50376 50376 1984 1984 Exclu du prêt 301 301 THESE INGENIEUR DOCTEUR FARHAT Haroun 82387 SECTION DE SCIENCES \ le 13 Décembre 1984 Soutenue

I - COMMENT DÉTERMINER EN PROFONDEUR LA TEMPÉRATURE D'UN MATÉRIAU :

pliciportitle

LA RADIOMÉTRIE HYPERFRÉQUENCE

I.1. INTRODUCTION

La méthode consiste à déterminer le rayonnement électromagnétique d'origine thermique émis par le matériau dont on veut déterminer en profondeur la température. Il faut donc s'intéresser aux points suivants :

- l'émission d'origine thermique d'un matériau non réfléchissant (corps noir) porté à une température T.
- la puissance captée à l'aide d'une antenne placée en regard du milieu étudié.
- l'estimation de l'épaisseur de matière contribuant au rayonnement thermique
- le problème lié à la désadaptation de l'antenne,
 c'est à dire au coefficient de réflexion propre au dioptre formé par le diélectrique utilisé pour l'antenne et le milieu étudié.

I.2. RAYONNEMENT DU CORPS NOIR

1rd

Tout corps, porté à une température supérieure à zéro degré Kelvin, émet un rayonnement électromagnétique spontané d'origine thermique. Dans le cas du corps noir, parfaitement absorbant et non réfléchissant, la brillance spectrale (énergie



rayonnée par unité de surface apparente et par unité d'angle solide) à la fréquence f et pour une bande passante de 1 Hz est donnée par la loi de Planck :

 $B(f) = \frac{2hf^3}{C^2(\frac{\exp(\frac{hf}{hc})-1})}$

où : h est la constante de Planck ; h = 6,6210 $^{-34}$ J/s k est la constante de Boltzmann ; K = 1,3810 $^{-23}$ J/°K c est la vitesse de la lumière ; C = 310⁸ m/s T est la temperature absolue du corps noir (°K) B s'exprime en watt/m² Hz

On remarque (fig.1) que lorsque hf \ll kT (domaine des ondes hertziennes où f \checkmark 310 ¹¹ Hz) et dès que T est supérieur à 10°K, on aboutit à la relation de Rayleigh-Jeans

 $B(f) = 2kT \frac{f}{c^2}$

(I.2.)

(I.1.)



figuett. 1 brillance spectrale d'un coups noir porté à la tempéraume T=300K en fonchin Le la Rongnen. d'orde er de le freguer a

1.3. PUISSANCE CAPTEE PAR UNE ANTENNE POINTEE VERS

(?)

UN CORPS NOIR

P = RTR

On montre [1] que la puissance captée par l'antenne lorsque la loi de Rayleigh-Jeans s'applique, est dans une bande passante B, donnée par la formule de Nyquist :

3) Cette puissance est indépendante de la Széquence ; elle ne dépend que de la température T du corps noir et de la bande passante B caractérisant l'antenne et le récepteur utilisé.

I.4. ESTIMATION DE L'EPAISSEUR DE MATIERE SOUMISE

A L'INVESTIGATION DE LA METHODE RADIOMETRIQUE.

Nous savons que le rayonnement émis par la partie du matériau situé à une distance x de la surface extérieure est atténué dans un rapport exp ($\frac{\pi}{3}$) avant de parvenir à l'espace libre. Ainsi, en première approximation, seule l'épaisseur de peau (ou profondeur de pénétration 5) contribue au signal perçu à l'extérieur. Plus exactement, dans le cas d'un milieu homogène, la couche de matière d'épaisseur Δx située à une profondeur x portée à une température T rayonnera à l'extérieur un signal proportionnel à ce que nous appellerons la température apparente Δ TA qui aura pour expression (2):

 $\Delta T_{A} = T \left\{ 1 - e_{X} \rho \left(\frac{-\Delta x}{\delta} \right) \right\} e_{X} \rho \left(\frac{-x}{\delta} \right)$ (I.4.)

La température apparente TA s'obtient par sommation de la relation (I.4.) pour toutes les couches d'épaisseur ΔX du matériau ; elle dépend directement de 😽 Dans ces conditions et sachant que la profondeur de pénétration dans un milieu donné dépend de la fréquence à laquelle on réalise la mesure, il est important de s'intéresser à la fonction $\mathcal{G}(\mathcal{C})$.

La formule classique de la profondeur de pénétration dans un milieu homogène et pour une onde plane est :

4

Ð

$$\delta = \frac{2 nc}{\epsilon_r^* \omega} \qquad (I.5)$$
où c est la vitesse de la lumière
w est la pulsation
n (indice de réfraction) et \mathcal{E}_{0}^{*} sont déduits de la formule
de la permittivité complexe.
On a $\epsilon^*(f) = \epsilon'(f) - j \epsilon''(f) = \epsilon_0 (\epsilon_r'(f) - j \epsilon_r^*(f)) \qquad (I.6.)$
et
 $\int \overline{\epsilon(f)} = n(f) - j K(f) \qquad (I.6')$
d'où
 $n^2 = \frac{\epsilon_r'}{2} (\sqrt{1 + (\frac{\epsilon_r}{\epsilon_r})^2} + 1) \qquad (I.6'')$
 $\int \frac{\epsilon_r}{2} = \frac{\epsilon_r'(f)}{\epsilon_r} (\sqrt{1 + (\frac{\epsilon_r}{\epsilon_r})^2} + 1) \qquad (I.6'')$

·i.....

Une représentation graphique de \mathcal{G} (f) (figures 1.2. et 1.3.) pour différentes valeurs de $\mathcal{E}r$ et de ∇ permet de montrer que \mathcal{G} est d'autant plus grand (c'est à dire qu'on mesure d'autant mieux la température en profondeur) que la conductivité relativement basses (f < 4 GHz) est necessaire pour obtenir des valeurs de \mathcal{G} importantes et pouvoir explorer les températures en profondeur (quelques cm).

Our milieu est faible et que sa per mittinité est élevée, mais sur bout qu'un choix de fre que ces d'investigation....

I.5. COEFFICIENT DE REFLEXION ANTENNE-MILIEU

Le transfert de l'énergie du milieu vers l'antenne ne se fait de façon parfaite que dans le cas où l'antenne est adaptée. C'est pourquoi la relation de Nyquist (3) devient dans le cas où l'antenne n'est pas parfaitement adaptée au milieu à étudier :

 $P(f) = k T (1 - P^{2}(f)) B^{-1}$ (I.7)

où p^2 (f) exprime le coefficient de réflexion en puissance à f de l'antenne placée sur le milieu à explorer. Utime de .

Nous verrons par la suite que la mesure T se fera par une comparaison entre doux signaux, l'un reçu par l'antenne et l'autre émis par une source de bruit étalon <u>parfaitement</u> adapté de Dans ces conditions, la dissymétrie apportée par la désadaptation entre l'antenne et le milieu présente un inconvénient majeur. C'est pourquoi il importe de réaliser des sondes bien adaptées au milieu et pour lesquelles le coefficient de réflexion est le plus faible possible.

II - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU RADIOMETRE

La mesure de la température est réalisée selon le schéma représenté figure I.4. Le signal HF capté par l'antenne résultant du rayonnement-thermique de l'objet et proportionnel à sa température est comparé au signal provenant d'une résistance de bruit étalon de température constamment contrôlée et mesurée.

La comparaison entre ces deux signaux se fait au moyen d'un commutateur à deux voies commandé par un signal alternatif basse fréquence f_1 . Grâce à cet élément, le signal provenant alternativement de l'une puis l'autre voie est "aiguillé" vers l'entrée d'un amplificateur HF.

A la sortie de l'amplificateur, on détecte un signal alternatif proportionnel à la différence entre la température de la source de bruit et celle de l'objet. Ce signal peut constituer le "signal d'erreur" permettant le réglage de la température de la résistance de bruit de façon à obtenir l'égalité des deux températures. Il suffit alors de lire la température de la résistance de bruit pour obtenir celle de l'objet.

Pour que cette mesure soit précise, il faut insérer un dispositif qui sera décrit en détail en Chapitre 2 μ paragraphe VII pour s'assurer que les impédances Z 1 et Z 2 présentées par chacune des voies à l'entrée de l'amplificateur sont sensiblement égales. En effet, l'impédance Z 1 présentée par la sonde varie avec le coefficient de réflexion du dioptre antenne-milieu qui dépend de l'objet mesuré. Il est donc nécessaire de pouvoir régler l'impédance Z 2 de la source de bruit étalon de façon à avoir Z 1- $\frac{4}{2}$ Z.

Les éléments que nécessite la réalisation de

l'ensemble du système peuvent être scindés en deux parties :

" une partie hyperfréquence comportant :

- une source de bruit d'impédance réglable dont on peut également faire varier et mesurer la température
- un modulateur à deux voies parfaitement symétriques.
- un amplificateur à faible bruit et grand gain
- un détecteur de sensibilité élevée
- un dispositif de contrôle de l'égalité des impédances présentées pargchaque voie.

" une partie basse fréquence qui comprend :

- les détections synchrones
- les générateurs de crêneaux BF pour les commandes du modulateur et du dispositif de contrôle de l'adaptation
- les systèmes d'asservissement en boucle fermée pour le réglage de la température et de l'impédance de la source de bruit
- les alimentations permettant la polarisation des composants.

.III - CAHIER DES CHARGES

III.1. REMARQUE PRELIMINAIRE

Le circuit basse fréquence comportant des fonctions électroniques classiques (détections synchrones, asservissements, filtrages, amplifications ...) ne présente pas de difficultés théoriques particulières, même si la réalisation pratique peut être délicate. La partie sans doute la plus originale du système est celle qui concerne le dispositif de traitement hyperfréquence du signal. Nous nous proposons de le réaliser sous la forme d'un circuit intégré monolithique afin d'obtenir un prix de revient aussi faible que possible.

Nous allons donc présenter les conditions auxquelles doit satisfaire l'ensemble du dispositif. Nous déterminerons ensuite pour les différents éléments du circuit intégré les caractéristiques qui répondent aux exigences du cahier des charges. Cette étude sera faite en se basant sur les possibilités de la centrale de technologie du laboratoire et sur les caractéristiques (schéma équivalent) des composants discrets qui y ont déjà été réalisés.

III.2. LE CAHIER DES CHARGES DU SYSTEME COMPLET

Il s'agit de mesurer en profondeur (à 1 ou 2 cms de la surface) la température d'un matériau avec une précision de l'ordre de 0,1°C en un temps inférieur à une seconde. Le circuit BF ne pouvant détecter une variation de tension inférieure à 0,1 μ V à son entrée, il faut que le circuit hyperfréquence traduise une variation de 0,1°C de la température du milieu par une variation de tension au niveau du détecteur supérieure à 0,1 μ V.

III.3. PREMIER CRITERE DE CHOIX DE LA FREQUENCE

DE TRAVAIL ET DE LA BANDE PASSANTE.

Nous avons vu que pour avoir une profondeur de

pénétration 5 suffisante, il était nécessaire que la fréquence moyenne de travail soit inférieure à 4 GHz. Par ailleurs, la variation de la puissance électromagnétique ΔP_{e} rayonnée par un objet dont la température varie de ΔT est donnée par la relation :

 $\Delta P_e = k \Delta T B \qquad (I.8.)$

où : k est la constante de Boltzmann ; k = 1,3810⁻²³ J/°K et B la largeur de la bande passante soit $\triangle Pe = 1,3810^{-24} \neq B$ pour T = 0,1°C

On note que la puissance reçue sera d'autant plus grande que la bande passante \checkmark (B) sera élevée. Il nous faut donc choisir la fréquence centrale fo d'amplification la plus grande possible, compte tenu de cette limitation. En effet, plus fo est grand, plus la bande passante réalisable sera importante (au maximum B = 2 fo).

