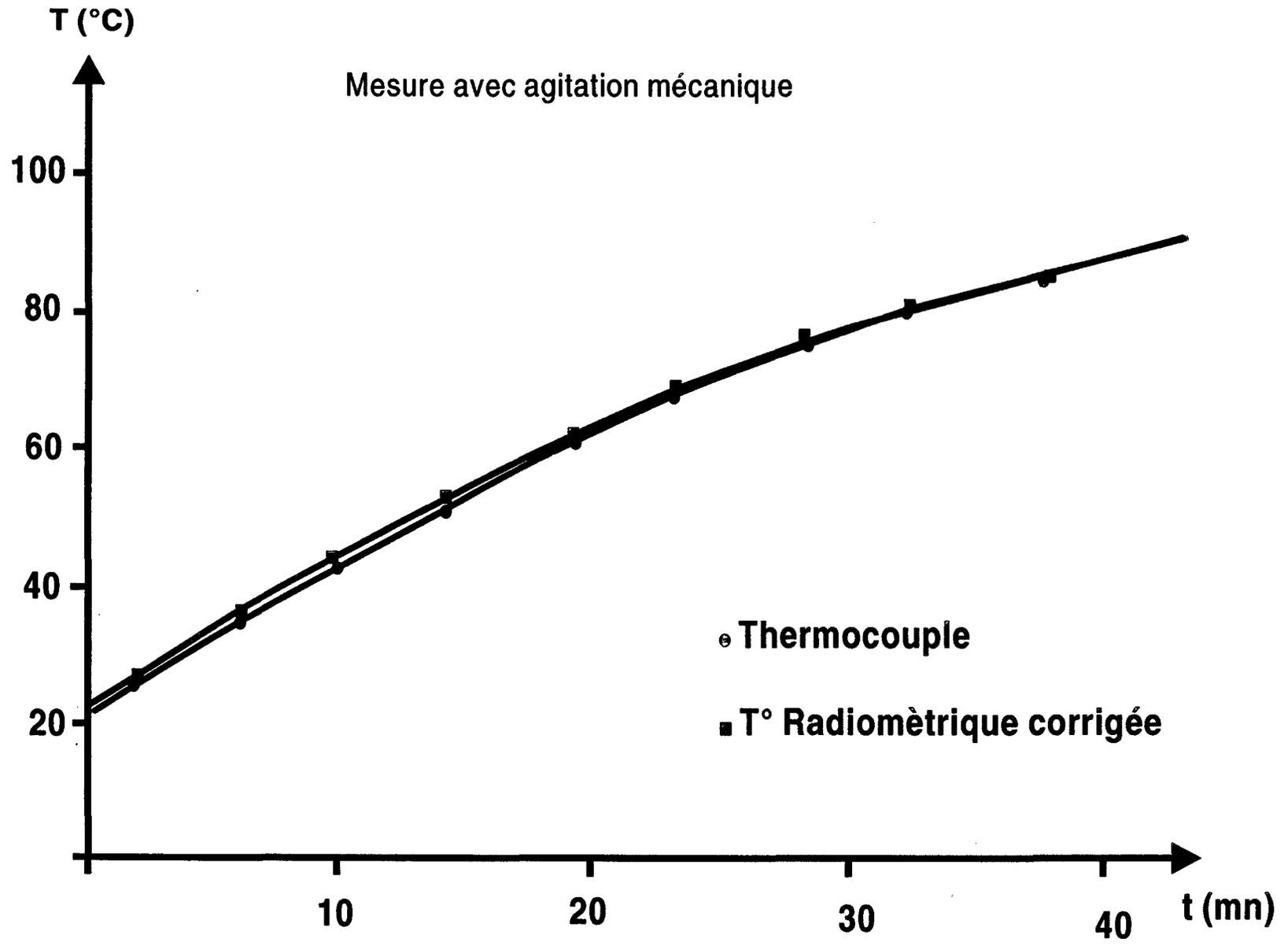


Figure II.15 : Mesure de la température en fonction du temps d'un volume de glycérol, introduit dans un four, par le capteur de température et par un thermocouple introduit à 5 mm de profondeur

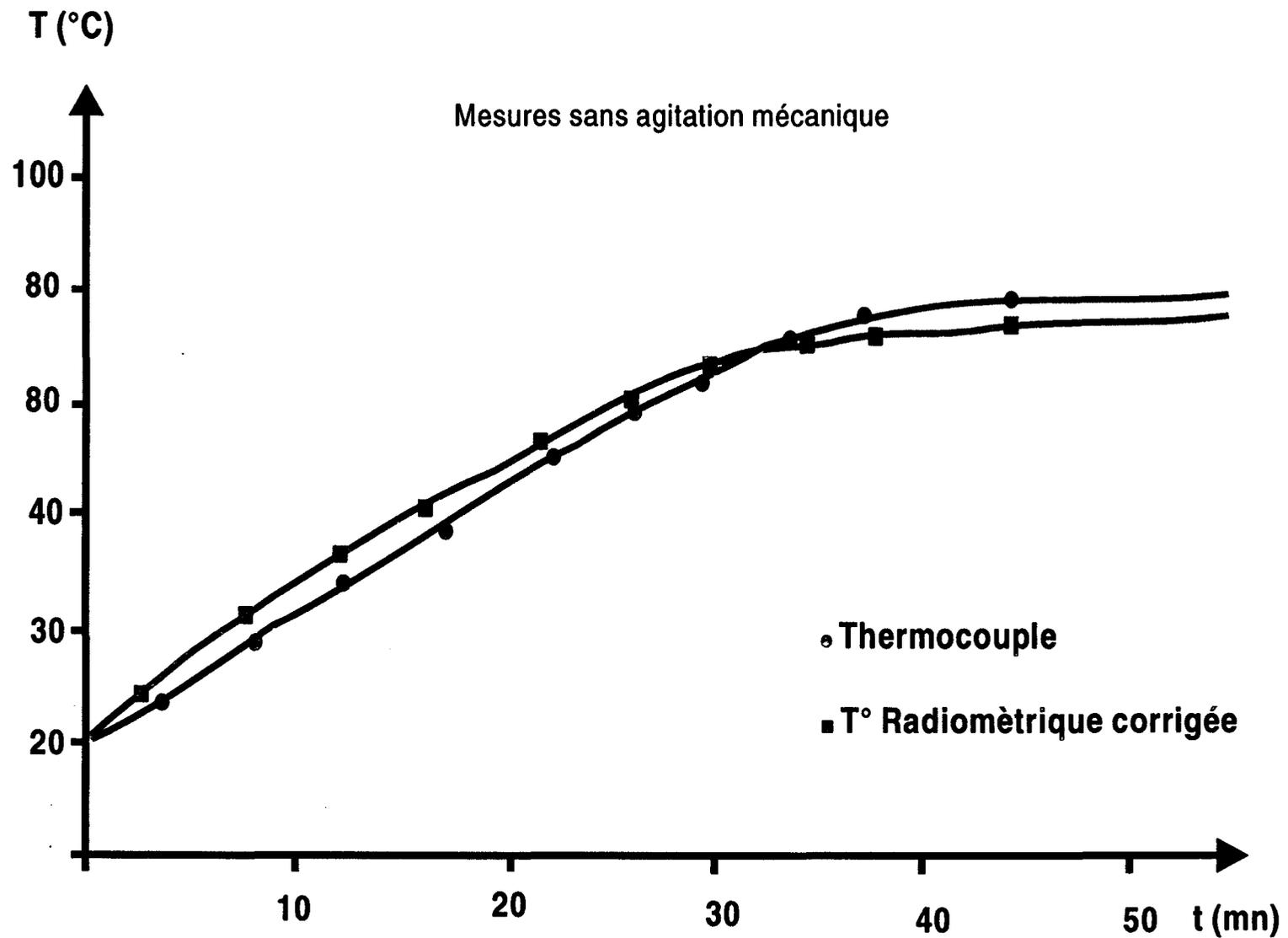


Figure II.16 : Mesure de la température en fonction du temps d'un volume de glycérol, introduit dans un four, par le capteur de température et par un thermocouple introduit à 5 mm de profondeur.

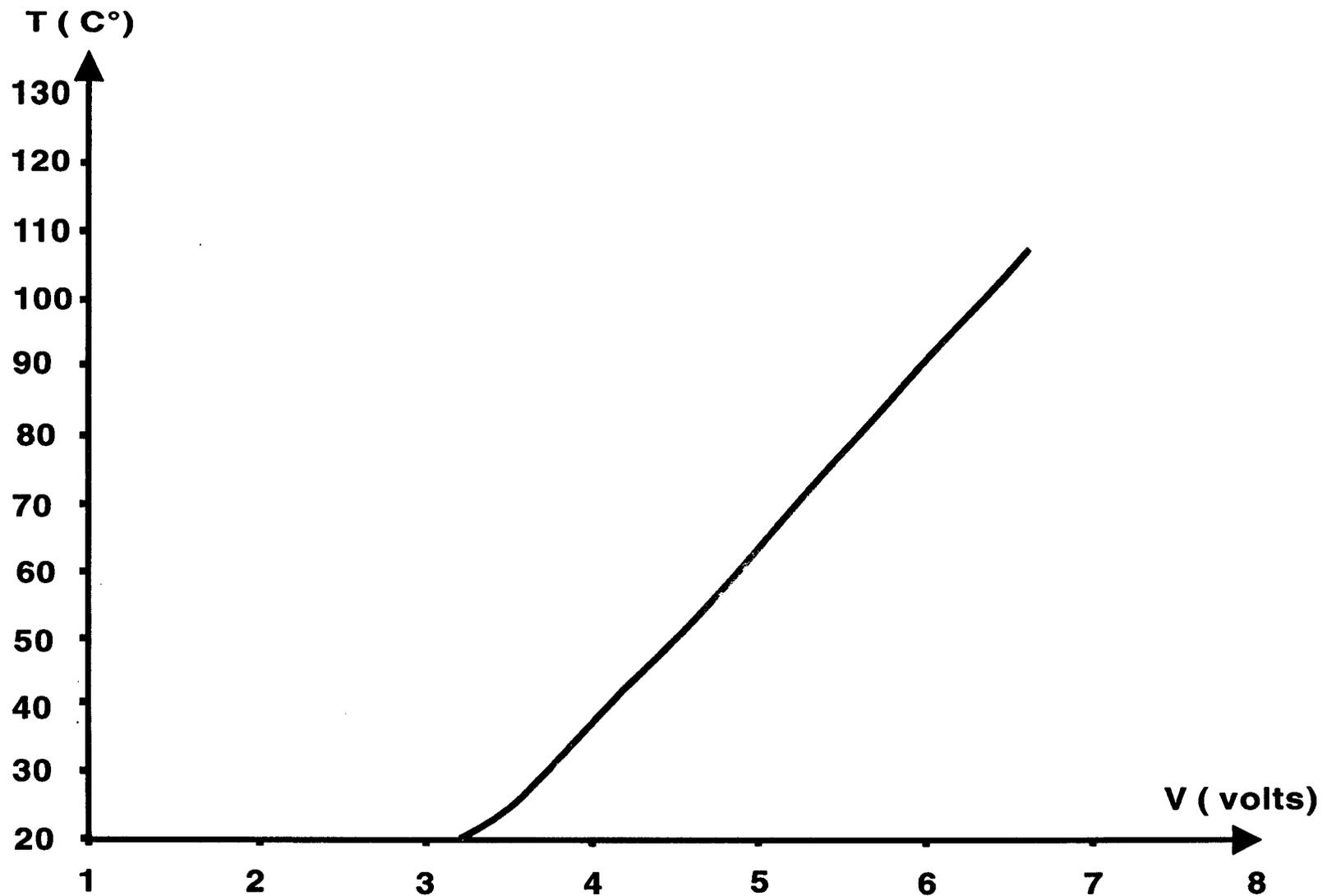


Figure II.17 : Evolution de la température d'un matériau liquide mesuré par un thermocouple, placé à 5 mm de la surface du matériau, en fonction de la tension de sortie du radiomètre ou capteur de température (proportionnelle à T_{MR}).

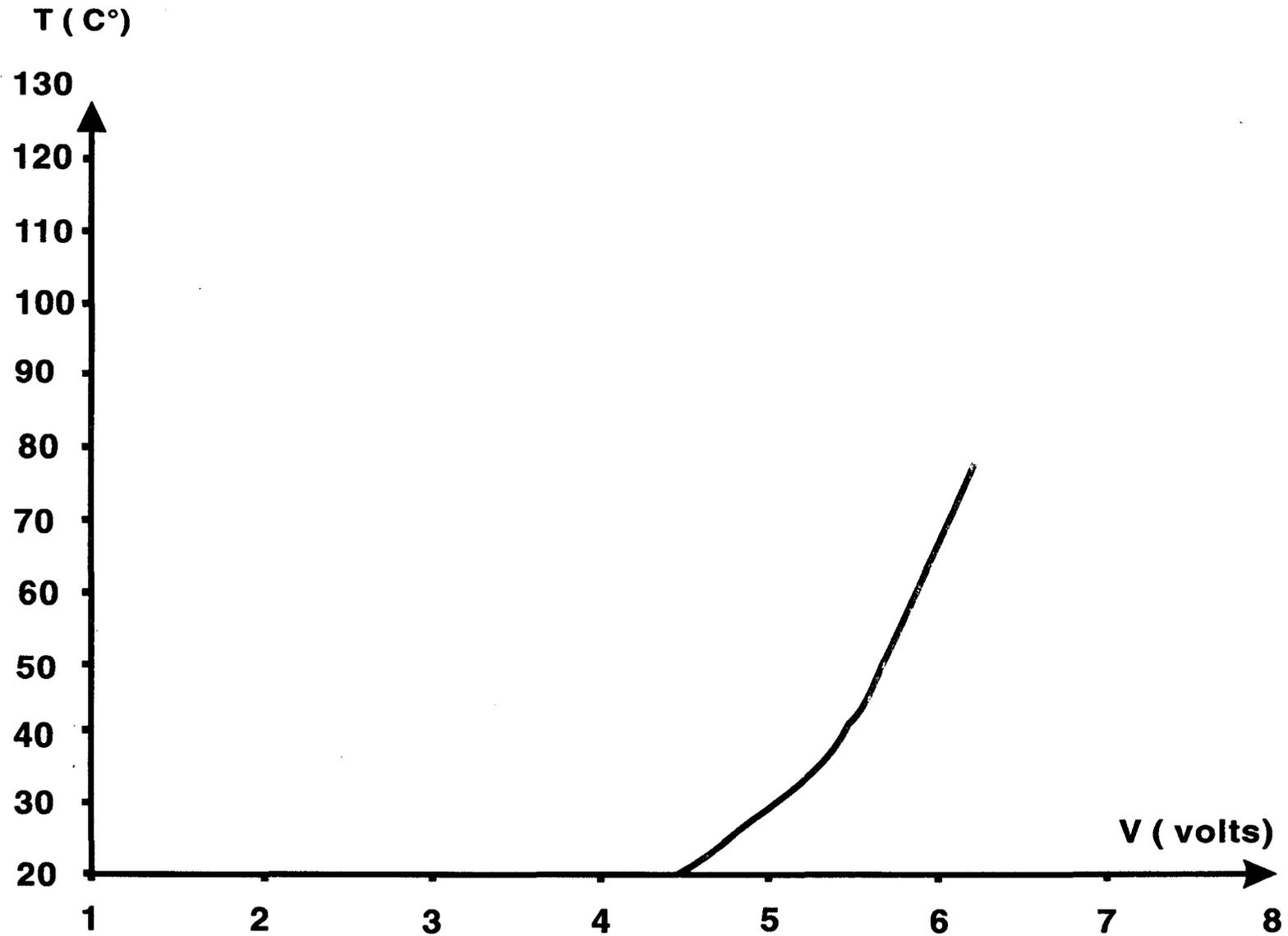


Figure II.18 : Mesure de la température d'un rôti de boeuf en cours de cuisson par un thermocouple, placé à 5 mm de la surface du matériau, en fonction de la tension de sortie du radiomètre ou capteur de température (proportionnelle à T_{MR}).

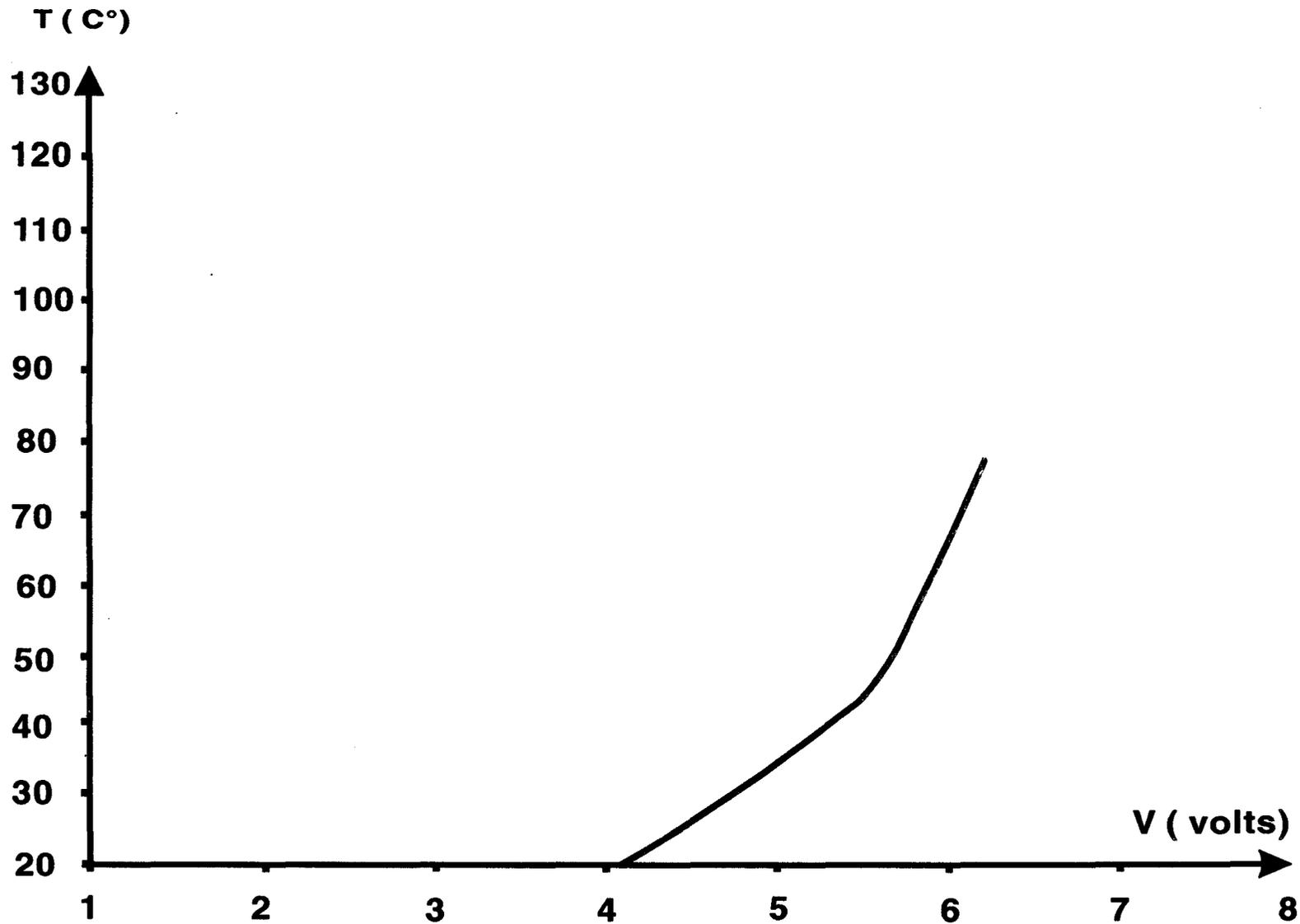


Figure II.19 : Mesure de la température d'un rôti de veau en cours de cuisson par un thermocouple, placé à 5 mm de la surface du matériau, en fonction de la tension de sortie du radiomètre ou capteur de température (proportionnelle à T_{MR}).

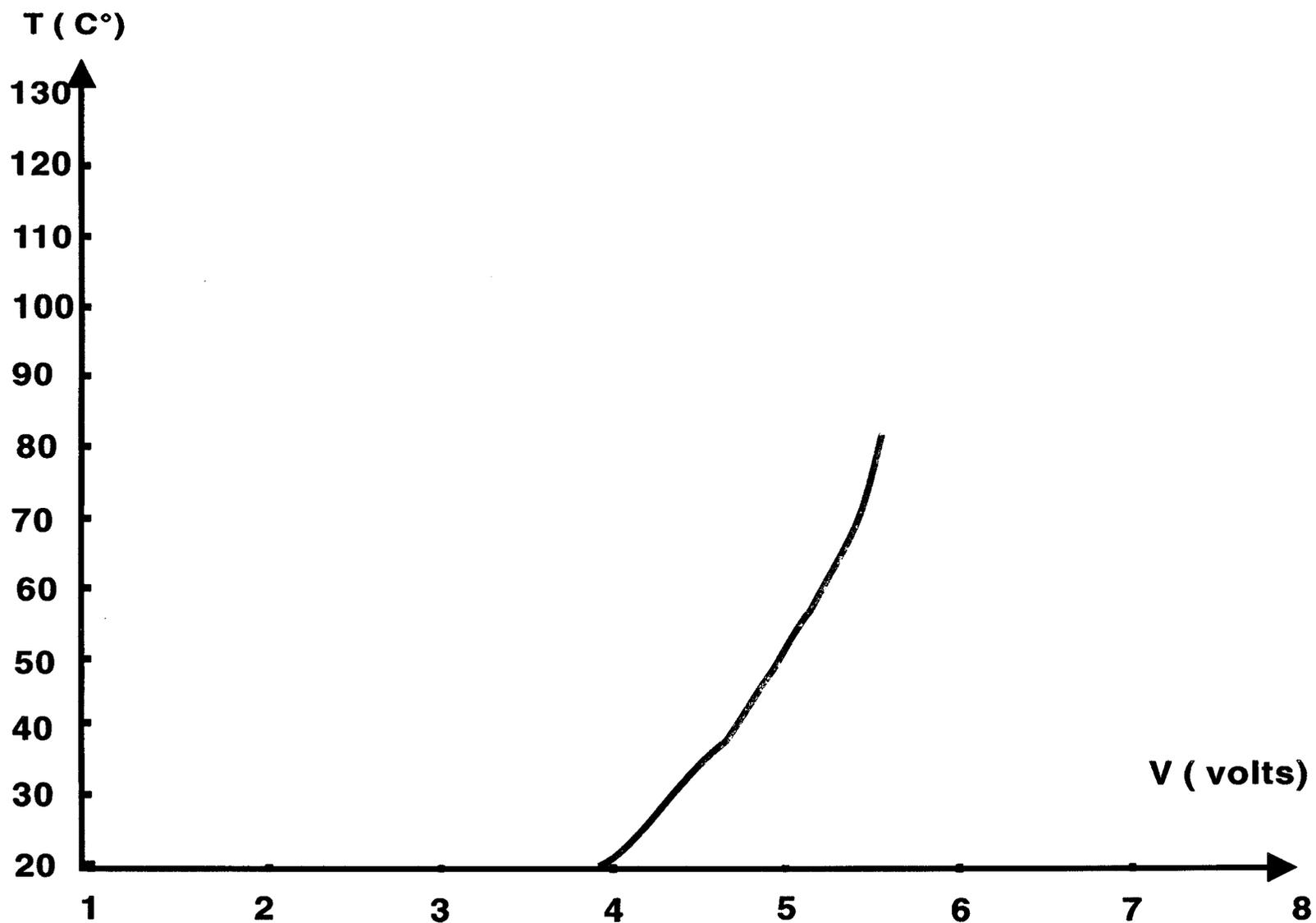


Figure II.20 : Mesure de la température de cuisson du chou fleurs par un thermocouple, placé à 5 mm de la surface du matériau, en fonction de la tension de sortie du radiomètre ou capteur de température (proportionnelle à T_{MR}).

façon radiométrique la température du matériau est beaucoup plus faible que la profondeur de pénétration réelle δ . En conséquence la température radiométrique augmente beaucoup plus rapidement que la température locale mesurée à 5 mm de profondeur et ceci explique l'augmentation très faible de la température de la sonde en fonction de la température radiométrique. Bien entendu, lorsque la température physique devient plus uniforme, les indications radiométriques tendent à se rapprocher de celles données par la sonde de température et la pente traduisant l'évolution de T_{ML} en fonction de T_{MR} augmente comme on peut le constater sur les figures II.18 à II.20.

Bien entendu, ces effets ne peuvent pas être complètement ignorés dans "l'algorithme" qui sera en pratique utilisé par la société TEFAL pour réguler la cuisson d'un produit en fonction de l'évolution temporelle de T_{MR} . Ce point semble constituer une limitation du procédé que nous proposons. En réalité, celui-ci garde à notre avis tout son intérêt pour les raisons suivantes :

- l'indication de température radiométrique est surtout précieuse en fin de cuisson lorsqu'il faut diminuer la température du four et à ce moment là les gradients de température sont moins importants et la profondeur où l'on mesure "effectivement" la température du matériau dépend essentiellement de la profondeur de pénétration δ .

- la température radiométrique est la seule grandeur caractérisant l'état de l'ensemble du matériau en cours de cuisson et non pas ce qui se passe en un point choisi arbitrairement dans le matériau (comme c'est le cas pour T_{ML}).

- l'utilisation de notre capteur permettant non seulement la détermination de T_{MR} mais aussi du coefficient de réflexion $|\rho|^2$ présenté par l'antenne en présence du matériau en cours de cuisson. Il est possible ainsi d'obtenir une indication sur le poids du matériau à chauffer et d'introduire cette information fondamentale dans le processus de régulation de la cuisson.

Compte tenu de ces caractéristiques, les études de faisabilité concernant l'utilisation "en cuisine" de ce nouveau procédé se poursuivent tant à l'IEMN que chez TEFAL. Le problème majeur est de pouvoir réaliser industriellement un capteur microonde de température à très faible coût et intégrable facilement dans un four électroménager. Or, ce problème ne pourra être résolu que par l'utilisation de dispositifs à base des circuits intégrés monolithiques dont nous étudierons la conception et la réalisation dans le prochain chapitre.

Chapitre III

Chapitre III

Conception du capteur en circuit intégré monolithique

Introduction

Les résultats obtenus au chapitre II, ont montré que la nouvelle structure du radiomètre microonde pouvait nous donner des performances satisfaisantes, à condition d'utiliser des systèmes hyperfréquences hybrides très coûteux :

- Amplificateur HF à grand gain et à faible bruit;
- Modulateur HF à faibles pertes d'insertion et de très bonne isolation;
- Source de bruit HF à haute impédance;
- Détecteur HF à grande sensibilité.

La réduction considérable de l'encombrement et du coût de fabrication, qui résultent de l'utilisation de circuits intégrés monolithiques, devraient permettre d'accroître fortement le marché potentiel de ce type de dispositif tout en gardant sans doute les performances suffisamment élevées.

Nous nous proposons donc, dans ce chapitre, de concevoir notre capteur microonde en circuit intégré monolithique afin de permettre sa réalisation dans une fonderie industrielle.

Pour ce faire, nous allons définir en premier lieu un cahier des charges de l'ensemble du système. Ensuite, pour chaque fonction du circuit nous proposerons un schéma électrique équivalent, visant globalement les performances requises, en tenant compte des caractéristiques des composants actifs et passifs fabriqués par la fonderie

que nous avons retenue. Enfin, nous effectuerons une simulation de l'ensemble du circuit dans le but de déterminer la sensibilité du système globale.

Notons que nous avons effectué cette conception au sein et avec les moyens du laboratoire PML (Phillips Microwave Limeil) en utilisant l'outil de simulation MDS (Microwave Design System) qui est actuellement parmi les logiciels les plus performants dans le domaine des microondes.

III.1 Cahier des charges de l'ensemble du dispositif

Le cahier des charges du nouveau capteur a été établi à la lumière des résultats obtenus au chapitre I et II. Celui-ci doit remplir les caractéristiques principales suivantes :

● Modulateur à 4 voies

- . Adaptation entrée-sortie < -15 dB;
- . Pertes d'insertion < 1 dB;
- . Isolation > 20 dB.

● Amplificateur hyperfréquence

- . Fréquence centrale de 2,5 GHz;
- . Fluctuation dans la bande de $\pm 1,5$ dB;
- . Bande passante > 1 GHz;
- . Gain en puissance de 40 dB;
- . Facteur de bruit < 2 dB;
- . Adaptation à l'entrée < -15 dB;
- . Impédance de sortie adaptée :
 - à 50Ω pour la version d'essai afin de permettre une caractérisation plus facile;
 - au détecteur pour la version à utiliser dans le système complet.

● Source de bruit

- . Haute impédance $R_B > 1 \text{ K}\Omega$;
- . Température équivalente de bruit > 50 °C.

● **Détecteur**

. Sensibilité γ de 50 mV/ μ W.

III.2 Technologie utilisée

Le cahier des charges précité a été présenté à la fonderie PML en vue de faire une étude de faisabilité d'une réalisation en circuit intégré de notre capteur, en considérant le processus technologique le plus adapté à notre application.

Après discussion, la fonderie PML nous a proposé d'utiliser un nouveau processus technologique mixte (ER07AD) à deux tensions de seuil. Celui-ci, a été développé en vue des applications à faible coût, faible consommation et potentiellement à fort volume de production.

C'est ainsi que nous avons décidé d'utiliser :

- d'une part, des transistors Normally off, à tension de seuil V_{T0} égale à +175 mV pour la réalisation de l'amplificateur, de la source de bruit et du détecteur dans le but de réduire leur consommation;
- d'autre part des transistors Normally on, à tension de seuil égale à -2 V, pour le modulateur afin de diminuer ses pertes d'insertion.

III.3 Caractéristiques des transistors à effet de champ utilisés

III.3 1 Modèles des transistors

Les transistors à effet de champ Normally off et Normally on, de la technologie ER07AD, sont des transistors GaAs de la fonderie PML de 0,7 μ m de longueur de grille, ayant une fréquence de coupure d'environ 17 GHz. Leurs principaux paramètres continus, tension de pincement (V_{T0}), transconductance (G_m) et courant de saturation (I_{dss}) du transistor, sont donnés dans le tableau suivant [30]:

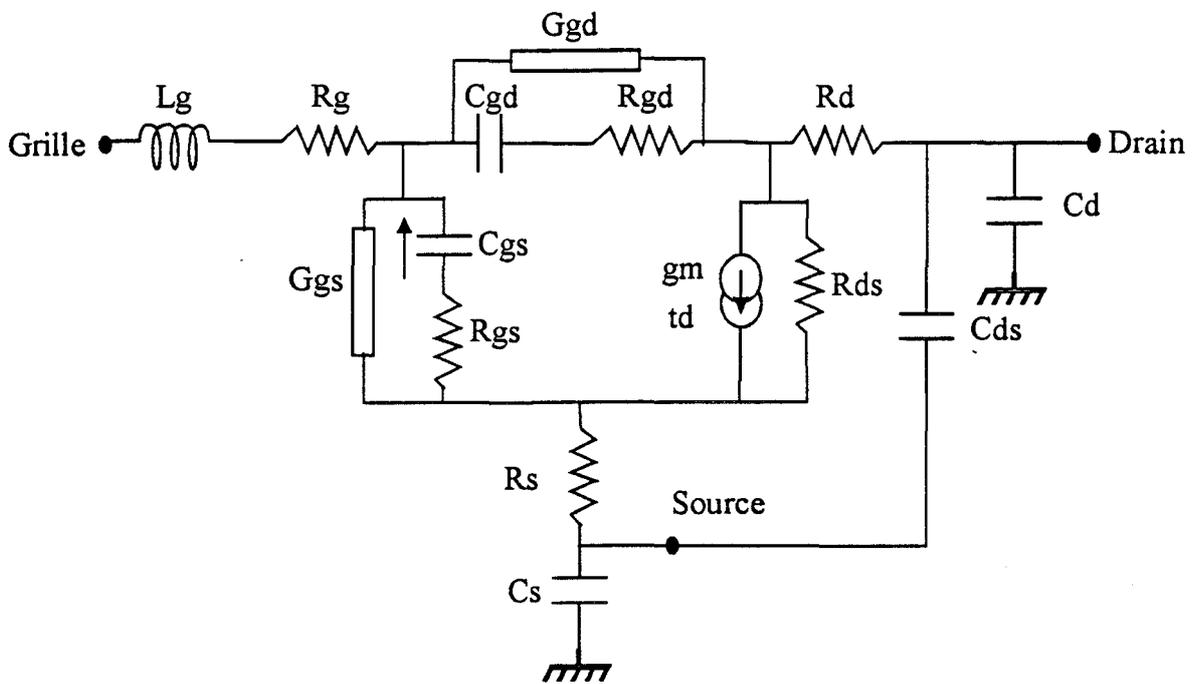


Figure III.1 : Schéma équivalent petit signal du transistor à effet de champ (normally off)

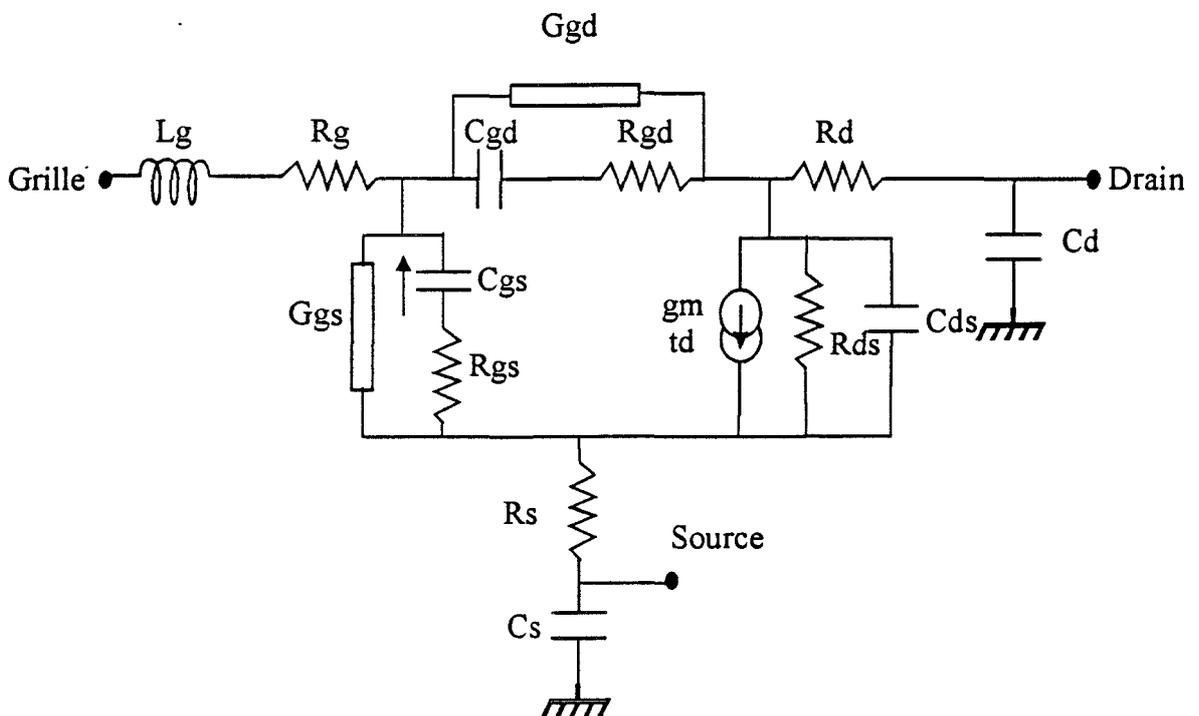


Figure III.2 : Schéma équivalent petit signal du transistor à effet de champ (normally on)

	Normally off		Normally on		Echelle
	Définition	valeur	Définition	Valeur	
V_{T0} (V)	Tension de seuil Vgs pour Ids = 0,5 mA/mm à Vds = 2V	0,175	Tension de seuil Vgs pour Ids = 1 mA/mm à Vds = 3 V	-2	-
Gm (mS/mm)	Transconductance continue à Vgs = 0,7 V et Vds = 2V	210	Transconductance continue à Vgs = 0,7 V et Vds = 3V	180	$\times W$
Idss (mA/mm)	Courant de saturation drain- source à Vgs = 0,7 V et Vds = 2 V	60	Courant de saturation drain- source à Vgs = 0,7 V et Vds = 2 V	200	$\times W$

Tableau III.1

III.3.1.1 Modèle petit signal

Les éléments du schéma équivalent petit signal hyperfréquence, dépendent en général, de la polarisation et de la géométrie du transistor. Les deux schémas équivalents proposés par la fonderie PML mesurés du continu jusqu'à la fréquence 17 GHz, sont donnés figures III.1 et III.2

Ce modèle est paramétré en fonction de la largeur totale de grille (W en mm), du nombre de doigts de grille (Nbd) et des tensions de polarisation grille-source (Vgs) et drain source (Vds).

• *Eléments du schéma équivalent*

Rappelons que les éléments du schéma équivalent petit signal sont composés, des capacités parasites externes au transistor (Cd, Cs et Lg), des résistances des éléments d'accès du transistor (Rg, Rs et Rd) et enfin des éléments classiques du schéma équivalent intrinsèque du transistor (Cgs, Cgd, Cds, Rds, Rgs, Gm et Td).

Leurs valeurs sont données par la fonderie PML pour un doigt de grille de largeur $W = 1\text{mm}$. On peut donc déduire les valeurs des éléments caractéristiques du schéma équivalent pour un transistor, de largeur totale W composé de Nbd grille élémentaire, à partir des relations classiques suivantes:

$R_g = R_{g0} \times W \cdot N_{bd}^{-2}$	$G_m = G_{m0} \times W$	$C_{gs} = C_{gs0} \times W + C_{gse} \times N_{bd}$	$R_{gs} = R_{gs0} / W$
$R_s = R_{s0} / W$	$G_{gs} = G_{gs0} \times W$	$C_{gd} = C_{gd0} \times W + C_{gse} \times N_{bd}$	$R_{gd} = R_{gd0} / W$
$R_d = R_{d0} / W$	$G_{gd} = G_{gd0} \times W$	$C_{ds} = C_{ds0} \times W + C_{dse} \times N_{bd}$	$R_{ds} = R_{ds0} / W$

où Cgse, Cgde et Cdse sont des éléments parasites liés au nombre de doigts de grille

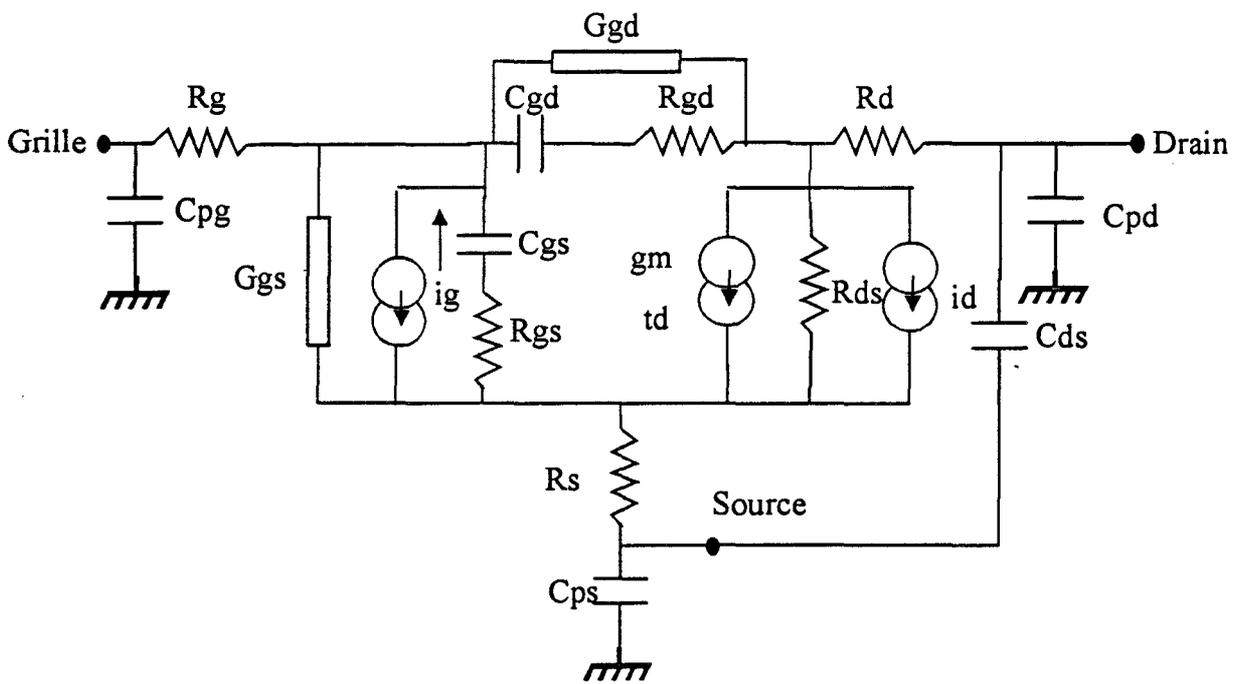


Figure III.3 : Schéma équivalent petit signal du MESFET (normally off) utilisé auquel on adjoint les sources de bruit des courants drain et source.