La valeur optimale de fo apparaît donc être 4 GHz. Dans ces conditions, la bande passante maximale pourrait être de 8 GHz.

En réalité, en basse fréquence, au bruit thermique objet de nos investigations, se superpose un bruit de génération recombinaison beaucour plus important. Il nous faut donc choisir fo et B: de façon que la bande explorée ne comprenne pas les parties basses fréquences et hautes fréquences du spectre (concrétement, la partie 0-500 Mhz).

Par ailleurs, il faut noter que la réalisation technologique sera d'autant plus difficile que B et fo présenteront des valeurs élevées et il nous faut donc étudier.

10

plus en détail s'il ne serait pas possible de choisir une bande passante plus faible tout en satisfaisant au cahier des charges initial.

III.4. CALCUL DE LA BANDE PASSANTE EN FONCTION

DU GAIN DE L'AMPLIFICATEUR.

Nous voulons que la variation de puissance Δ le correspondant à une variation de température de 0,1°C se traduise au niveau de la diode de détection par une variation de la tension détectée d'une valeur $\Delta u = 0.1 \mu V$.

a - définition

Quand on applique une puissance hyperfréquence P sur la diode, il apparaît à ses bornes une variation de tension u = $\beta * \beta * \beta$. Best la sensibilité de la diode, elle s'exprime en volt/watt.

b - tension détectée

A l'entrée de l'amplificateur, la variation de puissance est Δ Pe. A la sortie de l'amplificateur, donc à l'entrée de la diode, on a :

$$\Delta P_{\rm s} = G \ \Delta P_{\rm e} \ .$$

(I.9.)

(I. 91)

. (I.9″)

(I.10)

où G est le gain de l'amplificateur, compte tenu de la définition de β on peut écrire que :

$$u = \beta \Delta P_s$$

soit :

ou encore :

 $u = \beta G \Delta P_{e}$ $u = kTBG\beta$

c - Représentation graphique et discussion

Lorsque u = 10^{-7} volt, et $4 \text{ bT} = 1,3810^{-24}$,

(I. 11)

on a,:

 $B = \frac{0.7 \ 10^{17}}{\beta \ G}$

Nous verrons que la valeur de β obtenue pour une diode est comprise entre 10⁴ et 10⁶.

Nous présentons (Tableau I.1) la bande passante nécessaire pour satisfaire au cahier des charges.

G(JB) (Y,)	10*	105	106
20	B=70	B=7	B=.7
30	B=7	<i>B</i> =.7	B=.07
40 .	B=.7	B=.07	B=.007

tablieu I. 1. Bande passante Blen Forchim du gain G et de la peu sitailité p. (Best cichume cu Gi'

La bande passante B (en GHz) est calculée (relationIll) en fonction du gain G (en dB) de l'amplificateur et de la sensibilité β (en volt/watt) du détecteur utilisé.

On note que la bande passante nécessaire est d'autant plus grande que le gain G et la sensibilité β sont faibles, mais que pour des valeurs raisonnables de β $(10^{\circ} \text{ Volt/walt})$ ét de G (30 dB), la bande passante est de 0,7GHz, ce qui semble réalisable en pratique.

III.5. CALCUL DE LA BANDE PASSANTE NECESSAIRE

EN FONCTION DU FACTEUR DE BRUIT DE L'AMPLIFICATEUR.

Compte tenu du caractère stochastique du signal mesuré (bruit thermique émis par le matériau étudé), la précision obtenue est forcément limitée et dépend essentiellement de la bande passante et de la constante d'intégration nécessaire pour effectuer la mesure.

a - définitions

Lorsque la fréquence de commutation f_1 est assez élevée pour qu'il soit possible de négliger les fluctuations de gain de la chaîne d'amplification du radiomètre, la différence de température minimale décelable par le dispositif_A s'exprime par la formule : f_3

 $\Delta T_{min} = \frac{2(T+T_R)}{\sqrt{LR}}$

(3,4)

(I. 12)

(I. 12')

T est la température de mesure TATR est la température de bruit du dispositif

B est la bande passante du dispositif

 $F = \frac{T + T_R}{T}$

t est la constante de temps d'intégration introduite par la détection synchrone.

Par ailleurs, le facteur de bruit du dispositif s'écrit : · La formule (TI) peut donc s'écrire :



(I.12)

.b) bande passante fonction du facteur de bruit de l'ensemble

(I.12")

Vor en

du système.

Unt

La formule (I.12) peut maintenant s'appliquer au cas de notre dispositif. Les objectifs visés sont d'une part que △ Tmin = 0,1°C, d'autre part que la durée de mesure soit de l seconde. Dans ces conditions, il apparaît raisonnable de prendre un temps d'intégration cinq fois plus petit, soit t = 0,2 sec. Si on se place à la température ambiante (T = 300 C), On peut fracer la combe représentant la bande fassante nicessaire en fonction du facteur de buit du by stime (f.g I.4).

Rieme I. 4 Caude passante in chim de fe dem de bruit <u>propue la temperature minivale decelatte pin 32</u> per cousig <u>globol du soptime</u> On note que si une bande passante étroite peut

être utilisée, le facteur de bruit du système doit être très faible.

Ainsi, pour une valeur de la bande passante proche de 1 GHz qui permettrait d'obtenir un signal détecté d'amplitude suffisante, le facteur de bruit correspondant est de 3.5 dB. Une telle performance pour le système global (amplificateur + modulateur) apparaît difficile à réaliser et il nous semble donc plus prudent d'essayer d'obtenir une bande plus large (B = 2 GHz, ce qui permettrait d'utiliser un système de facteur de bruit voisin de 5 dB).

CONCLUSION

Dans ce chapitre, après avoir présenté le procédé permettant par radiométrie de mesurer la température en profondeur dans un matériau, nous avons décrit le principe de fonctionnement du système que nous nous proposons de réaliser. Compte tenu du cahier des charges visé pour le radiomètre, nous avons ensuite déterminé les performances auxquelles doit satisfaire le circuit intégré de traitement du signal de bruit hyperfréquence.

Il apparaît qu'il nous faut un dispositif fonctionnant autour de 4 GHz caractérisé par une bande passante approchant 2 GHz, un facteur de bruit de 5dB et un gain global supérieur à 30 dB.

1451s

I - INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous nous proposons d'étudier les caractéristiques auxquelles doivent répondre les différents éléments (diode de détection, amplificateur, modulateur, source de bruit, contrôle de l'adaptation) qui constituent le circuit intégré :

Cette étude sera faite en tenant compte d'une part des exigences du cahier des charges et des conclusions exposées au chapitre I et d'autre part des possibilités de notre centralede technologie.

I.I. CHOIX DU MATERIAU SEHICONDUCTEUR

Pour réaliser un circuit intégré comportant un amplificateur à grand gain et à faible bruit fonctionnant entre 1 et 4 GHz, il est nécessaire d'utiliser un matériau présentant une vitesse de saturation élevée . Les performances des circuits réalises sur silicium étant manifestement insuffisantes par rapport aux possibilités offertes par les matériaux III V tels que l'arseniure de gallium, il paraît judicieux de réaliser notre circuit intégré en As Ga en utilisant comme éléments actifs de base des TEC et des diodes Schottky. La technologie de réalisation du circuit intégré sera exposée au chapitre III. Néanmoins, les performances des différents éléments du circuit dépendent pour une large part des caractéristiques (schéma équivalent) des TEC utilisés.

* T.E.C = hamilie or effet de champ.

'Il paraît donc intéressant de caractériser aussi exactement que possible les composants susceptibles d'être réalisés au laboratoire.

EFFECTUEES.

II - PRÉSENTATION DES RÉSULTATS DE CARACTÉRISATIONS (RÉALISÉES)

SUR DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP REALISES AU LABORATOIRE.

II.1. INTRODUCTION

La caractérisation consiste à soumettre les échantillons à une série de mesures dans un ordre tel que l'on puisse tirer d'une mesure donnée le maximum d'informations. Toutes ces mesures sont automatiques puisque pilotées par des calculateurs de table H.P. (Hewlett Packard). Cette caractérisation permet donc de déterminer l'évolution des éléments du schéma équivalent du transistor en fonction des conditions de polarisation.

II.2. SCHEMA EQUIVALENT

Le schéma; équivalent d'un transistor à effet de champ est représenté figure II.1.



II.1 perspective in dépendr les somes responsables de chaque élement du cir aut equivale



figue II. 2. Shewa equivalent d'un Tec ut lier en consider satisfication -

Nous présentons dans ce qui suit les caractérisations effectuées sur un transistor du laboratoire de 150µm de large 59

II.3. METHODE DE MESURE POUR LA CARACTERISATION DU

COMPOSANT

II.3.1. Mobilité

La mesure de la résistance totale entre drain et source fonction de la teñsion V_{gs} a une fréquence de 100 MHz en présence d'un champ magnétique B de 1 tesla puis en l'absence de ce champ permet grâce à la formule

 $R_{ds}(B) = R_{ds}(0) * (1 + \mu_o^2 B^2)$

(II. 1.)

de déterminer la mobilité Jus du matériau.

Un exemple de résultat obtenu est donné (figure

II.3).



La courbe en trait plein représente l'évolution en fonction de V_{gs} de la mobilité moyenne du canal, tandis que la courbe en trait pointillé représente la mobilité différentielle à l'extrêmité de la zone dopée.o(erer/ce)



Λδ

11.3.2. Contact Schottky

Le tracé de la caractéristique du contact

Schottky

 $I_{gs} = A^* T^2 S^* exp\left(\frac{-qV_b}{bT}\right) exp\left(\frac{qV_{gs}}{mbT}\right) \quad (II.2.)$

permet d'identifier avec précision les valeurs de m (coefficient d'idéalité de la jonction) et V (the Stor de diffusion). Figure II .4. a.

En relevant la tension Vds lorsque Igs devient important (figure II.4.b), on déduit en outre

 $R_s + R_c = \frac{Vd_s}{TL_s}$ (1.2')

De même $Vds = f(I_{gd})$ (figure II.4.c) donne $Rd + Ri = \frac{Vds}{I_{gs}}$ (II.2') Des examples typiques de determination de m, Rs et RolstRi Jont Mustries fig II 4 a, b, c, T

11.3.3. Capacité de jonction et tension de pincement

Le tracé de la courbe Cgs = f (Vgs) à une fréquence de 500 MHz (figure II.5.a) permet, par intégration, de déterminer la quantité de charge sous la grille fonction de Vgs (figure II.5.b.)



Par extrapolation a Q = 0, on détermine la tension de pincement Woo.

Par extrapolation à $V_b - V_{gs} = 0$, on détermine la quantité totale de charges sous la grille Qo.

II.3.4. Résistance drain source fonction de Vgs

Effectuée à la fréquence de 10 MHz, cette mesure permet de dissocier la résistance du canal sous la grille Ro des résistances de contact (Rd + Rs).

On a en effet Rober Rd Rost As Ro avec7:- $R_{ds} = R_{d+}R_{s+}A_{*}R_{o}$ (I.3.)avec: $R_{o} = \frac{1}{q \mu_{o} N_{b}} \frac{L_{g}}{q Z} \qquad (II.3'.).$ et $A = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_b - V_{gs}}{V_s}\right)^{\frac{1}{2}}}$ (I. 3")



21

figure II. 6 a Resistance total entre glots de chainet de source lorsque Voys vanic film II 6 & exploitation de la comb represente figure II. 6 a pour ladeler mination de Rothed et lo.

On déduit de la courbe Rds = f (Vgs) (figure II.6.a) la courbe Rds = f (A) (figure II.6.b.) qui permettent d'obtenir Rd2 + Rs et Ro

IT. 3.5 Perultal demintede ces mernes

FET	1 CHS 34-2 No8
DATE	125/05/83 11h 23mn
Param	stree mesuree :
- He	00=4.578 V (Vb=.75V Vp=-3.828V)
- 04	=7.33E-13 C
- R	2 #3.12 Ohme
Param	stres fixes s
- Z	-150 alcrons
- Lg	85 micronz
Param	stres deduits :
- Lç	1 =.85 microns ##
- 8	#,18 microns
- NK	1 =1.97E+23 At/a3
- n	10=,31 m2/V.s
	· · · · ·
• •	

l'que II. 7 Republits déscrit de l'exploitation des menues effectuées -

II.3.5. Résultats déduits de ces mesures

La connégrance det valens de Rs + Rd, Ri + Rd, Rs + Ri permettént de déduire les calcus, d Rs, Rd et Rie C20, Ro, ho et Woo permettent, connaissant la du composant, de coner Lg, a et Nd (figure II.7). longueur 2 largen Par alleurs si Con connent) > las valens de

11.3.6. Transconductance en statique

Le tracé des caractéristiques Ids = f (Vds) à Vgs constant (figure II.8.a.) et Ids = f (Vgs) à Vds constant (figure II.8.b.) permettent de déduire gm = f (Vgs) pour différentes tension Vds (Figure II.8.c.).



II. &a Caracterishegues Ids = f(Vds) pour differents valeurs te Vojs II 86 Caracteristiques I de = f (V96) pour différente valenves de Vds.

~-



II 8 · C Evolution de gran en fonction de Vgs... lors que Vds est constant et egal à sult.

II.3.7. Détermination des éléments Gm, Gds, Cgs, Cgs en

régime dynamique.

En partant desces paramètres S donnés par l'analyseur de réseaux automatiques à 500 MHz, on détermine en fonction de Vgs, les valeurs de :

 $g_{m} = \frac{1}{2} Y_{0} |S_{21}| (1 + \frac{g_{d}}{Y_{0}}) (II.4)$ $g_{d} = Y_{0} \frac{(1 - |S_{22}|)}{(1 + |S_{22}|)} (II.5)$ $C_{gd} = \frac{1}{2\omega} Y_{0} |S_{21}| (1 + \frac{g_{d}}{Y_{0}}) (II.6)$ $C_{gs} = -C_{gd} + J_{m} (\frac{Y_{11}}{\omega}) (II.7)$

Pour cette mesure, on néglige Ri devant 1/Cgs w et on considère que <u>1</u> est négligeable devant Cds W

l'impédance caractéristique.

La représentation de ces éléments fonction de Vgs est donnée figure II.9, a,b,c,d.

83.



figne II. 9. C. d. Evolution de Cage et Capol en forction de Vage à DOMAZ et à Vols = 3 volt

11.3.8. Mesure des paramètres S entre 2 et 15 GHz

Afin de compléter le schéma équivalent et pour connaître le comportement du composant en hyperfréquence, on détermine ses paramètres S pour différentes tensions Vgs à des fréquences allant de 2 à 18 GHz. (Figures II.10,11,12).



On remarque que S₂₁ est positif jusqu'à des fréquences de l'ordre de 18 GHz.

II.4. CONCLUSION

La caractérisation décrite dans ce paragraphe permet ainsi d'obtenir toutes les caractéristiques des transistors à effet de champ et des diodes Schottky susceptibles d'être réalisée's dans notre centrale de technologie.

A partir de la connaissance de ces paramètres, nous nous proposons de définir précisément en se basant sur une étude théorique et des simulations informatiques, les composants et circuits qui seront utilisés pour la réalisation du système complet.

Nous présenterons successivement la diode de détection, l'amplificateur, le modulateur, la source de bruit et le dispositif de contrôle de l'adaptation.

Dans la conception de tous ces éléments, nous essaierons de n'utiliser que des circuits comportant comme éléments actifs des transistors à effet de champ et des diodes Schottky et comme éléments passifs des résistances et des capacités. Nous éviterons ainsi de devoir réaliser des self qui d'une part sont delicates à réaliser, et d'autre part occupent une surface importante.

Rappelons enfin que les éléments actifs de base de notre circuit seront des transistors réalisés au Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs pour lesquels les éléments du schema equivalent pour une largeur de 150 µµn sont donnés Alsune, tableau II.1.

g _m (ms)	gj(ms)	Cgs(pF)	CgJ(PF)	Cds (pF)	$R_{s}(\Omega)$	$R_{J}(\Omega)$	Ri(S)	$R_{g}(\Omega)$
15	1,5	0,25	0,05	0,035	3,2	3,8	2,3	4

Adderson II 1. éléments durchéme équivalent me un vanistor de langen 150 pm voialisé an Cabosva voire. Eles les les fuiende publiculais sont les numentes: Vo= soult, VG= - 1 volt (polanisation necesur pun oblemient Dans la suite de notre travail, il sera nécessaire d'obtenir les éléments du schéma équivalent de transistors de largeur \gtrsim différents de 150 µm. Pour cela, on multiplie les admittances et capacité par le facteur 2 où 150

es]

 $\frac{2}{2}$ s'exprime en microns et les résistances par le facteur $\frac{150}{2}$

III - ETUDE DE LA SENSIBILITÉ DE LA DIODE DE DÉTECTION

III.1. INTRODUCTION

L'objectif est ici de rechercher la structure optimale du contact Schottky qui permettra d'obtenir un détecteur de sensibilité suffisante et de bande passante correspondant au cahier des charges. Dans ce but, après avoir déterminé le schéma électrique équivalent du contact Schottky, nous calculons la sensibilité du détecteur en tenant compte de l'influence des impédances d'entrée et de sortie et des caractéristiques de la diode Nous définissons enfin la structure et les conditions de fonctionnement optimales.

III.2. SCHEMA EQUIVALENT

Le schéma équivalent d'un contact Schottky est le suivant :





Le calcul des différents éléments du schéma équivalent se fait classiquement; nous le présentons succinctement.

III.2.1. La capacité de jonction Cj

Si on se place en régime petit signal à une tension de polarisation V telle que 0 < V < Vi ou Vi est la tension de built-in de la diode, on peut déterminer à partir de l'équation de Poisson la profondeur de la zone déplétée notée W.

On a :

 $\frac{\partial E}{\partial x} = \frac{q \cdot N_0}{c}$

équation de Poisson

 $(\pi.8)$

où N est le dopage et $\hat{\epsilon}$ la permittivité électrique de l'As Ga. D

Si on intégre cette équation en considérant que le champ s'annule pour x = w, on obtient :

 $E(x) = \frac{q N_p}{(x - W)}$ (∏.9)

Chi en intégrant devient :

$$V_{bi} - V(x) = \left(W \cdot x - \frac{x^2}{2}\right) \frac{qN_D}{\epsilon}$$
 (II. 10)

la profondeur de la zone déplétée est obtenue pour V(W) = Vqui est la tension de polarisation.

On obtient :

$$W = \left(2\left(V_{bi} - V\right)\frac{\epsilon}{qN_{p}}\right)^{\frac{\gamma_{2}}{2}}$$

la charge d'espace par unité de surface est :

Q = q No W

(I.12)

(II.11)

et la capacité correspondante

$$C = \frac{\partial Q}{\partial V} = \left(\frac{q N_{\text{b}} \epsilon}{2 (V_{\text{b}i} - V)}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad (\text{II} .13)$$

On en déduit C = S (21) où S est la surface du contact Schottky.

On en deduit. Cj = S.C (II.13') On Ser le soufece du contra et flustlen

30



La caractéristique I (V) d'une jonction Schottky a pour expression :

 $I(v) = I_s \left(exp\left(\frac{q V}{m kT}\right) - 1 \right)$ (II.14)

 $I_{s} = SA^{**}T^{2} exp\left(\frac{-q \Phi_{b}}{kT}\right)$ (I.14')

est le courant de saturation de la diode en invers.

où

k est la constante de Blotzmann ; k = 1,34010⁻³ joule q est la charge de l'électron ; q = 1,610⁻¹⁹ coulomb V est la tension de polarisation du contact Schottky T est la température en °K S est la surface du contact Schottky A** est la constante de Richardson; A** = 112 A cm⁻² K ⁻² est la hauteur de barrière métal-semiconducteur 32

m est le coefficient d'idéalité de la diode. 7-

 $R_{j} = \left(\frac{\partial I}{\partial V}\right)^{-1}$

Dans ces expressions :

(Il traduit la déviation de la caractéristique réelle I (V) par rapport à celle qu'on aurait pour un contact idéal (m=1). On a :

(II. 15)

donc :

 $R_{j} = \left(\alpha \left(I + I_{s}\right)^{-4}\right)$ (I. 15) (II.15") $\alpha = \frac{q}{m b T}$

où;

11.2.3. Résistance série Rs

Elle se compose de la résistance de contact ohmique R_c en série avec la résistance interélectrodes Ri M(0)(9)

 $R_{c} = \frac{\left(R_{o} R\right)^{2}}{L}$ $R_{i} = R \frac{l}{L}$ (II. 16) (II.16') $R_{s} = R_{c} + R_{i}$ (II.16")

avec R_{ij} résistance carrée de la zone sous le contact $\ell_{\mathcal{C}}$ résistivité de contact



L

oùvest l'épaisseur de la zone active et ∇ sa conductivité.

Largeur du contact et l, la distance interélectrodes.

III.2.4. Calcul de la sensibilité B

111.2.4.1. Principe de la détection : l'effet de Clamping

Pendant l'alternance positive aux bornes de la diode, on a Vd (tension d'feurl) et la capacité se charge: $u_c = e-Vd$ Pendant l'alternance négative, la diode est bloquée et la tension à ses bornes est :

 $-e - u_{c} = -e - (e - V_{d}) = -2e + V_{d}$

Le signal aux bornes de la diode oscille donc entre Vd et - 2e + Vd

figue I. 15. Shewa det de Fichin parallele

34.

On voit donc que quand on applique une tension e = Vc conot sur la diode, il se produit un phénomène de Clamping qui fait apparaître à ses bornes une tension continue autour de laquelle le signal peut fluctuer. Cette tension est liée à la tension crête du signal HF.

Au moyen d'un filtre passé bas, on bloque la composante HF, ce qui permet d'observer le signal continu qui est proportionnel à la puissance HF incidente sur la diode.

La sensibilité β est le rapport entre la tension continue u détectée et la puissance incidente Pi.

 $\beta = \frac{u}{P_i}$

(II. 17)
111.3.2. Calcul de la sensibilité

111.3.2.1. Désadaptation entre le générateur HF et la diode

Notons Pi la puissance maximale délivrée par le générateur HF. La puissance réellement reçue par la diode est :

$$P_{R=} \delta P_{i} \qquad (I.18)$$

où & représente la désadaptation résidant entre le générateur et la diode.

En effet, la puissance disponible au générateur est :

 $P_{i} = \frac{e^{2}}{4 R_{q}}$

C'est la puissance qu'on aurait si on remplaçait la diode par une charge de valeur R_{σ} (Figure II.16.a.)