Dans le tableau ci-dessous, nous présentons les valeurs numériques des différents éléments du schéma équivalent petit signal au courant de saturation I_{dss} , des transistors Normally off ($V_{gs} = 0.7\text{ V}$ et $V_{ds} = 3\text{ V}$) et Normally on ($V_{gs} = 0\text{ V}$ et $V_{ds} = 3\text{ V}$):

	Gm0 (mS)	Ggs0 (mS)	Ggd0 (mS)	Cgs0 (fF)	Cgd0 (fF)	Cds0 (fF)	Rgs0 (Ω)	Rds0 (Ω)	Td0 (pS)	Rd0 (Ω)	Rs0 (Ω)	Rg0 (Ω)
N.on	184	0.23	0.04	1502	91	160	0.8	82	3.1	0.3	0.3	60
N.off	277	27.2	0.24	2347	143	217	0.1	88	2.9	1.7	1.7	60

Tableau III.2

Les valeurs des éléments C_{gse} , C_{gde} et C_{dse} sont indépendantes de la polarisation:

$$C_{gse} = 10\text{ fF} \quad \text{pour} \quad N_{bd} \geq 2$$

$$C_{gse} = 2.3\text{ fF} \quad \text{pour} \quad N_{bd} \leq 2$$

et $C_{gde} = 2.3\text{ fF}$ $C_{dse} = 2.5\text{ fF}$

III.3.1.2 Modèle grand signal

Le modèle non-linéaire proposé par la fonderie PML utilise le modèle CURTICE QUADRATIQUE des transistors GaAs. Le schéma équivalent de ce modèle, donné figure III.3, est valable pour les deux types de transistors Normally off et Normally on et ces éléments d'accès restent identiques à ceux du modèle petit signal.

a) éléments non linéaires [30].

Les caractéristiques non linéaire de ce modèle, données par la fonderie, PML concernent les évolutions en fonction des tensions de polarisation:

- du courant drain-source I_{ds} .
- des courants grille-source et drain-source des diodes I_{gs} et I_{gd} .
- des capacités C_{gs} et C_{gd} .

1) courant drain-source

le courant drain-source est tel que:

Chapitre III

$$\text{pour } V_{ds} \geq 0 \quad \text{et} \quad V_{gs} - V_{T0} < 0$$

$$I_{ds} = 0$$

et

$$\text{pour } V_{ds} \geq 0 \quad \text{et} \quad V_{gs} - V_{T0} < 0$$

$$I_{ds} = \beta (1 + \lambda V_{ds}) (V_{gs} - V_{T0})^2 \text{Tanh} (\alpha V_{ds}) \quad (\text{III.1})$$

avec, V_{T0} , α , β , λ les paramètres continus des transistors normally off et normally on dont les valeurs sont présentées dans le tableau suivant:

Paramètres	Nom	échelle	Valeur N.on	Valeur N.off
Tension de pincement	V_{T0}	-	-2.23 V	0.217 V
Coefficient de saturation	α	-	1.85 V ⁻¹	4.42 V ⁻¹
Coefficient de transconductance	β	$\times W$	0.04 A.V ⁻²	0.252A.V ⁻²
Coefficient de modulation de la longueur du canal	λ	-	0.052 V ⁻¹	0.1166 V ⁻¹

Tableau III.3

2) courant des diodes I_{gs} et I_{gd}

Les courant des diodes I_{gs} et I_{gd} sont

$$I_{gs} = I_s \left[\exp \left(\frac{V_{gs}}{N \cdot U_T} \right) - 1 \right] \quad (\text{III.2})$$

et

$$I_{gd} = I_s \left[\exp \left(\frac{V_{gd}}{N \cdot U_T} \right) - 1 \right] \quad (\text{III.3})$$

où les valeurs de I_s , N et U_T sont les suivantes:

Paramètres	Nom	échelle	Valeur N.on	Valeur N.off
Courant de saturation	I_s	$\times W$	20 pA	20 pA
Coefficient d'idéalité	N	-	1,25	1,35
Tension thermique = kT/q	U_T	-	25,25 mV à 20°C	25,25 mV à 20°C

Tableau III.4

3) capacités C_{gs}

1-Si $V_{gs} \leq F_c \cdot V_{bi}$ alors :

$$C_{gs} = C_{gs0} \cdot \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_{bi}}\right)^{-M} \quad (III.4)$$

2-Si $V_{gs} > F_c \cdot V_{bi}$ alors :

$$C_{gs} = C_{gs0} \cdot (1 - F_c)^{-(1+M)} \cdot \left[1 - F_c \cdot (1+M) + M \cdot \frac{V_{gs}}{V_{bi}}\right] \quad (III.5)$$

4) capacités C_{gd}

1- Si $V_{gd} \leq F_c \cdot V_{bi}$ alors :

$$C_{gd} = C_{gd0} \cdot \left(1 - \frac{V_{gd}}{V_{bi}}\right)^{-M} \quad (III.6)$$

2- Si $V_{gd} > F_c \cdot V_{bi}$ alors :

$$C_{gd} = C_{gd0} \cdot (1 - F_c)^{-(1+M)} \cdot \left[1 - F_c \cdot (1+M) + M \cdot \frac{V_{gd}}{V_{bi}}\right] \quad (III.7)$$

les paramètres, relatifs à ces équations, sont présentés dans le tableau suivant:

Paramètres	Nom	Echelle	Valeur (N.on)	Valeur (N.off)
Capacité C _{gs} à V _{gs} = 0	C _{gs0}	^x W	2900 fF	390 fF
Capacité C _{gd} à V _{gd} = 0 (V _{ds} ≥ 1,5V)	C _{gd0}	^x W	1880 fF	263 fF
Capacité C _{gd} à V _{gd} = 0 (V _{ds} ≤ 1,5V)	C _{gd0}	^x W	2900 fF	390 fF
Coefficient de capacité de polarisation directe	FC	-	-1,35	0,875
Potentiel de grille	V _{bi}	-	0,8 V	0,324 V
Coefficient graduel	M	-	1,55	0,258

Tableau III.5

b) Caractéristiques dynamiques

Les caractéristiques du courant drain I_{ds}, en fonction de V_{gs} (paramètre V_{ds}) et de V_{ds} (paramètre V_{gs}), sont données sur les figures III.4-III.5 (en Normally off) et

CARACTERISTIQUES DU MODELE GRAND SIGNAL DU MESFET EN TECHNOLOGIE
 NORMALLY OFF POUR UNE LARGUEUR DE GRILLE DE 1mm ET UNE LONGUEUR DE 0,7 μm

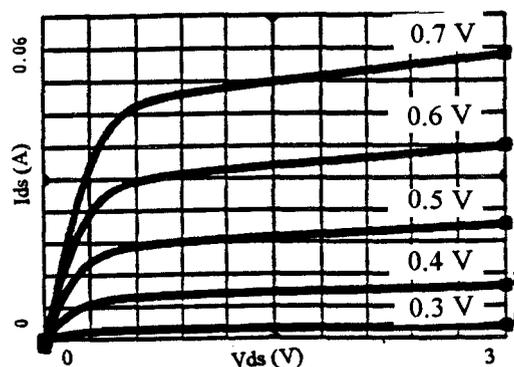


Figure III.4 : Caractéristique de I_{ds} en fonction de V_{ds} pour $0,3 \text{ V} \leq V_{gs} \leq 0,7 \text{ V}$.

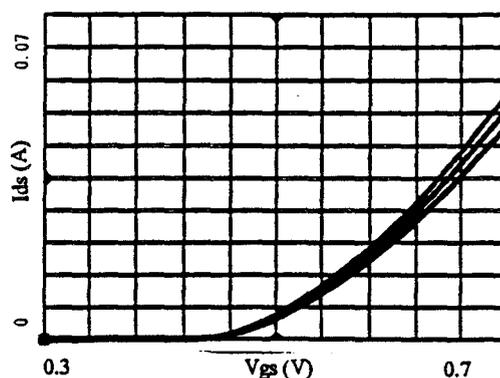


Figure III.5 : Caractéristique de I_{ds} en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 1 \text{ V}, 2 \text{ V}$ et 3 V .

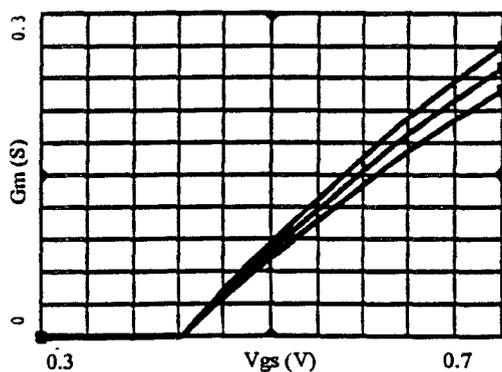


Figure III.6 : Variation de G_m en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 1 \text{ V}, 2 \text{ V}$ et 3 V .

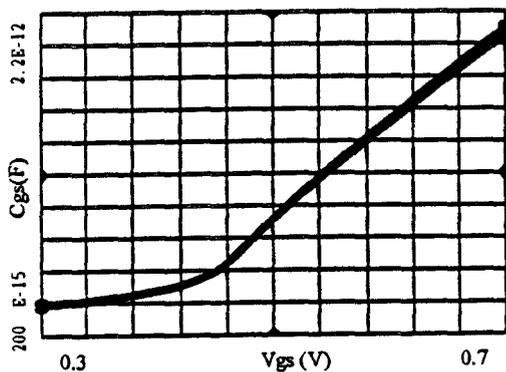


Figure III.7 : Variation de C_{gs} en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 1 \text{ V}, 2 \text{ V}$ et 3 V .

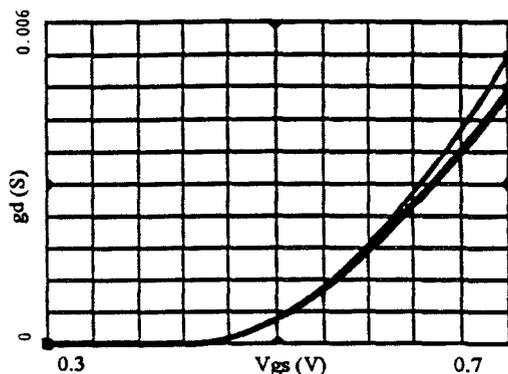


Figure III.8 : Variation de g_d en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 1 \text{ V}, 2 \text{ V}$ et 3 V .

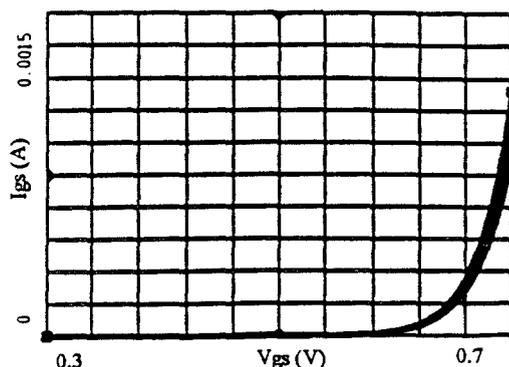


Figure III.9 : Caractéristique de I_{gs} en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 1 \text{ V}, 2 \text{ V}$ et 3 V .

III.10-III.11 (en Normally on). D'autre part, les variations de la transconductance G_m , de la capacité C_{gs} , de la conductance g_d et du courant grille I_{gs} en fonction de V_{gs} sont représentées sur les figures III.6, III.7, III.8, III.9 (en Normally off) et III.12, III.13, III.14 et III.15 (en Normally on).

c) Conclusion

On peut noter, d'après ces caractéristiques, qu'au courant de saturation I_{dss} la consommation des transistors normally off est réduite dans un rapport quatre par rapport à celle des transistors normally on. Ce facteur, constitue un élément essentiel dans la conception des circuits hyperfréquences destinés à une réalisation en circuit intégré.

En effet, un des circuits hyperfréquences à réaliser est l'amplificateur à grand gain, à faible bruit et à large bande. Par conséquent, il est très important de réduire la consommation de ses différents étages d'amplification, d'où le choix des transistors Normally off pour cette fonction. En outre, ces transistors ont aussi l'avantage d'avoir une valeur élevée de la transconductance G_m et de ce fait, nous les avons retenus également pour réaliser d'autres fonctions du dispositif, à savoir, la source de bruit et le détecteur dans le but de réduire leur consommation.

Cependant, les valeurs des éléments d'accès R_s et R_d des transistors Normally off étant plus élevées que celle des transistors Normally on, nous avons choisi ces derniers pour réaliser le modulateur hyperfréquence.

Ainsi, le choix des transistors Normally off pour la partie analogique et Normally on pour la partie digitale est bien justifiée.

III.3.1.3 Vérification des modèles des transistors par simulation

Afin de rendre directement utilisable, dans la conception du circuit intégré, les modèles petit et grand signal des transistors normally off (de la fonderie PML), nous les avons introduits dans l'outil de simulation MDS.

Dans ce but, il faut noter que cet outil de simulation nous permet d'utiliser plusieurs modèles non-linéaires de transistors à effet de champ, comme par exemple les modèles désignés par les appellations:

CARACTERISTIQUES DU MODELE GRAND SIGNAL DU MESFET EN TECHNOLOGIE NORMALLY ON POUR UNE LARGUEUR DE GRILLE DE 1mm ET UNE LONGUEUR DE 0,7 μm

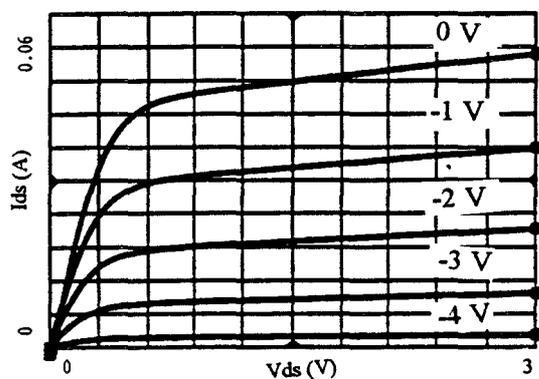


Figure III.10 : Caractéristique de I_{ds} en fonction de V_{ds} pour $-4 \text{ V} \leq V_{gs} \leq 0 \text{ V}$.

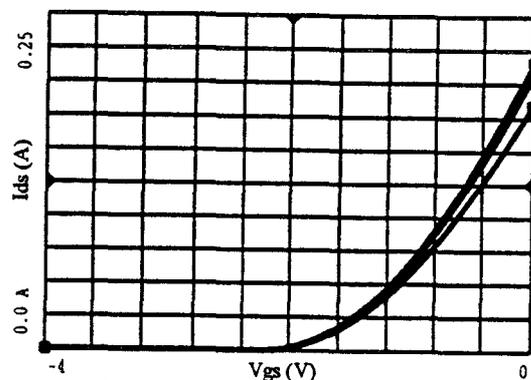


Figure III.11 : Caractéristique de I_{ds} en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 1 \text{ V}$, 2 V et 3 V .

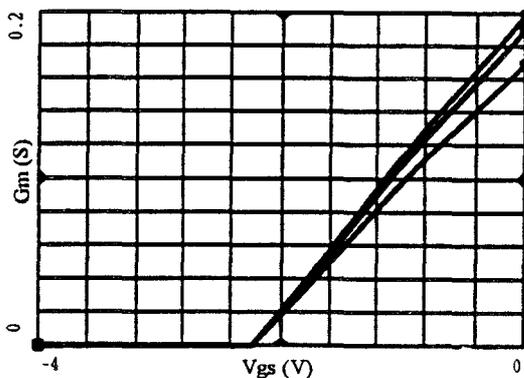


Figure III.12 : Variation de G_m en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 1 \text{ V}$, 2 V et 3 V .

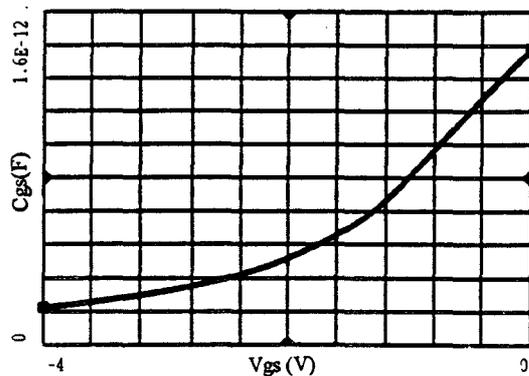


Figure III.13 : Variation de C_{gs} en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 1 \text{ V}$, 2 V et 3 V .

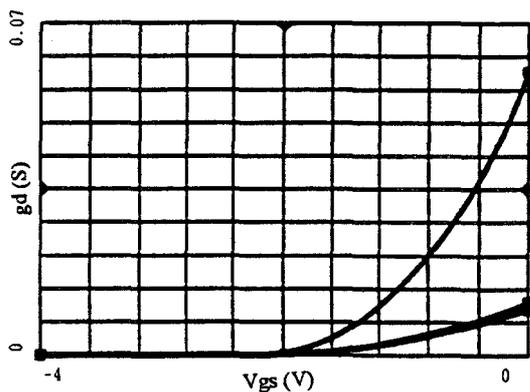


Figure III.14 : Variation de g_d en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 1 \text{ V}$, 2 V et 3 V .

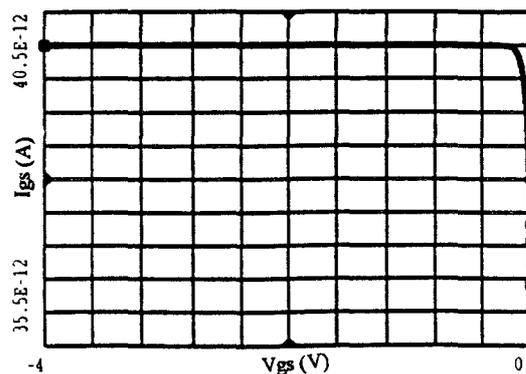


Figure III.15 : Caractéristique de I_{gs} en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 1 \text{ V}$, 2 V et 3 V .

- "Curtice cubic"
- "Curtice quadratique"
- "User define" (modèle utilisateur)

Dans notre cas, nous avons considéré le "modèle utilisateur", qui permet de définir toutes les équations non-linéaires propres au transistor considéré, sans faire aucune approximation. Remarquons que le modèle utilisateur, fait intervenir les charges relatives à la grille $Q_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$ et au drain $Q_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$ et non les capacités C_{gs} et C_{gd} . C'est pourquoi, nous avons en pratique, déterminé les expressions de Q_{gs} et Q_{gd} en procédant à l'intégration de C_{gs} et C_{gd} .

Nous avons également introduit le modèle petit signal de la fonderie PML, dans le simulateur MDS, en négligeant la self d'accès qui, aux fréquences de fonctionnement où nous travaillons, présente une très faible impédance. Afin de vérifier l'accord avec l'expérience, nous avons effectué une simulation des paramètres S des modèles petit et grand signal de 2 à 18 GHz, en considérant un transistor Normally off de 200 μm de large et de 50 μm de doigts de grille. Les résultats de cette simulation sont donnés sur les figures III.16-19. Si l'on compare ces résultats à ceux donnés par la caractérisation, on peut noter que le modèle petit signal est bien validé, par contre le modèle grand signal présente des écarts sur les paramètres S_{11} , S_{21} et S_{22} . Cette non concordance du modèle grand signal est dû à la non prise en compte dans ce modèle de la variation de la conductance g_d en fonction de la fréquence, c'est à dire du fait que la valeur de g_d mesurée en continu peut être très différente de celle mesuré en hyperfréquence.

Notons que dans la majorité des cas nous utiliserons le modèle linéaire petit signal et ce n'est que pour la simulation du détecteur, qu'il nous faudra utiliser le modèle grand signal en essayant de tenir compte, dans une certaine mesure, de son imperfection.

III.4 Caractéristiques en bruit des transistors MESFET

Le plus important problème que nous avons à résoudre, est celui d'obtenir un facteur de bruit aussi faible que possible. Dans ce contexte, il est utile de rappeler les formules de base, dues à Van Der Ziel (1962/1963) [31-32], qui sont couramment utilisées pour caractériser les principales sources de bruit d'un transistor à effet de champ. Ce sont d'une part, les densités de courants de bruit relatives au drain et à la grille du transistor:

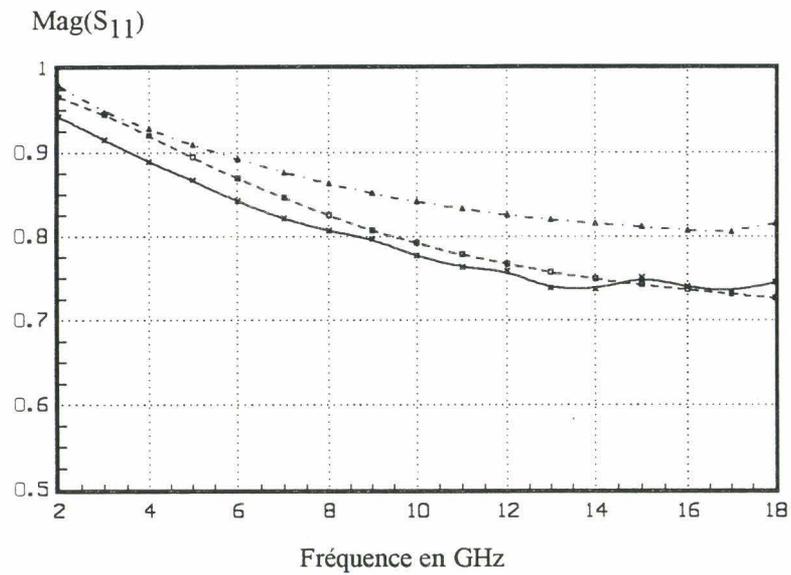


Figure III.16 : Comparaison entre les résultats de simulation et de caractérisation du paramètre S_{11}

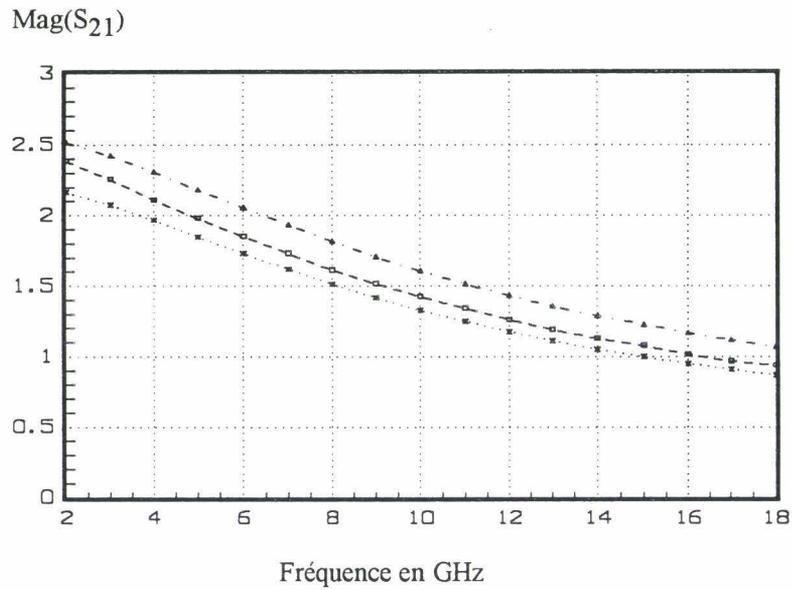


Figure III.17 : Comparaison entre les résultats de simulation et de caractérisation du paramètre S_{21}

- \blacktriangle - Résultats de simulation utilisant le modèle grand signal
- \blacksquare - Résultats de simulation utilisant le modèle petit signal
- \times - Résultats de caractérisation

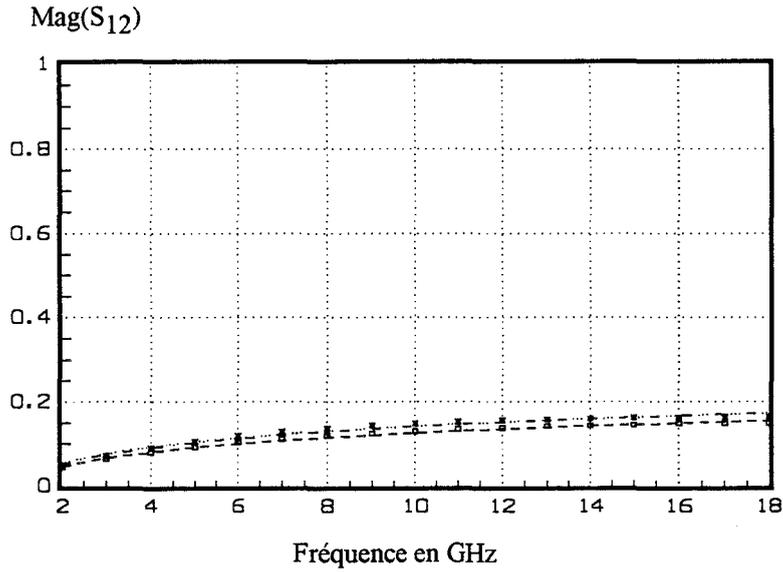


Figure III.18 : Comparaison entre les résultats de simulation et de caractérisation du paramètre S_{12}

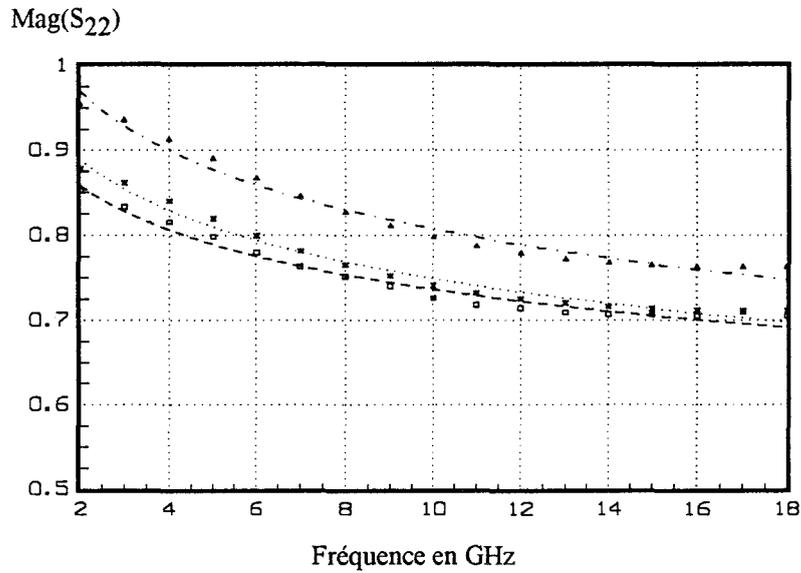


Figure III.19 : Comparaison entre les résultats de simulation et de caractérisation du paramètre S_{22}

- Δ - Résultats de simulation utilisant le modèle grand signal
- □ - Résultats de simulation utilisant le modèle petit signal
- × - Résultats de caractérisation

$$i_d^2 = 4kTg_m P \Delta f \quad (\text{III.8})$$

$$i_g^2 = 4kTC_{gs}^2 \omega^2 R \Delta f / g_m \quad (\text{III.9})$$

et d'autre part, la relation de définition du coefficient de corrélation C entre les deux courants de bruit i_g et i_d

$$C = \frac{i_g i_d^*}{\sqrt{i_d^2 i_g^2}} \quad (\text{III.10})$$

où

P et R sont deux coefficients sans dimension dépendant de la polarisation (Van der Ziel 1962/1963) qui vont nous permettre de modéliser le comportement en bruit du transistor; et k, T, Δf sont respectivement la constante de Boltzman, la température du semiconducteur constituant la zone active du transistor et la bande de fréquence utilisée.

Ce sont donc ces trois expressions que nous avons utilisé dans la modélisation du bruit du TEC. Nous associons alors au modèle petit signal du transistor, les deux sources de bruits en courant i_d ($i_d = \sqrt{i_d^2}$) et i_g ($i_g = \sqrt{i_g^2}$), ainsi que le terme de corrélation C entre i_d et i_g (figure III.20) et le bruit thermique produit par les différentes résistances d'accès (on admet que $T \neq T_0$ température ambiante).

III.5 Conception de l'amplificateur

Introduction

Dans le domaine des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences, il est très difficile de concevoir et réaliser un amplificateur hyperfréquence bien adapté (à 50 Ω), ayant un facteur de bruit très faible et présentant à la fois, une bande passante et un gain très élevés. Nous allons donc, concevoir un amplificateur hyperfréquence, susceptible de remplir les performances requises par le cahier des charges, du circuit intégré, que nous rappelons ci-dessous:

- Gain en puissance > 40 dB;
- Bande passante > 1 GHz;
- Facteur de bruit < 2 dB;

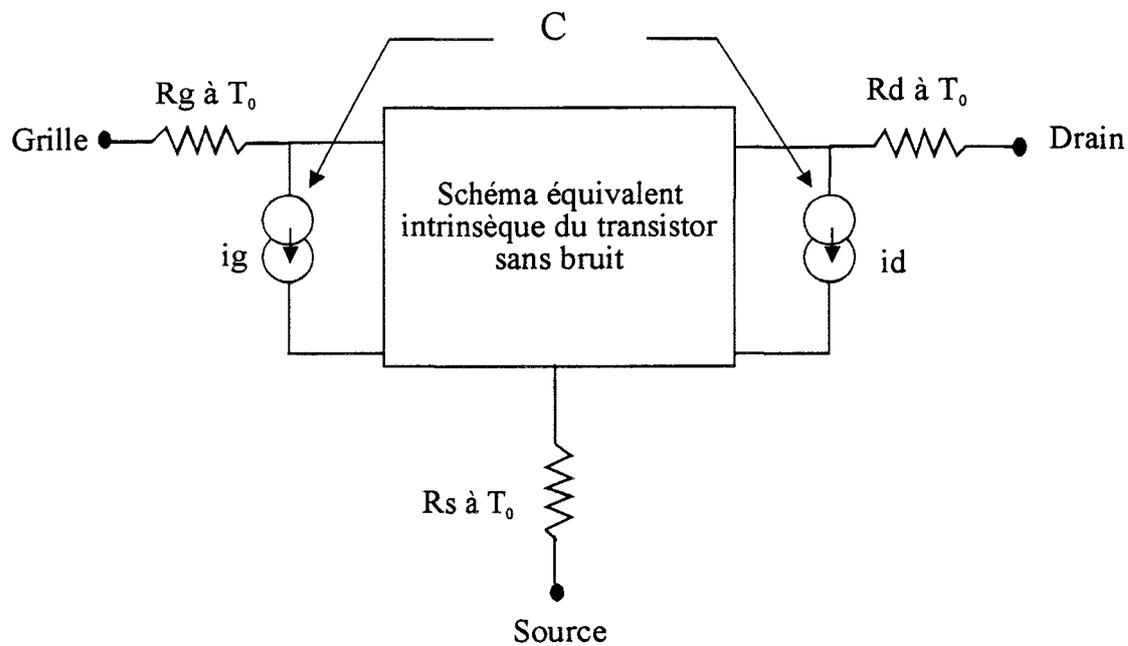


Figure III.20 : Schéma équivalent petit signal incluant les sources de bruit du transistor à effet de champ.

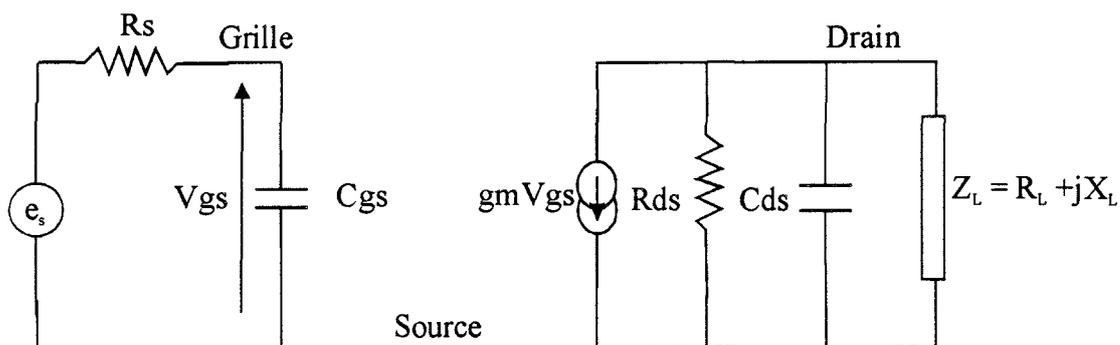


Figure III.21 : Schéma équivalent petit signal simplifié du transistor à effet de champ

- Coefficient de réflexion à l'entrée et à la sortie S_{11} et $S_{22} < -15$ dB;
- Fréquence centrale à 2,5 GHz;
- Faible consommation (si possible < 250 mW).

III.5.1 Présentation de l'étude de l'amplificateur

L'amplificateur hyperfréquence que nous allons concevoir sera composé essentiellement:

- d'un étage d'entrée, permettant l'adaptation et caractérisé par un très faible bruit (puisque ce seront les performances de ce premier qui détermineront essentiellement le facteur de bruit total du système);
- de quatre étages d'amplification, dans une large mesure, identiques constitués de TEC de largeurs différentes.

Il faut donc déterminer la structure optimale du schéma électrique correspondant à l'ensemble du circuit d'amplification. Pour ce faire, nous allons utiliser le logiciel de simulation MDS qui permet, pour cette fonction d'amplification:

- L'analyse des performances du gain, du facteur de bruit, des paramètres S et du facteur de stabilité;
- L'optimisation des valeurs de différents éléments du circuit d'amplification en vue d'obtenir les performances se rapprochant le plus possible de celles demandées par le cahier des charges.

III.5.1.1 Point de polarisation et gain maximum

Si l'on considère le schéma équivalent simplifié (figure III.21) d'un transistor à effet de champ chargé par l'impédance Z_L , on peut montrer que le gain maximum est obtenu lorsque:

$$X_L = 0 \quad \text{et} \quad \omega C_{gs} X_s = 1 \quad (\text{III.11})$$

avec

$$G_{T_{\max}} = 4 R_s R_L \frac{g_m^2}{R_s^2 C_{gs}^2 \omega^2 ((1 + R_L g_d)^2 + R_L^2 C_{ds}^2 \omega^2)} \quad (\text{III.12})$$

En conséquence, dans le but d'obtenir un maximum de gain au niveau de chaque étage d'amplification, nous introduisons d'une part, une inductance série à l'entrée de chaque étage et d'autre part, nous travaillons à un point de polarisation donnant une transconductance g_m importante. Cette dernière condition suppose que l'on doit travailler à une tension grille-source élevée. Cependant, au delà de la valeur $V_{gs} = 0,5 \text{ V}$ le courant drain I_d devient important et les performances en bruit risquent d'être mauvaises, d'autant plus qu'un courant de grille non négligeable peut augmenter encore le bruit émis par le transistor. C'est pourquoi, nous avons choisi un point de polarisation "dit optimum" pour tous les transistors d'amplification caractérisé par les valeurs suivantes:

$$V_{ds} = 3 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_{gs} = 0,5 \text{ V}$$

En ce point de polarisation, les valeurs des éléments du schéma équivalent extrinsèque du transistor, pour un doigt de grille de largeur 1 mm, sont:

Gm0 (mS)	Cgs0 (fF)	Cgd0 (fF)	Cds0 (fF)	Rgs0 (Ω)	Rds0 (Ω)	Td0 (pS)	Rd0 (Ω)	Rs0 (Ω)	Rg0 (Ω)
154	1491	159	219	0.4	144	3.1	1.7	1.7	60

Tableau III.6

III.5.1.2. Etude du facteur de bruit

a) Remarque préliminaire

Le facteur de bruit d'un amplificateur comportant plusieurs étages d'amplification de gain G_i et de facteur de bruit F_i est:

$$F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_2 G_1 + \dots + F_n - 1/G_n \dots G_2 G_1 \quad (\text{III.13})$$

Par conséquent, si le gain du premier étage est suffisamment grand, on peut considérer que la contribution des étages i avec $i \geq 2$ est négligeable devant celle de l'étage d'entrée.

C'est pourquoi, une attention toute particulière a été apportée en vue de déterminer les conditions pour lesquelles le facteur de bruit de l'étage d'entrée est minimum. Au préalable, il a fallu cependant déterminer les valeurs des paramètres de bruit du TEC normally off au point de polarisation "optimum" choisi.

b) Détermination des paramètres de bruit du MESFET

Lors de la conception de l'amplificateur, la fonderie PML nous a fourni les résultats de caractérisation en bruit d'un transistor normally off, de 200 μm de largeur, au point de polarisation retenu $V_{ds} = 3 \text{ V}$ et $V_{gs} = 0.5 \text{ V}$. En ce point de polarisation nous avons, en effet, pu disposer des variations en fonction de la fréquence des paramètres usuels: facteur de bruit minimum F_{min} , coefficient de réflexion optimal Γ_{opt} , résistance de bruit R_n et facteur de bruit F en fonction de la fréquence (dans la bande 2-18 GHz). En se basant sur ces résultats nous avons procédé à une première évaluation des paramètres de bruit P, R et C du TEC [33-36]:

$$P = 0,72 \qquad R = 0,2 \qquad C = 0,65$$

Disposant de ces trois paramètres, il nous a été possible de simuler le transistor en bruit, en ajoutant au modèle petit signal (cf figure III.3) des générateurs de bruit en courant, relatifs au bruit du courant grille et du courant drain caractérisés par les paramètres P, R et C donnés précédemment.

Afin d'étudier la "fiabilité" de la méthode, il nous a semblé intéressant de comparer les résultats obtenues expérimentalement par PML à ceux simulés par MDS. Les résultats obtenus sont représentés, pour un transistor de largeur 200 μm , sur les figures III.22-25, et on peut noter un accord tout à fait satisfaisant entre simulation et caractérisation expérimentale.

Après avoir défini le modèle de bruit des transistors normally off, nous allons maintenant étudier la structure optimale du premier étage d'amplification.

III.5.1.3 Premier étage d'amplification

Le choix de la structure optimale du premier étage d'amplification doit répondre aux caractéristiques principales suivantes :

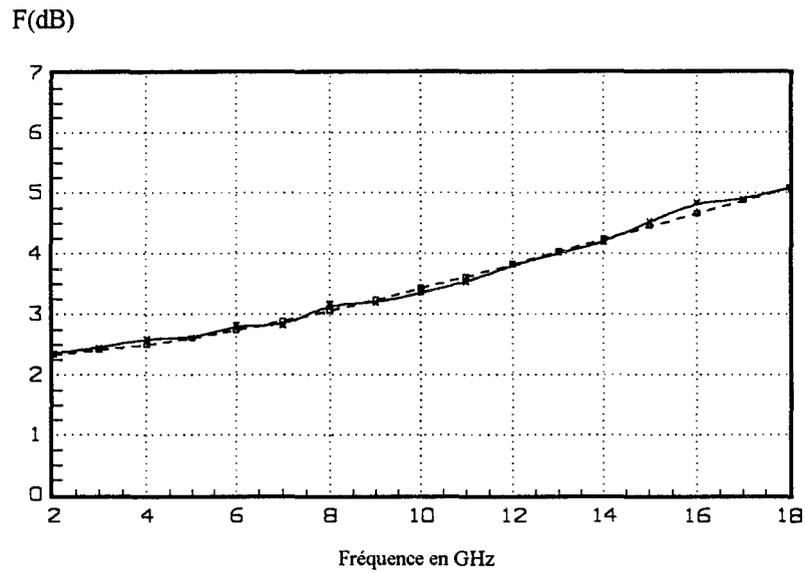


Figure III.22 : Comparaison entre les résultats de simulation et de caractérisation du Facteur de bruit F d'un MESFET normally off de 200 μm de largeur.