J. 16 L Configuration si le puissance delirsée printe generation est regue partidé

(I. 19)

T 16a Crefignation ou Colour Certelspuissone estroximal

En réalité, si on calcule la puissance dissipée dans la diode,

 $P_{R=} \frac{V^2}{R_{\rm P}(Z)}$ (I.20)

où Re(2) est la partie réelle de l'impédance de la diode (figure II.16.b.). On obtient :

$$P_{R} = \frac{\left[\left(R_{j}+R_{s}\right)^{2}+\left(R_{s}R_{j}C_{j}\omega\right)^{2}\right]e^{2}}{\left(R_{j}+R_{s}\right)\left[\left(R_{g}+R_{s}+R_{j}\right)^{2}+\left(R_{j}\left(R_{g}+R_{s}\right)C_{j}\omega\right)^{2}\right]}$$

Dans ces conditions :

$$\delta = \frac{P_{R}}{P_{c}} = \frac{4 R_{g} \left[(R_{j} + R_{s})^{2} + (R_{s} R_{j} C_{j} \omega)^{2} \right]}{(R_{j} + R_{s}) \left[(R_{g} + R_{s} + R_{j})^{2} + (R_{j} (R_{g} + R_{s}) C_{j} \omega)^{2} \right]} \quad (II.22)$$

III.3.2.2. Tension détectée u

La puissance efficace qui produit l'effet de détection

est :

$$Pe = P_{R} \frac{Re(Zne)}{Re(Z)} \qquad (II.23)$$

Re (\mathbb{Z}_{n_4}) est la partie réelle de l'impédance non linéaire de la diode. On a donc :

 $\frac{R_j}{R_j + R_s \left(1 + (R_j C_j \omega)^2\right)}$ $P_e = P_A$ PPR

(II. 24)

(I. 21)

La tension HF qui apparaît sur le contact Schottky est donc :

 $V_{HF} = \left(\frac{1}{2} P_{e} R_{j}\right)^{\frac{1}{2}}$

Il faut à présent calculer le courant qui traverse la diode polarisée.

On a le schéma suivant :



Iliz Circuitutilisé pour la pola risation de la cluisde.

Le courant qui traverse la diode est constant et vaut :

 $I = I_s (exp(\alpha \vee)-1)$ (II.26)

(1.25)

ce qui signifie que les effets de la tension $V_{\mu\mu}$ fiff sur le courant sont compenses par ceux de la tension u dûe à l'effet Clamping.

En moyenne, on a :

 $I = \frac{I_{s}}{T} \int_{0}^{T} exp(\alpha (V - u + V_{HF} \cos \omega t) - 1) dt$ *(I.2*7*)*

Il nous faut calculer \mathcal{U} de façon que I reste constant quelle que soit la valeur de V_{μ} HF. Le calcul de l'intégrale (II.27) nécessite l'emploi des fonctions de Bessel, mais si on tient compte du fait que V HF et \mathcal{U} sont

très petits devant 1, on peut faire l'approximation : $exp(\alpha V_{HF} \cos \omega t) \neq 1 + \alpha V_{HF} \cos \omega t + \frac{\alpha^2}{2} (V_{HF} \cos \omega t)^2$ (11.28) eŁ exp (1- a u) # 1- a u (II.28') Dans ces conditions : 7 - 1 : $I = I_{s} \left((exp \ V - 1) + \frac{{}^{2}V_{u}f}{4} - u \right)$ polanisation detection (I.29) \ On peut donc écrire que : $\frac{\alpha^2 V_{HF}}{\alpha u} = \alpha u$ (1.30) comme par ailleurs, $P_{e} = \frac{V_{HF}}{2R_i}$ (II. 31)on peut écrire : $u = \frac{\alpha R_j R_i}{2} = \frac{1}{2} \alpha \delta R_j \rho P_i$ (I.32)

20

111.3.2.3. Calcul de la tension réellement mesurée

La mesure de la tension aux bornes de la diode est réalisée au moyen d'une résistance Rc placée aux bornes du détecteur (Figure II.18)



On a donc :

 $\Delta V_{o} = \frac{R_{c} u}{R_{c} + R_{j} + R_{s}}$

111.3.2.4. Sensibilité de la jonction

(II.33)

(I.34)

Les calculs que nous avons effectués nous permettent donc d'obtenir β fonction des éléments du schema équivalent du détecteur.

 $\beta = \frac{\Delta V_0}{D_1}$

donc :

On a :

 $\beta = \frac{\alpha}{2} \frac{4R_9 \left[\left(R_j + R_s \right)^2 + \left(R_s R_j C_j \omega \right)^2 \right]}{(R_j + R_s) \left[\left(R_9 + R_j \right)^2 + \left(R_j \left(R_9 + R_s \right) C_j \omega \right)^2 \right]} \frac{R_c}{R_c + R_j + R_s} \frac{R_j^2}{R_j + R_s} \frac{R_j^2}{(R_j + R_s)^2} \left[\left(R_j R_j C_j \omega \right)^2 \right]}$

III. 3.3 Retermination des conditions of limate de forchionneme. du de fecteur

III.3.3.1. Détermination du point de polarisation

et des résistances Rc et Rg

Les résultats obtenus (Figure II.19) à partir de la relation (II.35) montrent que la résistance série n'a pas d'effet lorsque sa valeur est faible devant Rj, ce qui pratiquement est toujours le cas. Nous négligerons donc Rs dans ce calcul.

> YP 05: 05 0,0 0,5 0,2 0,1 L'ENROT 19. Influence du la ressistance de la ressistance de la ressistance de la ressistance de la sur la fréquence est nulle,
> Ainsi, lorsque Rs = 0, et que la fréquence est nulle,

la formule donnant la sensibilité devient :

$$\beta = \frac{\alpha}{2} \frac{4 \operatorname{Rg} \operatorname{Rc}}{(\operatorname{Rg} + \operatorname{Rj})^2} \frac{\operatorname{Rj}^2}{\operatorname{Rc} + \operatorname{Rj}} \qquad (II.36)$$

Cette fonction β (Rj) admet un maximum lorsque :

$$R_{j} = \frac{R_{g} + \sqrt{R_{g}^{2} + \vartheta R_{g}R_{c}}}{2}$$
(II.37)

En pratique, cette valeur de Rj peut être obtenue en choisissant convenablement la tension V de polarisation de la diode.

Dans ces conditions, on obtient :

011

 $\beta_{max} = \frac{\alpha}{2} \frac{8 R_{g} R_{c} (R_{g} + \sqrt{\Delta})^{2}}{(3 R_{g} + \sqrt{\Delta})^{2} (2 R_{c} + R_{g} + \sqrt{\Delta})}$ (I. 38) (I.38') $\Delta = R_g^2 + 8 R_g R_c$

Lorsque Rc est très grand devant Rg, la valeur de β maximum tend vers une limite :

$$\beta_{\text{maxlim}} = 2 \alpha R_3$$
 (II.39).
aucc $\chi = \frac{\alpha}{2}$, with $d = 40$ dian - 1 (IT-2,00K)

A partir de la formule II.39, il est maintenant possible de déterminer la valeur de Rg minimale permettant d'obtenir une sensibilité suffisante de l'ensemble du système.

Nous avons montré au chapitre I, paragraphe III.4 que la valeur de β devait être voisine de 10⁵ V/W pour limiter le gain de l'amplificateur à des valeurs pas trop élevées et réalisables en pratique. Il faut donc au minimum d'après la formule (II.39) que Rg = 1250 Ω_{-}

Cette valeur de Rg nous renseigne sur l'impédance de sortie que devra présenter l'amplificateur.

Par ailleurs, la valeur de Rc doit être la plus élevée possible. Compte tenu des possibilités de notre technologie, nous pouvons assurer la réalisation de résistances allant facilement jusqu'à 100 K Λ (and R_{re} looka l . Dans ces conditions, la tension de polarisation doit être réglée pour que (-ielation II -) +)

 $Rj = 18, 1 K \Omega$

III.3.3.2. Mise en évidence des causes de la baisse

de sensibilité quand la fréquence augmente.

Lorsque la fréquence augmente, compte tenu de la présence de la capacité de jonction, on observe une diminution de la sensibilité. D'après la formule (II.35), cette diminution est liée à trois facteurs essentiels qui sont la capacité Cj, la résistance Rg et le coefficient d'idéalité m.

III.3.3.2.1. Influence de Cj_

La formule (47) nous permet de dire que plus Cj est petite, c'est à dire plus la surface du contact Schottky est faible, moins l'influence de la fréquence sur la sensibilité est appréciable.

Nous montrons (Figure II.20.) pour des diodes de surfaces différentes polarisées de façon à avoir Rj donnant la meilleure sensibilité, les variations de β maximum en fonction de la fréquence.

Les résultats obtenus nous permettent de conclure que la surface de la diode ne doit pas dépasser 10 μ m²si l'on veut pouvoir négliger la variation de β dans tout le domaine de fréquences exploité (f < 4 Ghz)

10m2

III.3.3.2.2. Influence de Rg

Nous avons vu dans la formule (II.22) que la valeur de Rg apparaissait au dénominateur multipliée par la fréquence. Cela explique le fait que si Rg devient trop important, la chute de β avec la fréquence s'aggrave (figure II.21). Ainsi, si l'augmentation de Rg permet d'accroître β ou fréquences basses, il se traduit en revanche par une diminution de la bande passante. Il nous faudra en pratique utiliser une valeur de Rg pas trop élevée.

La valeur de Rg donnant $\beta = 10^5$ V/W semble être un bon compromis 1 sit Ry = 1,5KR 10 ۍ 5 104 14 102 ,3³ 102 4 3 ι r 3 4 ich

f.que II (20.21) In fluce ce de la surface sur l'evolu him de la seu sibilité en fonchin de la freique ce comprission des republits entre bass on Rg-15K et le ons on Rg=5K 5

3313 III.32.3. Influence du coefficient d'idéalité

Le coefficient d'idéalité de la diode influe sur la valeur de β à deux niveaux.

D'une part, il est an facteur dans la formule (II.35), ce qui signifie que β diminue proportionnellement

ИY

D'autre part, il intervient dans la valeur de Rj : plus m est important, plus la tension de polarisation (pour laquelle Rj présente une valeur optimale et β un maximum) est élevée. Il en résulte une élévation de la capacité Cj qui altère la tenue en fréquence de la valeur de β (figure II.22.)



J. 22. Juffrance de créfficient didrah mon les variahins de le sa siteité a foc le le frique ce

Il est donc nécessaire pour obtenir les performances escomptées de réaliser le contact Schottky présentant le meilleur coefficient d'idéalité.

45

III.4. CONCLUSION

Cette étude nous a donc permis de définir les caractéristiques géométriques du détecteur ainsi que les conditions de polarisation optimales.

Nous aboutissons aux conclusions suivantes :

- la surface du contact Schottky ne doit pas dépasser si l'on désire avoir une bonne tenue en fréquence.

- l'impédance de sortie de l'amplificateur doit être de l'ordre de Rg = 1,5 K \square

- la résistance de charge Rc doit être grande devant Rg ; nous donnons comme valeur typique Rc = 100 K Ω

Dans ces conditions, il faut polariser la diode de façon à obtenir une résistance de jonction $Rj = 18 K \Omega$

Nous pouvons à présent envisager l'étude de l'amplificateur.

IV - ÉTUDE DE L'AMPLIFICATEUR

IV.1. INTRODUCTION

, Avant de concevoir l'amplificateur qui constituera une des parties clef de notre système, il paraît utile de bien préciser à la lumière des études précédentes, les caractéristiques qui sont requises :

- fréquence centrale inférieure à 4 GHz
- bande passante aussi grande que possible et en tout cas supérieure à 1 GHz

46

- nécessité d'éliminer la partie basse fréquence du spectre (problème du bruit BF et de la stabilité). La fréquence centrale doit donc être supérieure à 1 GHz.
- gain en puissance de l'ordre ou supérieur à 30 dB lorsque l'adaptation est réalisée.
- impédance de sortie de l'ordre de 1,5 KO
- impédance d'entrée adaptée au commutateur et à l'antenne plaquée utilisée (nous poserons à priori $\mathcal{Z} e = 50 \Omega$).
- facteur de bruit de l'ordre de 4 dB (si le facteur de bruit requis pour le système total est de 5 dB; il paraît nécessiare de prévoir l'influence des pertes dans l'antenne et le commutateur).
- nécessité d'utiliser des transistors réalisables par la Centrale de Technologie.

'IV.1.1 PRESENTATION DE L'ETUDE DE L'AMPLIFICATEUR

Il s'agit à présent de définir précisément les caractéristiques de l'amplificateur qui permettra d'obtenir ces performances.

Dans ce but, nous calculerons en utilisant un programme numérique conçu sur calculatrice HP (gg 35 A) les performances théoriques du système en nous basant sur les éléments du schéma équivalent déterminés sur un transistor à effet de champ de 150µm réalisé au laboratoire (cf. 11.27). Hableau

La configuration que nous nous proposons d'étudier doit être très simple et occuper le moins de surface possible. C'est pourquoi nous n'utiliserons pas d'inductances et que nous monterons nos transistors en cascade en utilisant une configuration en source commune.

Notre étude portera successivement sur les points suivants :

- Détermination du nombre optimal n de transistors à associer en cascade.
- Détermination de la géométrie optimale des différents transistors.
 - . pour obtenir une impédance de sortie de 1,5 KΩ
 - . pour obtenir le gain et la bande passante maximale.
- obtention du facteur de bruit le plus faible possible : étude de l'influence des géométries des transistors et de l'impédance d'entrée sur les performances de bruit.
- obtention de la bande passante la plus plate possible.
- résolution du problème des polarisations
- estimation des variations du gain et de la bande passante liées aux variations des caractéristiques des transistors à effet de champ utilisés.

* le propoune quice ou agolement été cetulinger

44

- calcul des performances globales de l'amplificateur associé à la diode détectrice

IV.9. ETUDE ET RESULTATS DE SIMULATION

IV.3.1. Nombre optimal de transistors

Soit l'association de n = 2,3,4,5 transistors identiques. Si ón calcule le gain G en puissance d'une telle association sur une impédance de sortie de 1,5 KΩ (c'est à dire dans les conditions d'adaptation) et une impédance d'entrée de 50 Ω, on remarque qu'il est d'autant plus important en basse fréquence que le nombre n de transistors est élevé mais que dès qu'on monte en fréquence, le gain diminue fortement et ceci d'autant plus vite que n est grand (figure II.23).



f. jui II 22. Enclution du pair de l'association en cascude de n transmission d'intérie construire (n=1à 5) (largem de chille)

Different of out o

Veri

D'autre part, plus nombre n est élevé, plus la complexité du circuit pose des problèmes de réalisation. Il y a donc une limitation supplémentaire d'ordre technologique ou du nombre d'éléments associés en cascade. Un examen de la figure II.23 montre qu'un bon compromis consiste à mettre en cascade quatre transistors. Le gain est alors supérieur à 30 dB jusqu'à une fréquence de 1,7 GHz.

IV.9.2. DETERMINATION DE LA GEOMETRIE OPTIMALE

IV.3.2.1. Obtention de l'impédance de sortie adéquate $(1, 5 K\Omega)$

47

Ч

En première approximation, l'impédance de sortie d'un amplificateur composé de transistors montés en cascade est égale à l'admittance g_d du dernier étage.

Prographe

Nous avons vu (Chapitre II.3.7) que la valeur de g_d pour un transistor de 150 / m est de l'ordre de 1,5 ms (667 Ω). On en déduit donc que le transistor de sortie de l'amplificateur doit avoir une largeur de 70 / m.

IV.3.2.2. Augmentation du gain et de la bande passante

Le problème qui se pose ici concerne les dimensions de chacun des transistors constituant les différents étages d'amplification.

Compte tenu des possibilités apportées par l'intégration monolithique, il n'est pas nécessaire que les quatre transistors à effet de champ aient la même géométrie. Il nous paraît donc intéressant d'étudier l'évolution du gain en fonction des dimensions des transistors utilisés.

Si nous prenons le schéma équivalent le plus simple d'un transistor à effet de champ, c'est à dire que nous supposons qu'il n'y a pas de couplage entre l'entrée et la sortie d'un étage (capacité Cgd nulle), et que nous réalisons l'association en cascade de n étages, nous obtenons le montage présenté figure II.24.



figure II. 24 : anociation de 4 travéssions a effect de change en carcante montes en som co commune sanstemis compte des elements par anites-

On a alors :

$$\frac{V_s}{e} = \frac{g_e}{g_{e+j}C_1\omega} \cdot \frac{n \cdot 1}{c=1} \cdot \frac{g_{mi}}{g_{di+j}C_{is1}\omega} \cdot \frac{g_{mn}}{g_{dn+g_s}} \quad (II.40)$$

don Cle gain en puissance est :

$$\frac{P_{s}}{P_{e}} = \frac{4 |V_{s}|^{2} g_{s}}{|e|^{2} g_{e}} = \frac{4 g_{e}}{g_{e}^{2} + (C_{1})^{2}} \frac{(g_{mi})^{2}}{(g_{di})^{2} + (C_{in})^{2}} \frac{(g_{mn})^{2} g_{s}}{(g_{dn} + g_{s})^{2}}$$
(II.41)

SO

La formule II.4 permet de tirer des conclusions édifiantes s'un Vanks:

- en basse fréquence, le terme capacitif ne joue pas et le gain de l'amplificateur est, en première approximation, égal au produit des quotients qui ne dépend pas de la largeur des transistors.

- quand on monte en fréquence, le terme capacitif n'est.plus négligeable, ce qui se traduit par une diminution du gain qui devient importante quand $Ci \not \neq W \not G \not = \Lambda^{(U)}$ devient de l'ordre de g_{di}.

On voit donc que pour augmenter la bande passante, il faut que (C_{i+1} \widetilde{W}) reste faible devant g_{di} , ce qui se traduit par le fait que le transistor de l'étage i + 1 doit être moins large que le transistor de l'étage i puisque C et gd sont proportionnels à la largeur du transistor. Remarquons qu'en utilisant une configuration de ce type, le niveau d'impédance augmente quand on passe d'un étage à l'étage suivant.

La détermination des géométries optimales correspondant à l'association de quatre en cascade en tenant compte des éléments parasites a été obtenue à la suite d'une étude systématique sur calculatrice HP(\Im 235A)

Nous présentons (figure II.25) les résultats obtenus avec 4 transistors de 70 µm identiques et ceux obtenus avec l'association optimale de 4 transistors cliffacula soit des largeurs réspectivement de 600 pm, 350 pm de, 200 pm of 70 pm dé-largeur.



figure : 55 Company pour pour des cariblieros des goin en for chin de la frogrande a quand an arroure la transmistrots i donti gues et 4 transmissione de la spuis de fleventes.

On note que la bande passante est nettement augmentée et qu'on a un gain supérieur à 30 dB jusqu'à 2,2¢ GHz.

Nous étudierons au paragraphe IV.4 de ce chapitre les procédés utilisés pour diminuer le gain en basse fréquence et obtenir un gain sensiblement indépendant de la fréquence. IV.3. ETUDE DU FACTEUR DE BRUIT EN FONCTION DE LA

LARGEUR DES TRANSISTORS ET DE L'IMPEDANCE VUE À L'ENTREE.

IV.3.1. Remarque préliminaire

Le facteur de bruit d'un amplificateur comportant plusieurs étages d'amplification de gain Gi et de facteur de bruit Fi est [1]

$$F = F_{1} + \frac{F_{2} - 1}{G_{1}} + \frac{F_{3} - 1}{G_{2}} + \dots \qquad (II.42)$$

Ainsi, si le gain du premier étage est suffisamment grand, on peut considérer que la contribution des étages i avec $i \ge 2$ est négligeable devant celle de l'étage d'entrée (i = 1).

Notre étude se limitera donc à la détermination du facteur de bruit de l'étage d'entrée, c'est à dire que nous chercherons en utilisant la théorie de Pucel sur le bruit d'un transistor à effet de champ les conditions dans lesquelles le facteur de bruit de l'étage d'entrée est le plus faible.

IV.3.2. La théorie de Pucel sur le facteur de bruit d'un transistor à effet de champ. The

Le calcul du facteur de bruit d'un transistor à effet de champ est réalisé sur le schéma équivalent simplifié (figure II.26), c'est à dire sans tenir compte des éléments dont les effets sur le bruit sont faibles ; en particulier Cgd, Cds et Rds.



Lisme I. 26 shewe equivalent whils for l'ethode Mr. Contain de bruite des transitions affeit de champ

Dans ces conditions, le facteur de bruit s'écrit :

$$F = 1 + \frac{1}{Re} \left(r_n + g_n / Z_e + Z_c /^2 \right) \quad (I.43)$$

Dans cette formule, rn, gn et Zc sont caractéristiques du transistor, Ze \= Re + jXe est l'impédance vue par le transistor à l'entrée.

On a :



$$Z_{c} = R_{g} + R_{s} + \frac{K_{c} (1 + jR_{i}C_{gs}\omega)}{jC_{gs}\omega} = R_{c} + jX_{c} (II.44^{*})$$

$$R_{c} = R_{g} + R_{s} + K_{c} R_{i} \qquad (II.45)$$
$$X_{c} = \frac{-K_{c}}{C_{q_{s}} \omega} \qquad (II.45')$$

Les valeurs de Rs, Rg, Ri, Cgs et gm sont données pour un transistor de 150 µm dans le tableau II.1.

Les coefficients Kr, Kg, Kc dépendent :

- du rapport de la longueur L de grille à l'épaisseur a de la couche épitaxiée (L/a)

- de l'index de saturation & avec

$$\mathcal{G} = E_{s} \frac{L}{W_{\bullet\bullet}} \qquad (II. 46)$$

où Es est le champ de saturation et Woo la tension de pincement du canal.

- du courant drain Id normalisé Id/Is ou

$I_{s=} 2 a \sigma Z E_{s}$ (I.47)

où \mathcal{T} est la conductivité de la couche épitaxiée et Z la largeur du composant.

Compte tenu des caractéristiques géométriques et de dopage de nos transistors (L/a = 5, Nd = $210\frac{17}{a_{l/r}}$, a = 0, $\frac{2}{\mu}$ m), on obtient les coefficients :

 $K_r = 2 \ 10^{-2}$; $K_g = 3 \ 10^{-1}$; $K_c = 2$

C'est à partir de ces données que nous réalisons l'étude du facteur de bruit.

IV.3.3. Simulation et résultats

Afin de faciliter l'interpretation des résultats, nous transformons la formule (II.43) en posant :

$$R_{o} = \left(R_{c}^{2} + \frac{r_{n}}{g_{n}}\right)^{\frac{1}{2}}$$

(II.48)

 $X_{o} = -X_{c}$ (II. 48')

On obtient :

.

$$F = F_{min} + \frac{g_n}{R_e} \left((R_e - R_o)^2 + (X_e - X_o)^2 \right) \quad (II.49)$$

Zo = Ro + jXo'est l'impédance qui, si elle est présentée à l'entrée du transistor, présente la meilleure adaptation en bruit. On a ; alors le facteur de bruit minimal :

$F_{min} = 1 + 2 g_n (R_c + R_o)$ (II.50)

Les formules II.43, II.49 et II.50 nous montrent que les facteurs essentiels qui déterminent le facteur de bruit sont liés aux dimensions géométriques qui interviennent dans la détermination de gn; de l'impédance d'entrée de l'amplificateur et dans le cas où on travaille près des conditions de bruit minimal de Rc.

Nous nous proposons donc d'étudier le facteur de bruit en fonction des deux premiers facteurs dans la bande de fréquences (O-4 GHz).

IV.3.3.1. Influence de la largeur du transistor

La largeur du transistor joue un rôle primordial sur le facteur de bruit puisqu'elle intervient directement sur les valeurs de gn, rn et Zc qui sont caractéristiques du transistor. En particulier, dans la formule (II.49), gn . intervient en facteur du coefficient de désadaptation en bruit; or, gn est d'autant plus faible que le transistor est large (formule II.44'). Nous représentons figure II.27, l'évolution du facteur de bruit en fonction de la largeur du transistor lorsqu'il est chargé pour 50 Ω à l et 4 GHz.

ne pas écine l'ucadré.