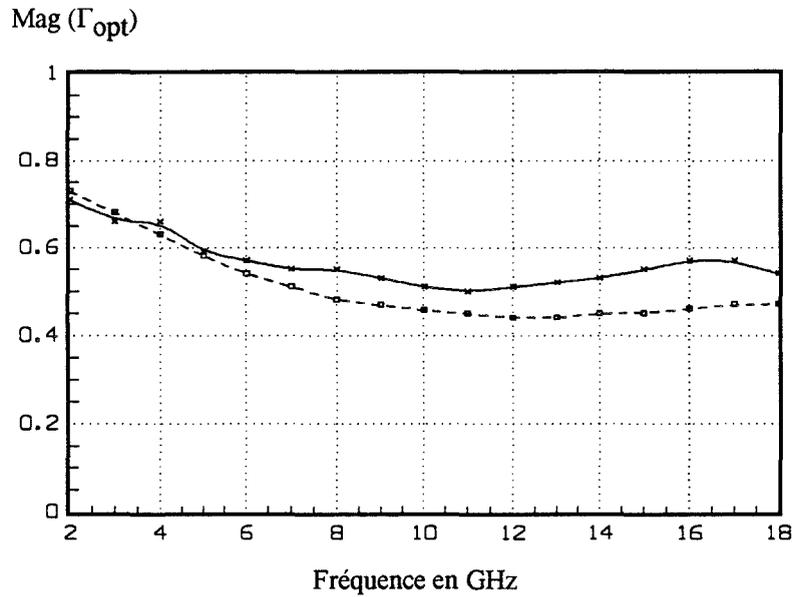


Figure III.23 : Comparaison entre les résultats de simulation et de caractérisation du paramètre de bruit Γ_{opt} d'un MESFET normally off de 200 μm de largeur

- □ - Résultats de simulation utilisant le modèle petit signal
- × - Résultats de caractérisation du MESFET

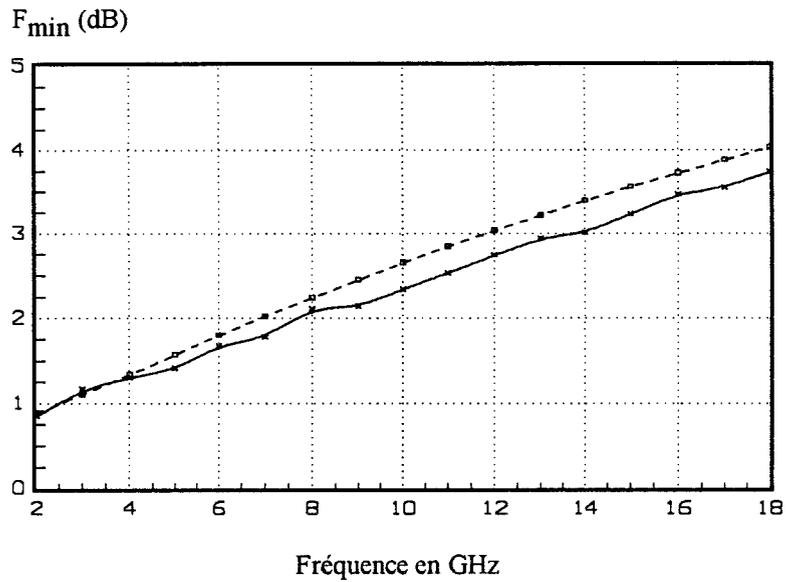


Figure III.24 : Comparaison entre les résultats de simulation et de caractérisation du facteur de bruit minimum d'un MESFET normally off de 200 μm de largeur

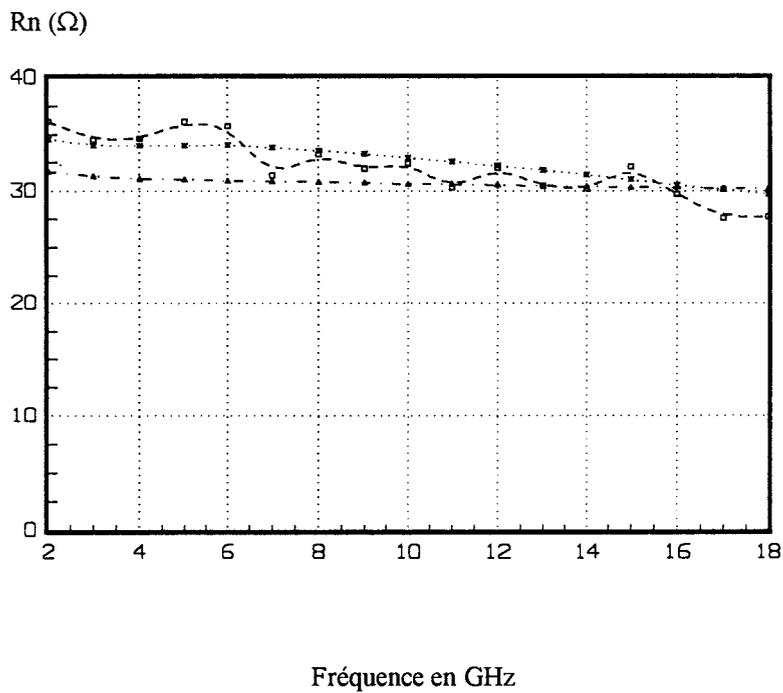


Figure III.25 : Comparaison entre les résultats de simulation et de caractérisation du paramètre de bruit R_n d'un MESFET normally off de 200 μm de largeur

- \square - Résultats de simulation utilisant le modèle petit signal
- \triangle - Résultats de caractérisation du MESFET

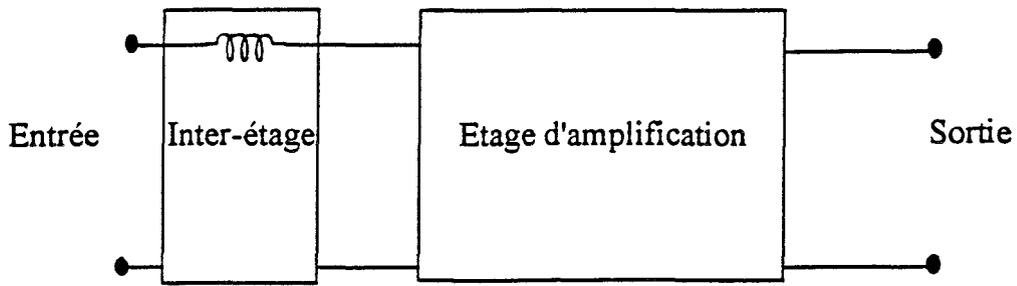


Figure III.26 : Adaptation inter-étage

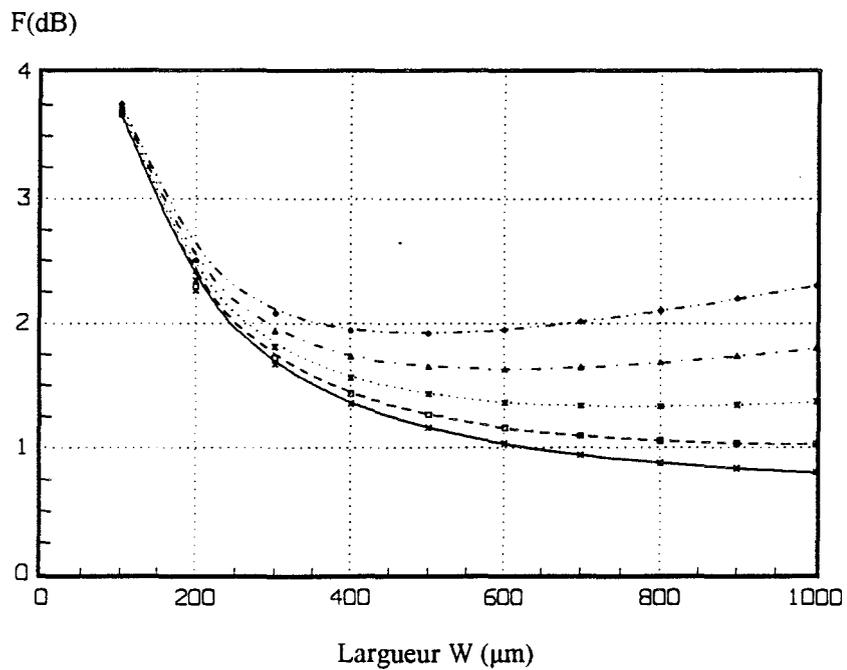


Figure III.27 : Evolution du facteur de bruit du transistor à effet de champ en fonction de la largeur W pour 1 doigt de grille de $50 \mu\text{m}$.

- ◆--- $f = 5$ GHz
- ▲--- $f = 4$ GHz
- ...■... $f = 3$ GHz
- $f = 2$ GHz
- ×— $f = 1$ GHz

- Paramètre $S_{11} < -15$ dB;
- Facteur de bruit < 2 dB;
- Gain maximum;
- Coupure en basses fréquences;
- Large bande.

L'adaptation à l'entrée du premier étage, aux fréquences de travail, peut être obtenue à condition de compenser la capacité C_{gs} par une self de même impédance (Figure III.26). Cette self sera donc d'autant plus faible et donc plus facile à réaliser que le transistor est large. On peut donc conclure, que pour obtenir aisément une bonne adaptation à l'entrée du premier étage il faut utiliser un transistor de grande largeur.

Par ailleurs le facteur de bruit du TEC dépend des paramètres du transistor Γ_{opt} , R_n , F_{min} et du coefficient de réflexion Γ_s [37]. C'est ainsi que, pour obtenir un facteur de bruit faible il faut présenter un coefficient de réflexion Γ_s à l'entrée grille du transistor égal au coefficient de réflexion optimum Γ_{opt} [38]; ce n'est que lorsque cette condition est vérifiée que le facteur de bruit du transistor est égal au facteur de bruit minimum ($F = F_{min}$).

C'est pourquoi, il nous faut choisir la largeur W du TEC de façon à ce que cette condition soit la mieux respectée possible. Dans ce but, utilisant MDS, nous avons dans un premier temps simulé le facteur de bruit du transistor à effet de champ, lorsqu'il est chargé sur 50Ω et sans aucun circuit d'adaptation à l'entrée, en faisant varier sa largeur W . Les résultats de cette simulation sont représentés figure III.27 aux différentes fréquences 1, 2, 3, 4, et 5 GHz. Ces évolutions montrent qu'il existe une largeur optimale ($W = 600 \mu m$) pour laquelle le facteur de bruit est minimum à la fréquence $f = 3$ GHz où nous obtenons :

$$F = 1.35 \text{ dB}$$

ce qui n'est pas trop loin du facteur de bruit minimum de ce transistor :

$$F_{min} = 0.98 \text{ dB}$$

Nous avons pu noter par ailleurs, que cette largeur du transistor permet aussi de réaliser une adaptation à l'entrée qui n'est pas très mauvaise (de l'ordre de -8 dB) mais reste quand même insuffisante dans notre cas.

Enfin, la coupure du gain qu'il est nécessaire d'établir en basses fréquences peut être réalisée par introduction d'une self au niveau du drain du TEC du premier étage. Par ailleurs, aux fréquences plus élevées le gain du premier étage aura tendance à

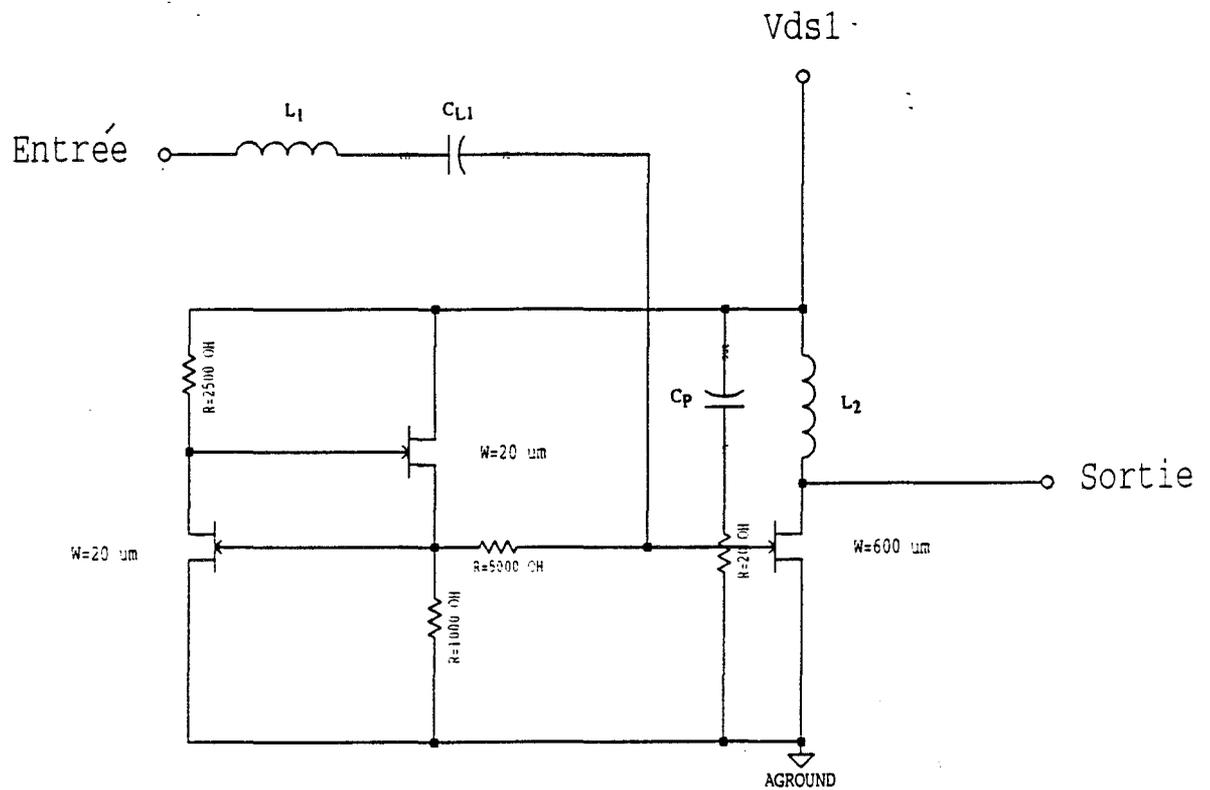


Figure III.28 : Premier étage d'amplification

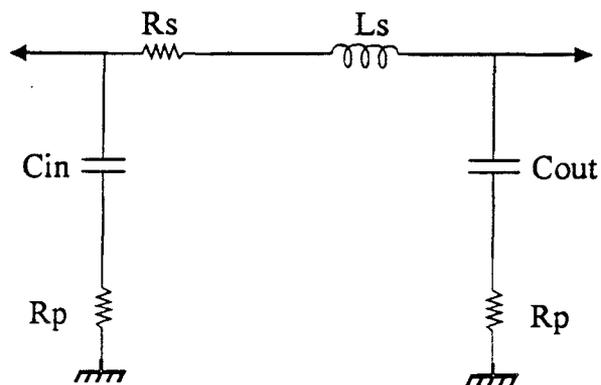


Figure III.29 : Schéma équivalent d'une inductance spirale

augmenter et donc ce comportement sera en faveur d'une large bande. Cependant, ces inductances présentent deux inconvénients qui sont d'une part, la place importante qu'elles occupent dans le circuit intégré et d'autre part, les pertes résistives qu'elles engendrent. Par conséquent, nous allons être obligés de limiter leurs valeurs.

En conclusion, afin de prendre en compte toutes ces considérations, nous allons introduire une inductance série au niveau de la grille du transistor du premier étage, en réalisant un compromis entre une adaptation au bruit minimum et une adaptation à 50Ω . Nous allons également introduire une inductance au niveau du drain du transistor en réalisant cette fois-ci un compromis entre la coupure du gain à réaliser aux basses fréquences et la nécessité d'obtenir une bande passante importante.

III.5.1.4 Schéma électrique du premier étage

Nous présentons sur la figure III.28, le schéma électrique final du premier étage auquel on adjoint les capacités de liaisons C_{Li} , de découplages C_{pi} , ainsi qu'un circuit de polarisation classique [39], constitué de deux transistors de $20\ \mu\text{m}$ de largeur de grille, qui permet la polarisation automatique de la grille de chaque étage. Les capacités C_{Li} et C_{p1} sont choisies telles que:

$$C_{Li} = 10C_{gs} \quad \text{et} \quad C_{p1} = 10\ \text{pF}$$

III.5.1.5 Schéma électrique complet du premier étage

Pour d'éviter d'avoir des résultats de simulation trop optimistes, nous avons adjoint au schéma électrique du premier étage les éléments parasites des composants de la fonderie PML, à savoir les schémas équivalents, fournis par la fonderie PML, des composants passifs (inductance, capacité) et des plots de masse et d'alimentation. Nous avons aussi pris en compte les selfs de thermocompressions au niveau des plots de masse et d'alimentation des différents étages. Enfin, nous avons adjoint une résistance série de $20\ \Omega$ entre la capacité de découplage du drain du transistor et la self de thermocompression de l'alimentation, afin de diminuer au maximum le coefficient de qualité Q du circuit LC [39].

Avant de passer à la simulation du premier étage, il nous paraît intéressant de donner le schéma équivalent (figure III.29) et l'ordre de grandeur de la taille et des éléments parasites d'une inductance spirale en particulier pour une valeur de $1\ \text{nH}$:

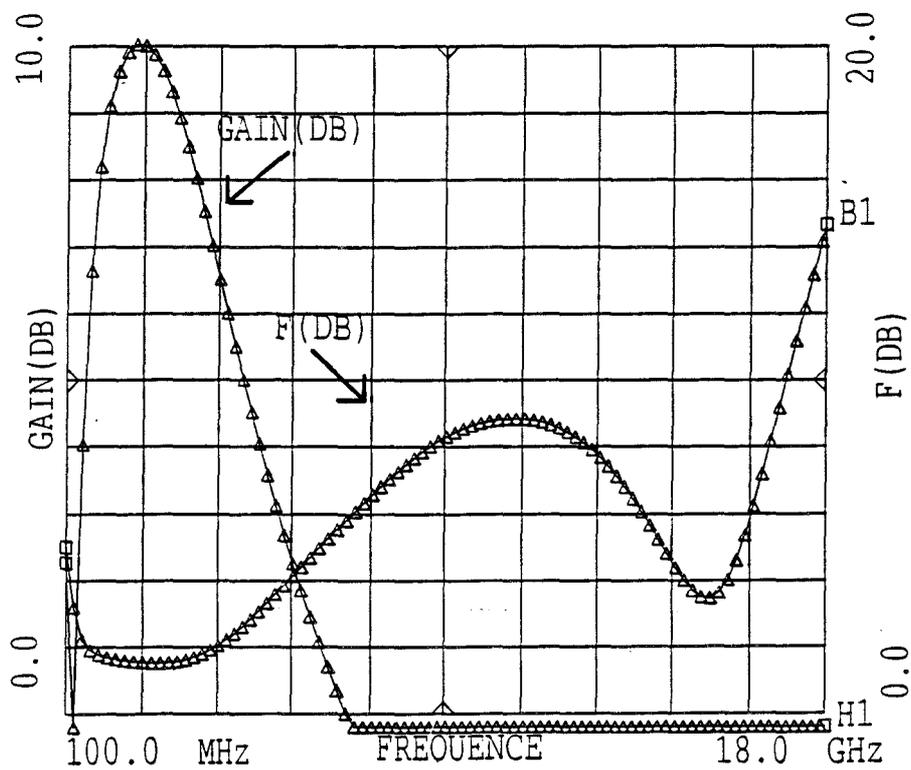


Figure III.30 : Evolution du Gain et Facteur de bruit du premier étage d'amplification dans la bande 0.1-18 GHz.

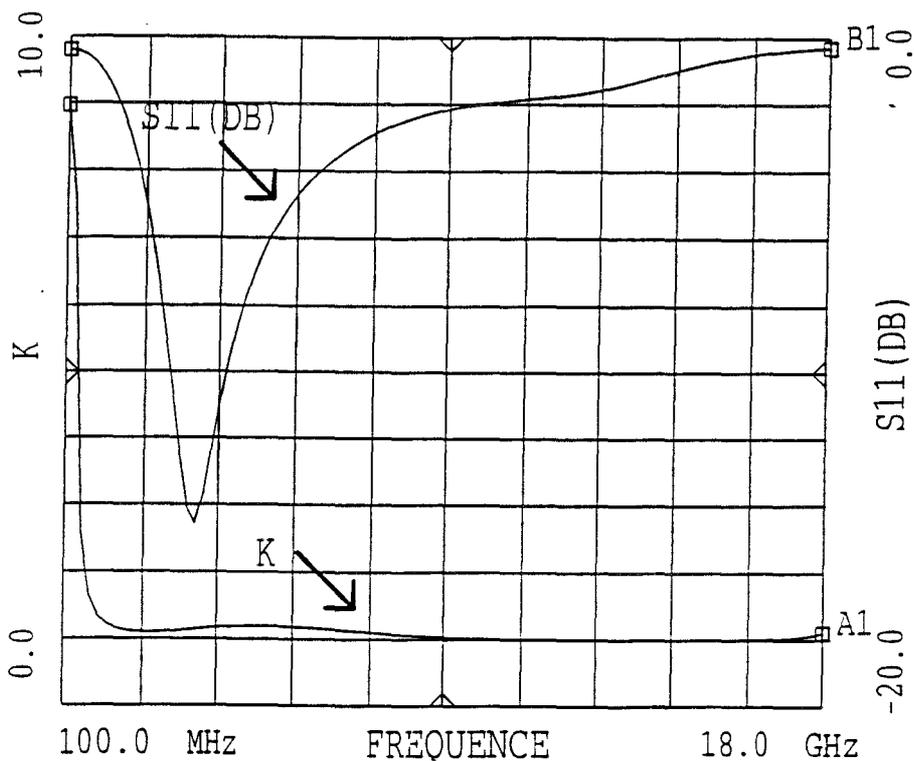


Figure III.31 : Evolution du paramètre S_{11} et de la stabilité du premier étage d'amplification dans la bande 0.1-18 GHz.

- Si l'on considère une largeur de métallisation de 15 μm , la taille d'une inductance spirale de 1 nH est de 170 μm carrée et les valeurs de ses éléments parasites sont:

$$R_s = 2,5 \Omega \quad R_p = 17 \Omega \quad C_{in} = 28 \text{ fF} \quad \text{et} \quad C_{out} = 22 \text{ fF}$$

- Si l'on considère une largeur de métallisation de 5 μm , la taille d'une inductance spirale de 1 nH est de 100 μm carrée et les valeurs de ses éléments parasites sont:

$$R_s = 6,4 \Omega \quad R_p = 22 \Omega \quad C_{in} = 12,8 \text{ fF} \quad \text{et} \quad C_{out} = 10 \text{ fF}$$

D'après ces valeurs, il est donc clair que nous avons intérêt à utiliser des inductances spirales de 15 μm de largeur de métallisation pour le premier étage malgré la grande place qu'elles occupent.

III.5.1.6 Simulation et résultats

Le premier étage d'amplification est finalement un étage clé de l'amplificateur. Il permet, en effet, de fixer les performances essentielles de l'amplificateur. C'est pourquoi, nous effectuons une optimisation sur les valeurs de la capacité de liaison C_{L1} et des inductances utilisées L_1 et L_2 afin d'obtenir un bon compromis entre adaptation, gain et facteur de bruit, dans la bande de fréquence souhaitée 2-4 GHz. On obtient donc les valeurs suivantes:

$$L_1 = 2,7 \text{ nH} \quad L_2 = 4,8 \text{ nH} \quad \text{et} \quad C_{L1} = 5,8 \text{ pF}$$

• Résultats

Nous présentons donc, sur les figures III.30 et III.31, les performances en bruit, gain et adaptation du premier étage d'amplification chargé sur 50 Ω , dans la gamme de fréquence 100 MHz à 18 GHz.

Nous obtenons d'une part, un facteur de bruit compris entre 1.5 et 1.7 dB dans la bande de fréquence 2-4 GHz. On note, que ce facteur de bruit est du même ordre de grandeur que le facteur de bruit minimum F_{min} . On peut donc conclure que la condition $\Gamma_{opt} \approx \Gamma_S$ n'est pas très loin d'être réalisée. D'autre part, l'adaptation à l'entrée

du premier étage est inférieur à -10 dB entre 2.5 et 3.5 GHz. On conclue donc, qu'un compromis entre faible facteur de bruit et adaptation à l'entrée du premier étage est réalisé. Cependant, le gain du premier étage n'est pas maximum dans la bande de faible bruit. Toutefois, ces performances peuvent être recentrées autour de la bande de fréquence de fonctionnement de l'amplificateur lors de la conception des autres étages d'amplification.

Nous avons aussi remarqué, que le facteur de stabilité K du premier étage est supérieur ou égal à 1 dans une très large bande variant de 100 MHz à 18 GHz. Cependant, ce facteur de stabilité nous a semblé insuffisant. En effet, comme nous présentons différents coefficients de réflexion à l'entrée du capteur, pouvant varier de 0 à 1, nous avons opté dans la configuration finale, que nous décrirons, pour une stabilité inconditionnelle de tous les étages d'amplification

III.5.1.7 Schéma électrique de l'ensemble de l'amplificateur

Rappelons ici, que le gain souhaité de l'amplificateur est de l'ordre de 40 dB. Par conséquent, compte tenu que le gain du premier étage est de l'ordre de 10 dB, le choix de cinq étages d'amplification nous semble suffisant.

En conséquence, nous allons garder la même structure d'étage que celle défini pour le premier étage d'amplification. Cependant, la taille des transistors sera modifiée de façon à obtenir la bande la plus large possible et une bonne adaptation à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur.

Il faudra, par ailleurs, réaliser une adaptation inter-étage, de façon à obtenir un gain de transfert maximum. Cette adaptation se fera à l'aide d'inductances série connectées à l'entrée de chaque étage. La sortie de l'amplificateur sera adaptée par un circuit, constitué d'éléments réactifs selfiques et capacitifs, pour permettre une caractérisation aisée de l'amplificateur.

III.5.1.8 Optimisation et résultats

Les différents éléments réactifs des circuits d'adaptation seront optimisés pour obéir au mieux aux critères d'adaptation et de gain énoncés dans le cahier des charges.

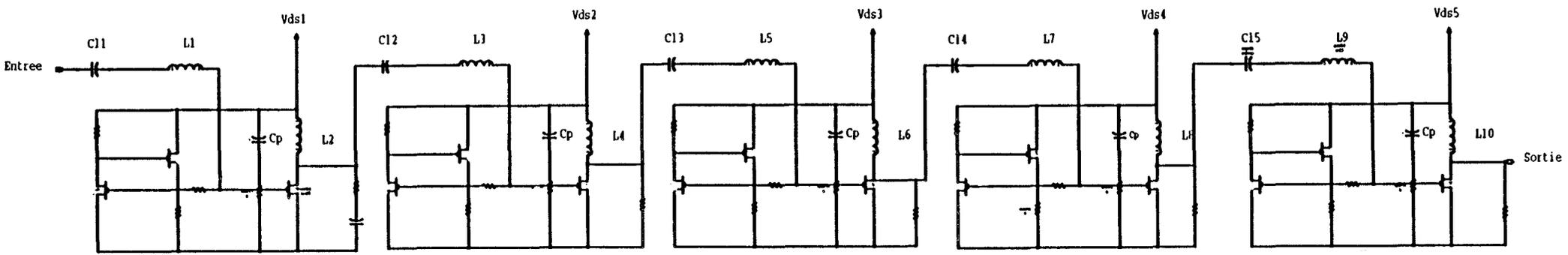


Figure III.32 : Schéma électrique de l'amplificateur hyperfréquence à cinq étage.

Cependant, nous avons remarqué que les résistances de fuite des inductances du deuxième étage dégradait le facteur de bruit de l'amplificateur. C'est pourquoi, nous avons choisi pour le deuxième étage des inductances de même largeur que celle du premier étage malgré la place non négligeable qu'elles occupent.

C'est ainsi que, dans cette phase de développement du capteur de température nous avons préféré favoriser les performances du circuit intégré plutôt que l'encombrement en respectant bien évidemment les normes, sur la taille des MMIC, fixées par la fonderie PML.

Rappelons que les largeurs W des transistors des différents étages sont données dans le tableau suivant:

	1 ^{er} étage	2 ^{ème} étage	3 ^{ème} étage	4 ^{ème} étage	5 ^{ème} étage
W (μm)	600	500	200	200	200

Tableau III.7

Rappelons que les largeurs des deux premiers étages sont élevées afin de réaliser les conditions d'adaptation et de facteur de bruit minimum, tandis que pour les derniers étages, les largeurs ont été choisies et réalisées de façon à pouvoir élargir la bande de fonctionnement de l'amplificateur et à occuper une place minimale.

Par ailleurs, nous avons simulé chaque étage d'amplification séparément, lorsqu'ils sont chargés à l'entrée et la sortie sur 50Ω , afin de voir si la stabilité inconditionnelle est respectée. Nous avons donc pu noter que la condition de stabilité inconditionnelle n'est pas réalisée dans toute cette bande.

Afin de rendre tous ces étages inconditionnellement stables, nous avons introduit entre le drain et la source de chaque étage une résistance de valeur relativement élevée, qui permet de rendre le facteur de stabilité K , relatif à chaque étage, strictement supérieur à 1. Ainsi, nous avons pu vérifier cette condition en engendrant, cependant, une diminution du gain de chaque étage (de l'ordre de 0.5 dB par étage) et une dégradation de l'ordre de 0.3 dB du facteur de bruit de l'amplificateur.

En utilisant cette solution, le schéma définitif retenu pour l'amplificateur est représenté figure III.32. Ses performances en gain, bruit et adaptation sont données sur les figures III.33 et III.34.

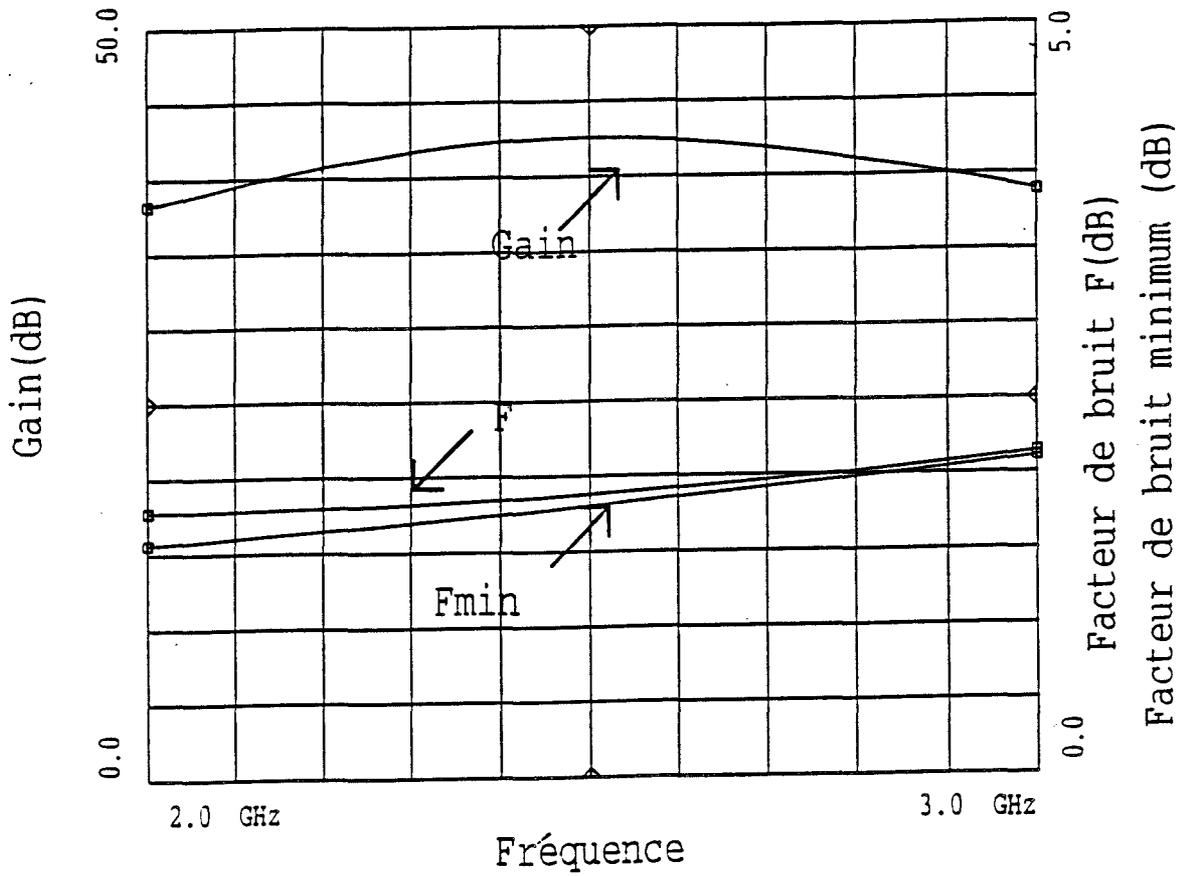


Figure III.33 : Evolution du Gain, du Facteur de bruit et du Facteur de bruit minimum de l'amplificateur hyperfréquence dans la bande 2 à 3 GHz.

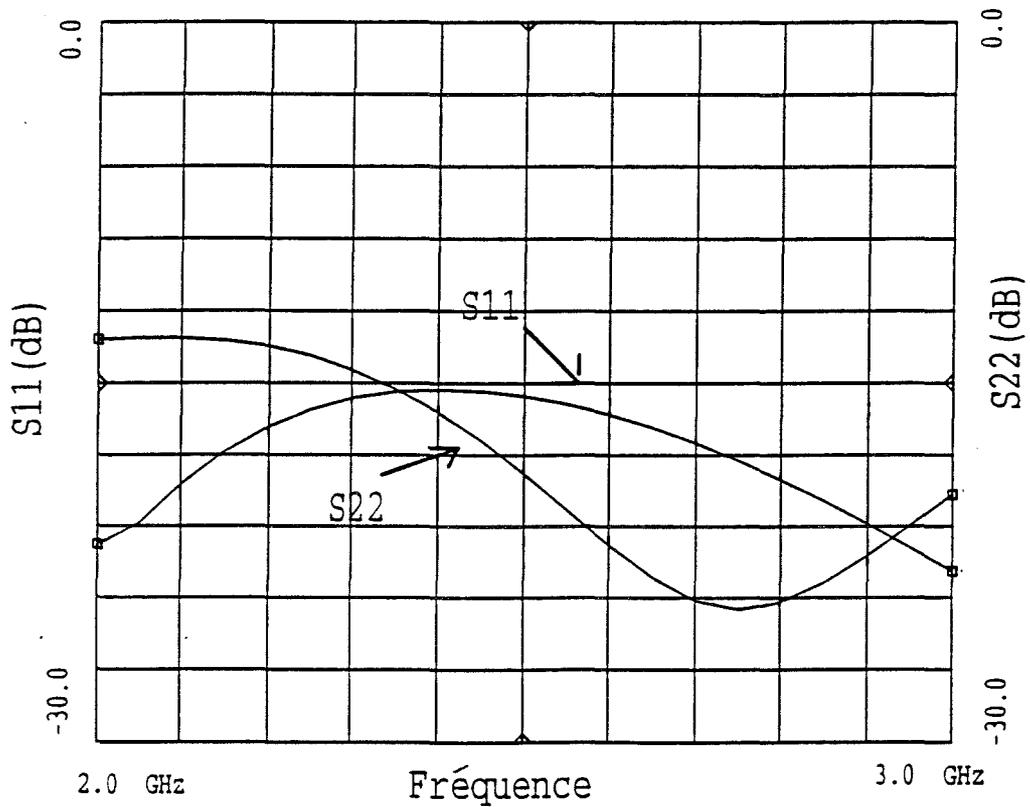


Figure III.34 : Evolution des paramètres S11 et S22 de l'amplificateur hyperfréquence dans la bande 2-3 GHz.

III.5.1.9 Conclusion

Les performances obtenues pour l'amplificateur hyperfréquence sont les suivantes :

- une bande de fonctionnement, B, de 1 Ghz (comprise entre 2 et 3 Ghz);
- un facteur de bruit, F, variant de 1.62 dB à 1.97 dB qui reste très proche de F_{min} ;
- un gain dans la bande variant de 41 à 44 dB;
- une adaptation de l'amplificateur meilleure que 20 dB à l'entrée et meilleure que 12 dB à la sortie.

Il apparait ainsi que nous avons réalisé un bon compromis entre toutes les performances requises.

III.6 Conception du modulateur

Introduction

Le modulateur est un interrupteur à quatre voies dont l'une des voies est passante quand les autres restent bloquées. Il se situe en amont de l'amplificateur hyperfréquence. Son facteur de bruit est donné par ses pertes d'insertion. Il faut donc minimiser ces pertes, qui s'ajoutent directement au bruit de la chaîne d'amplification.

A la lumière de l'étude faite au chapitre II, les objectifs fixés pour le modulateur à quatre voies dans la bande de fonctionnement sont:

- Pertes d'insertion ≤ 1 dB;
- Isolation ≥ 20 dB;
- Adaptation à l'entrée ≤ -15 dB;
- Adaptation à la sortie ≤ -15 dB.

Nous allons donc chercher une structure optimale du modulateur permettant de donner les performances précitées.

III.6.1 Choix de la structure du modulateur

Lors de la conception du modulateur, il nous est apparu intéressant d'utiliser le transistor à effet de champ en régime de commutation. En effet, si l'on présente, au niveau de la grille du TEC une tension grille très inférieure à la tension de pincement du transistor, celui-ci est dit bloqué et ne laisse passer aucun courant entre son drain et sa source. Par contre, si l'on présente au niveau de la grille du TEC une tension grille très supérieure à la tension de pincement du transistor, celui-ci est dit passant et laisse passer le courant entre la source et le drain de ce dernier.

La structure du modulateur sera cependant essentiellement constituée de transistor TEC commandés en tension au niveau des grilles. Ainsi, le principe de fonctionnement du modulateur consiste à avoir pendant un temps généralement très court (de l'ordre de 1 ms) une voie passante et trois voies bloquées afin de mesurer successivement les signaux en provenance de chaque voie.

III.6.1.1 Schéma équivalent et polarisation des Transistors

Le schéma équivalent d'une voie du modulateur est présenté figure III.35. On peut noter, que les pertes d'insertion de ce dernier vont dépendre surtout des résistances d'accès R_d et R_s du transistor et de la résistance drain-source R_{ds} . En conséquence, nous avons intérêt à utiliser des TEC à très faible résistance d'accès. Les transistors normally on, remplissent cette condition.

D'autre part, la résistance R_{ds} dépend du point de polarisation de la grille. C'est pourquoi, le choix du point de polarisation est minimum pour la voie passante et maximum pour la voie bloquée. Ainsi, nous avons choisi une tension $V_{gs} = -5$ V pour la voie bloquée et une tension $V_{gs} = 0$ V pour la voie passante.

III.6.1.2 Pertes d'insertion et isolation

Pour diminuer les pertes d'insertion du modulateur, il faut diminuer la résistance R_{ds} du transistor et par conséquent augmenter sa largeur. Cependant l'isolation est d'autant meilleure si les capacités C_{ds} , C_{gs} et C_{gd} sont faibles, dans ce cas il faut plutôt diminuer la largeur W . En conséquence, un compromis entre l'isolation et les

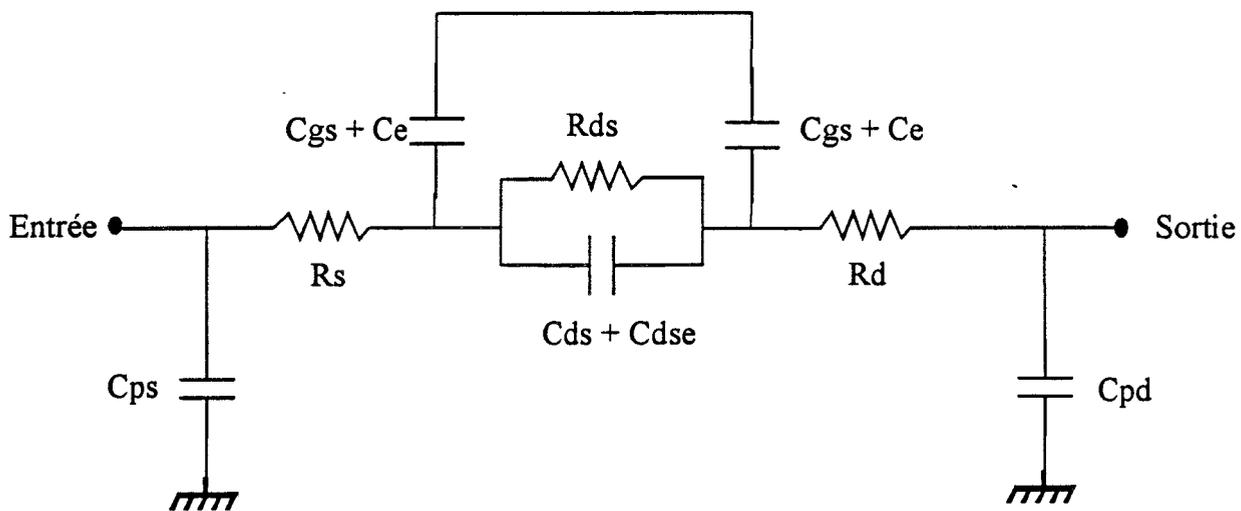


Figure III.35 : Schéma équivalent d'une voie du modulateur

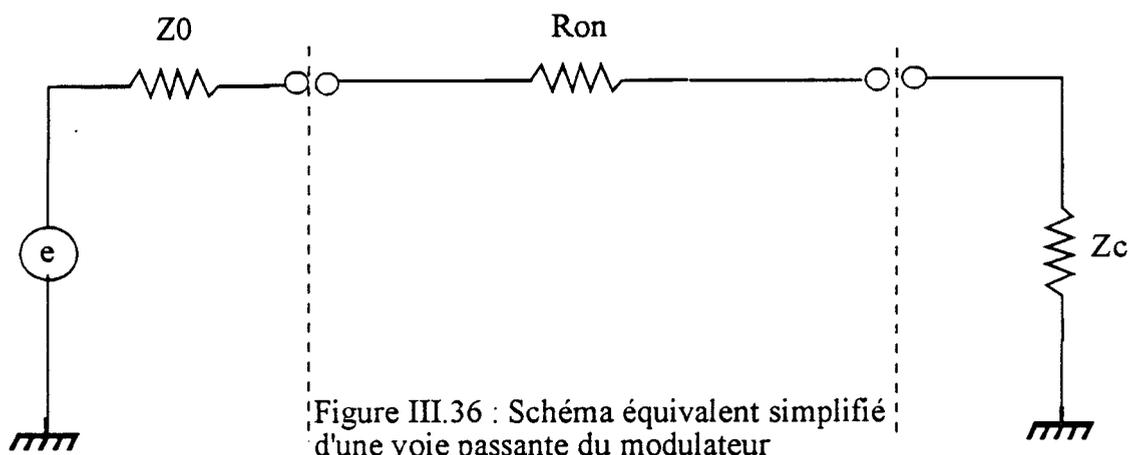


Figure III.36 : Schéma équivalent simplifié d'une voie passante du modulateur

pertes d'insertion du modulateur semble nécessaire. C'est pourquoi, nous allons tout d'abord calculer les pertes d'insertion (P) et l'isolation (I) d'une voie du modulateur.

a) voie passante

Considérons les éléments du schéma équivalent d'une voie passante du modulateur. Les effets capacitifs peuvent être négligés aux fréquences de fonctionnement devant la résistance R_{on} ($R_{on} = R_{ds} + R_d + R_s$). Ainsi, nous présentons figure III.36 le schéma simplifié d'une voie passante du modulateur chargé à l'entrée par un générateur, e , en série avec une résistance $Z_0 = 50 \Omega$ et à la sortie une charge $Z_c = 50 \Omega$. Les pertes d'insertion (P) sont évaluées par le module du rapport des tensions V_{on} (lorsque R_{on} est non nulle) et V_{cc} (lorsque R_{on} est nulle).

d'où

$$P = \frac{|V_{on}|}{|V_{cc}|} = \frac{Z_0 + Z_c}{(Z_0 + Z_c + R_{on})} \quad (III.14)$$

Ainsi, nous présentons figure III.37 l'évolution des pertes d'insertion d'une voie passante du modulateur, en fonction de la largeur W du transistor, calculées à partir de l'expression ci-dessus et simulées à partir du schéma équivalent de la figure III.35 en incluant les capacités parasites dues aux plots de grille, drain et source (C_e , C_{ps} , C_{pd} et C_{dse})

On note cependant que plus la largeur W est importante plus les pertes d'insertion sont faibles et indépendantes de la fréquence. Le schéma équivalent simplifié de la figure III.36 est donc justifié.

b) voie bloquée

Considérons maintenant le schéma équivalent d'une voie bloquée du modulateur, l'effet capacitif est prépondérant sur la résistance R_{off} ($R_{off} = R_{ds} + R_d + R_s$), le schéma équivalent de la voie bloquée est donc réduit à une capacité C_{off} .