Les résultats obtenus montrent qu'il est important

d'utiliser un transistor d'entrée d'une largeur convenable si l'on veut obtenir un facteur de bruit faible dans toute la bande de fréquences. En pratique, si le facteur de bruit diminue à l GHz quand la largeur du transistor augmente, il passe à 4 GHz par une valeur minimale quand le transistor a une largeur de 600μ m.

Rappelons que c'est cette largeur que nous avons adoptée pour obtenir une bande passante optimale dans la configuration étudiée paragraphe IV.3.2.2.

On-représente l'évolution en fonction de la fréquence 1 lorsque l'impédance d'entrée est de 50 g (du facteur de bruit d'un transistor de 600 jui de largeur (Figure II+28).) est ne presentée fiq II 28 l'audution du facteur de bruit en for chin de la figure ce lorsque l'impe donce d'entrée grobe 50 n frigme ce lorsque l'impe donce d'entrée grobe 50 n frigme ce lorsque l'impe donce d'entrée grobe 50 n 512 : 22 Enslution en forchinde la freque ce du facteu de I 22 Ensit d'un TEC de 600, mai la ge charagé à "mil is pa FISI

(ae)

la f-

りょ

On note que dans ce cas, le facteur de bruit reste pratiquement constant lorsque la fréquence varie.

IV.3.3.2. Influence de l'impédance d'entrée de l'amplificateur Ze = Re + jXe. Remarquons tout d'abord (formule II.49) que Re et Xe interviennent de façon fort différente dans la détermination du facteur de bruit.

En particulier, Re a un rôle prépondérant puisqu'il intervient en facteur dans l'expression de F - F min.

Cette constatation est illustrée figure II.29 où l'on représente l'évolution du facteur de bruit à l GHz pour un transistor de 600/mp de largeur en fonction de la résistance Re lorsque X, est nul.



Cette figure montre qu'une mauvaise adaptation à l'entrée de l'amplificateur peut se traduire par des variations importantes du facteur de bruit.

Par contre, tant que Re reste constant, les variations de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée ont peu d'effet sur le facteur de bruit (Figure II,30).



14

I 20 Enslaction de la dem de baix d'u TEC (illi de 600 au de la gen largene la partie in agimatre l'été de l'impedance qu'il roit à l'intrée vourie appoint de l'impedance qu'il roit à l'intrée vourie appoint différents valeurs de la game relle

IV.3.4. - CUNCLUSION

Au cours de cette étude, nous avons montré : - en premier lieu qu'il est possible d'avoir les performances requises en ce qui concerne le facteur de bruit en utilisant un transistor d'entrée de $600 \mu m$ de largeur. Il apparaît ainsi que la structure composée de 4 transistors de $600 \mu m$, $350 \mu m$, 200 fm, et 70 fm associés en cascade permet non seulement de satisfaire aux exigences du cahier des charges en ce qui concerne le gain et la bande passante mais également en ce qui concerne le facteur de bruit.

- en second lieu, si le facteur de bruit varie avec l'impédance d'entrée, ce sont essentiellement les variations de la partie réelle Re qui en sont la cause. C'est pourquoi il faudra dans la suite de notre travail prévoir un dispositif permettant de s'assurer que la résistance présentée par l'antenne reste voisine de celle présentée par la source de bruit.

IV.4. LIMITATION DU GAIN AUX FREQUENCES BASSES

IV.4.1. Introduction

Nous avons vu (figure II.25) que le gain en basse fréquence, c'est à dire tant que les effets capacitifs sont négligeables, était très élevé. Cela peut avoir des conséquences néfastes sur le fonctionnement du système dans la mesure où on ne s'affranchit pas du bruit basse fréquence qui peut être très important dans les composants en Arséniure de Gallium et où on augmente les risques d'oscillation.

Il nous paraît donc nécessaire d'étudier comment il est possible d'obtenir un gain sensiblement constant en fonction de la fréquence et de diminuer considérablement le gain aux fréquences les plus basses.

IV.4.2. Solutions proposées

IV.4.2.1. Contre réaction résistive entre drain et source M

Afin d'aplatir la courbe de gain du dispositif, il est possible d'utiliser une contre réaction résistive Rc placée en parallèle avec la capacité Cgd. [ll] 15

'En effet, nous montrerons que la chute du gain aux fréquences élevées est essentiellement liée à l'importance de la capacité Cgd, compte tenu de l'effet Miller (paragraphe IV, $_{2}$, $_{4}$ $_{6,4}$). Ainsi, une résistance de contre réaction placée en parallèle avec Cgd limite le gain aux fréquences basses. Quand la fréquence augmente, l'admittance de(Cgd w) devient prépondérante devant la conductance $1/Rt_{C}$ et l'influence de la contre réaction devient négligeable. Donc le gain n'est pas sensiblement modifié aux fréquences élevées.

Nous avons vu (tableau II.1) que pour un transistor de 150 μ m, on avait Cgd = 0,05 pF, il faut donc pour avoir

Rc. Cgd. 2715 - 1

(1. 51)

61

1h

pour f = 2 GHz, que Rc # 1,6 K Ω .

Nous placerons donc sur un transistor la largeur Z une contre reaction :

$$R_{c}(Z) = R_{c} \cdot \frac{150}{7}$$
 (II.52)

où Z est exprimé en microns.

La contre réaction Rc risque d'être à l'origine d'une augmentation du facteur de bruit, c'est pourquoi l'étage d'entrée n'en sera pas doté.

Une capacité de valeur élevée (5 pF) placée en série avec Rc assurera l'isolation en continu de la grille et du drain.

Le schema équivalent d'un transistor avec la contre réaction décrite est présenté figure II.31.

17



La figure II.32 montre l'effet de la contre réaction sur la courbe du gain.



IV.4.2.2. La capacité de liaison

Afin d'isoler les étages en continu, il est nécessaire d'intercaler une capacité de liaison Cl entre la sortie (drain) du transistor (i) et l'entrée (grille) du transistor (i +1) suivant. Les valeurs de ces capacités Cl doivent être élevées devant les capacités Cgs si l'on veut éviter l'atténuation du signal.

La valeur de Cl est calculée de façon à avoir :

 $C_l \ge 10 C_{gs}$ (II.53)

Nous prendrons $C_{f} = 8 \text{ pF}$ pour l'étage de 350 μ , Cl = 4 pFpour l'étage de 200 μ , Cl = 2 pF pour l'étage de 70 μ , et Cl = 2 pF pour l'entrée de la diode.

Ces valeurs non dimensionnées sont choisies de façon à occuper les espaces inutilisés du circuit intégré monolithique.

graphes Les resultats donnés figure II.33 illustrent l'influence des capacités Cl sur l'évolution du gain en fonction de la fréquence.



Piper 11 32 In Ruence de Capacités de licaison som la caracteristique degain de l'amplificateur. en fonction de la fréquence

63

IV.5. POLARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

۰. ک

IV.5.1. Introduction

Il est nécessaire que les éléments de polarisation présentent une impédance très élevée en hyperfréquence si l'on veut éviter què le circuit de polarisation court circuite le signal hyperfréquence.

Les transistors à effet de champ quand ils sont montés dans une structure hybride sont polarisés au moyen d'un T de polarisation comportant une inductance de choc dont la valeur est très élevée. On isole donc par ce moyen le circuit (HF) du circuit de polarisation continue. ; higher frequence

L'utilisation des inductances ayant été écartées, il faut chercher d'autres éléments qui puissent relier les contacts de grille et de drain aux sources de polarisation.

IV.5.2. Polarisation des grilles

\ En ce qui concerne les grilles, il n'est pas nécessaire que l'impédance de l'élément reliant la grille à la polarisation soit faible en continu puisque le courant traversant cet élément est nul et n'occasionne aucune chute de tension. Une résistance dont la valeur est suffisamment grande devant l'impédance d'entrée d'un transistor à effet de apporte une solution adequate. En pratique, $\operatorname{champ}\left(\frac{1}{\operatorname{\mathsf{Eqs}}}\right)$ on prendra 10 K Ω pour la polarisation de la grille de 600 μ m, 11 k Ω pour celle de 350 μ m, 19,5 k Ω pour celle de 200 μ et 28,5 kn pour celle de 70 μ m.

Nous verrons que les moyens technologiques mis en oeuvre pour la réalisation de telles résistances sont

* ces volemens sont chunice d'un pour pour pour d' 1 atomni en fonction de la place dispondée in Com les accententes

IV.5.3. Polarisation des drains

Le problème est plus difficile à résoudre car l'élement qui joue le rôle de la self de choc doit supporter un courant continu assez élevé pour saturer le transistor d'amplification lorsque sa grille est à la tension Vg par rapport à la source. En régime hyperfréquence, l'impédance de cet élément doit être très élevée. En d'autres termes, l'élément doit jouer le rôle d'un générateur de courant d'impédance dynamique élevée.

65

20

Un transistor dont la grille est à la masse et qu'on polarise en tension Vds de façon à ce qu'il fonctionne en régime saturé répond parfaitement au problème que nous nous posons.

En effet, la caractéristique I (V) d'un transistor à effet de champ est présentée figure II.34.



" prose 1: 34 Cara derishque Tri) de l'imiteur

On remarque bien que la résistance présentée en continu par ce dispositif est $R = \frac{V_0}{T_0}$, par contre, la résistance dynamique à ce point de polarisation est $\mathbb{R}_{ds} = \frac{DV}{DT}$ qui est la résistance de sortie du transistor à effet de champ (π)

64

Le courant Io de polarisation est fixé par la largeur Z du composant.

IV.5.4. Schéma complet d'un étage d'amplification

Le schéma d'un étage d'amplification est alors présenté figure II.35.



Figure I. 2) Etage d'amplification complet

En redrue aduquations ou a re ponema brepence

figure II.36.



La grille du transistor à effet de champ de polarisation étant reliée à sa source, la capacité Cgs est court circuitée. Cela explique la simplification du schéma du limiteur.

Pour ne pas trop diminuer de gain de l'étage, il est nécessaire que gd 2 soit putit devant gd 4, ce qui signifie que le transistor de polarisation doit être moins large que le transistor d'amplification. Il en résulte que le le transistor amplificateur doit travailler en régime suffisamment 4×6 . Ses caractéristiques V (I) seront déterminées par le rapport des largeurs du transistor amplificateur et du limiteur. En conséquence, pour que tous les transistors amplificateurs fonctionnent à même tension de grille, il est nécessaire que ce rapport des largeurs soit le même pour tous les étages.

Le fonctionnement de l'ensemble de l'amplificateur ne nécessite alors que deux sources de tension continue : l'une à + V et l'autre - Vg par rapport à la masse.

L'influence des circuits de polarisation sur les variations du gain en fonction de la fréquence est illustrée par la figure II.37.

I uflur a des cirai de polanis a him sur la Cara cleristique de gai en fonction di la frèque

22

IV.6. SENSIBILITE DE L'AMPLIFICATEUR AUX VARIATIONS

· . Æ 8.

ĽS

DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT.

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons à l'évolution de la caractéristique de gain en fonction de la fréquence lorsque la valeur des différents paramètres caractérisant le schéma équivalent des transistors à effet de champ varie. Nous examinerons successivement l'influence des variations de gm, gd, Cgs et Cgd.

'Il nous est ainsi possible de juger l'augmentation ou la diminution des performances qui pourraient résulter d'une modification de la technologie de notre centrale et par conséquent des caractéristiques des transistors réalisés.

IV.6.1. Influence de gm

On représente figure II.38 les variations du gain en fonction de la fréquence pour \underline{gm} , \underline{gm} et 2 \underline{gm} avec pour Z = 150 μ m, \underline{gm} = 15 ms.



1 1. 21 28 Influence de la frans conductancy sulla canaderistique 6(f).

On observe que l'influence \mathcal{A} gm est prépondérante et cela à toutés les fréquences. Obtenir un bon gm ne peut qu'améliorer les performances.

24

IV.6.2. Influence de gd

On représente figure II.39 les variations de gain en fonction de la fréquence pour <u>gd</u>, gd et 2gd avec pour

 $z = 150 \mu m$, gd = 1,5 ms



P. ... 11 19 I thence de l'admittance and som le curate sity ... 6 [1].

On remaique qu'une diminition de gol re

Avoir un gd faible améliore le gain plus aux fréquences basses qu'aux fréquence élevées, mais il est préférable que le courant de saturation des transistors reste le plus constant possible. finduira fron une our grandoclim du grain et ceci d'our but

plus que la frequence sero-lasse

IV.6.3. Influence de Cgs

La capacité Cgs directement liée à la longueur de grille a une assez grande influence sur la bande passante de l'amplificateur (figure II.40). Il est donc nécessaire, autant que possible de réaliser des grilles courtes. Ľ

(.R);

Pigne I 110 Inflore a de la cayo cité grible source (Cgs.) En la carchenishige G (F).

IV.6.4. Influence de Cgs : l'effet Miller

Nous montrons dans ce paragraphe les effets désastreux de la capacité Cgd (figure II.41) $\Lambda : V_{V_q}$ $(\underline{\mathbb{T}}, \underline{\mathbb{S}}, \underline{\mathbb{V}})$ Soit un transistor à effet de champ de gain, la capacité Cgd joue le rôle d'une contre réaction. Ve $(\underline{\mathbb{T}}, \underline{\mathbb{S}}, \underline{\mathbb{V}})$
Ainsi, si on considère que l'impédance d'entrée du transistor est infinie et que son impédance de sortie est nulle, qu'on pose i = j (Vs - Ve) Cgd w (II.55), 'on obtient l'admittance d'entrée équivalente :

11

Ц.

 $Y_{ec} = \frac{I}{V_e} = \frac{V_s - V_e}{V_e} j C_{gd} \omega$ (T.56)

soit :

 $Y_{ec} = (A-1) j (g_d \omega)$ (II.56')



sur un étaise annylification de gain A: Effet Dille.

On note donc que la capacité Cgd multipliée par le gain vient se placer en parallèle avec l'entrée du transistor et entraîne une réduction importante de la bande passante. On compare (figure II.42) l'évolution du gain en fonction de la fréquence obtenue d'une part en supposant une valeur nulle pour la capacité Cgd , d'autre part en prenant pour Cgd les valeurs mesurées sur les transistors réalisé au Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs (Tableau II.1).



11.47 In the ere de la capacité grille de air (Coo) En B care de milique (G(F).

IV.7. SENSIBILITE DU DISPOSITIF GLOBAL (AMPHI) + DIODE)

Comme nous l'avons déjà décrit, l'amplificateur est chargé par un contact Schottky de 10 μ m² de surface qui joue le rôle de détecteur.

Le calcul de la sensibilité globale du dispositif se fait en intégrant sur la largeur de la bande la valeur obtenue en multipliant le gain en puissance de l'amplificateur

LIFICHIEUR

par le coefficient β caractérisant la sensibilité du détecteur polarisé.

X 5

21

On obtient \ominus pour une variation de la puissance d'entrée sur l'amplificateur \triangle Pe constante dans toute la bande de fréquences comprise entre $f_1 = 500$ MHz et $f_2 = 4$ GHz, une tension détectée :

 $u = \Delta P_e \frac{1}{f_2 - f_1} \int_C^{f_2} G(f) \cdot \beta(f) df$ (<u>7</u>. 57)

où G (f) est le gain de l'amplificateur adapté en sortie à la fréquence f.

 $\beta(f)$ est la sensibilité du défedéun polarisé à la tension correspondant aux conditions optimale (paragraphe II.3.24 (formule II.35).

Nous représentons (figure II.43) l'évolution du produit G (f) x β (f) en fonction de la fréquence.



c 1

Ligne 42 Evolution de la sensibilité de l'ensu'é (Ampéricateursdiote) en fonchion de la fréquence L'intégration de cette fonction dans tout le domaine de fréquences nous permet de déterminer la variation de la tension détectée lorsque la température du milieu varie de 1°C (on a alors APe = kB d'après la relation I.3).

On obtient une variation de tension de 2,4 μ V/°C, ce qui apparaît suffisant, compte tenu des exigences du cahier des charges présenté au Chapitre I, paragraphe III.2.

IV.8. CONCLUSION

÷.

Cette étude nous a permis de définir le schéma de l'ensemble du système d'amplification qui a été établi en fonction des possibilités offertes par la Centrale de Technologie et des exigences du cahier des charges.

L'amplificateur finalement retenu est constitué par l'association de quatre transistors en cascade montés en source commune présentant un gain en puissance de 30dB, une bande passante de 1 GHz, un facteur de bruit de 4dB⁻. Il possède par ailleurs une impédance de sortie permettant d'obtenir une sensibilité optimale de la diode de détection.

Nous avons montré la nécessité de limiter le gain aux fréquences basses au moyen d'une contre réaction résistive et assuréi la polarisation de l'amplificateur avec un minimum de sources de tension on utilionit des charges actives et of seculorit les resulloits de not sumulations montient opela studime, cette-structure doit nous permettre de détecter des variations de température de l'ordre de 0,1°C.

Nous présentons figures II.44 et II.45 le schéma électrique de l'amplificateur associé à la diode en donnant les valeurs des paramètres du schéma équivalent (figure II.44) et les caractéristiques géométriques des éléments actifs (figure II.45).

29

1 U

3





V - ETUDE DU MODULATEUR

V.I. INTRODUCTION

Le modulateur est un interrupteur à deux voies dont l'une doit être bloquée quand l'autre est passante.

Dans le cahier des charges, nous avons vu que le facteur de bruit de tout le dispositif ne devait pas dépasser 5 dB et nous avons montré que le bruit apporté par l'amplificateur était de l'ordre de 4 dB.

La formule du facteur de bruit est comme nous l'avons vu :

F ampli - 1 F = F modulateur + _____ (IX3) gain modulateur

Le gain du modulateur étant inférieur ou égal à 1, on en déduit que le facteur de bruit du modulateur, c'est à dire les pertes d'insertion de la voie passante ne doivent pas dépasser une valeur d'environ 1,5 dB.

Afin que les signaux provenant de chacune des voies soient bien dissociés, il est nécessaire que la voie bloquée présente un isolement suffisant (supérieur à 15 dB). La méthode de mesure étant basée sur la comparaison entre deux signaux émis par la source de bruit ou reçus par l'antenne, ceux-ci doivent subir un traitement aussi identique que possible. En conséquence, les deux voies du modulateur doivent présenter le même isolement et les mêmes pertes d'insertion. Il faut donc respecter la plus grande symétrie entre les deux voies du composant.

V.2. SOLUTION PROPOSEE

La structure du transistor à effet de champ se prête parfaitement au type de fonctionnement que nous avons présenté en introduction. Les voies passantes et bloquées sont obtenues au moyen d'une polarisation adéquate de la commande du contact Schottky ; la symétrie du composant est assurée en utilisant deux transistors identiques juxtaposés. On obtient le schéma présenté figure II.54.



V.3. SIMULATION ET RESULTATS

Pour fonctionner en régime faible bruit, on n'applique pas de tension entre les contacts d'entrée et de sortie de chaque voie ; les transistors fonctionnent donc en régime linéaire. Dans ces conditions, le schéma équivalent pour une voie est donnée figure II.55.



Comme nous l'avons indiqué au chapitre II, paragraphe VIII, la résistance Rds est d'autant plus faible que le composant est large mais qu'alors les valeurs des capacités Cgd, et Cds deviennent plus élevées a On or cu effet et Cgs

 $R_{ds} = R_{dso} \cdot \frac{150}{7}$

(1.59)

 $C_{ds} = C_{dso} \cdot \frac{Z}{150}$ $C_{gd} = C_{gdo} \cdot \frac{Z}{150}$ $C_{gs} = C_{gso} \cdot \frac{Z}{150}$ (II.60) (II.60') (I. 60") Cgso

ťΟ

忤

Rds, Cds, Cgdo) étant les valeurs des éléments du schéma équivalent d'un transistor de largeur 150µ.

Nous verrons que pour diminuer les pertes d'insertion, il faut diminuer Rds, c'est à dire augmenter la largeur Z du composant et diminuer la longueur de grille et de canal mais que c'est la condition inverse qui permet de diminuer les capacités donc d'augmenter l'isolement à fréquence élevée.

On voit donc qu'il s'agit d'aboutir à un compromis pour réaliser le composant le plus adéquat.

V.3.1. Voie passante

(concorration la portent)

La voie passante présente un canal de résistance faible RON en parallèle avec une capacité dont on peut négliger les effets. Cette résistance est placée en série entre la charge et l'entrée de l'amplificateur qu'on schématise par une capacité C (figure II.56).

Les pertes d'insertion sont évaluées à partir du rapport entre les modules des tensions V_0 quand RON est nul et V_1 quand ir ne l'est pas.



figTI 56 shewade time lahin de la voie panante On a : $\frac{V_{1}}{e} = \frac{1}{1+j(Z_{0} + R_{0}N)C\omega} \qquad (II. 61)$ d'où sile tale d'aneden l'elener fin fa relation $P = \sqrt{\frac{1 + (Z_{o}C\omega)^{2}}{1 + ((R_{oN} + Z_{o})C\omega)^{2}}}$ (I.61')

Le transistor d'entrés de notre amplificateur ayant une largeur de 600µ, la capacité qu'il présente entre sa grille et sa source est de lpF.; c'est la valeur que nous donnerons à C dans la simulation.

Nous donnons figure II.57 les pertes d'insertion en fonction de la résistance RON pour différentes fréquences. Nous voyons qu'à des fréquences inférieures à 2,5 GHz, pour avoir des pertes d'insertion inférieures à 1dB, il est nécessaire que RON soit inférieure à 15 Ω .



f. JI 57 E volution des pertes d'inservinlorsque Ron vanie et pour di fferents fre'princes.

V.3.2. Voie bloquée

Lorsque le canal est bloqué, la résistance qu'il présente est très élevée et on peut en négliger les effets devant les fuites dues à la présence de la capacité Co entre les deux contacts ohmigues (f_{1} for I, SR)

On a :

 $C_0 = \frac{Cgs}{2} + Cds$ $C_{gd} = C_{gs}$

93

(I.62)

(I.62')

puisque :



Shema de principe de la voie bloquée. L-9I 18.

Le schéma de la voie bloquée insérée dans le circuit est alors représenté figure II.59.

desteursons Vo quand le modulateur est cout circenté et V2 quand il précente la Voie blo quée.

Ona: $\frac{V_o}{e} = \frac{1}{1+j \, Z_o \, C_o \omega}$ (I.63)

et: $\frac{V_2}{C_0} = \frac{C_0}{C_0 + C_0 + j} C_0 C_0 Z_0$ (I.63') Ĉ. ₹Z. figue I 59. Shema de rimlation de la voie lo quée. et it

84

On en déduit l'isolement :

 $I = \left| \frac{V_2}{V_0} \right| = \left| \frac{C_0^2 (1 + (Z_0 C_\omega)^2)}{(C_0 + C)^2 + (Z_0 C_0 C_\omega)^2} \right|$ (II. 64)

Le tracé des courbes I = f(Co) pour différentes fréquences (figure II.60) nous montre que pour avoir un bon isolement, il faut que Co soit très petit devant C. Dans notre cas, si l'on veut avoir 20dB d'isolement, il ne faut pas que Co dépasse 0,15 pF.