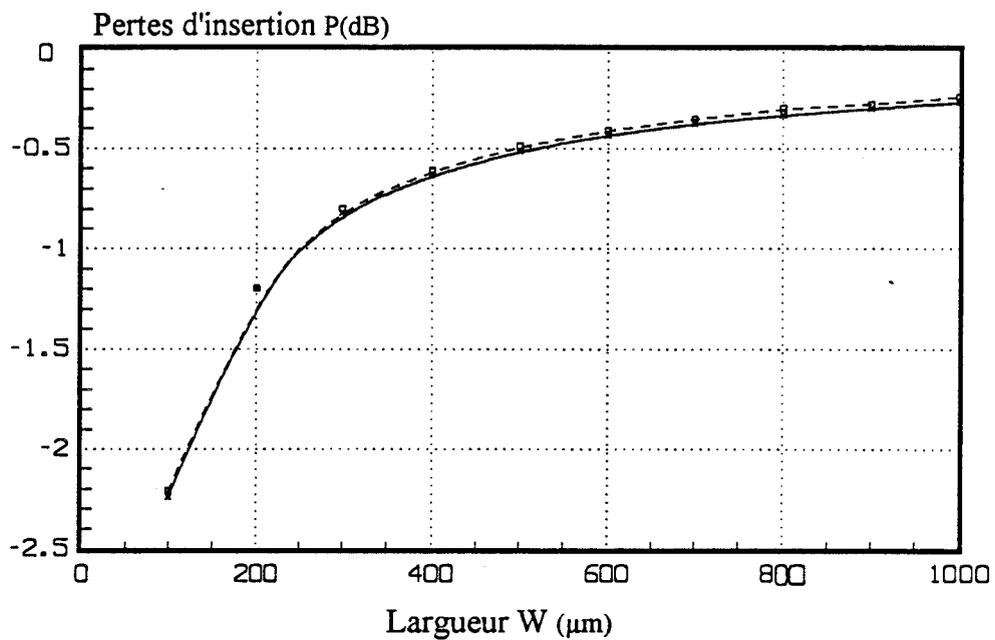


Figure III.37 : Pertes d'insertion d'une voie passante du modulateur calculées et simulées à la fréquence $F = 3$ GHz en fonction de la largeur W du transistor.
 - □ - Calcul
 - × - Simulation

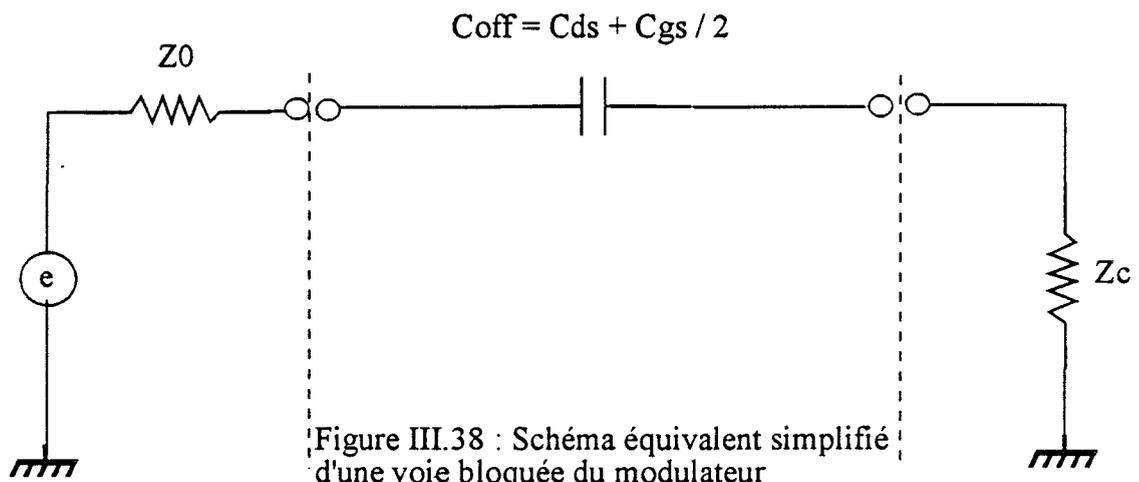


Figure III.38 : Schéma équivalent simplifié d'une voie bloquée du modulateur

La figure III.38, présente une voie bloquée du modulateur chargée à l'entrée par un générateur de tension, e , en série avec une résistance interne $Z_0 = 50 \Omega$ et à la sortie par une charge $Z_c = 50 \Omega$. L'isolation (I) est donnée par le rapport entre les modules des tensions V_{off} (lorsque C_{off} est non nul) et V_{cc} (lorsque C_{off} est nul) :

d'où

$$I = \frac{|V_{off}|}{|V_{cc}|} = \frac{(Z_0 + Z_c) C_{off} \omega}{\sqrt{1 + (Z_0 + Z_c)^2 C_{off}^2 \omega^2}} \quad (III.15)$$

Comme précédemment, nous présentons figure III.39, l'isolation d'une voie bloquée du modulateur en fonction de la largeur W du TEC. Cette isolation est calculée par l'expression ci-dessus et simulée à partir du schéma équivalent de la figure III.35. On note que contrairement aux pertes d'insertion, l'isolation est d'autant meilleure que la largeur du transistor est faible.

Nous allons donc réaliser un compromis entre l'isolation et les pertes d'insertions pour le modulateur à quatre voies.

III.6.2 Modulateur à 4 voies

Le dispositif correspondant au modulateur à quatre voies est beaucoup plus complexe qu'un simple modulateur. Ainsi, dans l'évaluation de ses performances globales, il faut impérativement tenir compte des circuits des alimentations et du couplage entre le modulateur étudié et les trois autres commutateurs. En conséquence, les résultats que nous venons d'obtenir jusqu'à maintenant ne peuvent être considérés que préliminaires. En pratique, le modulateur à quatre voies que nous voulons réaliser sera constitué de quatre TEC identiques commandés en tension au niveau des grilles schottky. Son schéma synoptique est présenté figure III.40. Dans ce schéma, les grilles des transistors sont reliées au circuit de polarisation par une résistance de valeur élevée ($R = 10 \text{ k}\Omega$) afin d'empêcher le passage du signal hyperfréquence. Par ailleurs, les résistances de $5 \text{ k}\Omega$ reliées à la masse permettent de refermer le circuit en continu. Enfin, une capacité de liaison C_L isole le modulateur de la source de bruit.

Ainsi, dans le but de trouver la largeur optimale des transistors utilisés, nous allons évaluer par simulation les pertes d'insertion et l'isolation d'une voie de l'ensemble du modulateur lorsque les trois autres voies sont bloquées. Pour ce faire,

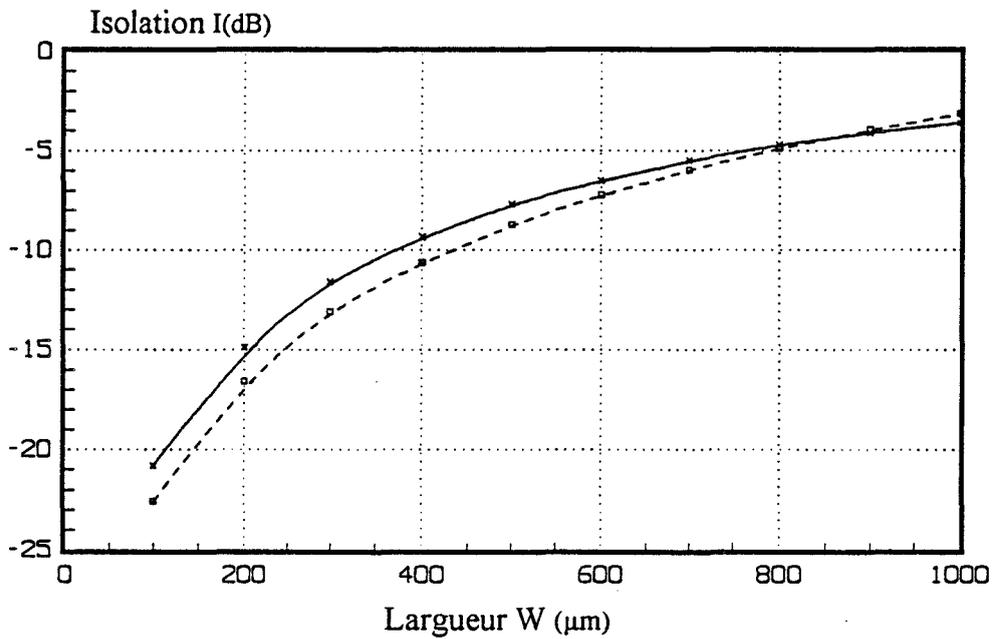


Figure III.39 : Isolation d'une voie bloquée du modulateur calculées et simulées à la fréquence $F = 3$ GHz en fonction de la largeur W du transistor.
 - \square - Calcul
 - \times - Simulation

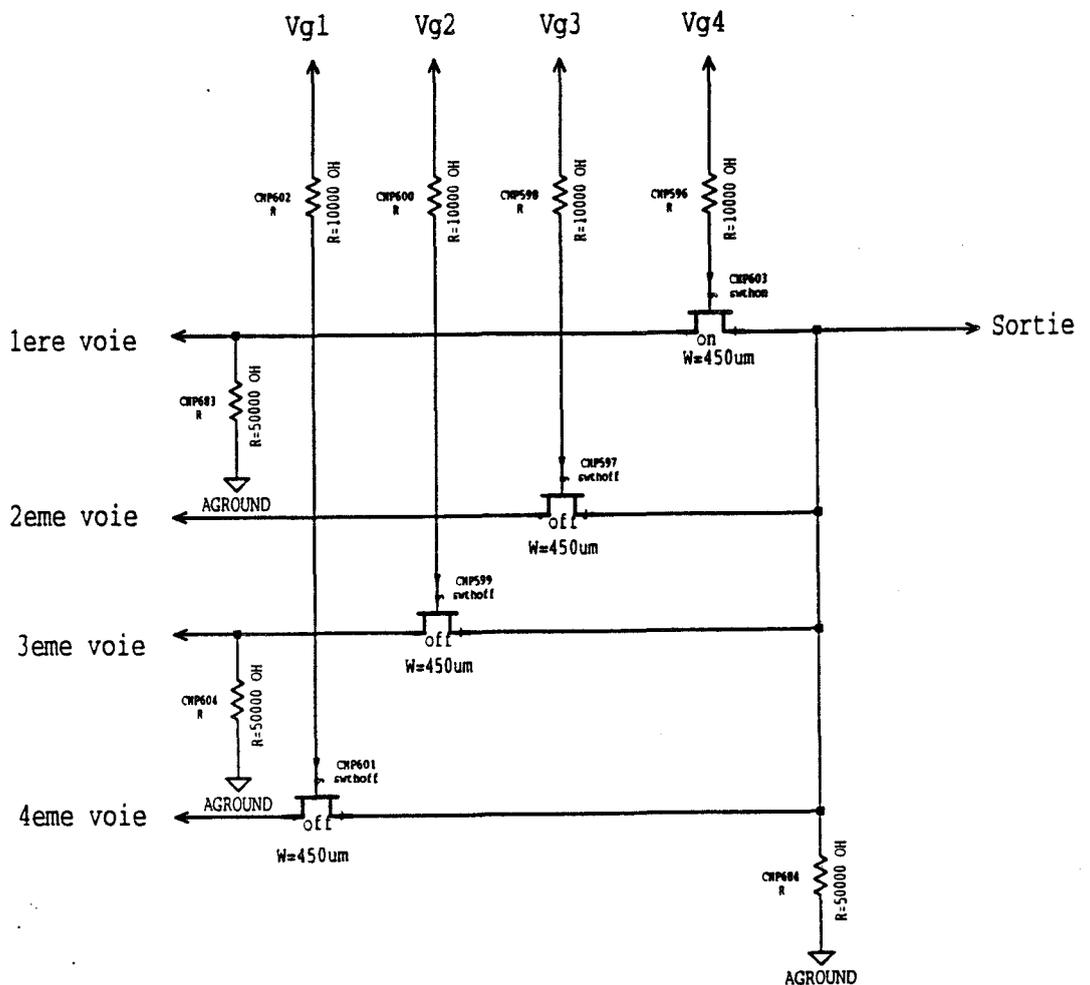


Figure III.40 : Schéma électrique du modulateur hyperfréquence à quatre voies

nous incluons le schéma total du modulateur (figure III.40) dans le simulateur en remplaçant les transistors par leurs schémas équivalents (figure III.35) en régime "on" pour le composant de la voie passante et en régime "off" pour les transistors correspondant aux trois voies bloquées. L'entrée de ses quatre voies seront chargée par les différentes charges que l'on doit présenter à l'entrée du capteur :

- une charge quelconque pour la voie antenne;
- un circuit ouvert pour la deuxième voie;
- une résistance 50Ω pour la troisième et la quatrième voie.

Comme le modulateur présente une structure symétrique par rapport à chaque voie, nous déterminons les pertes d'insertion en calculant le paramètre S_{21} des paramètres S de la voie antenne, quand elle est passante, en mettant les trois autres voies dans l'état bloqué. Ainsi, en faisant varier simultanément les largeurs des transistors utilisés entre 100 et 1000 μm , nous avons étudié (figure III.41) l'évolution des pertes d'insertion présentée par une des voies du modulateur pour les trois fréquences 2, 3 et 4 GHz.

Par ailleurs, compte tenu que les quatre voies ont une sortie commune, nous avons défini l'isolation d'une voie du modulateur par la valeur du paramètre S_{21} correspondant à un quadripôle dont l'entrée serait celle d'une voie passante et la sortie celle d'une voie bloquée (en gardant les deux autres voies bloquées). Cette étude du paramètre S_{21} est faite en fonction de la largeur W des transistors et pour trois fréquences différentes 2, 3 et 4 GHz. Les résultats obtenus sont présentés figure III.42

Enfin, il est également important d'avoir une bonne adaptation à l'entrée et à la sortie du modulateur. C'est pourquoi nous avons déterminé les paramètres S_{11} et S_{22} correspondant à la voie passante en faisant varier la largeur W des transistors utilisés et les résultats obtenus sont représentés figures III.43 et III.44. Un examen attentif de l'ensemble des résultats représentés figures III.41 à III.44 permet de définir en première approximation la largeur de grille "optimale" qu'il faut adopter. En effet pour une largeur de 450 μm il apparaît que, dans la bande de fonctionnement du modulateur intégré (2 à 3 GHz), nous avons des pertes d'insertion inférieures à 1,2 dB, une isolation supérieure à 15 dB et des paramètres S_{11} et S_{22} compris entre -13 et -15 dB. C'est donc cette largeur que nous retiendrons dans la réalisation, selon le schéma de la figure III.40, d'un modulateur à quatre voies dont les performances devraient, d'après les résultats que nous venons d'obtenir, se révéler satisfaisantes.

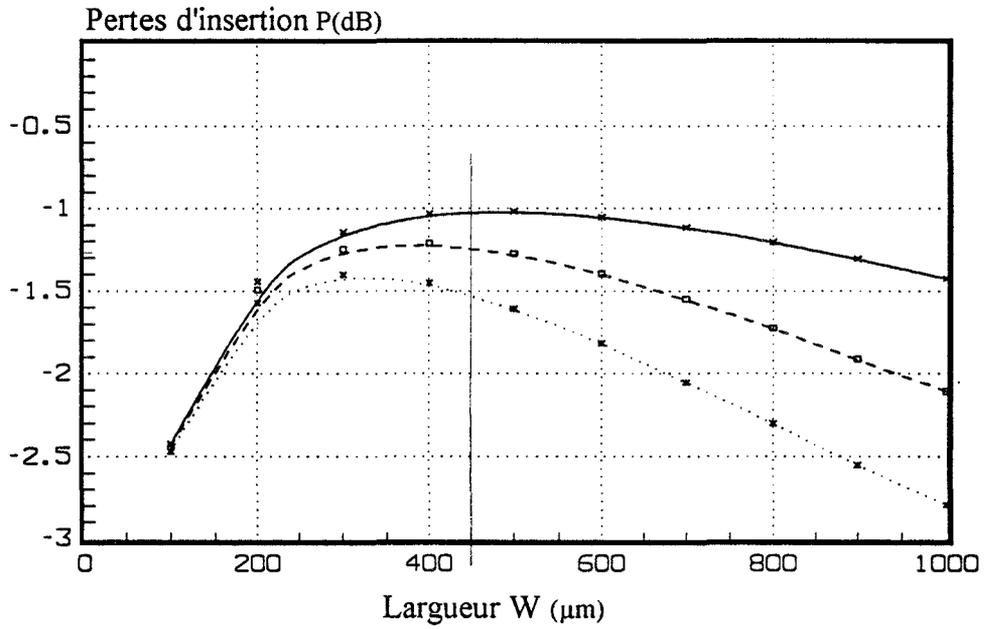


Figure III.41 : Pertes d'insertion d'une voie passante du modulateur à quatre voies simulées aux trois fréquences $F = 2, 3$ et 4 GHz en fonction de la largeur W du transistor.

— x — $F = 2$ GHz
 - □ - $F = 3$ GHz
x..... $F = 4$ GHz

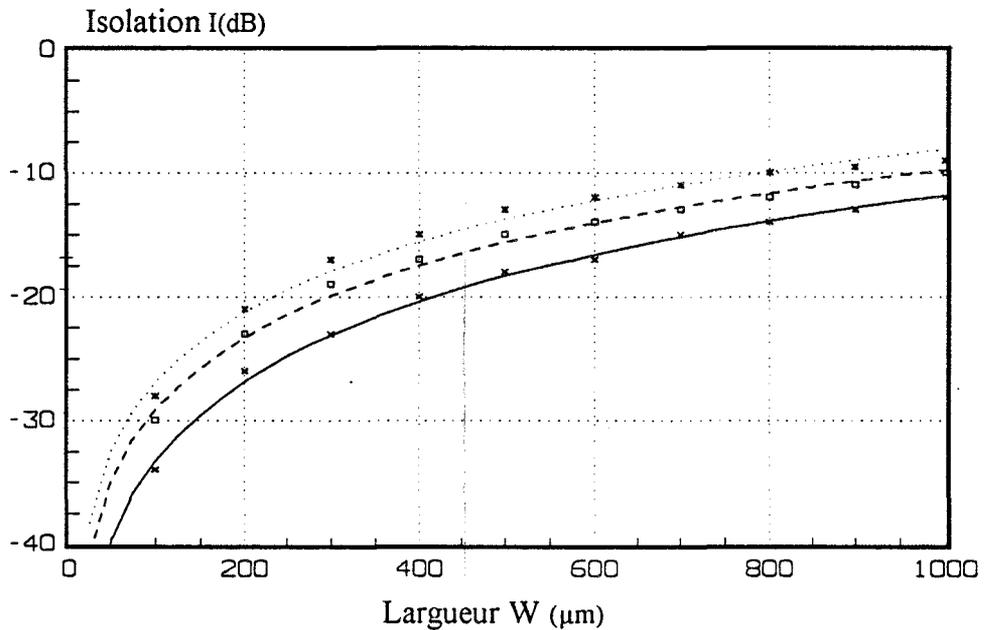


Figure III.42 : Isolation du modulateur à quatre voies simulée aux trois fréquences $F = 2, 3$ et 4 GHz en fonction de la largeur W du transistor.

— x — $F = 2$ GHz
 - □ - $F = 3$ GHz
x..... $F = 4$ GHz

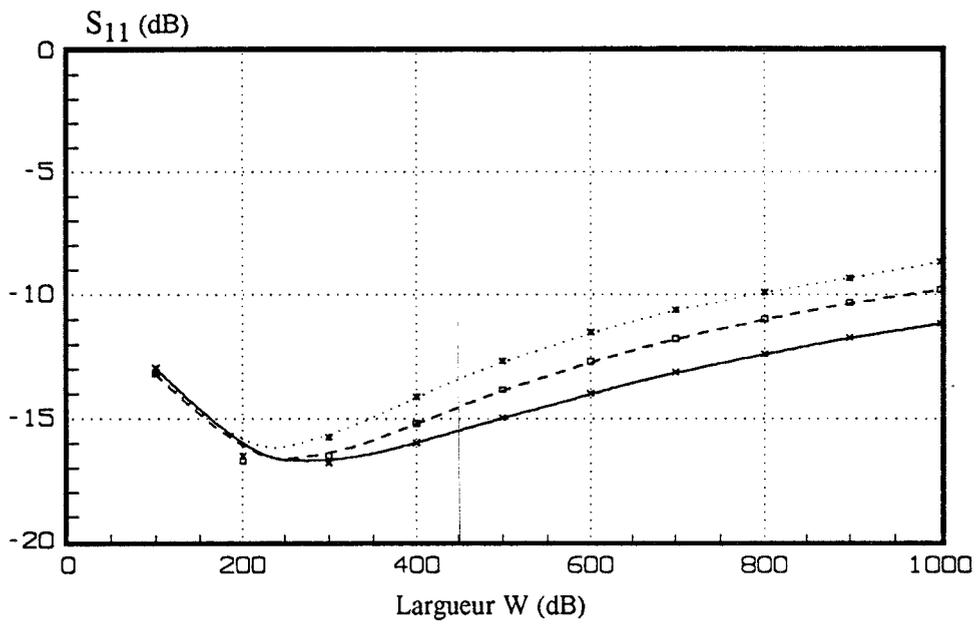


Figure III.43 : Paramètre S_{11} du modulateur à quatre voies simulé aux fréquences $F = 2, 3, 4$ GHz en fonction de la largeur W du transistor
 —x— $F = 2$ GHz
 - □ - $F = 3$ GHz
x..... $F = 4$ GHz

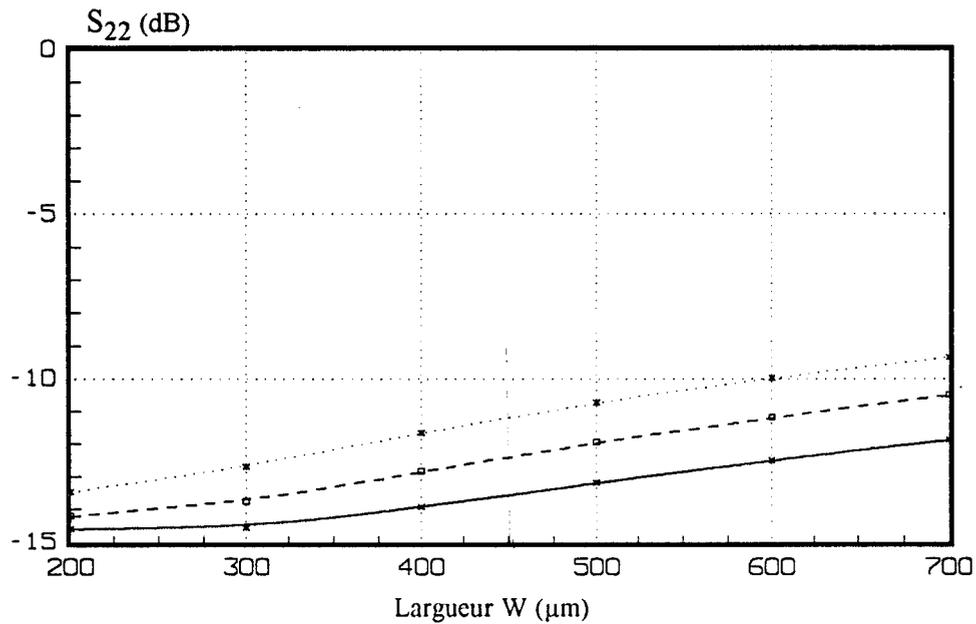


Figure III.44 : Paramètre S_{22} du modulateur à quatre voies simulé aux fréquences $F = 2, 3, 4$ GHz en fonction de la largeur W du transistor
 —x— $F = 2$ GHz
 - □ - $F = 3$ GHz
x..... $F = 4$ GHz

Nous avons donc conçu une structure du modulateur hyperfréquence très simplifiée, qui permet d'avoir des performances satisfaisantes par rapport aux exigences du cahier des charges.

III.7 Conception de la source de bruit électronique permettant d'accéder au coefficient de réflexion $|\rho|^2$

Introduction

La source de bruit que nous allons étudier est connectée entre le commutateur et l'amplificateur. Son rôle consiste à fournir, lorsque cela sera nécessaire pour déterminer le coefficient de réflexion en puissance $|\rho|^2$, une puissance de bruit additionnelle à celle issue des différentes charges présentées à l'entrée du capteur.

En effet, nous avons montré (cf chapitre I) qu'en mesurant l'excès de bruit provenant de cette source de bruit et reçu par l'amplificateur, il est possible de déterminer directement le coefficient de réflexion présenté à l'entrée de la voie passante du modulateur. Pour qu'il en soit ainsi, il faut cependant que la source de bruit présente les caractéristiques nécessaires, et lors de la définition de notre cahier des charges nous avons montré qu'il fallait qu'elle soit équivalente à une f.e.m de bruit de température $T_B > 2000$ °C placée en série avec une résistance de bruit $R_B > 1$ K Ω .

Les sources de bruits microondes les plus intenses et les plus utilisées sont les diodes à avalanche. Ces sources de bruit ont l'avantage de fournir un bruit blanc dans une très large bande, par contre elles présentent généralement des impédances très faibles. Néanmoins, l'utilisation de ces sources de bruit pour notre capteur est possible si on leur adjoint une résistance série de valeur élevée. Cependant, ces sources de bruit nécessitent une puissance continue élevée (de l'ordre de 1 Watt) et sont difficiles, voire impossibles à intégrer dans un circuit monolithique.

Nous nous proposons donc de concevoir et d'utiliser une source de bruit, d'un type nouveau, basée sur le bruit thermique ou de diffusion émis par un transistor à effet de champ. En effet, ce composant présente, entre source et drain, un bruit et une résistance dont les importances dépendent fortement des tensions drain-source et grille-source. Dans certaines conditions (V_{ds} à saturation, I_d voisin de I_{dss}), le bruit émis est important et la résistance de sortie est élevée et toutes les conditions semblent réunies pour réaliser la source de bruit dont nous avons besoin.

III.7.1 Etude de la source de bruit

Nous représentons figure III.45, le schéma électrique de la source de bruit. Dans cette configuration particulière, nous utilisons le dipôle constitué, entre source et drain, par le transistor à effet de champ. Les résistances R_d et R_g sont respectivement les résistances de polarisation de drain et de la grille du TEC, Y_e est la charge placée à l'entrée grille du transistor et C_p est la capacité de découplage associée à la polarisation du drain.

L'objectif ici est de déterminer le schéma équivalent en bruit de la source de bruit constituée entre source et drain par le transistor. Celle-ci peut être représentée par une résistance de valeur R_B en série avec un générateur de bruit e_B tel que:

$$e_B^2 = 4kT_B R_B \Delta f \quad (\text{III.16})$$

où T_B représente la température de bruit de la source de bruit

III.7.1.1 Schéma équivalent simplifié de la source de bruit

Le schéma équivalent petit signal du dispositif de la figure III.45 est représenté figure III.46. A ce schéma équivalent, on adjoint les sources de bruit du courant grille i_g (expression III.8), du courant drain i_d (expression III.9) et du courant de bruit thermique i_s de la résistance de source R_s :

avec

$$i_s^2 = 4 k T Y_S \Delta f \quad \text{et} \quad Y_S = 1/R_s \quad (\text{III.17})$$

Dans ce schéma équivalent nous avons négligé les résistances de polarisation R_g et R_d , les capacités C_{gd} et C_{ds} et les résistances d'accès de grille et de drain du transistor .

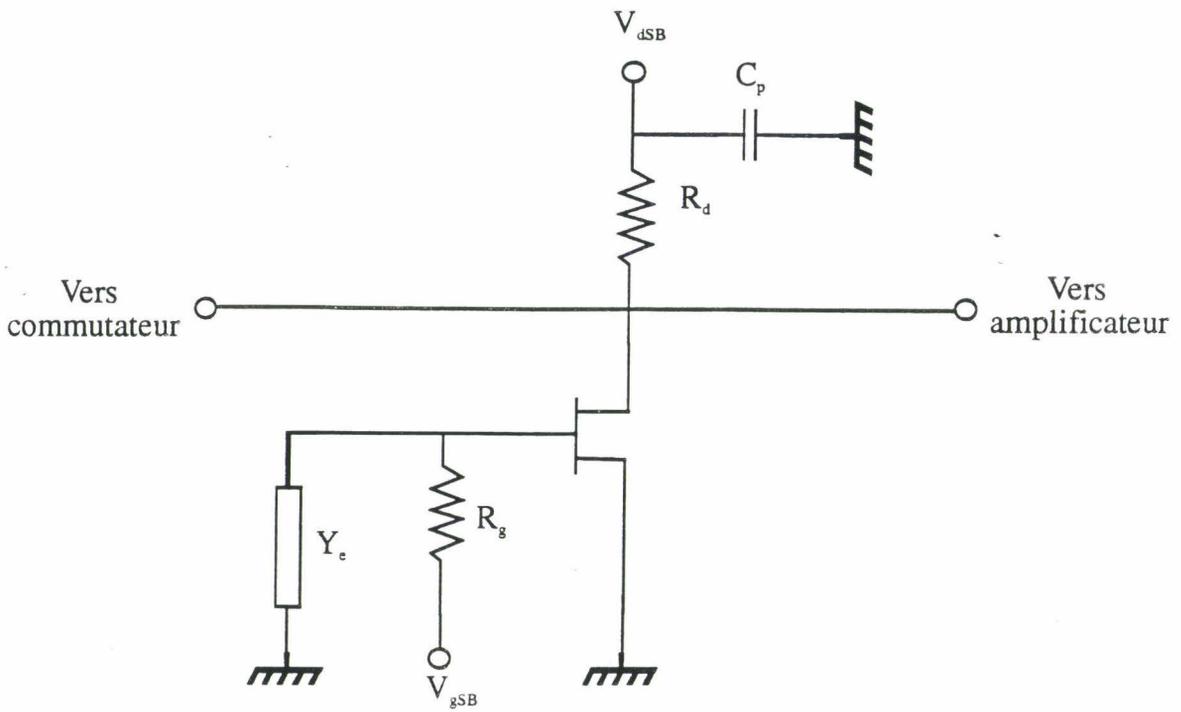


Figure III.45 : Schéma électrique de la source de bruit

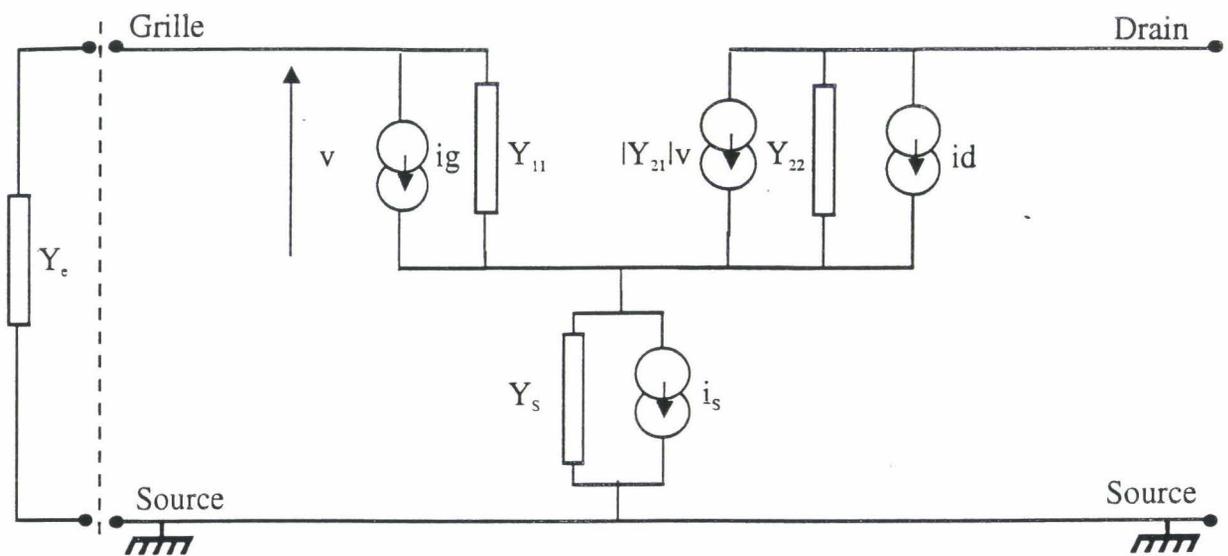


Figure III.46 : Schéma équivalent simplifié de la source de bruit

a) générateur de bruit équivalent

Le schéma équivalent de la source de bruit peut être aussi représenté par un générateur de bruit, en courant i_B , en parallèle avec son admittance équivalente de bruit Y_B (figure III.47):

$$i_B^2 = 4kT_B Y_B \Delta f \quad (\text{III.18})$$

Etant donné que les deux sources de bruits ig^2 et id^2 sont corrélées, on place au niveau de la grille du transistor de la source de bruit, une capacité C_c de valeur importante devant la capacité C_{gs} ($Y_e \gg Y_{11}$), afin que le générateur de bruit ramené au drain du transistor soit indépendant de la charge à l'entrée de la grille.

Nous allons donc déterminer ce générateur de bruit équivalent i_B qui est donné par le courant de court circuit i_{cc} , entre le drain et la source du transistor. L'expression de ce courant est la suivante:

$$i_{cc} = i_B = \frac{1}{1 + \alpha} (id + \alpha(is - ig)) \quad (\text{III.19})$$

avec
$$\alpha = \frac{Y_{21} + Y_{22}}{Y_{11} + Y_S}$$

et
$$Y_{11} = jC_{gs}\omega \quad Y_{22} = gd \quad Y_{21} = gm \quad Y_S = 1 / R_S$$

sa densité de courant moyenne $\overline{i_B^2}$ est obtenu à partir du produit $i_B i_B^*$ (i_B^* étant le conjugué de i_B):

$$\overline{i_B^2} = \frac{1}{|1 + \alpha|^2} \left\{ \overline{id^2} + |\alpha|^2 (\overline{ig^2} + \overline{is^2}) - 2C \text{Im}(\alpha) \sqrt{\overline{id^2 ig^2}} \right\} \quad (\text{III.20})$$

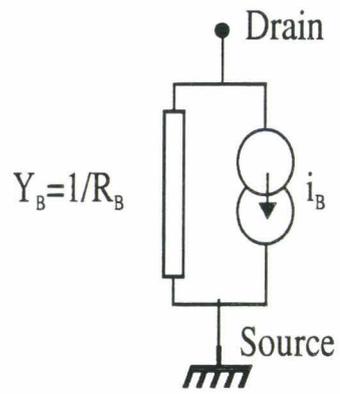


Figure III.47 : Générateur de bruit en courant de la source de bruit

b) Calcul de l'impédance équivalente de bruit

L'impédance équivalente de bruit, de la source de bruit, est déterminée par le rapport entre la tension et le courant drain-source, lorsque l'on place un générateur petit signal entre le drain et la source. Ceci est fait en considérant l'entrée grille du transistor court-circuitée et les générateurs de bruit en courant éteints. Nous obtenons donc :

$$R_B \approx R_{ds} + R_s \approx R_{ds} \quad (\text{III.21})$$

c) conclusion

Il est clair que pour avoir une source de bruit à haute impédance, il faut choisir un transistor de faible largeur W . Ceci implique, que pour avoir un courant de drain important nous devons polariser le transistor à une tension V_{gs} élevée. C'est pourquoi nous avons considéré un transistor de largeur $100 \mu\text{m}$ polarisé au point suivant:

$$V_{gs} = 0,5 \text{ V} \quad \text{et} \quad V_{ds} = 3 \text{ V}$$

Une première détermination basée sur les caractéristiques des transistors normally off, nous donne pour R_B :

$$R_B \cong R_{ds} = 1,5 \text{ K}\Omega$$

III.7.1.2 Détermination de la température de bruit T_B

A partir de l'expression du courant de bruit i_B^2 , On peut déterminer la température équivalente de bruit T_B de la source de bruit, par identification avec l'expression III.18 :

$$T_B = \frac{1}{|1 + \alpha|^2} \left\{ \frac{Y_{21}}{Y_{22}} P + |\alpha|^2 \left(\frac{|Y_{11}|^2}{Y_{22} Y_{21}} R + \frac{Y_s}{Y_{22}} \right) - 2 C \text{Im}(\alpha) \left| \frac{Y_{11}}{Y_{22}} \right| \sqrt{PR} \right\} T \quad (\text{III.22})$$

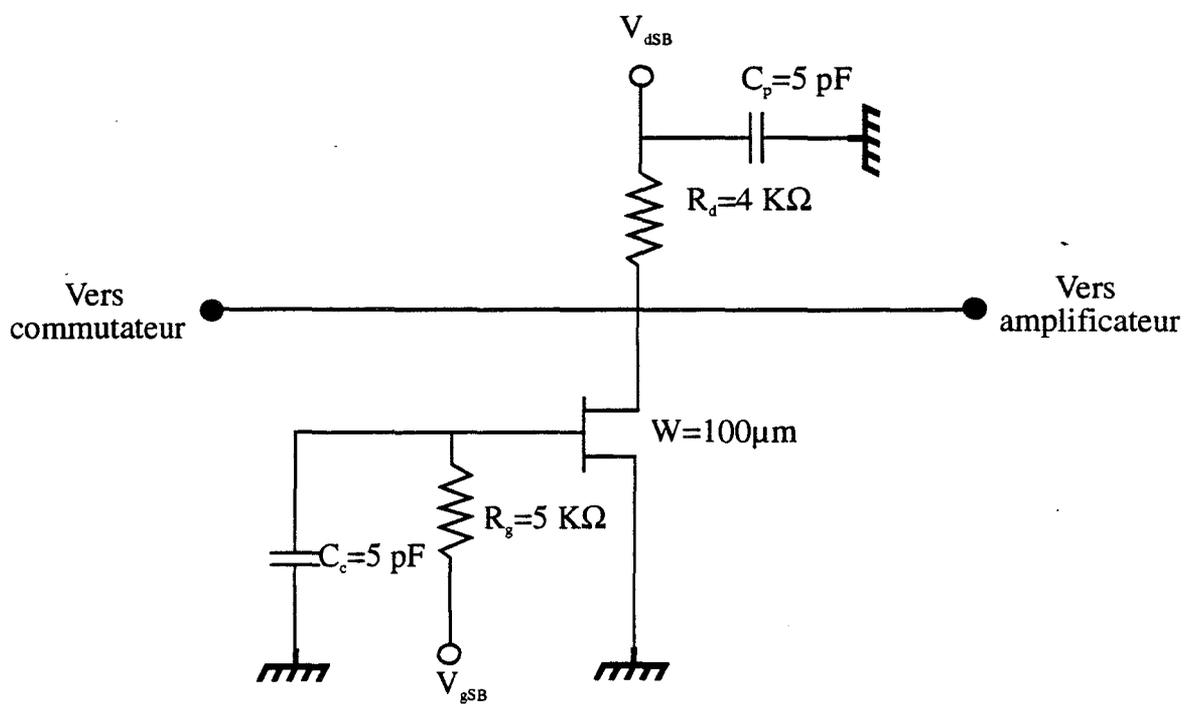


Figure III.48 : Schéma électrique complet de la source de bruit

Cette température de bruit T_B sera donc calculée à partir des valeurs du schéma équivalent de la source de bruit.

• *éléments de la source de bruit*

Au point de polarisation choisi le courant drain I_{ds} du transistor utilisé est de 2 mA. Dans le but de respecter la condition de faible consommation du circuit intégré, nous limitons la tension de polarisation V_{dSB} à 12 V. Sachant que la résistance de polarisation R_d doit être très grande devant R_{ds} , la valeur maximale que peut prendre R_d est de 4,25 K Ω . C'est pourquoi, nous avons choisi une résistance de 4 K Ω pour cette dernière, tandis que pour la résistance de polarisation de grille une valeur de 5 k Ω nous a semblé suffisante.

Par ailleurs, la capacité C_{gs} du transistor de 100 μm étant de 0,140 pF, la capacité C_c est choisie de façon à présenter un court circuit, en hyperfréquence, à l'entrée du transistor. Une valeur de 5 pF remplit la condition $C_c \gg C_{gs}$. Enfin, la capacité de découplage a été fixée à 5 pF.

Nous avons ainsi, défini tous les éléments permettant de donner le schéma complet de la source de bruit représenté figure III.48.

Un calcul numérique, de R_B et de T_B , peut alors être effectué et l'on obtient :

$$T_B = 3000^\circ\text{C} \quad \text{et} \quad R_B = 1100 \Omega$$

III.7.2.3 Comparaison entre simulation et calcul

A l'aide du logiciel de simulation MDS, nous avons calculé le facteur de bruit F du quadripôle, formé par une ligne de transmission sans pertes plus le dipôle constitué par la source de bruit (cf figure II.48), qui nous donne ainsi, une estimation de la température de bruit ΔT_B ajoutée (cf chapitre I expression (I.37)').

Cette simulation est faite dans la bande de fréquence 2-3 GHz, lorsque l'entrée et la sortie de la source de bruit sont chargées par une résistance de 50 Ω . Les résultats de cette simulation sont donc présentés sur la figure III.49, à laquelle nous avons adjoint la température équivalente de bruit ajoutée ΔT_B , déduite à partir du calcul analytique (expression simplifiée III.22).

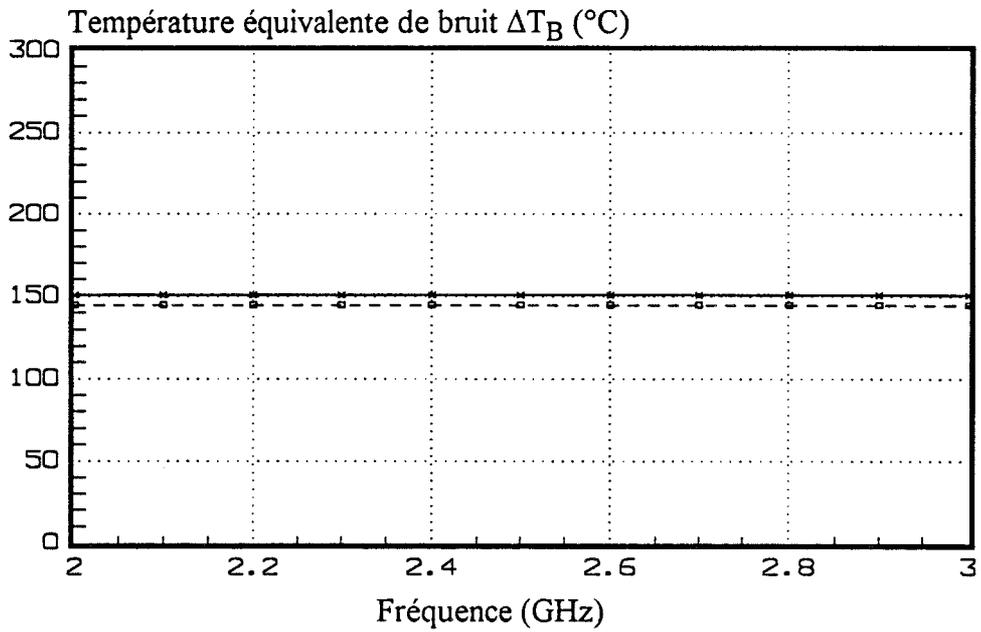


Figure III.49 : Température équivalente de bruit ΔT_B ajoutée par la source de bruit simulée et calculée.

— x — Calcul
 - □ - Simulation

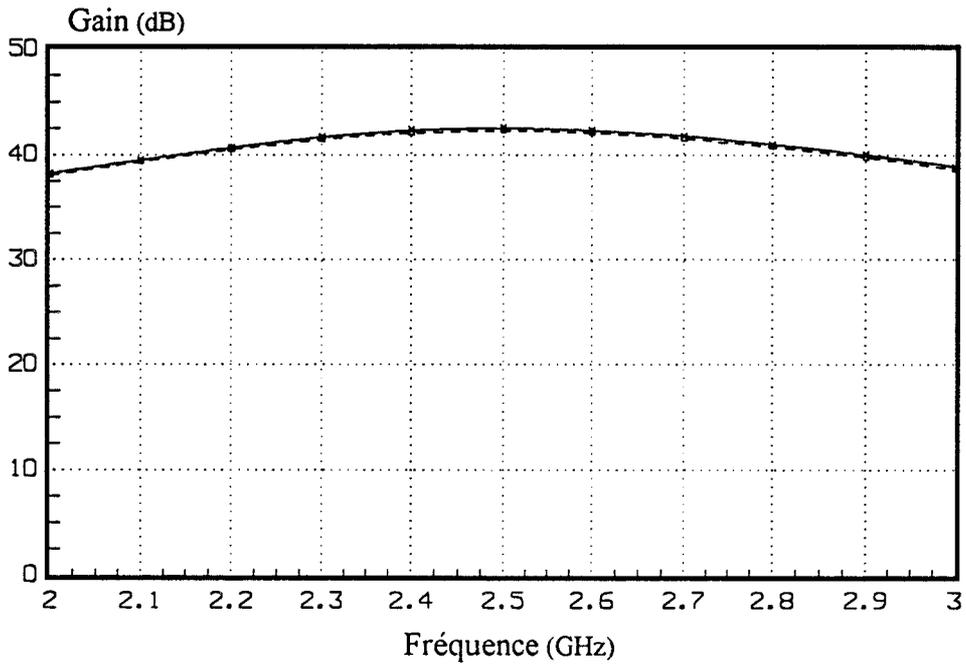


Figure III.50 : Gain de l'amplificateur simulé en fonction de la fréquence avec et sans la source de bruit.

— x — Amplificateur seul
 - □ - Amplificateur + source de bruit

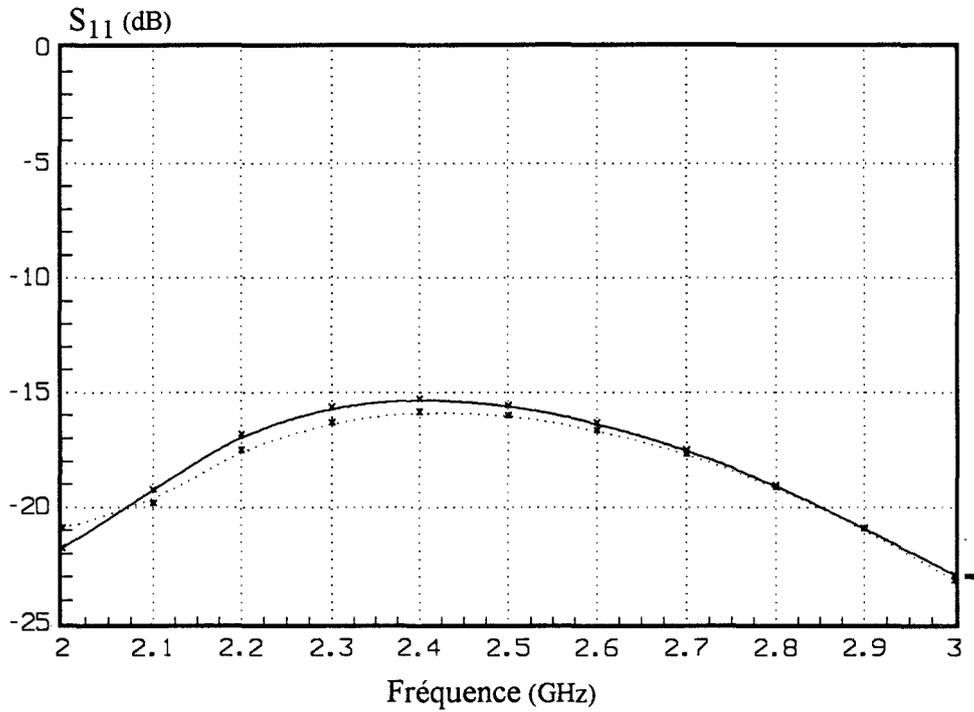


Figure III.51 : Paramètre S_{11} de l'amplificateur simulé en fonction de la fréquence avec et sans la source de bruit.

—x— Amplificateur seul
 -x- Amplificateur + source de bruit

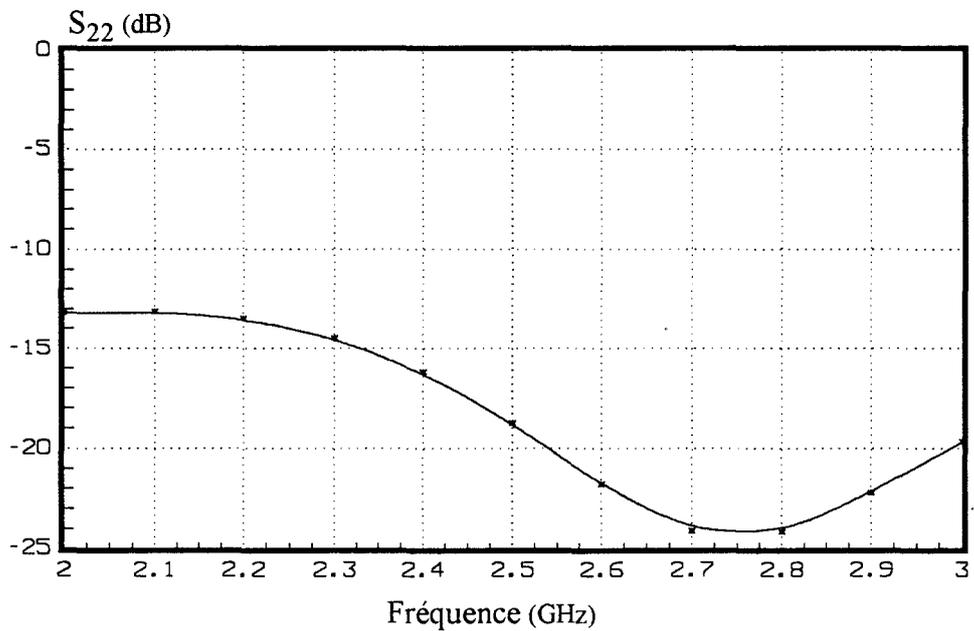


Figure III.52 : Paramètre S_{22} de l'amplificateur simulé en fonction de la fréquence avec et sans la source de bruit.

—x— Amplificateur seul
 -x- Amplificateur + source de bruit

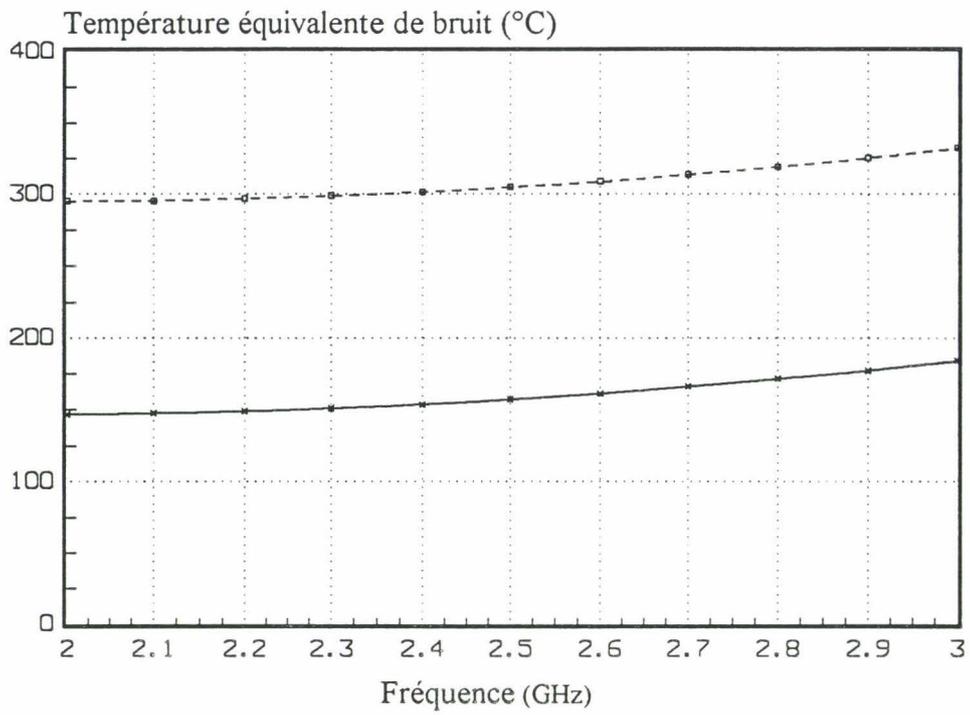


Figure III.53 : Température équivalente de bruit de l'amplificateur simulée en fonction de la fréquence en présence ou non de la source de bruit "allumée"

- x — Source de bruit non polarisée
- □ - Source de bruit polarisée

Nous obtenons donc respectivement, par la simulation et par le calcul analytique, la température équivalente de bruit ajoutée ΔT_B associée à la source de bruit:

$$\Delta T_B \text{ (simulée)} = 140 \text{ }^\circ\text{C} \quad \text{et} \quad \Delta T_B \text{ (calculée)} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$$

III.7.1.4 Influence de la source de bruit sur les caractéristiques de l'amplificateur

HF

Il est très important que la source de bruit, placée à l'entrée de l'amplificateur, ne perturbe pas son fonctionnement, son seul rôle étant d'ajouter un bruit supplémentaire à l'entrée de l'amplificateur lorsqu'elle est placée dans "l'état on". C'est pourquoi, nous allons comparer les résultats de simulation du gain, des paramètres S_{11} et S_{22} et de la température équivalente de bruit de l'amplificateur associé à la source de bruit, pour les deux états "off" ($V_{gs} = 0 \text{ V}$ et $V_{ds} = 0 \text{ V}$) et "on" ($V_{gs} = 0.5 \text{ V}$ et $V_{ds} = 2 \text{ V}$) de cette dernière. Ces résultats sont représentés sur les figures III.50 à III.53 et on peut constater qu'effectivement, cette source de bruit ne fait qu'adjoindre au récepteur, une température de bruit additionnelle de 140°C (correspondant à une température de bruit T_B de 3000°C)

Ainsi, nous pouvons conclure que nous avons conçu une source de bruit originale, à haute impédance ($R_B = 1100 \text{ } \Omega$) et délivrant un bruit blanc suffisant ($T_B = 3000 \text{ }^\circ\text{C}$), dans la bande qui nous intéresse 2 à 3 GHz. Les objectifs imposés par le cahier des charges pour la source de bruit sont donc atteints.

III.8 Simulation de l'ensemble du capteur

Le but de la simulation est de déterminer, pour différents signaux arrivant à l'entrée du système, la tension continue détectée V_d du signal hyperfréquence disponible à la sortie de l'ensemble du capteur schématisé par la figure III.54. Pour ce faire, nous introduisons à la sortie de l'amplificateur, le détecteur utilisant les non-linéarités du MESFET dont l'étude a été faite dans l'annexe A. Dans ce but, nous allons considérer deux cas de figures :

- le premier, consiste à mettre directement le détecteur à la sortie de l'amplificateur;

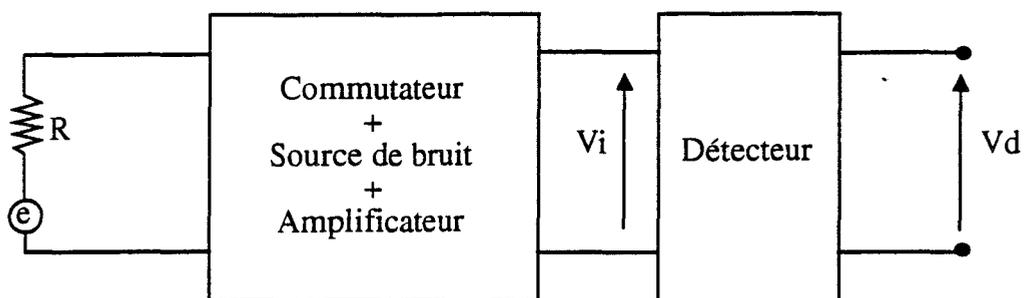


Figure III.54 : Schéma de simulation de l'ensemble du système sans circuit d'adaptation à l'entrée du détecteur

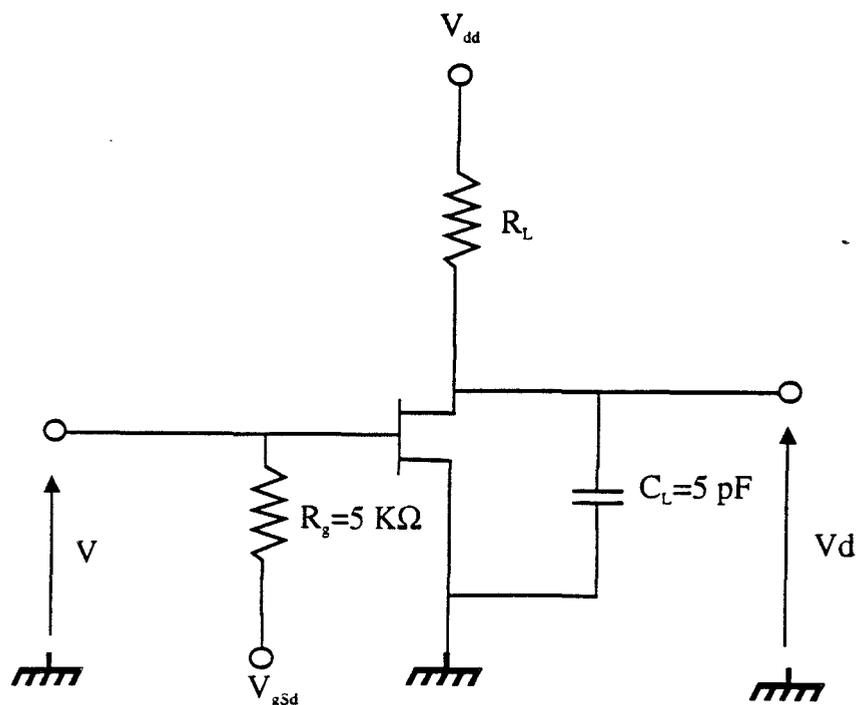


Figure III.55 : Schéma électrique du détecteur

- le deuxième, consiste à mettre un circuit d'adaptation entre l'amplificateur et le détecteur.

II.8.1 Détermination de la tension détectée en l'absence de circuit d'adaptation

Le détecteur, représenté figure III.55, est placé directement à la sortie de l'amplificateur hyperfréquence (aucun circuit d'adaptation à la sortie de l'amplificateur n'est utilisé)

III.8.1.1 Méthodologie utilisée

Dans le but d'évaluer les performances du détecteur utilisé, nous effectuons l'analyse harmonique du signal HF disponible à la sortie du détecteur, en utilisant le logiciel de simulation MDS. Cette analyse nécessite l'utilisation du modèle non-linéaire du transistor à effet de champ (décrit dans le paragraphe III.1).

Cette analyse, doit être effectuée en introduisant théoriquement un signal de bruit à l'entrée du système. Malheureusement, il est difficile de tenir compte du caractère "multifréquence" de ce bruit, car cela reviendrait à mettre un très grand nombre de générateurs, à fréquences différentes, à l'entrée du radiomètre. C'est pourquoi, nous avons simplifié cette simulation en considérant, à l'entrée du radiomètre, un générateur à fréquence sinusoïdale, ayant une f.e.m de bruit e ($e = \sqrt{2} \sqrt{4k\Delta TR}$) dans une bande de fréquence de 1 Hz. Cette f.e.m représente la valeur maximale du signal hyperfréquence, où $\Delta T = 100^\circ\text{C}$ correspond à une variation de la température d'une charge adaptée ($R = 50 \Omega$) placée à l'entrée du dispositif (cf figure III.54). Cependant, afin de tenir compte très grossièrement du caractère multifréquence du bruit d'entrée, la simulation sera effectuée en prenant deux valeurs différentes des fréquences d'entrée, choisies à chaque extrémité de la bande passante, soit $f = 2$ et 3 GHz

a) Tension détectée en fonction de la largeur W

Pour différentes largeurs du transistor de détection $W=100, 200$ et $300 \mu\text{m}$, nous effectuons l'analyse harmonique du signal, à la sortie du détecteur, pour les deux fréquences d'entrée $F = 2$ et 3 GHz.

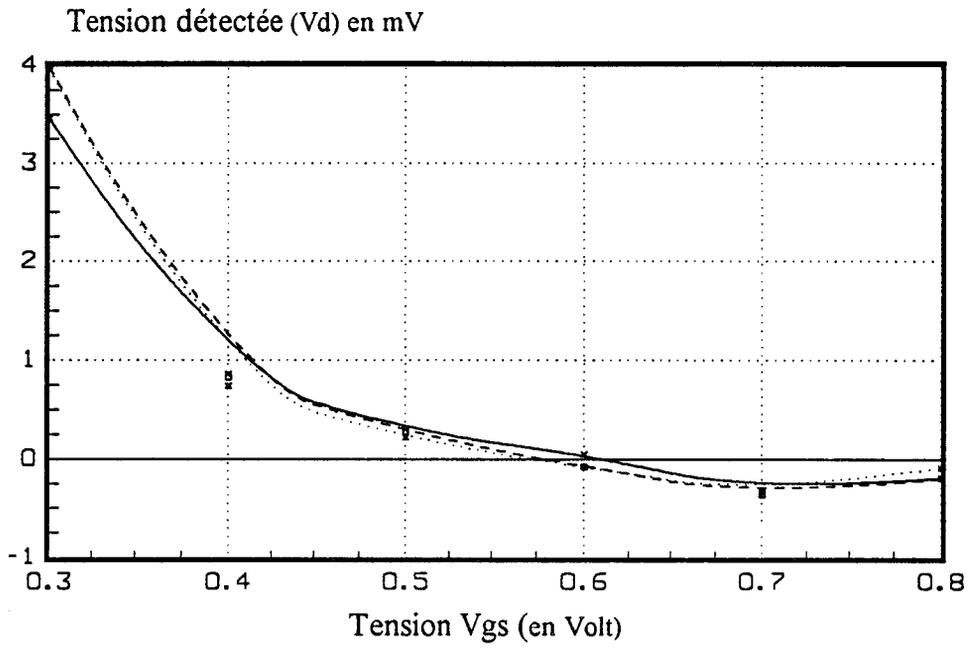


Figure III.56 : Tension détectée simulée en fonction de la tension de polarisation V_{gs} pour trois largeurs W du MESFET utilisé et pour une résistance de charge $R_L = 100 \text{ K}\Omega$.

- x— Largeur $W = 100 \mu\text{m}$
- B - Largeur $W = 200 \mu\text{m}$
- ...x... Largeur $W = 300 \mu\text{m}$

A partir de la décomposition en série de Fourier, nous considérons l'amplitude de la composante à la fréquence nulle, représentant la tension continue détectée V_d qui se compose :

- de la tension continue de polarisation du drain V_0 ;
- de la tension continue détectée supplémentaire ΔV_d lié au signal d'entrée.

La tension V_d est obtenue, en faisant la moyenne sur les deux tensions détectées aux deux fréquences 2 et 3 GHz et en multipliant le résultat obtenu par la bande B de l'amplificateur ($B=1\text{GHz}$) (Bien entendu, cette façon de faire suppose que le bruit à l'entrée est blanc, mais que le facteur de transfert de l'amplificateur et du détecteur est à peu près le même dans toute la bande utile du détecteur).

Pour déterminer la tension de polarisation V_0 du drain du transistor utilisé, nous effectuons une simulation de même type que précédemment, en n'introduisant pas de signaux à l'entrée.

C'est ainsi que l'on peut déterminer la contribution à la tension détectée des signaux d'entrées, soit

$$\Delta V_d = V_d - V_0$$

Nous représentons figure III.56 les résultats de cette simulation, à savoir la tension continue détectée ΔV_d en fonction de la tension V_{gs} , ceci pour différentes largeurs W du MESFET (100, 200 et 300 μm). La charge R_L placée au niveau du drain du transistor est prise égale à 100 $\text{K}\Omega$, afin d'obtenir un maximum de tension détectée.

On note d'une part, que la tension détectée passe par un maximum pour une tension de polarisation de grille $V_{gs} = 0,3 \text{ V}$ et que d'autre part, la tension détectée est presque équivalente pour les trois largeurs de grille. Nous allons donc choisir un transistor de détection de 200 μm de largeur.

b) Sensibilité du détecteur

La sensibilité γ du détecteur peut être déterminée à partir de la tension continue détectée, ΔV_d , du signal HF et de la puissance disponible à la sortie de l'amplificateur. C'est pourquoi nous déterminons, en utilisant le simulateur MDS, le générateur

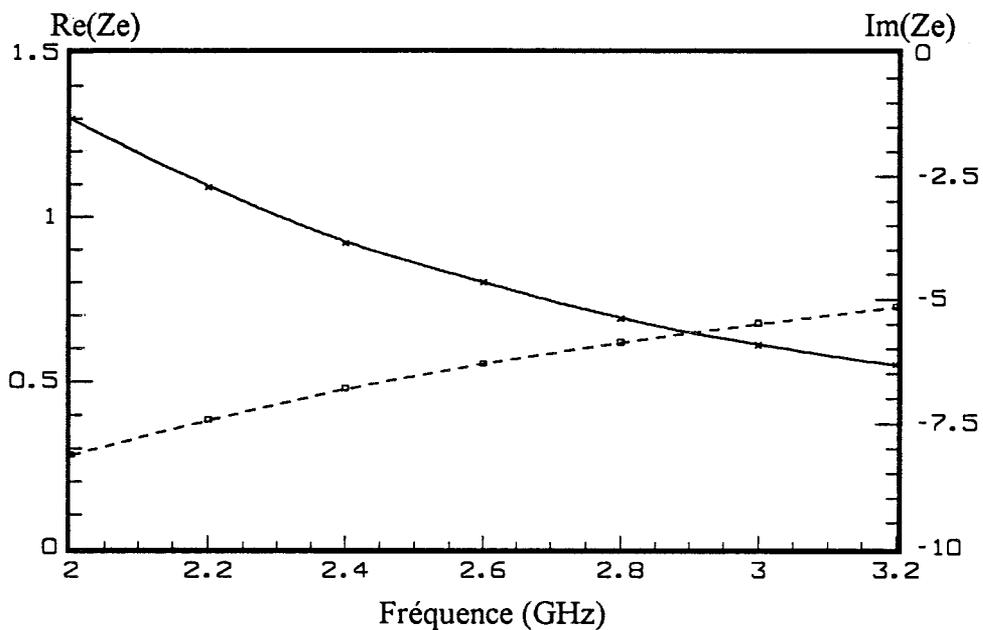


Figure III.57 Impédance d'entrée Z_e du détecteur simulée à la tension de polarisation de grille $V_{gs} = 0,3$ V en fonction de la fréquence.
 — x — Partie réelle de Z_e
 - ■ - Partie imaginaire de Z_e

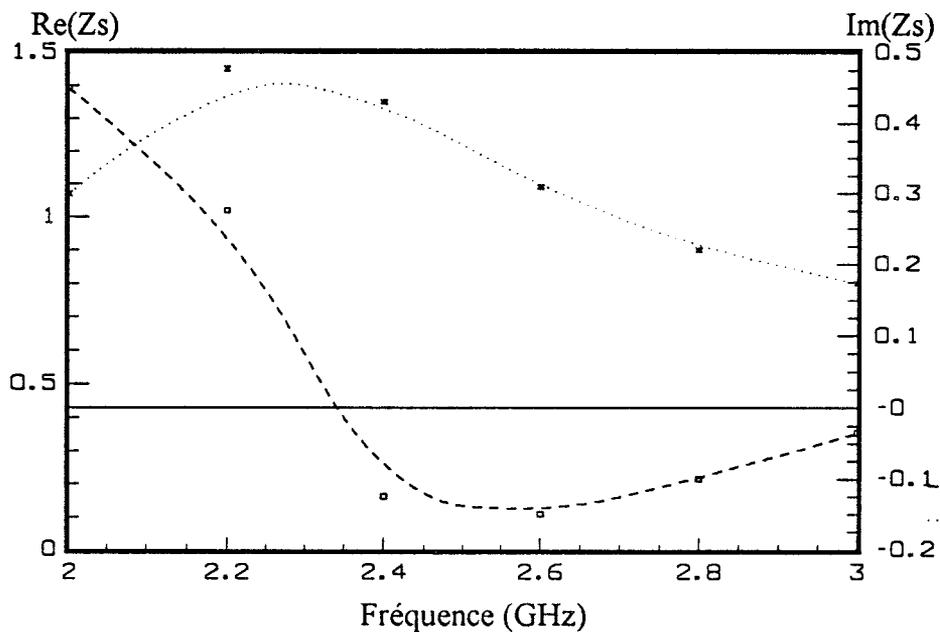


Figure III.58 Impédance de sortie Z_s de l'amplificateur simulée en fonction de la fréquence.
 - ■ - Partie réelle de Z_s
x.... Partie imaginaire de Z_s

équivalent à la sortie de l'amplificateur, dans la bande 2-3 GHz, composé d'une f.e.m, E_s , en série avec l'impédance de sortie Z_s ($Z_s = R_e + X_e$) de ce dernier.

Ainsi, la sensibilité γ_s obtenu par simulation est donnée par la relation suivante:

$$\gamma_s = \frac{\Delta V_o}{P_i \Delta f}$$

elle peut être comparée à celle, calculée*¹ dans l'annexe A que nous rappelons ci-dessous:

$$\gamma_c = 4\beta(1 + \alpha V_{ds}) \frac{R_e^2 + X_e^2}{(R_e + R_s)^2 + (X_e + X_s)^2} \frac{R_s R_L}{1 + g_d R_L} \quad (\text{III.23})$$

Il est ainsi possible d'obtenir la sensibilité moyenne, dans la bande 2-3 GHz calculée (γ_c) et simulée (γ_s), pour un détecteur MESFET, de largeur $W = 200 \mu\text{m}$ polarisé à la tension $V_{gs} = 0.3 \text{ V}$ et $V_{ds} = 2 \text{ V}$. On obtient :

$$\gamma_c = 485 \text{ mV} \cdot \mu\text{W}^{-1} \quad \text{et} \quad \gamma_s = 475 \text{ mV} \cdot \mu\text{W}^{-1}$$

Malheureusement, le modèle non linéaire utilisé, tant par MDS qu'au niveau analytique, n'est pas parfait. Il nous faut corriger les deux termes, γ_c et γ_s , en tenant compte de la variation de la conductance g_d qui est très différente en hyperfréquence ($g_{d_{HF}}$) et en continu (g_d). Grâce à l'expression III.23, le terme de correction Γ peut être obtenu, il est donné par:

$$\Gamma = (1 + g_d R_L) / (1 + g_{d_{HF}} R_L) \quad (\text{III.24})$$

et nous obtenons finalement :

$$\gamma_c = 87 \text{ mV} \cdot \mu\text{W}^{-1} \quad \text{et} \quad \gamma_s = 85 \text{ mV} \cdot \mu\text{W}^{-1}$$

Ces ordres de grandeur nous semblent tout à fait satisfaisants.

¹ Dans cette formule les termes X_e , R_e , X_s et R_s sont déterminés par simulation dans la bande 2-3 GHz et présentés figure III.57-58

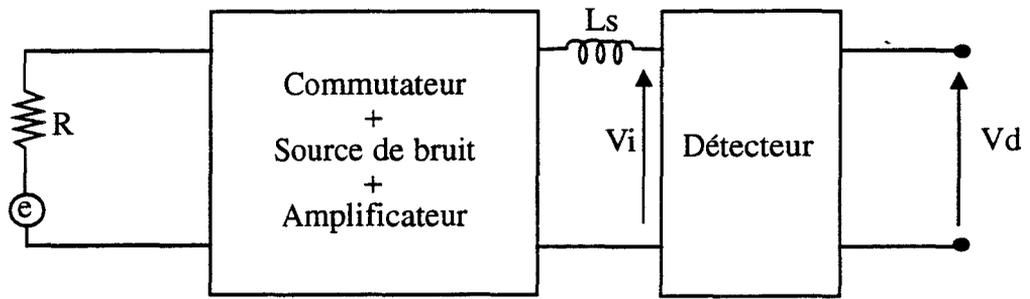


Figure III.59 : Schéma de simulation de l'ensemble du système avec circuit d'adaptation à l'entrée du détecteur

III.8.1.2 Simulation avec circuit d'adaptation

A la lumière de l'étude faite dans l'annexe A sur le détecteur, nous allons maintenant introduire un circuit d'adaptation, entre l'amplificateur et le détecteur HF, afin d'améliorer encore la sensibilité du système de détection. Ceci est possible si l'on introduit une inductance série, entre l'amplificateur et le détecteur (cf figure III.59), dans le but de compenser la capacité C_{gs} du transistor de détection. Cependant, compte tenu de la faible valeur de cette capacité ($C_{gs} = 0,14$ pF) nous limitons la valeur maximale de cette inductance à 5 nH.

• *Résultats de l'analyse harmonique du signal HF*

Nous allons donc effectuer l'analyse harmonique du signal HF, sur MDS, avec le circuit d'adaptation (self de 5 nH), pour une largeur du transistor $W = 200$ μm , à la tension de polarisation $V_{gs} = 0,3$ V et $V_{ds} = 2$ V. En procédant de la même manière que précédemment, nous obtenons les résultats de sensibilité corrigés, issus du calcul et de la simulation moyennés, dans la bande de l'amplificateur :

$$\gamma_c = 149 \text{ mV} \cdot \mu\text{W}^{-1} \quad \text{et} \quad \gamma_s = 151 \text{ mV} \cdot \mu\text{W}^{-1}$$

Nous pouvons donc conclure que nous avons, grâce au détecteur à MESFET, pu améliorer la sensibilité du système de détection, de l'ordre d'un facteur 100, par rapport au détecteurs classiques non polarisés et de l'ordre d'un facteur 10, par rapport aux détecteurs à diodes polarisés (étudiés dans l'annexe A).

Chapitre IV

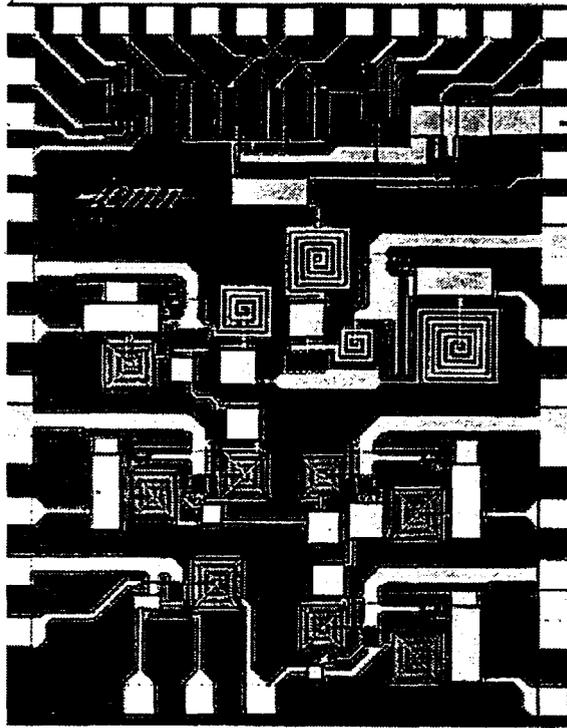


Figure IV.1 : Photographie du circuit intégré n°1

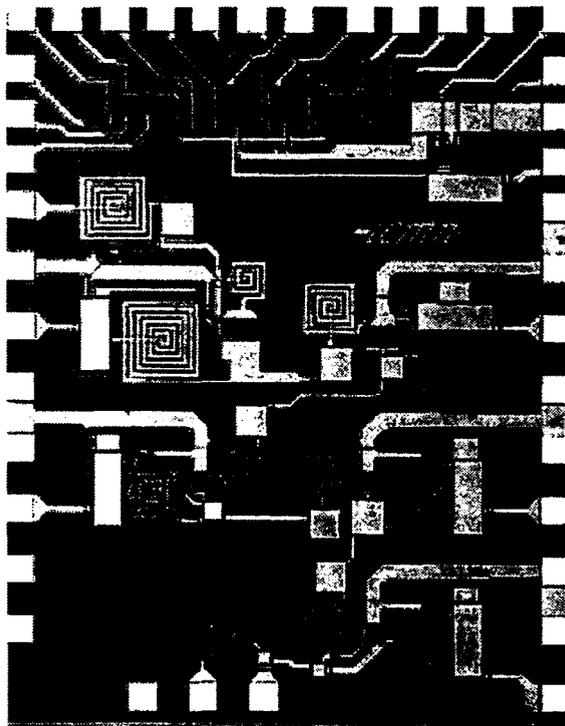


Figure IV.2 : Photographie du circuit intégré n°2

Chapitre IV

Présentation des résultats du microcapteur et de son application dans la mesure de la température

Introduction

Dans ce chapitre, nous nous proposons de présenter tout d'abord, le dessin technologique (c'est à dire la configuration géométrique) de l'ensemble du capteur intégré, dont nous avons décrit la conception dans le chapitre précédent. Nous décrirons ensuite, le montage en boîtier du circuit intégré ainsi que les principaux résultats de caractérisation, en les comparant avec ceux issus de la simulation. Enfin, nous présenterons deux exemples pratiques d'application de ce capteur à la mesure de la température d'un matériau quelconque.

VI.1 Dessin technologique de l'ensemble du capteur

Le dessin technologique, de l'ensemble du capteur hyperfréquence, est présenté sur les figures IV.1 et IV.2. Celui-ci a été réalisé au sein du laboratoire PML, en utilisant un logiciel de dessin spécialisé nommé CMSK [40].

Avant de commenter l'ensemble du schéma du circuit intégré, nous allons nous intéresser, plus particulièrement, à l'implantation géométrique des deux résistances "étalons" 50Ω . Ces deux résistances seront portées à deux températures différentes, T_1 et T_2 , afin de permettre l'étalonnage du radiomètre. Une étude préalable a été effectuée au sein du laboratoire I.E.M.N, afin de concevoir une technique de chauffage permettant de faire varier T_1 et T_2 sans engendrer un bruit supplémentaire autre que le bruit thermique qui nous intéresse. Le dessin technologique, qui a été proposé est donc présenté figure IV.3. Il est constitué de deux résistances GaAs de 50Ω placées

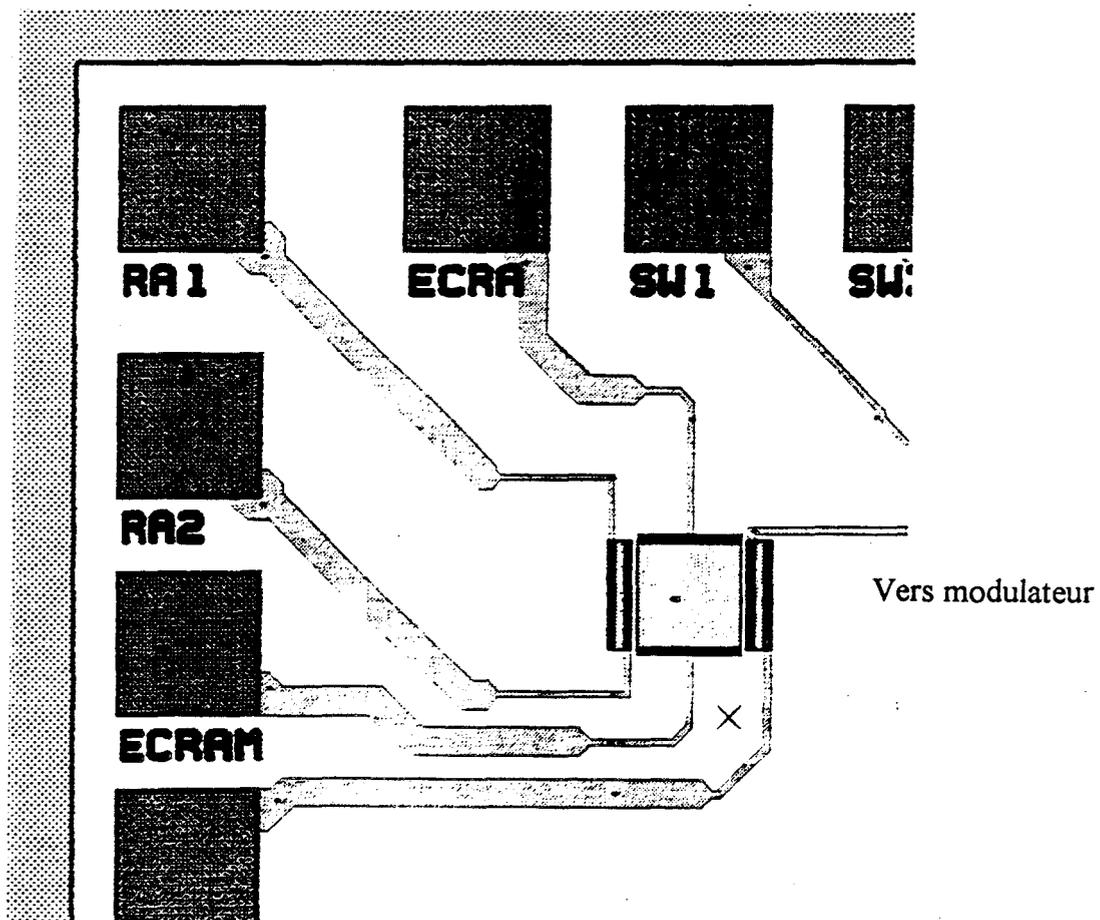


Figure IV.3 : Circuit de chauffage de la résistance 50Ω utilisée en hyperfréquence.

symétriquement, de part et d'autre, d'une résistance carrée en GaAs de valeur 550Ω et de dimension $72 \mu\text{m} \times 72 \mu\text{m}$. Le principe de chauffage, des deux résistances 50Ω consiste à injecter directement un courant électrique dans la résistance carrée de 550Ω . Ce courant permet de chauffer de la même manière, par conduction thermique, les deux résistances 50Ω qui sont placées le plus près possible de la résistance carrée de "chauffage". Ainsi, en mesurant la variation connue de la résistance du GaAs, sur l'une des résistances 50Ω , on peut déduire la température à laquelle est portée non seulement cette dernière, mais aussi, compte tenu de la symétrie du montage, la température de la seconde résistance qui sera utilisée en hyperfréquence. Nous avons donc prévu, pour cette partie du circuit, deux plots d'accès continu aux bornes de la résistance carrée, afin de pouvoir augmenter par effet joule sa température et deux plots d'accès continu aux bornes de la résistance 50Ω , afin de permettre la mesure de la température de la résistance de référence qui nous intéresse.

Par ailleurs, dans le but de présenter des charges identiques aux deux premières voies du modulateur, on peut noter que l'implantation des deux résistances étalons, de température T_1 et T_2 représentées sur le dessin technologique de la figure IV.3, a été conçue de façon à ce qu'elles présentent, à l'entrée des deux voies du modulateur, strictement les mêmes éléments parasites.

En ce qui concerne maintenant l'ensemble du circuit intégré, nous avons prévu deux versions, correspondant chacune à une surface de 5 mm^2 :

- le circuit n°1, comprend l'ensemble du capteur et sera directement utilisable dans la mesure de la température d'un objet ou matériau quelconque
- le circuit n°2, appelé aussi circuit "test" va nous permettre de caractériser le modulateur et l'amplificateur hyperfréquence.

Notons que la consommation globale, de l'ensemble du circuit intégré monolithique, est de 130 mW sous une tension d'alimentation de 30 V

- circuit n°1 (figure IV.1)

Sur la partie supérieure de la figure IV.1, on peut remarquer que le modulateur, à quatre voies, est constitué de quatre transistors à effet de champ. Deux voies sont reliées aux résistances étalons de 50Ω , de température T_1 et T_2 , dont nous venons de décrire le fonctionnement. Pour réaliser complètement le capteur de température, les

deux autres voies seront reliées, à travers une ligne de transmission de longueur suffisante, à l'antenne hyperfréquence d'une part, et à un circuit ouvert (CO) servant de référence pour la mesure du coefficient de réflexion, d'autre part.

A la sortie du modulateur, nous avons placé la source de bruit électronique constituée, entre drain et source, par un transistor à effet de champ que l'on peut commander en agissant sur la tension grille. Une capacité, placée en série avec une inductance, permet d'accéder et de s'accorder à l'entrée de l'amplificateur à cinq étages. Ces étages d'amplification sont placés de façon à occuper le minimum de place et nous avons prévu, pour chacun de ces étages, un plot de masse et un plot d'alimentation. Enfin, le dernier étage d'amplification est suivi du détecteur hyperfréquence. Nous avons prévu une sortie hyperfréquence avant ce détecteur, de façon à pouvoir caractériser le circuit en hyperfréquence, ou éventuellement utiliser un autre détecteur que celui utilisant un transistor à effet de champ, en le branchant directement à la sortie du dernier étage d'amplification.

- circuit n°2 (figure IV.2)

Le circuit n°2, appelé aussi circuit "test", présenté figure IV.2 comprend deux parties indépendantes:

- la première, regroupe les deux résistances GaAs de référence, le modulateur à quatre voies et la source de bruit électronique que l'on peut ainsi caractériser expérimentalement plus aisément.
- la deuxième, comprend les cinq étages d'amplification auxquels nous associons un circuit d'adaptation à 50 Ω , à la sortie de l'amplificateur.

Ainsi, nous allons pouvoir caractériser, grâce au circuit "test", les performances hyperfréquences du modulateur et de l'amplificateur adapté à 50 Ω .

IV.2 Monture du circuit intégré

Dans le but de caractériser et d'utiliser le MMIC, décrit ci-dessus, en hyperfréquence, il a été nécessaire de concevoir et de réaliser une monture adéquate pour les deux circuits 1 et 2. Vue la complexité de ces circuits, cette monture doit comporter:

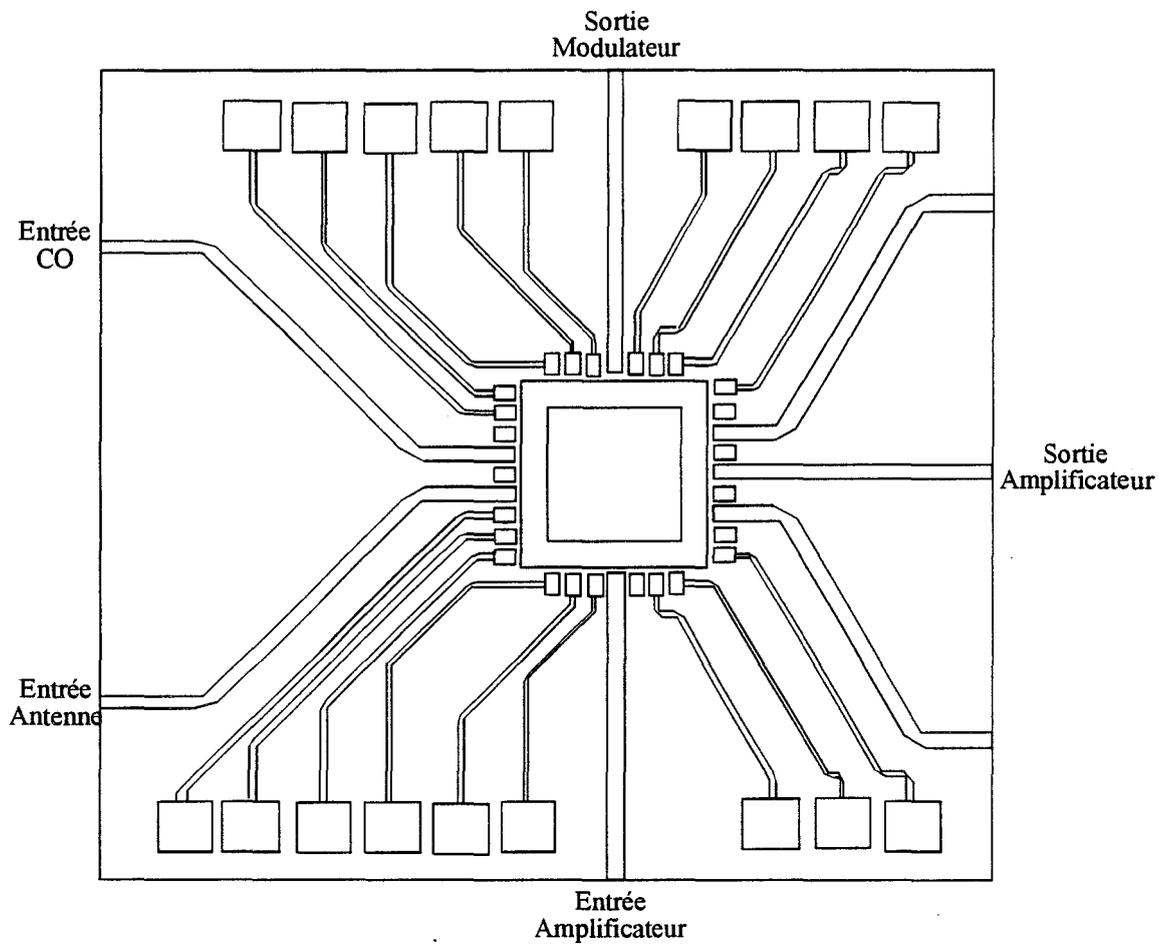


Figure IV.4 : Circuit microruban du boîtier de montage des deux circuits intégrés n°1 et n°2.

Chapitre IV

- 3 accès hyperfréquence et 14 accès continu pour le circuit n°1
- 5 accès hyperfréquence et 14 accès continu pour le circuit n°2

Nous présentons donc, sur les figures IV.4, IV.5(a) et IV.5(b) le plan du circuit microruban et les deux boîtiers de monture, du circuit n°1 et n°2, qui ont été conçus et réalisés au sein de l'I.E.M.N. Les deux boîtiers utilisés sont identiques, de dimensions 4 cm x 3,7 cm, fabriqués en aluminium. Les lignes d'accès au MMIC ont été réalisées en structure microruban, d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$, sur substrat duroïde 6010 de dimension 3 cm x 3,2 cm, de permittivité égale à 10,5 et d'épaisseur 635 μm .

Le circuit intégré a été posé sur une semelle en laiton doré, de façon à réaliser le plan de masse et afin de permettre les thermocompressions. La structure a été conçue de façon à aligner la face supérieure du MMIC avec les lignes microruban. Dans ces conditions, les lignes assurant la liaison avec la masse seront ainsi réduites et les selfs inductances parasites seront diminuées.

VI.3 Comparaison simulation-expérience

Dans cette partie nous allons faire une comparaison des performances théoriques et expérimentales des deux circuits intégrés 1 et 2. Notons que les résultats de simulation, donnés au chapitre III, prennent en compte les principaux éléments parasites mentionnés dans le manuel de conception de la fonderie PML. Cependant, après extraction du schéma équivalent correspondant au dessin technologique, d'autres éléments parasites sont apparus comme par exemple les résistances, les inductances et les capacités introduites par les lignes d'interconnexion entre les différents éléments du circuit. En conséquence, nous avons effectué une deuxième simulation en tenant compte de tous les éléments parasites supplémentaires donnés par le logiciel d'extraction (de la fonderie PML) du dessin technologique. Ainsi, nous pouvons comparer ces dernières simulations avec les résultats issus de la caractérisation des deux circuits intégrés 1 et 2. Notons enfin que tous les résultats de caractérisation de ces circuits ont été effectués à partir d'un analyseur de réseau HP (Hewlett packard) de bande passante 0-18 GHz.

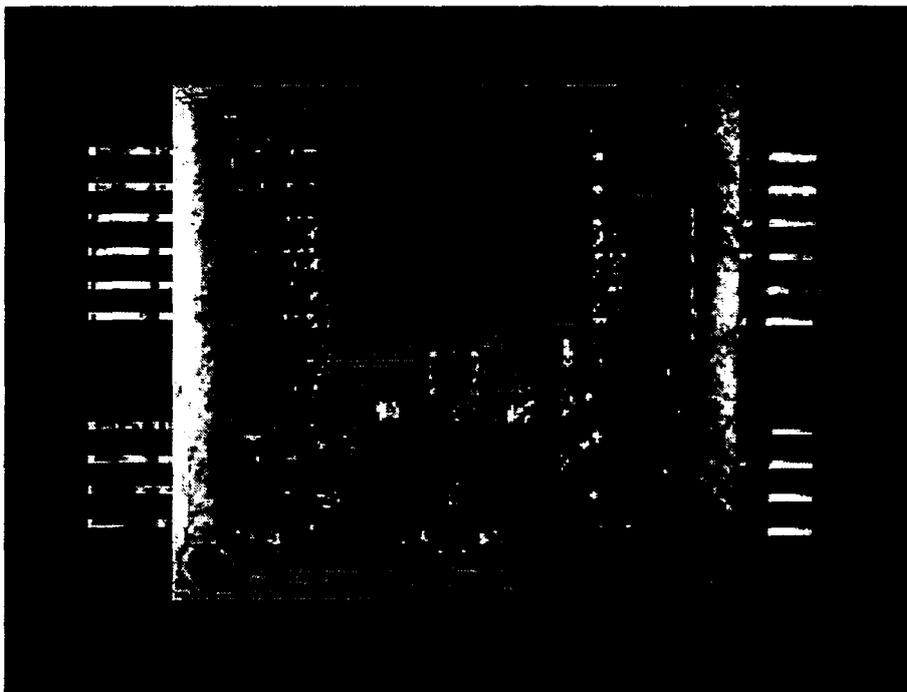


Figure IV.5(a) : Photographie du boîtier de montage
du circuit intégré n°1.

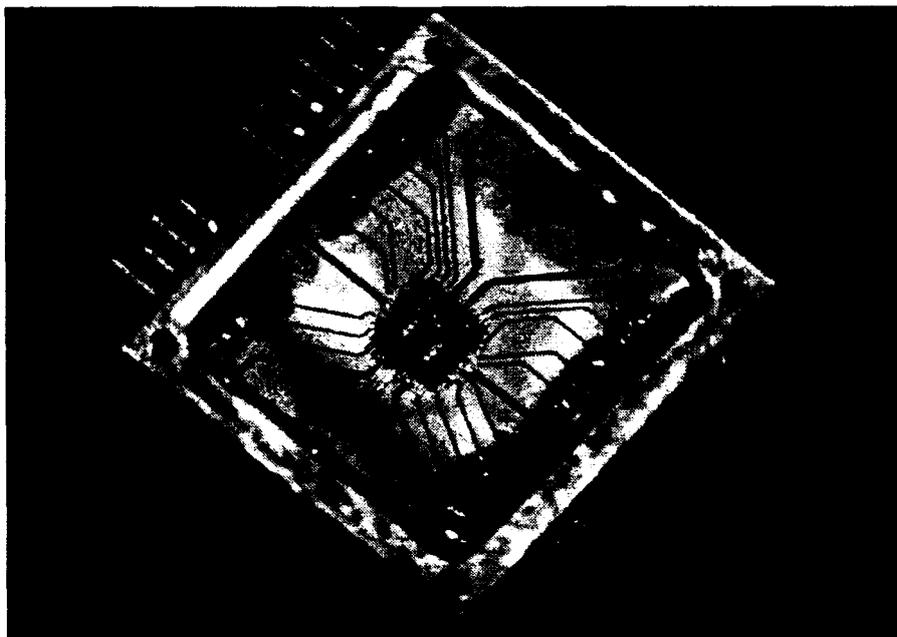


Figure IV.5(b) : Photographie du boîtier de montage
du circuit intégré n°2.

IV.3.1 Circuit n°2

IV.3.1.1 Modulateur hyperfréquence

a) Pertes d'insertion

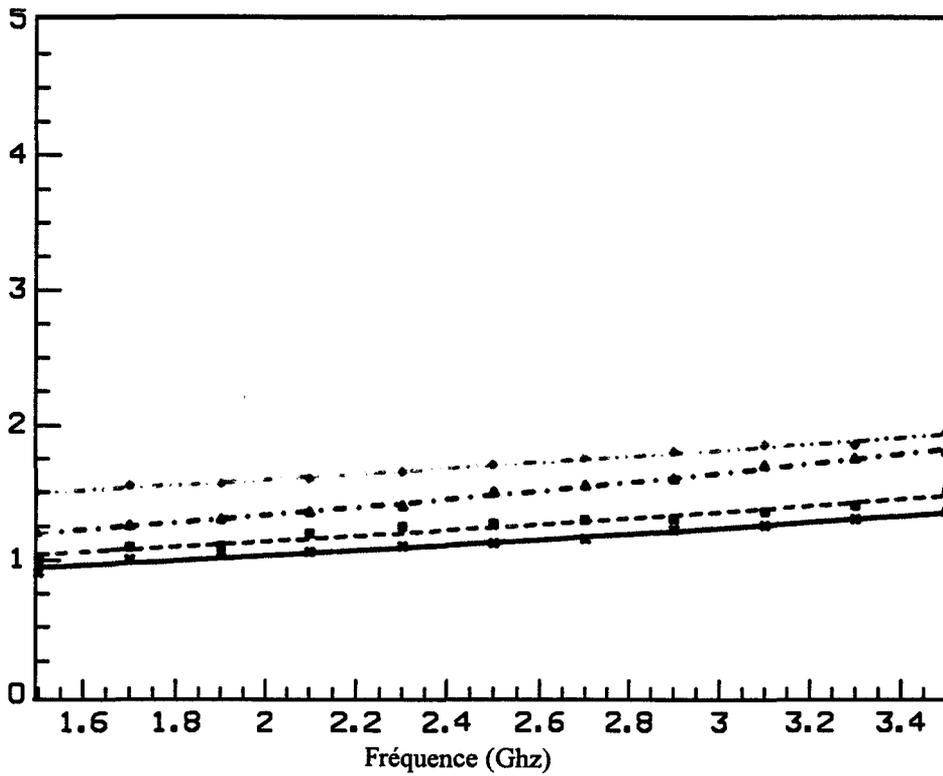
Le modulateur hyperfréquence a été caractérisé à partir du circuit test (circuit n°2) présenté figure IV.2. Afin de mesurer les pertes d'insertion du modulateur à quatre voies, nous avons polarisé une des voies à 0 V (voie passante) et les trois autres voies à -5 V (voies bloquées). La source de bruit étant reliée au modulateur, les pertes d'insertion, déterminées à partir du paramètre S_{21} , tiennent compte non seulement du commutateur mais aussi de la présence de celle-ci. En pratique, cette mesure est faite pour l'état off (non polarisé) de la source de bruit et les résultats de cette caractérisation sont représentés figure IV.6. On peut constater, dans la bande de fonctionnement du capteur (2 à 3 GHz), que les pertes d'insertion, varient de 1,5 à 1,8 dB. Dans le but de comparer ce résultat avec la simulation, nous avons joint à cette figure le résultat de simulation des pertes d'insertion en tenant compte de l'ensemble du "layout". On peut noter que les pertes simulées sont inférieures à celles obtenues expérimentalement. En effet, nous avons un écart de l'ordre de 0,2 dB entre la théorie et l'expérience. Cet écart peut sans doute être expliqué par l'introduction de la monture qui vraisemblablement se traduit par des pertes supplémentaires de l'ordre de 0,2 dB.

Afin d'estimer les pertes d'insertion introduites par le "layout" d'une part et par le branchement en parallèle de la source de bruit d'autre part, nous avons représenté également, figure IV.6, les pertes d'insertion calculées en ne tenant pas compte de la configuration géométrique du circuit, et puis en ne tenant pas compte de la source de bruit. On constate que les pertes additionnelles liées au "layout", sont de l'ordre de 0,1 dB et celles liés au branchement de la source de bruit, sont de l'ordre de 0,2 dB.

Nous pouvons conclure que nous avons obtenu des pertes d'insertion, du modulateur associé à la source de bruit (en état off), un peu plus importantes que celles prévues dans la conception. En effet, nous avons pratiquement 0,5 dB de pertes supplémentaires dues aux imperfections introduites par le boîtier, le "layout" et la source de bruit. Cependant, ces résultats sont quand même satisfaisants pour un premier essai et pourront sans doute être améliorés dans d'autres réalisations.

Figure IV.6 : Pertes d'insertion du modulateur à quatre voies simulées et expérimentale.

P (dB)



- ♦- Pertes d'insertion du modulateur associé à la source de bruit (expérimentale)
- ▲- Pertes d'insertion du modulateur associé à la source de bruit (simulé avec layout)
- Pertes d'insertion du modulateur avec « layout » (simulé)
- Pertes d'insertion du modulateur sans « layout » (simulé)

b) Isolation

Nous avons également caractérisé l'isolation du modulateur, en présence de la source de bruit, à partir du circuit n°2. Elle peut se caractériser par le coefficient d'atténuation donné par le paramètre S_{21} , mesuré entre l'entrée d'une voie passante et l'entrée d'une voie bloquée et ceci en présence des autres voies en état bloquées. Nous avons représenté sur la figure IV.7, l'évolution de l'isolation en fonction de la fréquence qui varie entre 16 à 20 dB dans la bande 2 - 3 GHz. Nous avons également représenté sur cette figure, les résultats de simulation de l'isolation du modulateur avec et sans "layout". Nous constatons que nous avons au maximum, dans la bande de fonctionnement du modulateur, un écart de 1 dB entre les trois cas de figures mentionnés. Nous pouvons donc conclure que les résultats de caractérisation donnant l'isolation du modulateur sont satisfaisants.

IV.3.2 Circuit n°1

Afin de vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble du microcapteur en hyperfréquence, des mesures des performances du circuit intégré ont été effectuées entre l'entrée d'une voie passante du modulateur et la sortie du dernier étage d'amplification. Les mesures du gain en puissance et de l'adaptation permettront de mettre en évidence le bon fonctionnement du commutateur et de l'amplificateur, en précisant la bande de fonctionnement hyperfréquence du capteur. Les mesures en bruit, permettront non seulement la détermination du facteur de bruit global du microcapteur mais aussi, l'excès de bruit associé à la source de bruit additionnelle.

IV.3.2.1 Gain en puissance et adaptation de l'ensemble du récepteur

La caractérisation du gain en puissance du microcapteur a été effectué en polarisant l'amplificateur à une tension d'alimentation de 3 V, le modulateur à une tension d'alimentation de 0 V pour la voie passante et de -15 V pour l'ensemble des trois voies bloquées.

L'évolution, de 0 à 5 GHz, du gain observé expérimentalement est représentée sur la figure IV.8. On note qu'un gain maximum de 39 dB est obtenu à la fréquence de 2,5 GHz et que le gain aux deux extrémités de la bande prévu est de 36,5 dB. A titre de comparaison, nous avons présenté sur la même figure, le gain prévu par la simulation en tenant compte de la configuration géométrique du circuit. Il apparaît que

Figure IV.7 : Isolation du modulateur simulée et expérimentale.

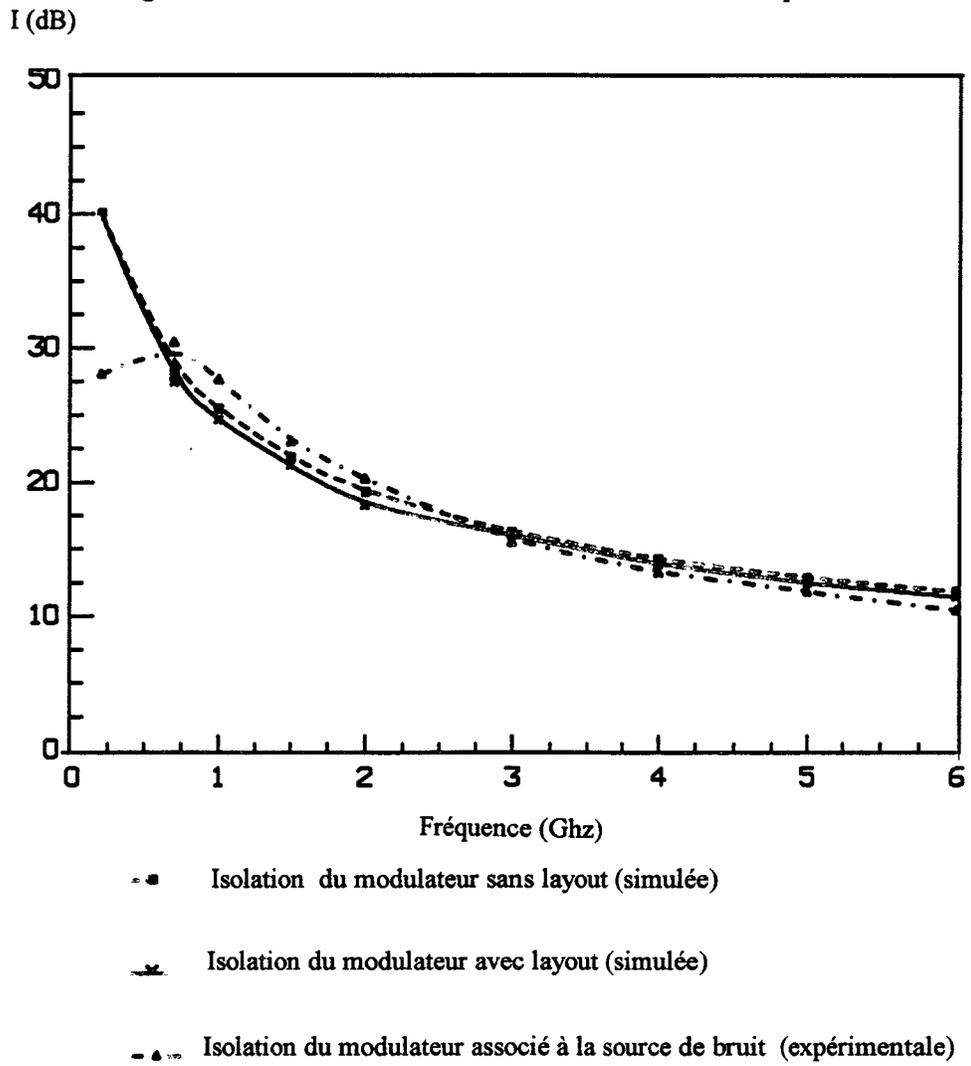
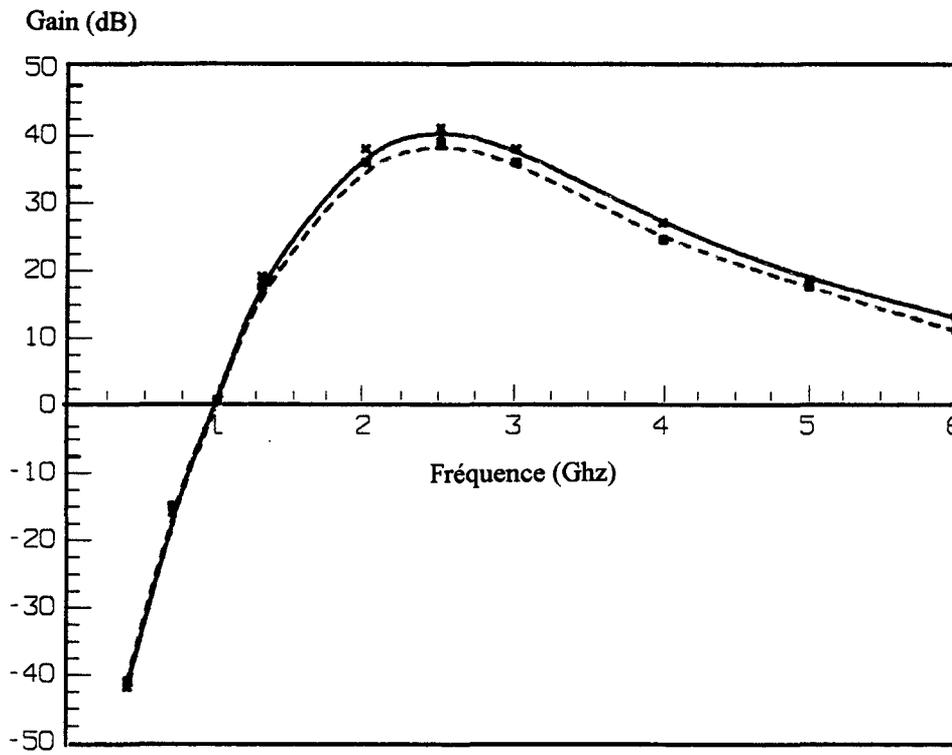


Figure IV.8 : Comparaison entre le gain de l'amplificateur simulé et expérimental.



--●-- Gain de l'amplificateur expérimental
—■— Gain de l'amplificateur simulé

les valeurs théoriques sont en moyenne de 2 dB plus élevées que les valeurs expérimentales, ce qui, pour une première réalisation est relativement satisfaisant.

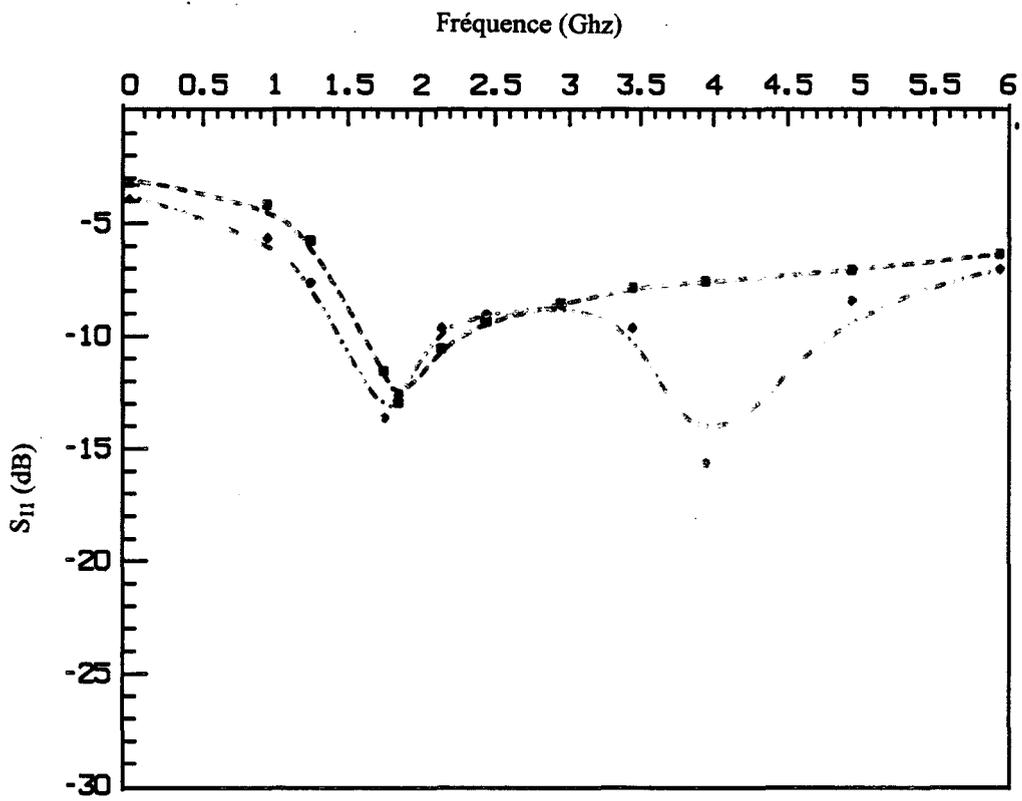
Par ailleurs, nous avons aussi mesuré les paramètres S_{11} et S_{22} , caractérisant l'adaptation de l'ensemble du récepteur dans la bande 0-5 GHz, que nous présentons respectivement figures IV.9 et IV.10. Les résultats de simulation de ces deux paramètres sont aussi représentés sur ces dernières figures et l'on note que nous avons un accord relativement satisfaisant entre la théorie et l'expérience. En pratique, nous obtenons dans la bande utile, comprise entre 2-3 GHz, une adaptation à l'entrée supérieur à 15 dB et une adaptation à la sortie supérieur à 9,5 dB. Notons par ailleurs, qu'aucune adaptation, sur 50Ω , n'a été prévu à la sortie du dernier étage d'amplification du circuit n°1 et ceci explique les valeurs obtenues pour le paramètre S_{22} .

IV.3.2.2 Facteur de bruit de l'ensemble du récepteur en polarisant ou non la source de bruit

La mesure du facteur de bruit du circuit n°1 a été réalisée par la centrale de caractérisation de l'I.E.M.N. Cette mesure est effectuée en polarisant le commutateur et les différents étages d'amplification de la même manière que précédemment. Le facteur de bruit total du récepteur (correspondant à l'ensemble modulateur + source de bruit + amplificateur) est tout d'abord mesuré, lorsque la source de bruit est non polarisée. Nous présentons l'évolution du facteur de bruit, mesuré en fonction de la fréquence, sur la figure IV.11 et nous avons reporté, sur la même figure, le facteur de bruit du récepteur issu de la simulation avec "layout". On remarque que le facteur de bruit passe par un minimum dans la bande de fonctionnement prévue pour le capteur. Les valeurs expérimentales observées dans la bande 2-3 GHz varient entre 3,7 et 4 dB alors que les valeurs théoriques étaient comprises entre 3 et 3,4 dB. On peut donc noter un écart constant de 0,7 dB entre la simulation et l'expérience qui s'explique en partie par les pertes, un peu plus importantes, observées expérimentalement pour le commutateur et peut être aussi dû au modèle de bruit du transistor à effet de champ utilisé qui pourrait sous estimer le facteur de bruit.

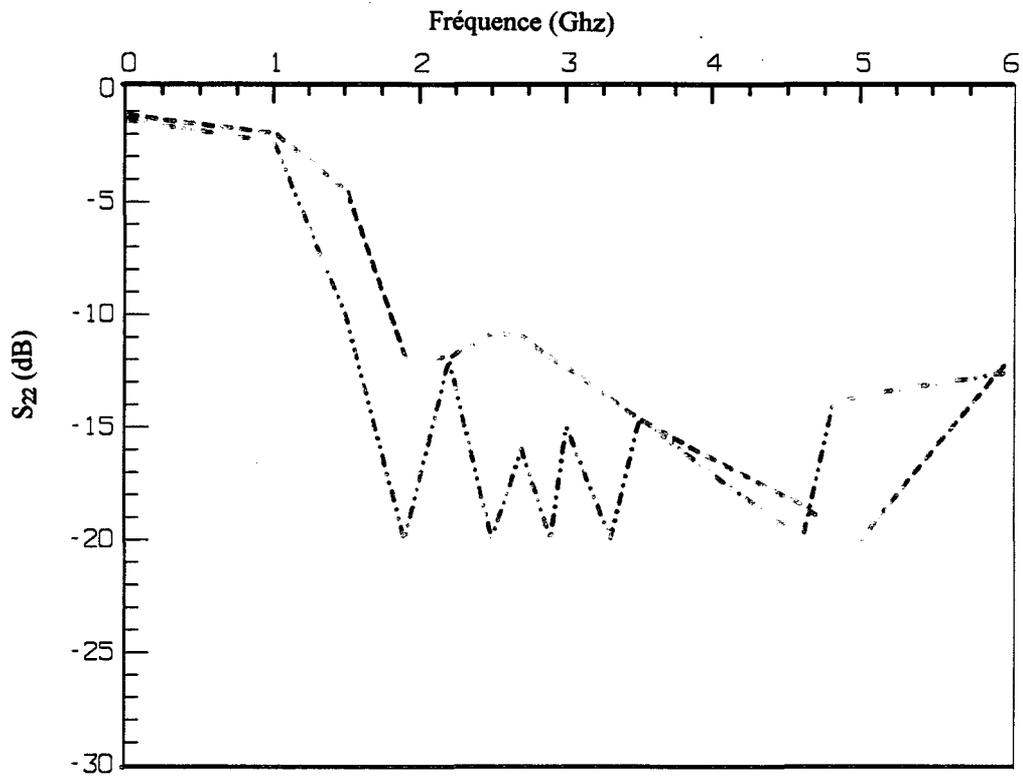
La caractérisation du bruit additionnel, fourni par la source de bruit, a été ensuite effectuée en mesurant le facteur de bruit de l'ensemble du récepteur pour l'état "on" de la source de bruit. Dans ce cas, il suffit de polariser respectivement, la grille et le drain du transistor à effet de champ utilisé, par la source de bruit à 0,5 et 2 V. Les résultats obtenus sont présentés et comparés à ceux issus de la simulation (figure IV.11). Nous pouvons noter que l'excès de bruit, introduit par la source de bruit, est de

Figure IV.9 : Adaptation à l'entrée du capteur hyperfréquence simulée et expérimentale



- - - • • • Adaptation à l'entrée du capteur hyperfréquence « expérimentale »
- - - • • • Adaptation à l'entrée du capteur hyperfréquence « simulé »

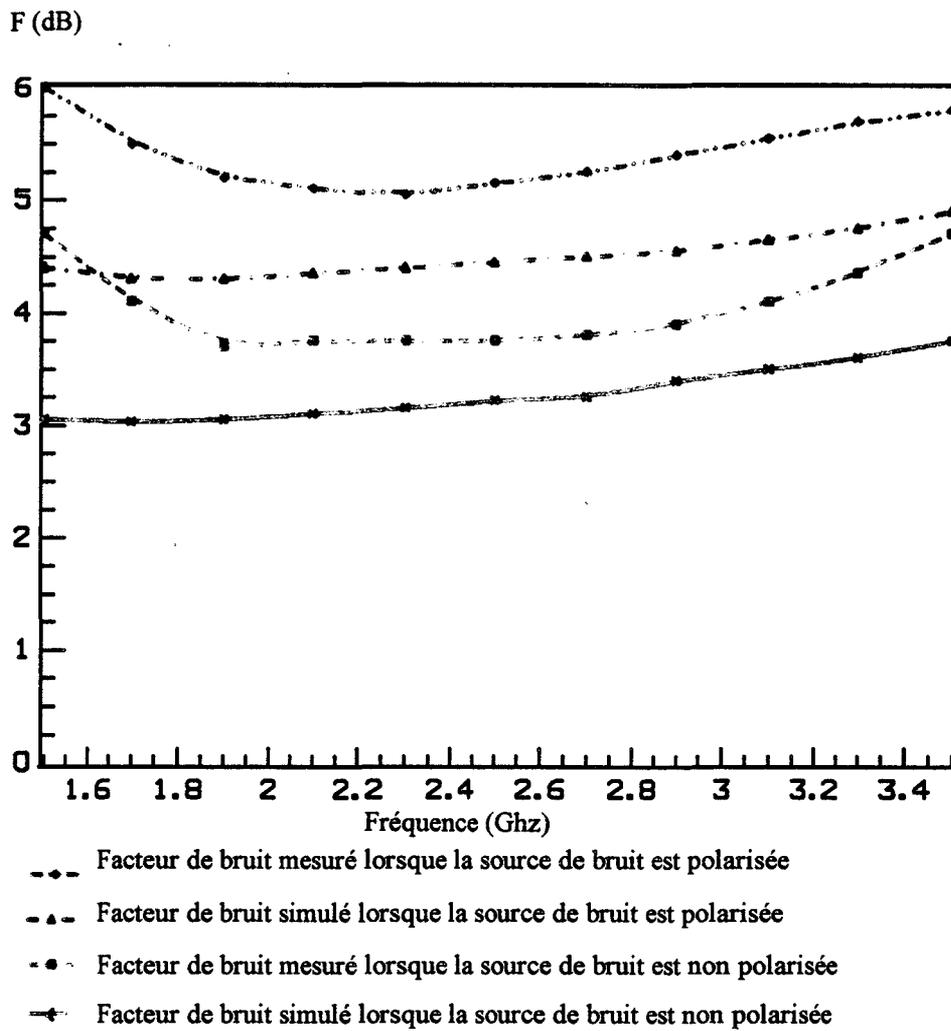
Figure IV.10 : Adaptation à la sortie du capteur hyperfréquence simulée et expérimentale



- - Adaptation à la sortie du capteur hyperfréquence « expérimentale »

- - Adaptation à la sortie du capteur hyperfréquence « simulée »

Figure IV.11 : Facteur de bruit du capteur microonde simulé et expérimental.



l'ordre de 1 dB ce qui correspond à une variation de température de bruit de 150°C, valeur proche de celle prévue théoriquement. C'est ainsi que l'écart obtenu, entre la valeur simulée et mesurée du facteur de bruit, est du même ordre de grandeur que celui obtenu dans le cas où la source de bruit est éteinte.

Tous ces résultats apparaissent relativement satisfaisants même si les origines de l'écart observé, entre les valeurs du facteur de bruit global mesuré et simulé, mériteraient d'être mieux précisées

IV.4 Réalisation du système complet constituant le capteur de température .

Les résultats obtenus dans la caractérisation de notre circuit intégré sont dans l'ensemble satisfaisants, même si les performances obtenues sont, dans certains cas, un peu inférieures à celles prévues théoriquement. Dans ces conditions, il s'est avéré possible de réaliser le thermomètre microonde complet et nous donnons, figures IV.12(a) et IV.12(b), quelques photographies du dispositif qui a été réalisé. Le système, dans sa version définitive, est composé de trois parties:

- les circuits actifs et passifs hyperfréquences que nous avons spécialement étudiés dans ce travail et qui sont constitués du circuit intégré monolithique réalisé par PML, auquel sont associées les deux lignes de transmission d'impédance caractéristique 50Ω , d'environ 50 cm de longueur, formées de câbles semi-rigide et terminées soit par un court-circuit, soit par une antenne captant le rayonnement émis par le matériau à mesurer .
- le dispositif de traitement du signal récolté, à la sortie du détecteur hyperfréquence, constitué d'un amplificateur basse fréquence à faible bruit et de gain élevé d'une détection synchrone numérique et enfin de l'ensemble des alimentations électroniques permettant l'alimentation du circuit.
- le microprocesseur permettant l'exploitation des signaux sortant du détecteur synchrone et utilisant les différentes équations démontrées et vérifiées expérimentalement dans ce travail .

Compte tenu de la complexité de l'ensemble du système, ce n'est que très récemment que le capteur de température complet a été réalisé . De ce fait, nous ne présenterons pas ici une étude exhaustive de ses performances et de ses applications possibles, mais seulement un exemple montrant quelques unes de ses possibilités .



Figure IV.12(a) : Photographie n°1 du système complet constituant le capteur de température.



Figure IV.12(b) : Photographie n°2 du système complet constituant le capteur de température.

Soulignons, au préalable, que les résultats expérimentaux qui seront ici présentés, l'ont été avec un système qui n'est pas encore dans sa version définitive. C'est ainsi qu'au niveau du circuit hyperfréquence, un certain nombre de problèmes en cours de résolution, ne nous ont pas encore permis d'utiliser le détecteur hyperfréquence monolithique constitué par le transistor à effet de champ et, de ce fait, un détecteur externe de type HP a été utilisé. De la même façon, l'isolement (en continu) entre la résistance de chauffage et les résistances adaptées de référence, décrites précédemment, s'étant révélé insuffisant, il ne nous a pas été possible de déterminer la température T_2 de la résistance de température la plus élevée à partir de la mesure de la résistivité du GaAs. C'est pourquoi, si la température T_1 d'une des charges de référence a été mesurée en déterminant la résistance de l'autre charge adaptée de référence qui lui est associé, la température T_2 prise par l'autre charge de référence, sous l'effet de la puissance continue appliquée à la résistance de chauffage, a été déterminée à partir de la mesure de la puissance de bruit qu'elle émet en microonde et de sa comparaison avec celle émise par une source de bruit étalon.

C'est ainsi que dans cette première évaluation du système complet, le calcul de la température du matériau n'a pas été déterminée directement par le microprocesseur et un système plus simple permet d'afficher seulement les valeurs obtenues d'une part, pour le coefficient de réflexion $|\rho|^2$ de l'antenne en présence du matériau et d'autre part, pour la température radiométrique T_R caractérisant le bruit reçu à l'entrée de l'amplificateur. Dans ces conditions, pour obtenir la température T_M du matériau étudié, il nous faut la calculer à partir de $|\rho|^2$ et T_R . Dans ce but l'équation suivante, démontrée dans le chapitre II, a été utilisée :

$$T_R = (1 - |\rho|^2) T_M + |\rho|^2 T_e + T_a \quad \text{IV.1}$$

IV.5 Application à la mesure de la température interne d'un matériau quelconque.

Utilisation dans le contrôle de la congélation ou de la décongélation d'un aliment

IV.5.1 Etude d'un liquide de référence de température uniforme.

L'une des applications les plus intéressantes de notre capteur est la détermination de la température interne d'un matériau en appliquant sur sa surface ou en plaçant à proximité une antenne captant le rayonnement émis par le matériau. En théorie, les caractéristiques de l'antenne n'interviennent pas de façon critique puisque

l'un des avantages essentiels de notre système est de pouvoir tenir compte de la désadaptation de l'antenne en présence du matériau. Néanmoins, si l'on veut obtenir une bonne précision, il est préférable de recevoir une partie importante de la puissance de bruit émise par le matériau et donc d'utiliser une antenne qui ne soit pas trop désadaptée en présence du matériau. C'est pourquoi, pour mettre en oeuvre ce type d'application, nous avons utilisé une antenne plaquée conçue au laboratoire [41-43] présentant un coefficient de réflexion proche de zéro lorsqu'elle est appliquée sur la surface d'un aliment ou sur le corps humain.

Afin d'étudier les possibilités du capteur, nous avons tout d'abord considéré un cas simple correspondant à la mesure de la température T_g d'un volume de glycérol contenu dans une enceinte munie d'une fenêtre en mica de faible épaisseur, de façon à pouvoir placer l'antenne plaquée utilisée à très faible distance du produit à mesurer. Des résistances chauffantes permettent de faire varier T_g et un agitateur mécanique est utilisé, afin de maintenir une température uniforme dans tout le volume du glycérol. Dans l'expérience que nous allons décrire, T_g est maintenue à une valeur constante égale à 68°C . L'antenne plaquée est tout d'abord appliquée directement sur la fenêtre de mica. Le coefficient de réflexion mesuré est alors très faible, voisin de 0.02, et comme on pouvait s'y attendre, la température mesurée par notre capteur est à $+ ou - 0.5^\circ\text{C}$ égale à 68° . C'est alors qu'il paraît intéressant, afin d'étudier les possibilités de mesure à distance et de prise en compte de la désadaptation de l'antenne, d'éloigner progressivement l'antenne de la fenêtre de mica. Les résultats obtenus sont représentés figure IV.13. Sur ce graphique, nous avons représenté en fonction de la distance antenne-fenêtre (le plan d'antenne restant parallèle au plan du mica) l'évolution du coefficient de réflexion, de la température radiométrique T_R et de la température du matériau T_M calculée à partir de la relation (IV.1). On remarque que la présence d'une lame d'air, d'épaisseur croissante, entre l'antenne et la fenêtre de mica se traduit rapidement par une augmentation importante du coefficient de réflexion présentée par l'antenne qui atteint 0,5 pour une distance de 7 mm. De ce fait, la température radiométrique diminue très rapidement et diffère très vite de la température régnant dans le matériau étudié. Néanmoins, connaissant $|\rho|^2$, il est possible de la corriger en utilisant la relation IV.1 et d'obtenir des températures T_M restant très proches de la température réelle T_g du glycérol, au moins pour des valeurs de $|\rho|^2$ inférieures à 0,3.

Ce résultat illustre à notre avis très bien les avantages de notre nouveau capteur qui permet, grâce à la détermination simultanée de T_R et $|\rho|^2$, de s'affranchir dans une très large mesure des problèmes inévitables posés par la désadaptation de l'antenne et par les difficultés de contrôler complètement l'interface antenne- matériau.

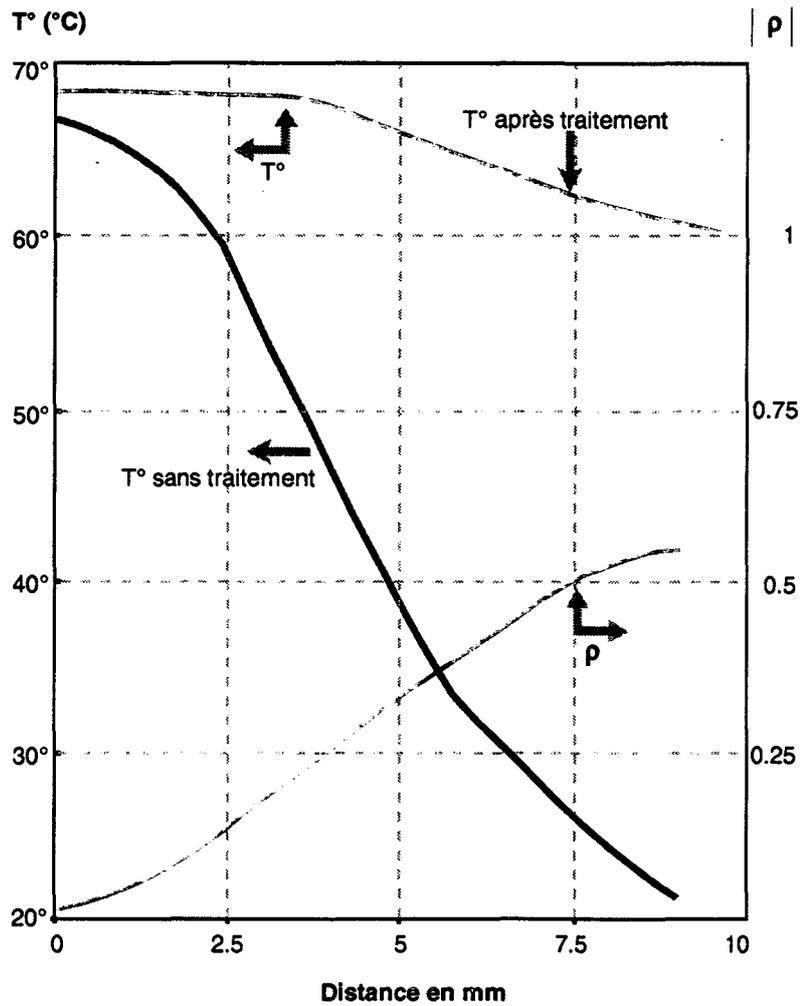


Figure IV.13 : Mesure de la température d'un volume de glycérol (porté à 68 °C) en fonction de la distance comprise entre l'antenne plaquée utilisée

- Evolution de la température sans traitement
- - - Evolution de la température après traitement
- · · Evolution du coefficient de réflexion en puissance mesuré par le microcapteur de l'antenne couplée au matériau.

IV.5.2 Etude d'un aliment en cours de décongélation

Les résultats obtenus, dans cette première étude de faisabilité, s'étant révélés satisfaisants, il nous a paru intéressant d'étudier d'autres applications. C'est ainsi qu'en collaboration avec la Société **COMEUREG**, nous avons étudié l'évolution de la température de différents matériaux alimentaires en cours de décongélation. L'expérience décrite ici, concerne l'échauffement progressif d'un bloc d'épinard qui a été suivie en plaçant un thermocouple en surface, un autre à un centimètre de profondeur à l'intérieur de l'aliment et enfin en plaçant l'antenne plaquée de notre capteur, comme nous le présentons sur la figure IV.14, à la surface du matériau. Nous avons aussi représenté, figure IV.15, l'évolution temporelle de la température mesurée par le thermocouple en surface, de celle déterminée à un centimètre de profondeur et enfin de la température T_M obtenue par radiométrie microonde. On remarque que si la température superficielle est toujours sensiblement plus élevée que la température régnant à l'intérieur du matériau, les indications obtenues par radiométrie microondes sont toujours voisines de la température mesurée par le thermocouple placée à un centimètre de profondeur.

Ce résultat montre que notre capteur de température microonde permet très simplement d'obtenir des informations sur la température régnant à l'intérieur d'un produit congelé. Compte tenu du fait que l'interface antenne-matériau n'est pas critique, cette mesure peut se faire sur le produit emballé dans un carton ou un plastique et nous avons vérifié expérimentalement en laboratoire que la détermination de T_M dépendait très peu de la présence de cet emballage .

IV.5.3 Conclusion

Les résultats obtenus dans ce chapitre sont très encourageants . Dès sa première conception et réalisation, le circuit intégré monolithique, fabriqué par PML, a présenté des performances voisines de celles prévues théoriquement. Il a ainsi pu être utilisé pour réaliser la première version miniaturisée d'un nouveau capteur de température dont les performances apparaissent très prometteuses.

Bien entendu, un certain nombre de problèmes restent à résoudre concernant la détection hyperfréquence et la mesure de la température T_2 de la charge adaptée servant de source de bruit de référence. Par ailleurs, l'obtention de performances plus

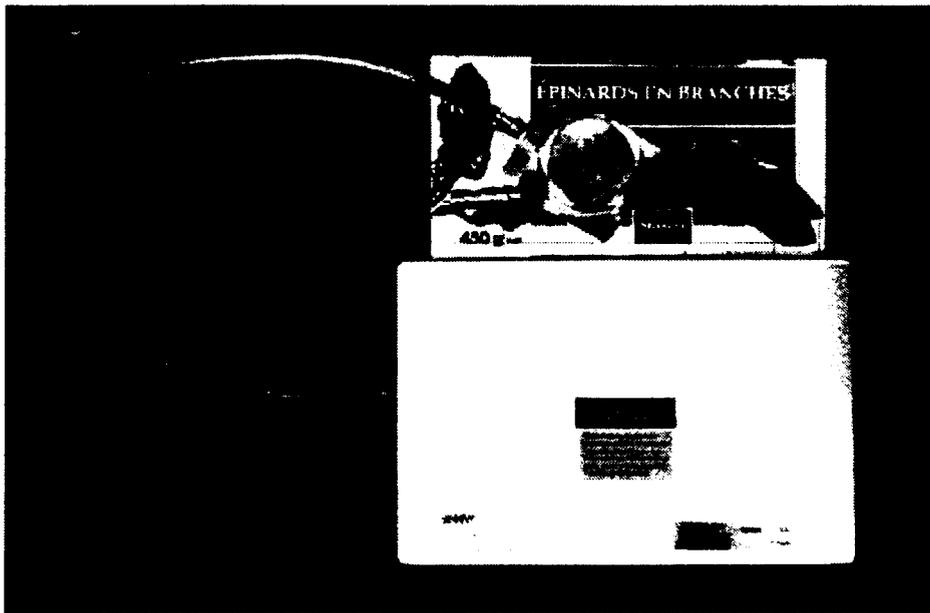


Figure IV.14 : Photographie du capteur permettant la mesure de la température de décongélation d'un bloc d'épinard à l'aide d'une antenne plaquée placée à la surface du produit.

Température du produit
en °C

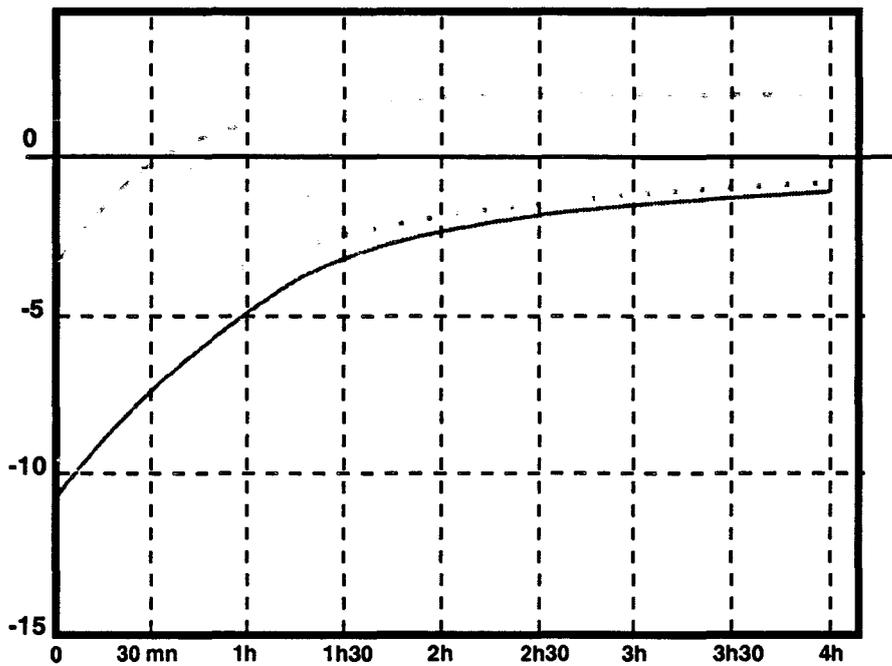


Figure IV.15 : Evolution de la température d'un bloc d'épinard en phase de décongélation.

Température mesurée à l'aide d'un thermocouple
placé à la surface du produit.

Température mesurée à l'aide d'un thermocouple
placé à une profondeur de 1 cm de la surface du produit.

— Température mesurée par une antenne reliée directement
au microcapteur hyperfréquence placée à la surface du produit.

Chapitre IV

élevées, tant en ce qui concerne le gain et le facteur de bruit, apparaît nécessaire pour obtenir la précision ultime 0.1°C visée au démarrage de ce travail et nécessaire pour la réalisation d'un thermomètre médical.

Enfin, de nombreuses études expérimentales sont encore indispensables pour évaluer quantitativement toutes les possibilités ouvertes par le nouveau capteur dont nous venons de réaliser le premier prototype.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail proposé avait pour objectif la réalisation d'une nouvelle génération de capteurs de température, peu encombrant et de faible coût, destiné à des applications multiples dans l'industrie, en électroménager ou au niveau médical, permettant la détermination sans contact de la température régnant à l'intérieur d'un matériau.

Le principe utilisé repose sur la détermination du rayonnement microonde d'origine thermique, émis par le matériau dont on veut mesurer la température. L'originalité de la méthode utilisée réside dans le fait que le capteur est de type intelligent, dans la mesure où il s'auto-étalonne et qu'il peut tenir compte automatiquement de la désadaptation entre l'objet à étudier et l'antenne utilisée pour capter le rayonnement.

Le procédé utilisé repose sur l'utilisation de sources de bruit, commandable électroniquement et sur le fait que les signaux traités sont généralement incohérents ou apériodiques, compte tenu des bandes passantes et des longueurs de ligne utilisées. De ce fait, il est possible d'utiliser un ensemble de relations suffisamment simples, pour être prises en compte dans le dispositif de traitement des signaux, pour obtenir à tout instant tous les paramètres importants du système: gain, température de bruit de l'amplificateur, coefficient de réflexion présenté par l'antenne, température de bruit du matériau étudié.

Bien entendu, la nouveauté du procédé que nous entendions utiliser a nécessité des études, tant théoriques qu'expérimentales, pour en prouver la validité. C'est ainsi,

Conclusion générale

qu'utilisant des équations analytiques puis des simulations sur ordinateur à partir du logiciel MDS, nous avons pu montrer que la précision obtenue était excellente sous certaines conditions remplies par:

- l'impédance présentée par la source de bruit;
- les longueurs de lignes utilisées;
- les valeurs des coefficients de réflexion pas trop élevées (inférieure à 0,3).

C'est ainsi, qu'utilisant un système réalisé à partir de dispositifs commerciaux, il nous a été possible de vérifier expérimentalement cette conclusion.

L'étape suivante avait pour objectif d'une part, l'étude de la faisabilité d'un capteur à faible coût et d'autre part, sa réalisation en technologie monolithique. C'est pourquoi, les études théoriques précédentes ont été utilisées, pour définir le cahier des charges correspondant aux différents éléments: source de bruit, commutateur, amplificateur et détecteur, constituant le dispositif complet microonde. Ces données ont ensuite été utilisées pour concevoir l'ensemble du circuit et effectuer une fabrication dans la fonderie PML (Philips Microwave Limeil).

Les résultats obtenus, lors de la première réalisation, sont en accord dans leur très grande majorité, avec les prévisions théoriques et les spécifications que nous avons retenues. C'est ainsi qu'une première version monolithique du thermomètre microonde, dont les retombées au plan pratique peuvent être très importantes, a pu être mise en oeuvre.

Enfin, après résolution de quelques problèmes rencontrés, en particulier au niveau de la détection, après amélioration par une optimisation plus approfondie des performances, après miniaturisation plus poussée des circuits de traitement du signal, ce nouveau capteur microonde devrait pouvoir être utilisé largement dans de nombreux domaines de l'activité économique.

Bibliographie

- [1] D.D Nguyen, M. Chivé, Y. Leroy, E.Constant
"Combinaison of local heating and radiometry by microwave".
IEEE Transaction on Instrumentation and measurements, IM-29, pp143-144,1980
- [2] Y. Leroy, J.C. Van De Velde, A.Mamouni, J.F Rochas, B. Meyer.
"Thermométrie de matériaux en nappe par radiométrie microonde".
Onde électrique, Janv 87, Vol. 67 N°1/67.
- [3] F. Bardati, V.J. Brown, and P.Tognolatti.
"Temperature reconstructions in dielectric cylinder by multi-frequency microwave Radiometry".
Journal of Electromagnetic Waves and applications, Vol.7, N°11, 1549-1571, 1993.
- [4] D.V. Land, and V. J Brown
"Subcutaneous temperature measurement by microwave radiometry"
17 th EUMC, 896-901, Rome, 1987.
- [5] S. Mizhushina, T. Shimizu, K. Sasuki, M. Kinomura, H .Ohba, and T. Sugiura
"Retrieval of temperature-Depth profil in biological objects from multi-frequency microwave radiometrique data"
Journal of Electromagnetic Waves and applications, Vol.7, N°11, 1515-1548, 1993.
- [6] E. Constant, Y. Leroy et J. C. Van de Velde.
" Thermomètre microonde miniature "
Brevet n° 84.04.792, 21 mars 1984.
- [7] B. Bocquet, J.C. Van De Velde, A. Mamouni, Y, Leroy, G. Giaux, J. Delannoy, and D. Delvalu
" Microwave radiometric imaging at 3 GHz for the exploration of breast tumors"
IEEE Transaction on Microwave Theory end Thechnique, Vol. 38, N°6, June 1990.

- [8] M. Chivé
 "Use of microwave radiometry for hyperthermia monitoring and as a basis for thermal dosimetry"
 In Methods of Hyperthermia Control, M. Gautherie(ed.), Springer-Verlag, Berlin, 1990.
- [9] A. Mamouni
 "Radiometrie microonde en champ proche: Applications médicales"
 (Thermographie Microonde)"
 Thèse de Doctorat 1988.
- [10] K. M. Ludeke, B. Schiek and Kohler
 "Radiation balance microwave thermographe for industrial and medical application".
 Electron lett., 1978, 14, p.149
- [11] G. Bruhat
 "Thermodynamique"
 Masson et Cie, Paris 1967
- [12] H. Bosma
 " One the theory of linear systems"
 Philips Res. Repts. Supp, n°10, 1967
- [13] R. H. Dicke
 "The mesurement of thermal radiation at microwave frequencies"
 Rev. Sc. Inst., Vol.17, n°7, July 1946, p.268
- [14] G. Evans, C.W. Mc Leish
 "RF Radiometer Hand Book"
 Artech Housse Inc Mass. USA.
- [15] D. D. Nguyen
 " Thermographie et chauffage microondes. Contribution à la conception et à la réalisation de système destinés au génie biologique et médical"
 Thèse de 3^e cycle Lille 10 déc 1980.

- [16] Y. Leroy, E. Constant, A. Mamouni, D. D. Nguyen, H. Chivé, Y. Moschetto
J. P. Sozanski.
" Thermographie par microondes "
81/00682 9 Jan 81.
- [17] J. C. Van De Velde, E. Constant.
" Procédé, dispositif de mesure de température utilisant le rayonnement
microonde et application pour la détermination du coefficient de reflexion
hyperfréquence à la mesure de la température"
Brevet 9101344, 4 juin 1993.
- [18] A. H. Barrett, P. C. Myers
"Subcutaneous temperatures: a method of non invasive sensing"
Sciences Vol.190, pp 669-1975.
"Microwave thermography: Method of detecting subsurfacethermal patterns"
Proc. 1st. Europ. Congr. Amsterdam 1974
in Bibl. Radiol. n°6, pp 45-56 (Karger, Basel 1975)
- [19] A. C. Metaxas, R.J. Meredith
" Industrial Microwave Heating"
IEEE Power Engineering série 4, 1983. Peter Peregrinus Ltd.
- [20] J. P. Nougier
" Origine du bruit dans les dispositifs à semiconducteurs"
Revue phys. Appl 22. pp 803-819. Août 1987.
- [21] M. Pouysegur, J. Graffeuil
" Bruit en $1/f^{3/2}$ dans les structures GaAs. Modèle du bruit thermique
de surface"
Revue Phys. Appl 22. pp 897-903. Août 1987.
- [22] B. Hughes, N. G. Fernandez, J. Gladstone.
" GaAs Fet's with a flicker-noise corner blow 1 MHz "
IEEE transaction of Electron Devices, Vol.ED-34.n°4, April 1987

- [23] Caroline. M. Van Vliet
 " A Suvery of Results and Future Prospects on Quantum 1/f Noise and 1/f in Generaly"
 Solid-state Electronics. Vol.34, pp 1-21. 1991.
- [24] D. F. Wait
 " The sensitivity of the Dicke Radiometer"
 Journal of Research of the National bureau off standards, Vol.71 c, n°2
 April-June, 1967.
- [25] J. H. Rainwater
 " Radiometers: Electronic eyes that see noise"
 Microwave, septembre 1978
- [26] F. Thomsen
 "One the resolution of Dicke-Type radiometers"
 IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques,
 Vol. MTT-32, n°2, February 1984.
- [27] H. J. Hundler, M. T. Lebenbaum M.T
 " Hand book of microwave measurements",
 Vol. III, M. Suchet and J. Fox. ed.,
 Polytechnic Press of the Polytechnic Institute of Brooklyn. 1963
- [28] Hewlett Packard
 " Schottky Barrier Diode Vidéo Detectors"
 Application note 923.
- [29] J. C. Van de Velde, C. Hien. E. Constant
 " Compte rendu de l'étude de faisabilité du contrôle par radiométrie
 microonde de la température d'un matériau dans une enceinte
 métallique".
 1989.
- [30] Philips Microwave Limeil
 "Manuel de conception de la technologie ER07AD"

- [31] A. Van Der Ziel
 "Thermal noise in field effect transistor"
 Proc IRE, Vol. 50, pp.1808-1812,1962.
- [32] A. Van Der Ziel
 " Gate noise in field effect transistors at moderately high frequencies"
 Proc. IRE, Vol. 51, pp.461-467,1963.
- [33] A. Cappy
 " Propriétés physiques et performances potentielles des composants submicroniques à effet de champ: Structures conventionnelles et à gaz d'électrons bidimensionnel."
 Thèse de doctorat, Lille, 1986
- [34] A. Cappy
 " Noise modeling and measurement techniques "
 IEE. trans. Microwave Theory Tech., Vol. 36, n°1, Janv.1988.
- [35] F. M. Kloasen
 " High-frequency noise of the fonction field-effect transistor"
 IEEE trans. Electron Devices. Vol ED-14, n°7, pp 368-373.1967
- [36] W. Beachold
 " Noise behavior of GaAs field-effect transistor with short gate length"
 IEEE trans. Electron Devices. Vol ED-19, n°5, pp 674-680.1972
- [37] M. S. Gupta, O. Pitzalis, S.E. Rosebaum, and P. Greiling
 " Microwave noise characterization of GaAs MESFET'S by on Wafer measurement of the outputnoise courent ",
 I.E.E trans Microwave Theory Tech, Vol.35, n°12, pp 1208-1217, Dec 1987.
- [38] R. A. Pucel, H. A. Haus, and H. Statz
 " Signal and noise properties of gallium arsenide field effect transistors,"
 Adv. electron and electron phys.38, 195 (1974)

- [39] N. caglio, D. Meignant, M. Grillaud.
 "Amplificateur faible bruit et VCO large bande (bande)"
 Collaboration PML-Thomson-TRT-Defense (1990)
 Recherche sur les circuits intégrés GaAs Normally off
 Rapport de conception
- [40] Philips Microwave Limeil
 "Logiciel de contrôle des règles de dessins des masques"
- [41] A. Mamouni, D. D. Nguyen, Y. Leroy, E. Constant
 " Mesure et dosimétrie associées aux interactions ondes
 électromagnétique et milieu vivant".
 Revue générale de l'électricité, Tome 88, n°9 sept 1979
- [42] A. Mamouni
 " Radiométrie hyperfréquence. Applications à la mesure atraumatique
 de la température au sein des trissus vivants"
 Thèse 3° cycle. Lille. novembre 1978
- [43] A. H. Baret, P. C. Myers
 " Subcutaneous temperature: a methode of non invasive
 sensing "
 Science, Vol.190, 1975, pp.669-671.
- [44] Hewlett Packard
 " Mixer and Detectors Diodes "
 Application Note 80800, pp 2-58 à 2-81.
- [45] J. Lyglio, and T. korya ishii
 " Hihg Efficiency FET Microwave Detector Design "
 Microwave Journal, Technical Feature pp 93-97. 1990.

Annexe A

ANNEXE A

Etude de l'utilisation d'un transistor à effet de champ en détecteur hyperfréquence.

Comparaison avec les dispositifs à diode

Introduction

L'énergie hyperfréquence est généralement détectée par des diodes qui, dans une certaine plage de puissance HF appliquée, se comportent comme des détecteurs quadratiques et produisent une tension continue détectée proportionnelle à la puissance disponible à l'entrée.

les deux paramètres importants caractérisant un détecteur sont:

- la sensibilité γ du détecteur exprimée par le rapport entre la tension détectée et la puissance hyperfréquence incidente (exprimée en $mV/\mu W$)
- la sensibilité tangentielle notée TSS représentant la puissance hyperfréquence minimale décelable (exprimée en dBm)

Les détecteurs les plus fréquemment utilisés en structure hybride sont les détecteurs en technologie silicium et c'est ainsi que, comme élément de référence, nous avons utilisé un détecteur HP. Cependant, dans notre cas, il s'agit de réaliser un détecteur intégré en technologie GaAs. C'est pourquoi, nous proposons d'étudier, dans cette annexe, deux types de détecteurs polarisés réalisés en GaAs utilisant:

- 1 - soit une diode schottky (que nous noterons détecteur à diode)
- 2 - soit un transistor à effet de champ (que nous noterons détecteur à MESFET)

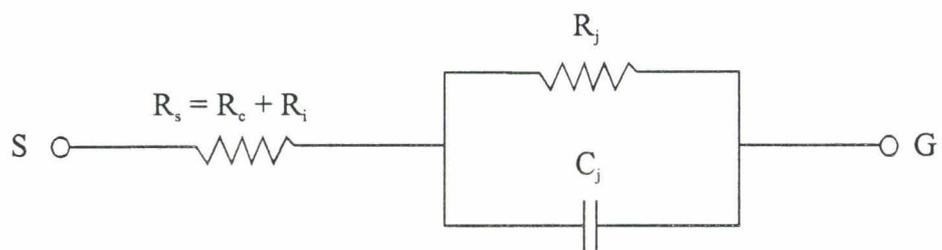


Figure A.1 : Schéma équivalent d'une diode à contact Schottky

A.1 Détecteurs à diode

Nous présentons sur la figure A.1 le schéma équivalent d'une diode à contact Schottky:

où

R_j est la résistance de jonction

C_j est la capacité de jonction

R_s est la résistance série qui est composée de la résistance de contact R_c en série avec la résistance inter-électrode R_i

La caractéristique $I(V_j)$ d'une jonction Schottky a pour expression :

$$I(V_j) = I_s \left(e^{\frac{q V_j}{m k T}} - 1 \right) \quad (\text{A.1})$$

I_s étant le courant de saturation de la diode en inverse:

$$I_s = S A^{**} T^2 \left(e^{-\frac{q \Phi_b}{k T}} - 1 \right) \quad (\text{A.2})$$

avec:

k : la constante de Boltzman

q : la charge de l'électron

V_j : la tension de polarisation du contact Schottky

T : la température en K

A^{**} : la constante de Richardson

ϕ_b : la hauteur de barrière métal semiconducteur

m : le coefficient d'idéalité de la diode.

L'expression (A.1) peut s'écrire:

$$I(V_j) = I_s (e^{\alpha V_j} - 1) \quad (\text{A.3})$$

$$\alpha = \frac{q}{m k T} \quad \text{et} \quad V_j = V_d - I(V_j) R_s \quad (\text{A.4 et (A.5)})$$

où

$$V_d = V_0 + V_{det} \quad (\text{A.6})$$

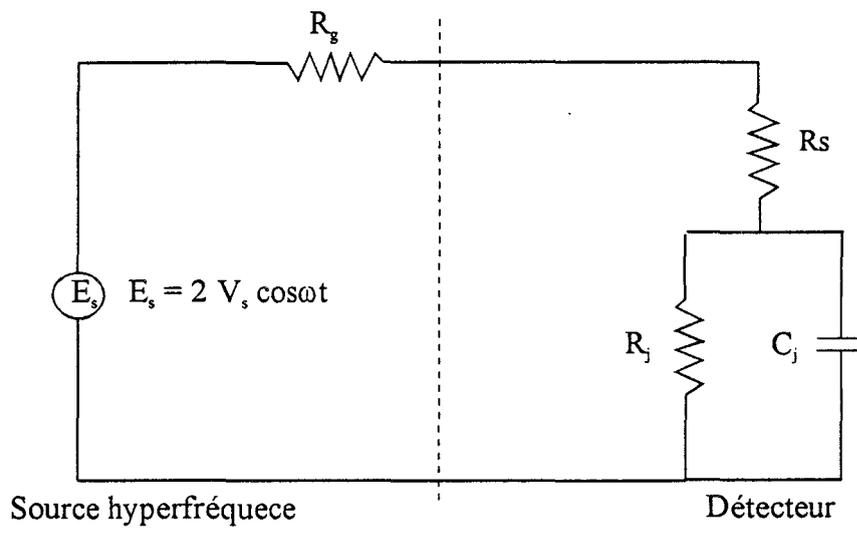


Figure A.2 : Source hyperfréquence associée au détecteur à diode

Annexe A

V_0 : tension continue de polarisation du détecteur

V_{det} : tension continue détectée proportionnelle à la puissance HF incidente

A.1.1 Calcul de la sensibilité

La sensibilité du détecteur dépend en général de plusieurs paramètres qui sont:

- la tension de polarisation
- le niveau du signal HF
- la fréquence HF
- la résistance de charge

elle est donnée par:

$$\gamma = \frac{V_{det}}{P_i} \quad (A.7)$$

où

P_i est la puissance hyperfréquence disponible de la source.

Sur la figure A.2, la source hyperfréquence appliquée au détecteur est schématisée par un générateur HF d'amplitude $2V_s$ en série avec son impédance d'entrée R_g . Compte tenu de l'étude menée par Hewlett Packard (HP) [44], l'expression de la tension détectée V_{det} par la diode en fonction de la résistance de jonction R_j s'écrit:

$$V_{det} = -\frac{V_s^2}{4\alpha} \frac{(R_j + R_s)^2}{(R_j + R_g + R_s)^2} \quad (A.8)$$

Il faut noter que cette expression n'est valable que dans le cas où les deux conditions suivantes sont respectées:

- (a) L'amplitude du courant HF de la jonction est très faible devant l'intensité du courant continu de polarisation de la diode.
- (b) La capacité de jonction C_j est très faible (de façon à pouvoir négliger le courant HF qui la traverse)

De plus, cette expression peut encore se simplifier lorsque $R_s \ll R_j$ et devient:

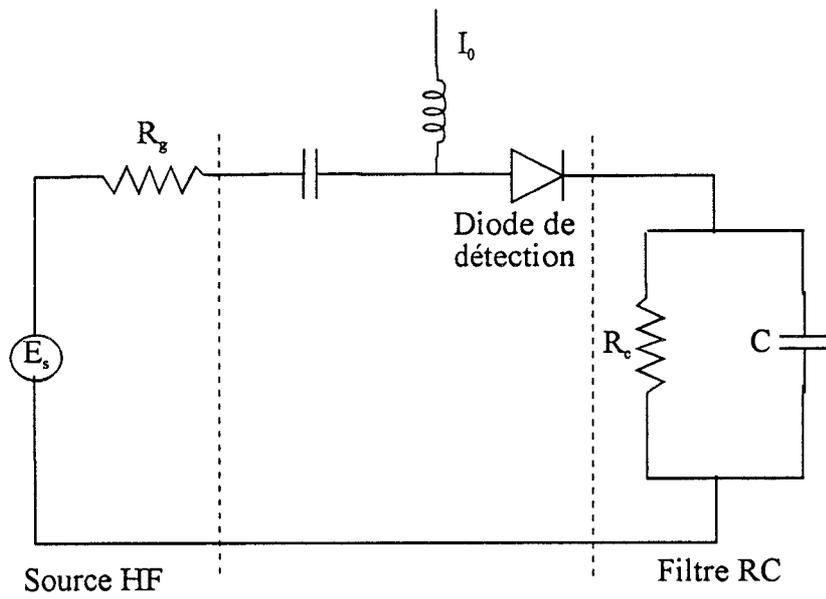


Figure A.3 : Filtre RC associé à la diode de détection

Annexe A

$$V_{\text{det}} = -\frac{V_s^2}{4\alpha} \frac{R_j^2}{(R_j + R_g)^2} \quad (\text{A.9})$$

Par ailleurs, la puissance disponible P_i de la source HF s'écrit:

$$P_i = \frac{V_s^2}{2R_g} \quad (\text{A.10})$$

Nous pouvons ainsi déduire la sensibilité γ du détecteur:

$$\gamma = \frac{V_{\text{det}}}{P_i} = -2 \frac{R_g}{\alpha} \frac{R_j^2}{(R_j + R_g)^2} \quad (\text{A.11})$$

Cependant, si l'on charge la diode par un filtre RC afin d'éliminer les différentes harmoniques du signal HF (figure A.3), la tension réellement détectée est égale à:

$$V_{\text{det}} = -\frac{V_s^2}{4\alpha} \frac{R_j^2}{(R_j + R_g)^2} \frac{R_c}{R_c + R_j + R_g} \quad (\text{A.12})$$

Et par conséquent, la sensibilité du détecteur s'écrit:

$$\gamma = -2 \frac{R_g}{\alpha} \frac{R_j^2}{(R_j + R_g)^2} \frac{R_c}{R_c + R_j + R_g} \quad (\text{A.13})$$

A partir de la relation A.13 il est possible de calculer numériquement la sensibilité γ en fonction du courant de polarisation de la diode I_0 en faisant varier R_j ($R_j = \frac{1}{\alpha I_0}$) et en prenant des valeurs réalistes de R_c et de R_g . Les résultats obtenus sont représentés sur la figure A.4 pour trois valeurs différentes de R_c (120 K Ω , 13 K Ω et 1 K Ω) et pour $R_g = 50 \Omega$.

On peut noter que pour avoir un maximum de tension détectée, il faut travailler au courant de polarisation optimal $I_0 = 15 \mu\text{A}$ et prendre une résistance de charge R_c élevée. Dans ces conditions, une sensibilité maximale de 3.36 mV/ μW peut théoriquement être obtenue.

Il reste donc à confronter ces résultats à la réalité expérimentale

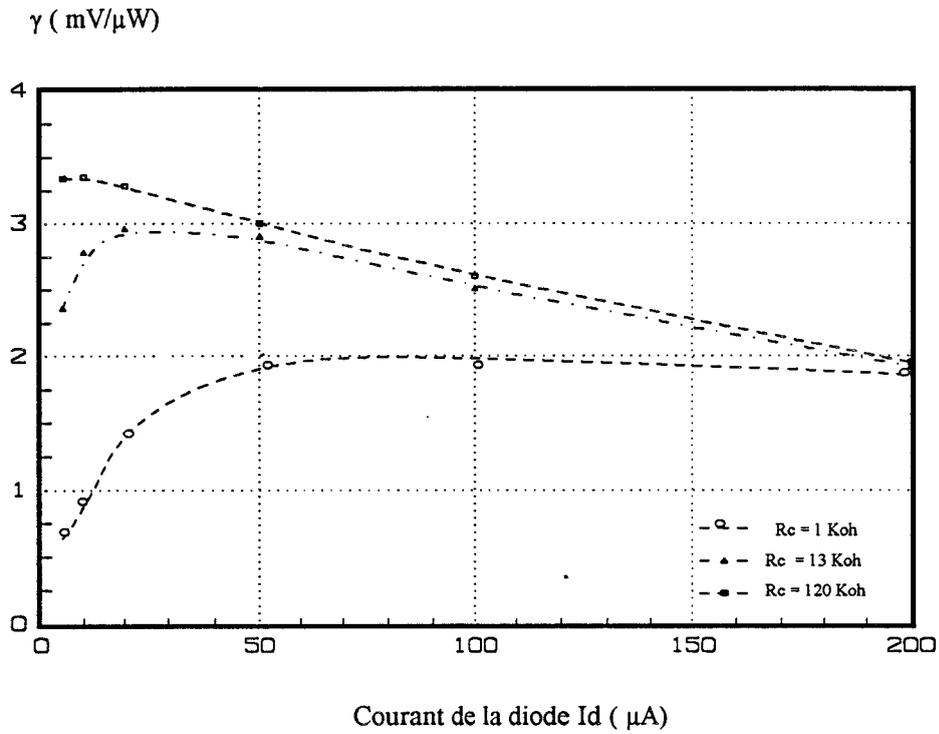


Figure A.4 : Résultat du calcul de la sensibilité γ de la diode (à partir de la relation A.13) en fonction du courant de polarisation I_0 de la diode pour une impédance de source HF $R_g = 50 \Omega$ et pour différentes résistances de charges R_C (120 $K\Omega$, 13 $K\Omega$ et 1 $K\Omega$)

A.1.2 Etude expérimentale de la sensibilité γ et de la sensibilité tangentielle TSS

Dans ce but, nous avons utilisé comme élément non linéaire la diode shottky existant entre la grille et la source de transistor MESFET. Ainsi, deux types de composants ont été utilisés:

- le premier est un MESFET réalisé au sein de l'IEMN (sa largeur de grille est de $2 \times 35 \mu\text{m}$ et sa longueur est de $0.2 \mu\text{m}$).
- le deuxième est un MESFET de la société NEC (modèle NEC720 de $4 \times 75 \mu\text{m}$ de largeur de grille et de $1 \mu\text{m}$ de longueur)

a) mesure de la sensibilité γ

Le schéma du banc de mesure de la sensibilité du détecteur est présenté figure A.5. Ce système permet de mesurer la tension détectée issue du signal de bruit thermique d'une source de bruit à avalanche adaptée. Celle-ci présente une température de bruit connue de 10^4°C que l'on peut faire varier à l'aide d'un atténuateur de façon à fixer l'excès de sa température de bruit ΔT par rapport à la température ambiante T_0 . Ce signal est ensuite modulé à l'aide d'un commutateur à deux voies (dont la deuxième voie est chargée par un court-circuit) commandé par le signal d'horloge d'une détection synchrone à la fréquence $f_0 = 10 \text{ KHz}$.

Pendant une demi-période du signal d'horloge le signal détecté est issu de la source de bruit à avalanche, tandis que pendant la deuxième demi-période, le signal détecté est issu d'une charge adaptée portée à la température ambiante T_0 . Cette charge adaptée est connectée à l'entrée d'un des ports d'un circulateur situé entre le commutateur et l'amplificateur HF et ainsi le signal détecté est directement proportionnel à la variation de température ΔT de la source de bruit.

Pour les deux diodes utilisées, Les résultats de mesure du signal détecté sont présentés sur les figures A.6 (a) et A.6 (b) en fonction du courant de polarisation I_0 et des différentes résistances R_c du filtre ($120 \text{ K}\Omega$, $13 \text{ K}\Omega$ et $1 \text{ K}\Omega$).

On peut noter que, quelque soit le détecteur, pour une charge R_c de $120 \text{ K}\Omega$, nous avons un maximum de tension détectée au courant de polarisation $I_d = 15 \mu\text{A}$ et ceci pour une variation de température ΔT de 100°C . En utilisant les expressions ci-

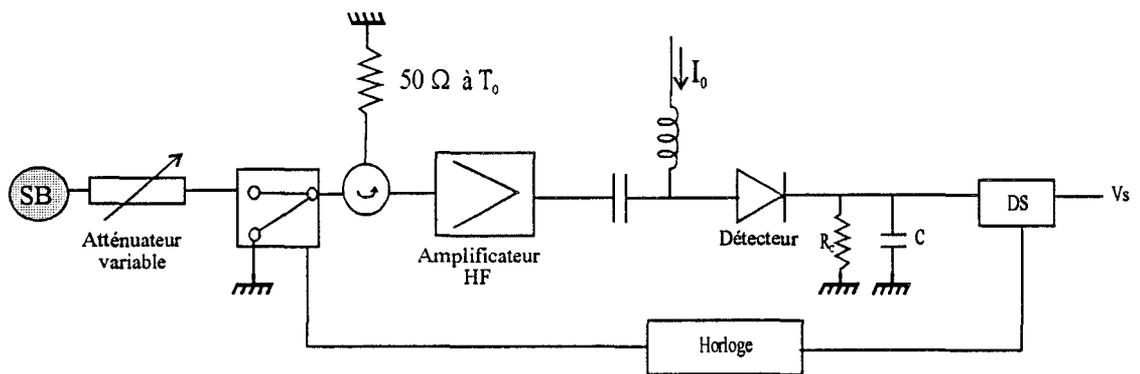


Figure A.5 : Dispositif de mesure de la sensibilité γ des deux détecteurs MESFET (NEC 720) et ($2 \times 35 \mu\text{m}$ de l'I.E.M.N) montés en diodes

SB : Source de bruit à avalanche
 DS : Détection synchrone

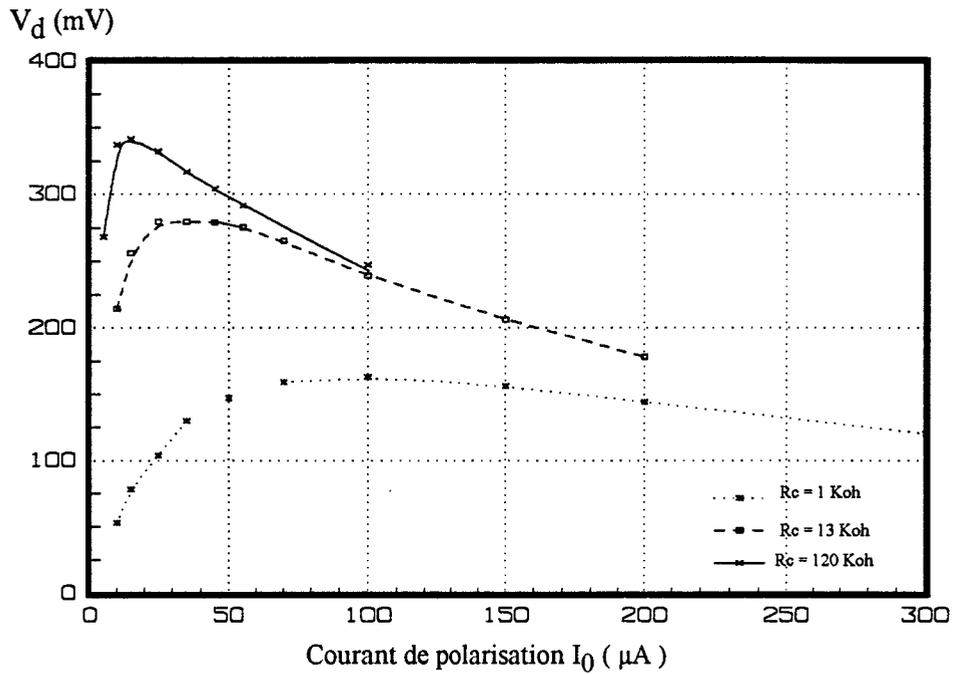


Figure A.6 (a): Résultat de mesure de la tension détectée du MESFET (IEMN $2 \times 35 \mu\text{m}$) monté en diode en fonction du courant de polarisation I_0 et des résistances de charge R_c (120 $\text{K}\Omega$, 13 $\text{K}\Omega$ et 1 $\text{K}\Omega$)

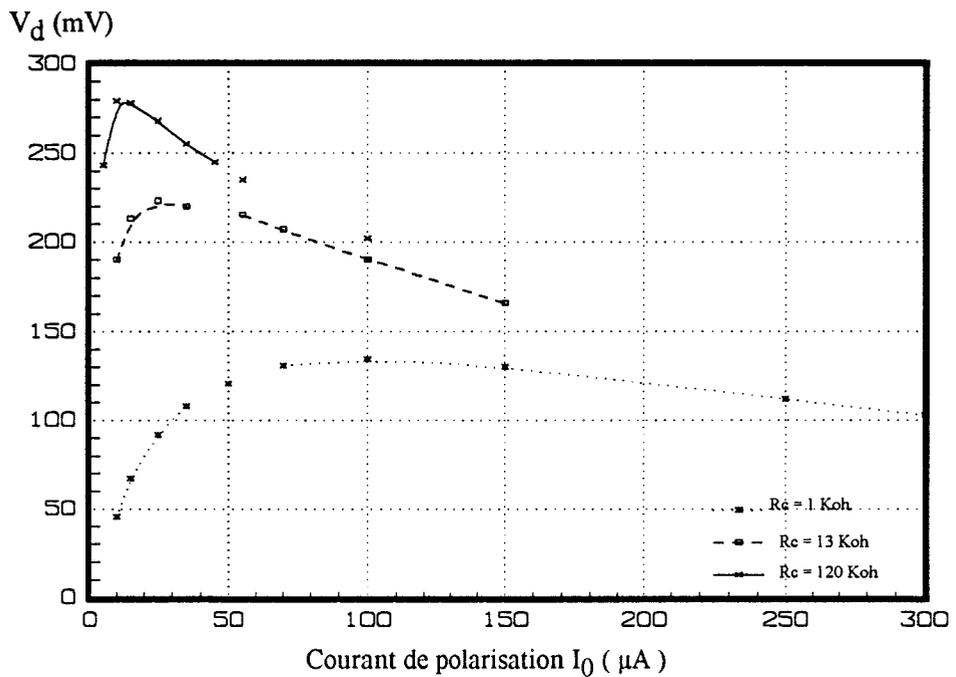


Figure A.6 (b): Résultat de mesure de la tension détectée du MESFET (NEC 720) monté en diode en fonction du courant de polarisation I_0 et des résistances de charge R_c (120 $\text{K}\Omega$, 13 $\text{K}\Omega$ et 1 $\text{K}\Omega$)

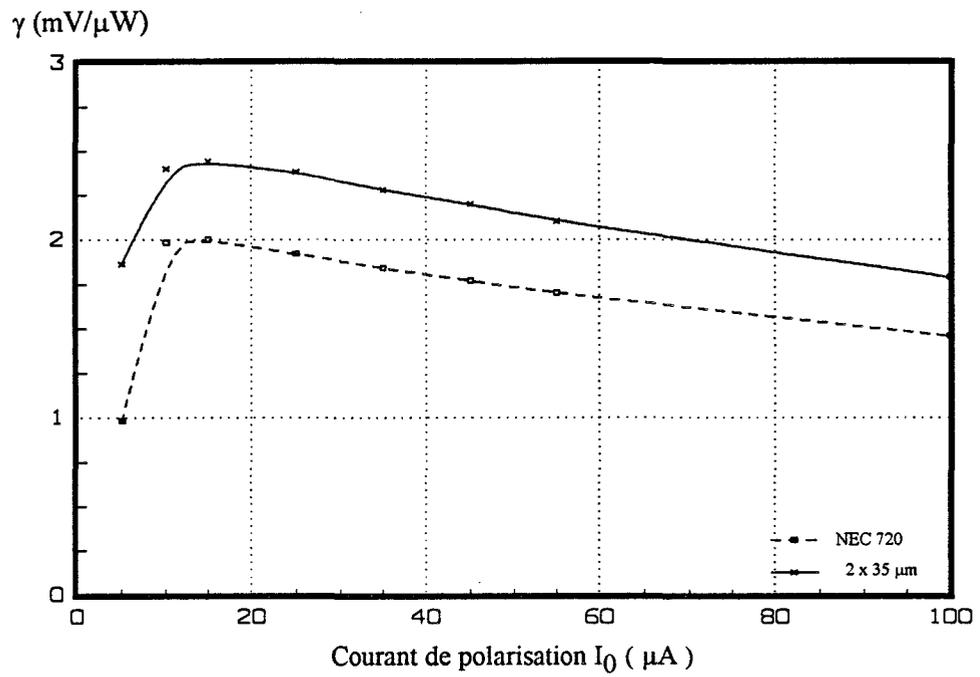


Figure A.6 (c): Résultat de mesure de la sensibilité des deux détecteurs MESFET (2x35 μ m) et NEC 720 montés en diode en fonction du courant de polarisation I_0 et pour une résistance de charge optimale $R_c = 120 \text{ K}\Omega$.

dessous, nous avons aussi présenté figure A.6 (c) la sensibilité des deux détecteurs pour une charge R_c élevée de $120 \text{ K}\Omega$.

$$P_i = k \frac{\Delta T}{2} G_{\text{HF}} \Delta f \quad \text{et} \quad \gamma = \frac{V_{\text{det}}}{P_i G_{\text{BF}}} \quad (\text{A.14}) \text{ et } (\text{A.15})$$

G_{BF} est le gain des amplificateurs BF de la détection synchrone ($G_{\text{BF}} = 1000$)

On peut conclure, d'après ces résultats que d'une part la sensibilité mesurée est du même ordre de grandeur que celle calculée précédemment (voir figure A.4) et que d'autre part la sensibilité est du même ordre de grandeur pour les deux types de transistors montés en diode. Par rapport au détecteur HP non polarisé, nous avons amélioré la sensibilité d'un facteur 5 (en effet, la sensibilité est de $0.5 \text{ mV}/\mu\text{W}$ pour les détecteurs HP non polarisés et de $2.5 \text{ mV}/\mu\text{W}$ pour les détecteurs à diode polarisés au point de polarisation optimal).

Néanmoins, le bruit de "grenaille" lié à l'application d'un courant de polarisation risque d'augmenter leur bruit propre et par conséquent de diminuer les performances en sensibilité tangentielle par rapport aux diodes non polarisées. C'est pourquoi, nous allons maintenant présenter la mesure du TSS de ces détecteurs en fonction du courant de polarisation I_0 .

b) mesure de la sensibilité tangentielle TSS

Le bruit délivré par la diode est déterminé par la sensibilité tangentielle (TSS) du détecteur. Cette sensibilité traduit la plus petite puissance HF décelable par le détecteur. Habituellement elle est définie comme la puissance HF nécessaire pour produire un rapport signal sur bruit de 8 dB .

Le banc de mesure de la sensibilité tangentielle du détecteur (TSS) est présenté sur la figure A.7. On note que, par rapport au banc de mesure de la sensibilité γ , nous avons remplacé la détection synchrone par un amplificateur BF, de gain 1000, suivi d'un analyseur de spectre. Comme précédemment, le commutateur est commandé par un signal d'horloge de fréquence $f_0 = 10 \text{ KHz}$. Ainsi, on mesure directement le signal de sortie en dBm sur l'analyseur de spectre.

Le TSS est mesuré en atténuant au maximum le signal d'entrée à l'aide d'un atténuateur variable, afin que le signal de sortie soit noyé dans le bruit. Ensuite nous

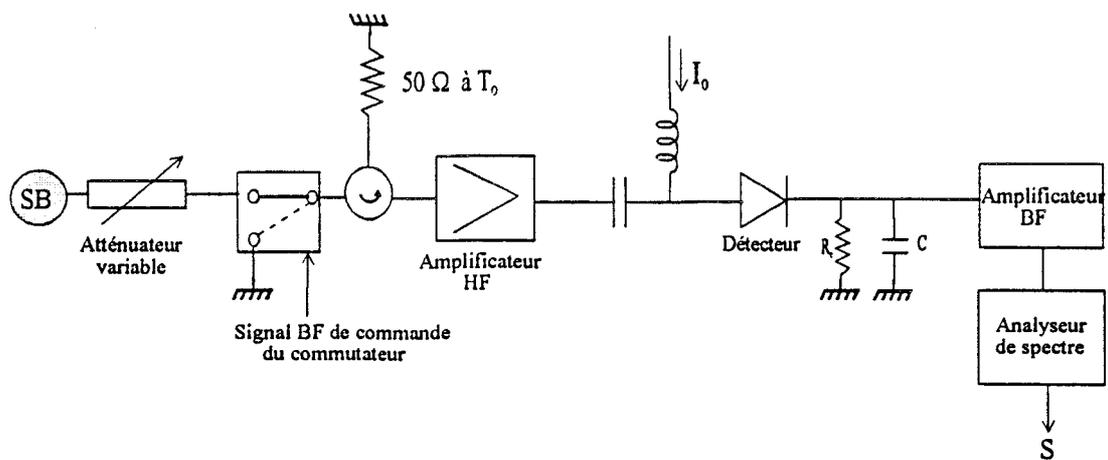


Figure A.7 : Dispositif de mesure de la sensibilité tangentielle TSS des deux détecteurs MESFET (NEC 720) et ($2 \times 35 \mu\text{m}$ de l'EMN) montés en diodes

SB : Source de bruit à avalanche

diminuons l'atténuation "A" de l'atténuateur de façon à obtenir une variation de 8 dB du signal de sortie par rapport au niveau de bruit précédent.

Ces mesures sont faites en fonction du courant de polarisation I_0 du détecteur et des différentes résistances de charges R_c (120 K Ω , 13 K Ω et 1K Ω). La puissance de sortie est donc mesurée à la fréquence de modulation du signal d'entrée ($f_0=10$ KHz) dans une bande de 1 KHz.

Les résultats de ces mesures sont représentés figure A.8. On constate que plus le courant de polarisation I_0 croît plus le TSS de la diode décroît (en valeur absolu) et, par conséquent, nous avons intérêt à travailler à très faible courant de polarisation.

En somme, au courant de polarisation $I_0 = 15 \mu\text{A}$, pour une résistance de charge $R_c = 120 \text{ K}\Omega$, nous avons une sensibilité maximale de 2.5 mV/ μW (pour un MESFET de $2 \times 35 \mu\text{m}$ de largeur de grille et de $0.2 \mu\text{m}$ de longueur) et un TSS de -45.5 dBm. On déduit donc le TSS de ce MESFET (au courant $I_0 = 15 \mu\text{m}$) dans une bande de 1 Hz (proche de celle réalisée dans une détection synchrone) qui est de -60 dBm. Cependant, cette sensibilité reste insuffisante d'après le cahier des charges que nous avons fixé. C'est pourquoi, nous allons maintenant étudier une autre méthode de détection [45] qui permet d'obtenir de meilleurs résultats en sensibilité et ceci en utilisant la caractéristique non linéaire du courant I_{ds} (drain-source) en fonction de la tension V_{gs} (grille-source) du transistor à effet de champ.

A.2 ETUDE DE L'UTILISATION D'UN MESFET EN DETECTION

A.2.1 Technologie utilisée

Les transistors à effet de champ Normally Off de la fonderie PML, permettent un fonctionnement à faible courant par rapport aux transistors Normally On. Cette condition est essentielle dans l'utilisation des détecteurs polarisés de façon à travailler dans des conditions faibles bruits .

A.2.2 Caractéristique du courant I_{ds}

✕ La caractéristique I_{ds} (V_{gs} , V_{ds}) est donnée par l'équation ci-dessous [32]

$$I_{ds} = \beta (1 + \lambda V_{ds}) (V_{gs} - V_{T0})^2 \cdot \text{Th}(\alpha V_{ds}) \quad (A.16)$$

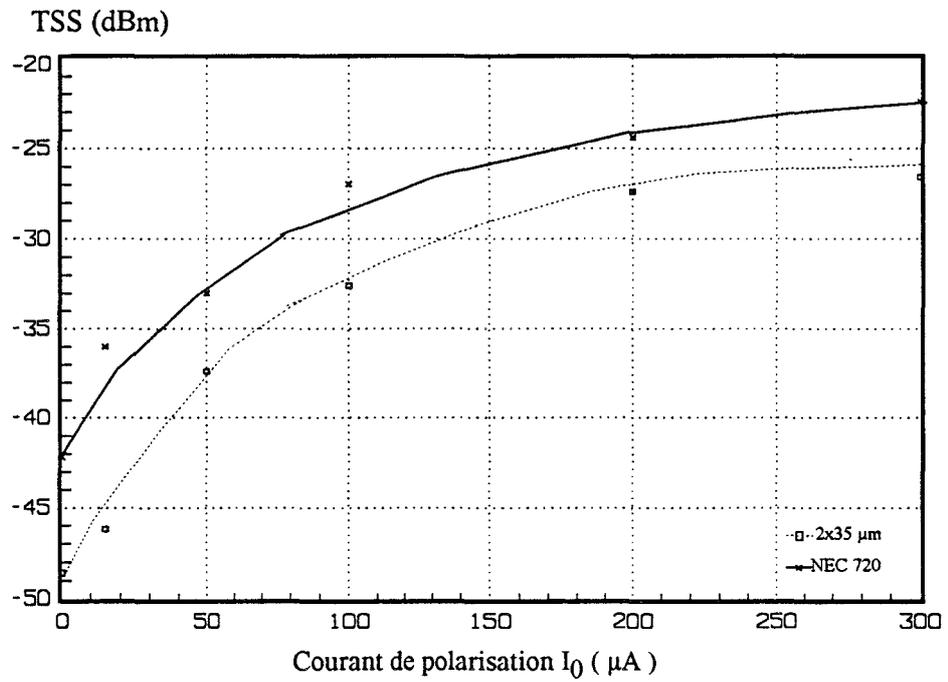


Figure A.8 : Résultat de mesure de la sensibilité tangentielle des deux détecteurs (NEC 720 et $2 \times 35 \mu\text{m}$) montés en diode, dans une bande passante $B=1 \text{ KHz}$, en fonction du courant de polarisation I_0 et pour une résistance de charge $R_c=120 \text{ K}\Omega$

Annexe A

pour $V_{ds} \geq 0$ et $V_{gs} - V_{T0} > 0$

et

$$I_{ds} = 0$$

pour $V_{ds} \geq 0$ et $V_{gs} - V_{T0} < 0$

avec

V_{gs} : tension grille source

V_{ds} : tension drain source

β : coefficient de transductance proportionnel à la largeur W du transistor
($\beta = 0.258 \text{ A.V}^{-2}$ par mm de largeur de grille)

V_{T0} : tension de pincement

α : coefficient de saturation

λ : coefficient de modulation de la largeur du canal ($\lambda = 0.1166$)

Pour une tension $V_{ds} > 1.5 \text{ V}$ $\text{Th}(\alpha V_{ds}) \cong 1$, l'équation (A.16) du courant I_{ds} devient:

$$I_{ds} = \beta (1 + \lambda V_{ds})(V_{gs} - V_{T0})^2 \quad (\text{A.17})$$

On peut remarquer, que, dans la zone de saturation du courant I_{ds} en fonction de V_{ds} , la caractéristique I_{ds} en fonction de V_{gs} est quadratique quelle que soit la tension de polarisation de grille V_{gs} . De ce fait, nous allons déterminer les conditions de polarisation optimale, de la tension V_{gs} permettant d'obtenir une meilleure sensibilité.

A.2.3 Présentation du détecteur

le schéma de principe du détecteur est donné figure A.9

où

R_g est la résistance de polarisation de la grille du transistor

R_L est la résistance de charge du détecteur

et

la capacité C_L est placée au niveau du drain du transistor de détection afin que le signal HF ne soit pas amplifié par le détecteur.

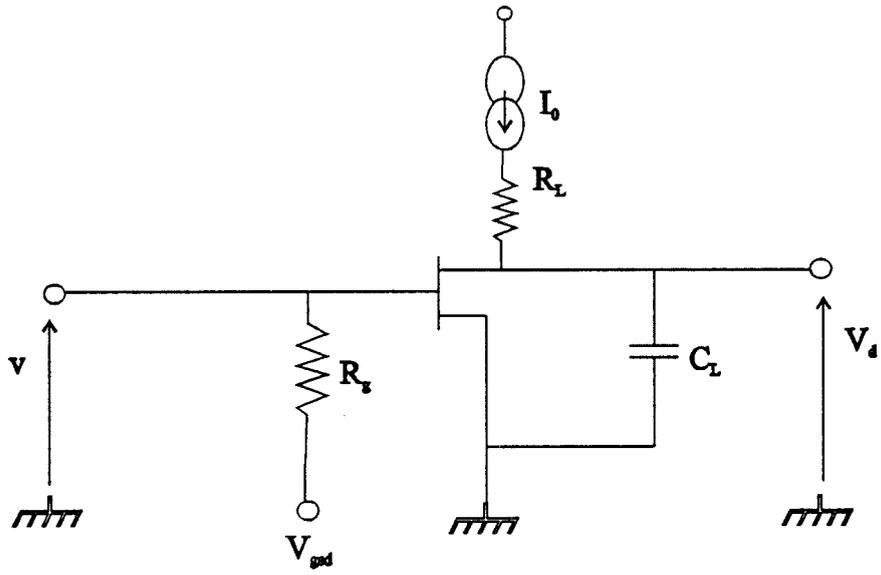


Figure A.9 : Schéma électrique du détecteur à MESFET

Annexe A

Si on superpose à la tension de polarisation continue V_{gs} , notée V_0 , une tension hyperfréquence de faible amplitude v (v représente l'amplitude de la tension HF dans le plan d'entrée du détecteur), l'équation du courant I_{ds} devient:

$$I_{ds} = \beta (1 + \lambda V_{ds}) (V_0 + v \cos \omega t - V_{T0})^2 \quad (\text{A.18})$$

soit

$$I_{ds} = \beta(1 + \lambda V_{ds}) ((V_0 - V_{T0})^2 + v^2 \cos^2 \omega t + 2v \cos \omega t (V_0 - V_{T0})) \quad (\text{A.19})$$

le courant détecté I_{dc} est donné par la valeur moyenne de l'équation ci-dessus:

$$I_{dc} = \beta(1 + \lambda V_{ds}) \frac{1}{T} \int ((V_0 - V_{T0})^2 + v^2 \cos^2 \omega t + 2v \cos \omega t (V_0 - V_{T0})) dt \quad (\text{A.20})$$

soit

$$I_{dc} = I_0 + I_d \quad (\text{A.21})$$

avec

$$I_0 = \beta(1 + \lambda V_{ds}) (V_0 - V_{T0})^2 \quad (\text{A.22})$$

et

$$I_d = \beta(1 + \lambda V_{ds}) \frac{v^2}{2} \quad (\text{A.23})$$

I_0 est le courant continu de polarisation du transistor.

et

I_d est le courant de détection du signal hyperfréquence

soit

$$I_d = I_{dc} - I_0 \quad (\text{A.24})$$

On peut noter que le courant détecté I_d est directement proportionnel au carré de l'amplitude v du signal HF, même pour des signaux HF de grande amplitude. Nous sommes donc dans les conditions de détections quadratiques quelle que soit l'amplitude v du signal hyperfréquence

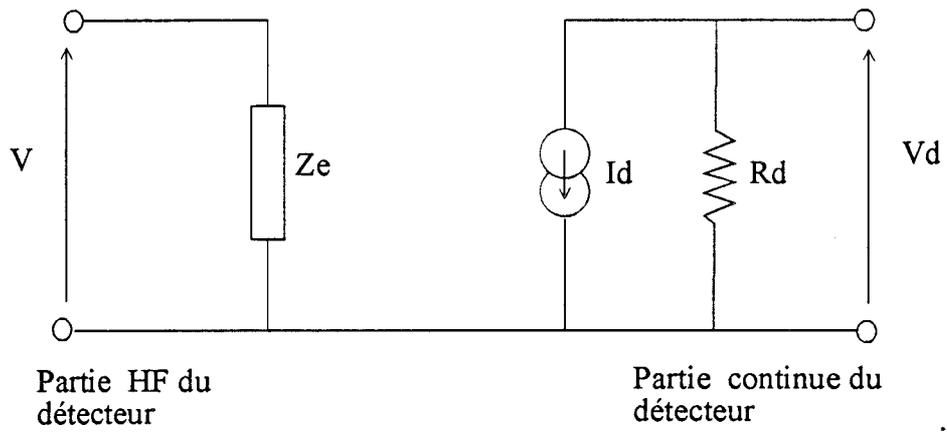


Figure A.10 : Schéma équivalent du détecteur à MESFET

A.2.3.1 Schéma équivalent du détecteur

Le schéma équivalent du détecteur peut être représenté par deux circuits équivalents, un circuit hyperfréquence et un circuit continu ou vidéo (cf figure A.10) :

- Le premier est représenté par l'impédance hyperfréquence Z_e ($Z_e = R_e + jX_e$) vue dans le plan d'entrée du détecteur.
- Le deuxième est constitué par un générateur de courant continu détecté I_d en parallèle avec la conductance g_d du transistor.

A.2.3.2 Calcul de la tension réellement détectée

La tension détectée réellement mesurée à la sortie du détecteur est celle qui se trouve aux bornes de la résistance de charge R_L que l'on note V_d :

$$V_d = \beta(1 + \lambda V_{ds}) \frac{v^2}{2} \frac{R_L}{1 + g_d R_L} \quad (\text{A.25})$$

On peut remarquer que pour avoir une tension détectée maximale, il faut d'une part, avoir une tension HF maximale dans le plan d'entrée du détecteur et d'autre part, avoir une conductance g_d très faible, et une résistance de charge R_L très élevée.

A.2.3.3 Calcul de la sensibilité du détecteur

Considérons le schéma de la figure A.11 où la source hyperfréquence appliquée au détecteur est représentée par, le générateur HF E_s en série avec l'impédance de la source Z_s .

soit

$$E_s = 2 V_s \cos \omega t \quad \text{et} \quad Z_s = R_s + j X_s \quad (\text{A.26})$$

Dans ces conditions l'amplitude au carrée de la tension HF dans le plan d'entrée du détecteur est donnée par :

$$v^2 = 4 V_s^2 \frac{(R_e^2 + X_e^2)}{(R_e + R_s)^2 + (X_e + X_s)^2} \quad (\text{A.27})$$

On déduit donc la sensibilité γ du détecteur:

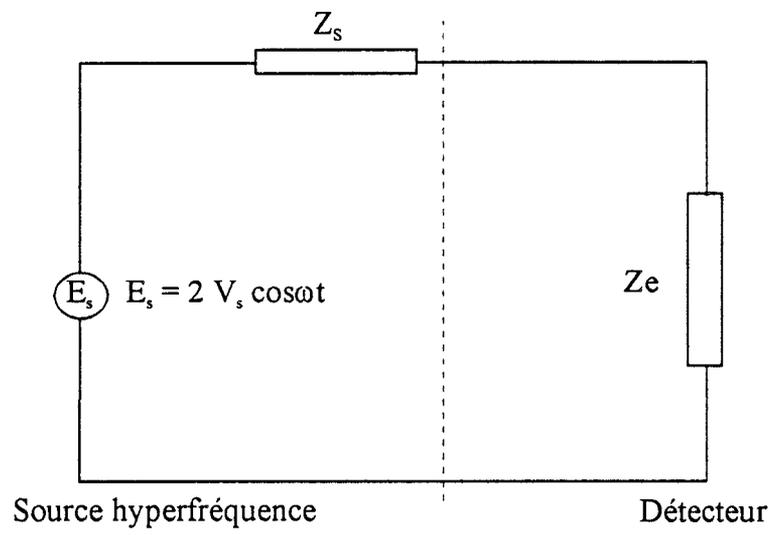


Figure A.11: Source hyperfréquence associée au détecteur

$$\gamma = \frac{V_d}{P_i} = 2\beta(1 + \lambda V_{ds}) \frac{V_s^2}{P_i} \frac{R_e^2 + X_e^2}{(R_e + R_s)^2 + (X_e + X_s)^2} \frac{R_L}{1 + g_d R_L} \quad (\text{A.28})$$

soit

$$\gamma = 4\beta(1 + \lambda V_{ds}) \frac{R_e^2 + X_e^2}{(R_e + R_s)^2 + (X_e + X_s)^2} \frac{R_s R_L}{1 + g_d R_L} \quad (\text{A.29})$$

On note, à partir de cette expression, que la sensibilité du détecteur dépend de différents paramètres qui sont:

- la largeur du transistor W qui détermine la valeur de β
- la résistance de charge R_L
- la conductance g_d
- l'impédance de source $Z_s = R_s + jX_s$
- l'impédance d'entrée du détecteur $Z_e = R_e + jX_e$

Dans le but de déterminer la sensibilité γ d'un détecteur, à partir de la relation (A.29), nous considérons un détecteur, représenté figure A.9, constitué d'un MESFET Normally OFF (de la technologie ER07AD de la fonderie PML) de 100 μm de largeur de grille.

Cependant, ne connaissant pas l'impédance d'entrée Z_e de ce détecteur, nous la déterminons à l'aide du logiciel de simulation MDS. En effet, à partir du modèle grand signal du MESFET précité, nous effectuons une simulation afin de déterminer l'impédance d'entrée Z_e du schéma de la figure A.9 pour une tension $V_{ds} = 2 \text{ V}$ et en fonction de la tension de polarisation V_{gs} variant de 0,3 V à 0,8 V (sachant que les tensions $V_{gs} = 0,2 \text{ V}$ et $V_{gs} = 0,7 \text{ V}$ représentent respectivement la tension de pincement et la tension de saturation du MESFET fixée par la fonderie PML).

Ainsi, nous calculons la sensibilité γ en considérant un générateur HF adapté ($Z_s = 50 \Omega$) délivrant un signal à la fréquence 2,5 GHz, une résistance de charge R_L de 120 K Ω et une capacité C_L de 2 pF.

Nous représentons donc l'évolution de la sensibilité γ sur la figure A.12, issue des calculs (expression A.29), en fonction de la tension V_{gs} . Nous pouvons constater que nous avons un maximum de tension détectée ($\gamma = 35 \text{ mV}/\mu\text{W}$) au point de polarisation $V_{gs} = 0.3 \text{ V}$

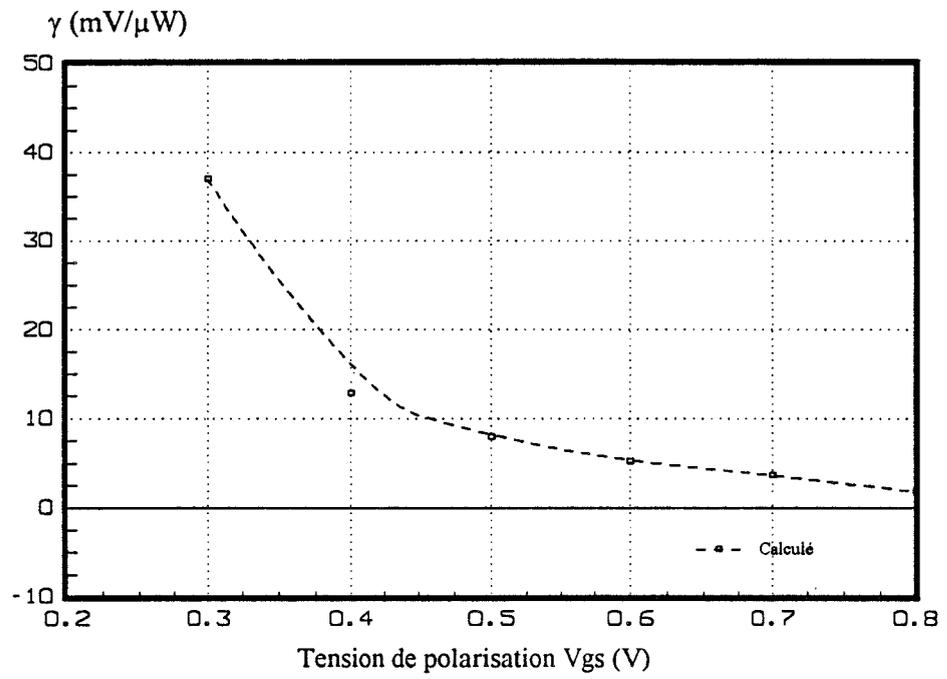


Figure A.12 : Sensibilité γ du détecteur à MESFET en fonction de la tension de polarisation V_{gs} calculée à partir de la relation (A.29).

Ce résultat nous montre que l'on a de meilleures performances avec un détecteur à MESFET. Nous allons donc passer à l'étude expérimentale afin de vérifier ce calcul. Cependant, il nous paraît intéressant auparavant de calculer la sensibilité γ dans le cas d'une adaptation en puissance dans les deux cas de figures suivants:

- a) le premier correspond au cas où le détecteur serait adapté sur l'impédance d'entrée du générateur HF ($R_e = R_s = 50 \Omega$ et $X_e = X_s = 0$)
- b) le deuxième correspond au cas où le générateur serait adapté sur l'impédance d'entrée du détecteur ($R_s = R_e$ et $X_s = -X_e$)

- calcul de la sensibilité dans le cas d'une adaptation en puissance

a) cas d'une adaptation sur 50Ω

Dans ce cas de figure, le détecteur est adapté sur l'impédance d'entrée du générateur HF qui est de 50Ω . Nous avons donc:

$$R_s = R_e = 50 \Omega \quad \text{et} \quad X_e = X_s = 0 \Omega$$

et la sensibilité s'écrit:

$$\gamma = \beta(1 + \lambda V_{ds}) \frac{R_s R_L}{1 + g_d R_L} \tag{A.30}$$

AN : pour un transistor de $100 \mu\text{m}$ de largeur, une résistance de charge $R_L = 120 \text{K}\Omega$ la sensibilité γ est égale à :

$$\gamma = 9,2 \text{ mV}/\mu\text{W}$$

b) cas d'un générateur adapté sur l'impédance d'entrée du détecteur

Dans ce cas de figure c'est le générateur HF qui est adapté sur l'impédance d'entrée du détecteur, ce qui entraîne les deux égalités suivantes :

$$R_s = R_e \quad \text{et} \quad X_s = -X_e$$

et la sensibilité γ devient:

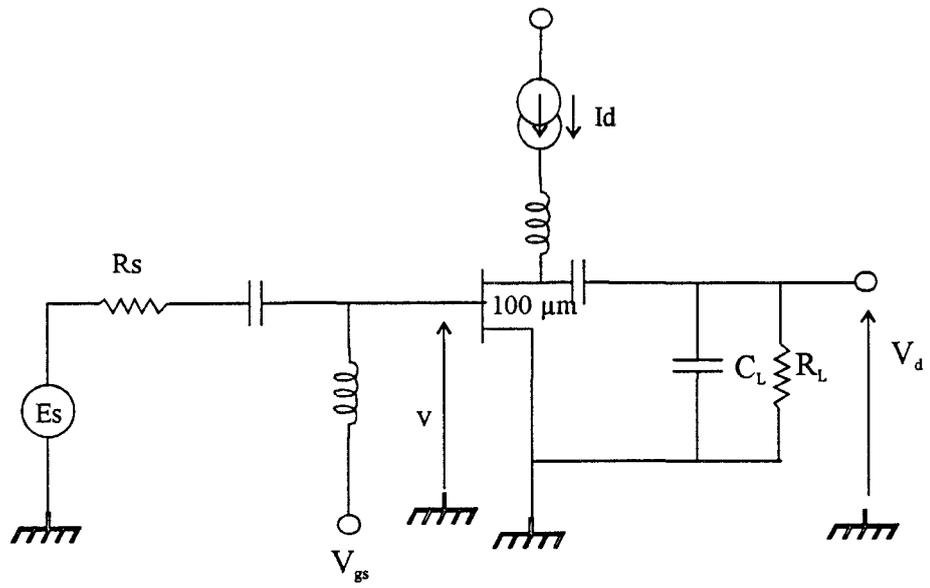


Figure A.13 : Schéma synoptique du banc de mesure de la sensibilité du détecteur à MESFET de $100 \mu\text{m}$ de large

$$\gamma = \beta(1 + \lambda V_{ds}) \left(1 + \frac{X_e^2}{R_e^2}\right) \frac{R_e R_L}{1 + g_d R_L} \quad (\text{A.31})$$

AN : au point de polarisation optimale $V_{ds} = 2 \text{ V}$ et $V_{gs} = 0,3 \text{ V}$, nous avons pu déterminer l'impédance d'entrée Z_e du détecteur à l'aide de l'outil de simulation MDS en considérant un signal HF à la fréquence 2,5 GHz :

$$R_e = 27,5 \Omega \quad \text{et} \quad X_e = 325 \Omega$$

d'où

$$\gamma = 724 \text{ mV}/\mu\text{W}$$

En pratique, il est très difficile de réaliser des conditions d'adaptation parfaite à large bande pour ce genre de dispositif. Cependant, lors de la conception du détecteur en MMIC, nous avons essayé, dans la mesure du possible, de se rapprocher au maximum de ces conditions.

A.2.3.4 Détermination expérimentale de la sensibilité γ

Nous nous proposons maintenant de faire la mesure de la sensibilité γ d'un détecteur à MESFET (de la technologie ER07AD de la fonderie PML) afin de valider les résultats issus des calculs ainsi que ceux issus de la simulation sur le logiciel MDS que nous présenterons dans le chapitre III.

Pour ce faire, nous considérons un MESFET normally off de 100 μm de largeur de grille que nous polarisons à une tension $V_{ds} = 2 \text{ V}$ et une tension V_{gs} variant de 0,3 à 0,8 V.

✕ La mesure de la sensibilité γ est fait à partir du banc de mesure donnée figure A.13. Nous avons cette fois-ci simplifié cette mesure en considérant un générateur de puissance délivrant un signal sinusoïdale à la fréquence 2,5 GHz. La puissance délivrée par ce générateur est équivalente à une variation de puissance de bruit disponible à la sortie d'un amplificateur à faible bruit et à large bande où l'on présente à son entrée une charge adaptée soumise à une variation de température ΔT de 100°C.

Ainsi, nous mesurons la tension détectée du signal HF en fonction de la tension de polarisation V_{gs} de grille et ceci pour une charge $R_L = 100 \text{ K}\Omega$ et une capacité

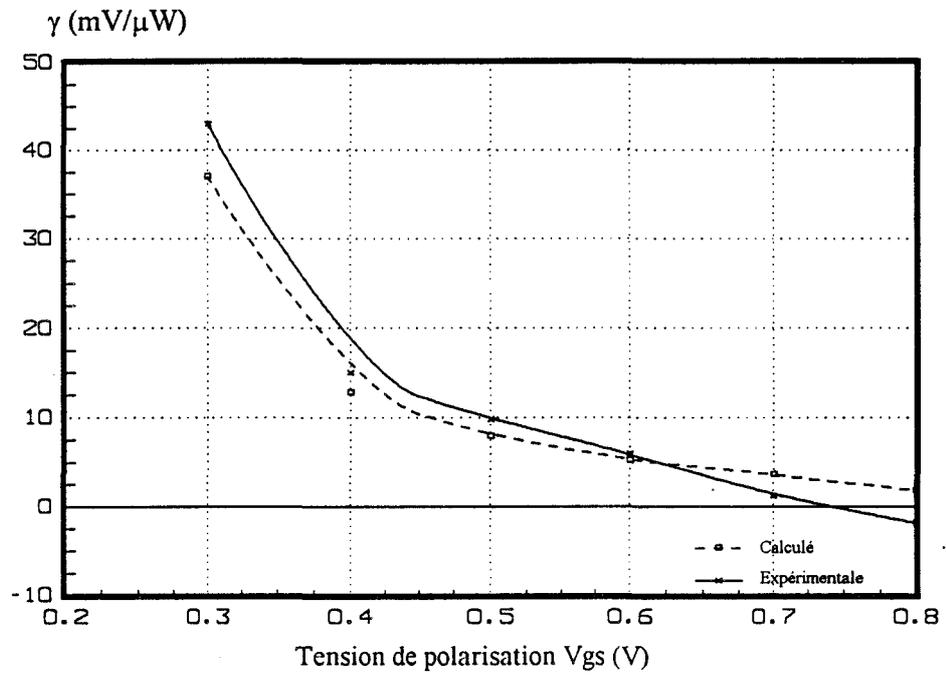


Figure A.14 : Sensibilité γ du détecteur à MESFET en fonction de la tension de polarisation V_{gs} déterminée expérimentalement et calculée à partir de la relation (A.29).

Annexe A

$C_L = 10$ pF et ainsi, on déduit la sensibilité γ ($\gamma = \frac{V_{det}}{P_i}$) de ce détecteur en fonction de la tension de polarisation V_{gs} que nous présentons figure A.14 et que l'on compare à celle issue des calculs (présentée figure A.12).

On peut remarquer, que d'une part nous avons un maximum de sensibilité mesurée $\gamma = 43$ mV/ μ W à la tension de polarisation de grille $V_{gs} = 0,3$ V et que d'autre part nous avons un bon accord théorie-expérience.

En conséquence, il apparaît que l'utilisation tant théorique qu'expérimentale d'un transistor "normally off" en détection permet d'obtenir une sensibilité très importante et c'est pourquoi nous avons utilisé une solution de ce type dans la conception du détecteur décrite dans le chapitre III.