85

Il nous faut maintenant étudier (Mbts) dans quelle mesure il est possible de trouver un transistor à effet de champ présentant les caractéristiques requises, soit :

> RON $(Vg = 0) = 10 \Omega$ Cds (Vg = Vp) = 0,15pF

Le tableau II.2 donne les valeurs de RON et de Cds pour des transistors de différentes largeurs réalisés au laboratoire.

DР

/	Z	75 µ	م 150 µ	بر 300	• مر 600
	RON	28 û -	14 Ω	7¢ Ω	3,5 Ω
	Cds	0,035 pF	0,07 pF	0,14 pF	0,28 pF

Tableau II.2

On constate qu'un transistor de 300 Ω m de largeur remplit les conditions requises. C'est donc deux transistors de ce type à source commune qui seront utilisés pour réaliser le commutateur.

V.3.3. Etude de la perturbation provoquée par

la commande du contact Schottky

Les calculs que nous avons présentés supposent que le contact Schottky reste parfaitement isolé en hyperfréquences, c'est à dire que l'impédance présentée entre la barrière Schottky et la masse est suffisamment élevée.

Nous étudions ici la perturbation induite par la liaison entre le contact de grille et la source de polarisation commandant la tension Schottky.

Le schéma équivalent correspondant à une voie du modulateur est représenté figure II.61.



jes II 61 she ma équivalent complet d'inne voié comportant la repistanuele commande de prille

gds = 1/15 (s) Cgd = 0,2 pF Cds = 0,1 pF Cgs = 0,2 pF Gs = 10^{-12} (s) R \hat{r} = $10^4 \Omega$ Cs = 1 pF

gs et Cs symbolisent l'impédance de sortie vue par une voie du modulateur.

On a : $\frac{S}{e_{4}} = \frac{g_{ds} + j(\beta C_{gs} + Cd_{s})\omega}{g_{s} + g_{ds} + j((1-\alpha)C_{gs} + Cd_{s}+C_{s})\omega}$ · (I. 65)

04

 $\Lambda\Lambda$

et XH $V_{i} = \alpha s + \beta e_{i}$

avec :

 $\alpha = \frac{j (c_{gd} \omega)}{\frac{1}{R_{\ell}} + j (c_{gs} + c_{gd})\omega}$

et :

 $\beta = \frac{j C_{gs} \omega}{\frac{1}{R_{p}} + j (C_{gs} + C_{gd}) \omega}$

(I.66')

Rp

(1.66)

(I.65')

88

La résistance R_putilisée pour polariser la grille aura pour valeur 10 KΩ, cette valeur étant choisie pour des raisons technologiques.

On peut à partir des relations (II.65) et (II.66) étudier l'influence de R sur les performances en direct et en invers du modulateur. On représente l'évolution en fonction de la fréquence des pertes d'insertion datér la voie passante (figure II.62) et de l'isolement de la voie bloquée (figure II. 63) lorsque R = 0 et R = 10 k Ω .



On remarque que les pertes d'insertion sont plus faibles lorsqu'on polarise la commande à travers la résistance R mais que l'isolement est plus mauvais.

Toutefois, l'un des rôles joués par la résistance R est de diminuer les effets parasites qui peuvent provenir des circuits de polarisation basse fréquence. Il paraît donc nécessaire de la maintenir d'autant plus qu'un isolement de 15 dB de la voie bloquée semble suffisant et que les pertes d'insertion obtenues avec R sont plus faibles.

VI - LA RÉSISTANCE DE CHAUFFAGE ET LA SOURCE DE BRUIT.

VI.1. INTRODUCTION

La source de bruit que nous nous proposons de concevoir et réaliser possède les caractéristiques suivantes :

- sa résistance d'entrée est voisine de 50 Ω , la réactance restant aussi faible que possible. Cependant, cette résistance doit pouvoir varier de plus ou moins 20 % autour de cette valeur moyenne de façon à permettre la compensation des variations de l'impédance de l'antenne liée à une éventuelle désadaptation de celle-ci.

- la temperature physique doit pouvoir varier electroniquement entre 20 °C et 50°C au moyen d'un dispositif de chauffage.

- Cette température doit pouvoir être mesurée avec une précision de 0,1°C.

- la commande et le réglage de la température au moyen du dispositif de chauffage doit se faire de façon aussi instantanée que possible, le temps de réponse devant être de l'ordre ou inférieur à 0,1 seconde.

Les performances requises apparaissent difficiles • à obtenir et c'est pourquoi il nous a fallu inventer un dispositif original en essayant de profiter au maximum des possibilités de l'intégration monolithique.

Nous présentons ici successivement les différentes solutions adoptées pour réaliser les différentes performances Al acquises. (Nemello)

VI.2. LA RESISTANCE DE BRUIT DE VALEUR VARIABLE

La source de bruit doit présenter une résistance pouvant varier de 20 § autour de 50 Ω.

Nous proposons d'utiliser un transistor à effet de champ qui, lorsque la tension de grille Vgs est à zéro volt, présente une impédance entre ses contacts ohmiques de 50 Ω . Il suffit pour cela que la géométrie du canal soit étudiée à cet effet.

Les variations de résistance sont assurées au moyen de la commande de la tension Vgs.

Remarquons que dans ce cas très particulier, il n'est pas nécessaire d'obtenir des variations très importantes de la résistance. C'est pourquoi, en pratique, le contact Schottky ne sera pas déposé sur toute la largeur de la résistance source-drain.

En consequence, une partie de la résistance mesa ne sera pas commandée par la tension de grille. Le schéma électrique de la résistance de bruit est présenté figure II.64.



partienon commandée , partiecommandée

figne II. 64. Resistance de bruit dont la valen peut vanier de 20% autour de 502.

102

La polarisation de la grille se fait à travers une résistance élevée qui comme nous l'avons déjà signalé isole le circuit (IF) du circuit de polarisation.

hyper freignen co:

VI.3. CHAUFFAGE DE LA SOURCE DE BRUIT

Le chauffage de la résistance de bruit se fait par effet joule au moyen de deux résistances alimentées par un courant continu et placées de part et d'autre de la résistance de bruit.

Remarquons que s'il est nécessaire d'assurer une isolation électrique entre les deux résistances de chauffage et la résistance de bruit, il faut aussi favoriser au maximum la conduction thermique entre ces deux éléments.

7.

103

En effet, pour obtenir un temps de réponse faible, il est nécessaire qu'une variation du courant continu de chauffage entraîne instantanément une variation proportionnelle de la température de la source de bruit.

Nous placerons donc les résistances de chauffage à une distance très faible de la résistance de bruit.

Nous assurerons l'isolement électrique en attaquant la couche superficielle fortement dopée tout autour de la résistance de bruit.

14

Le schéma équivalent de la résistance de bruit devient alors celui présenté figure II.65.



Figue I.65. Resistance de bruit avec dis rosihif de charflage

Venue for aller de valen de Re est choisie de forcon que les tenison de chaufproje, ne soient pous te forcon que les tenison de c'orghe de soutet ; trop élevee . La puissance de congle chaufforge se doitéhe Comptentente du foir que Basilources le en venilte, opre si l'ou vent oblemi une purnouve de chauflouje d'une centaine de mW, il est necenane de : I ... Re une worlow de l'ordre de 100 A

VI.4. MESURE DE LA TEMPERATURE DE LA SOURCE DE BRUIT

VI.4.1. Principe

Soit un transistor à effet de champ dont les contacts ohmiques sont reliés à la masse et dont on polarise la grille en direct au moyen d'un générateur de courant constant.

Nous avons vu (Chapitre II, paragraphe III) que la caractéristique I(V) d'un tel dispositif (contact Schottky polarisé en direct) s'écrit :

 $I_{o} = SA^{**} T^{2} exp \left(\frac{-q^{\Phi_{b}}}{LT}\right) \left(exp\left(\frac{qV}{mkT}\right) - 1\right)$ (I. 67)

Lorsque la diode est alimentée par un courant I_0 constant, une variation de la température s'accompagne d'une variation de la tension mesurée V_0 entre le contact Schottky et la masse .

On a :

 $V_{o} = L_{n} \left(\frac{I_{o}}{SA^{xv}T^{2}exp\left(\frac{-q\Phi_{b}}{LT}\right)} + 1 \right) \cdot \frac{mkT}{q}$

(II. 68)

Sur la figure II.66, nous représentons les caractéristiques de V_o en fonction de T calculées à partir de la relation II.68 pour trois valeurs du courant I₀. On constate que dans le domaine des températures où nous exploiterons le dispositif, la tension varie linéairement avec la température.



f'gue II.68. Cara chenishipus V(I) à Jo constant pour Io= 400mA S=10 μm^2 (1). Io= 50 mA S=10 μm^2 (2). Io= 50 mA S=20 μm^2 (3)

Remarquons que la pente de la tangente à la courbe est directement liée au coefficient d'idéalité m du contact Schottky. Cela risque de poser des problèmes dans la mesure où ce coefficient varie avec le temps.

6

. VI.4.2. Solution proposée

L'utilisation d'un contact Schottky pour déterminer la température du composant en mesurant sa tension lorsqu'il est alimenté par un courant constant semble être une solution intéressante. Cependant, l'implantation d'un deuxième contact Schottky dans le canal de la résistance de bruit pour en mesurer la température risque de perturber la valeur de son impédance.

Nous écartons donc cette solution et nous préférons utiliser un dispositif noté B exactement identique (même géométrie) à celui de la résistance de bruit (dispositif A) et qui sera chauffé de la même façon par deux résistances chauffantes soumises au même courant continu que celles qu'on utilise pour chauffer le dispositif A.

Dans ces conditions, la température du dispositif B notée TB sera égale à celle de la résistance de bruit notée TA. Le contact Schottky de la structure B peut donc être utilisé pour mesurer TB et déterminer indirectement TA.

On obtient alors le schéma électrique donné figure II.67.



figure II 67. sou ce de buit avre disposibilische chanflage et de mesure de la temperature du composant.

VII - LE PROBLÈME DE L'ADAPTATION

VII.1. INTRODUCTION ET RAPPEL

Quand nous avons présenté le principe de fonctionnement du dispositif, nous avons vu qu'il était nécessaire, pour que la mesure de la température d'un matériau soit précise, que les impédances Z1 de l'antenne et Z 2 de la source de bruit soient égales.

Nous avons remarqué que l'impédance Z 1 présentée par l'antenne pouvait dépendre de la nature du milieu sur lequel elle était plaquée et qu'il était nécessaire de régler l'impédance de la source de bruit de référence pour obtenir l'égalité des impédances Z 1 et Z 2 quelque soit le milieu exploré.

Pour faire varier l'impédance de la source de bruit de façon adéquate, il est donc nécessaire de prévoir un dispositif qui permette de contrôler la désadaptation entre les deux voies.

TIT 2. Solutionproposei

VII.2.1. Principe

Nous savons d'après la formule de Nyquist

que si la source de bruit est à la température T_1 et qu'elle est connectée à l'amplificateur, la puissance reçue par ce dernier est :

Per = KT. B

La puissance de sortie est alors :

 $P_{31} = kG \left(T_e + T_R \right) B \qquad (II.70)$

où G est le gain de l'amplificateur et TR la température de bruit du dispositif.

La relation liant TR au facteur de bruit est :

$$F=1+\frac{T_{R}}{T_{o}}$$

où T_o est la température ambiante. Nous avons montré (chapitre II, paragraphe TIA.3) que le facteur de bruit, donc TR₁, dépendait de l'impédance Z_e1 présentée à l'entrée et en particulier de la partie réelle de cette impédance. Si nous branchons en parallèle avec Z_e1 une impédance donnée Z, on observera donc une variation Δ TR1 de TR1 qui se traduira par une variation Δ PS1 de PS1.

Si la deuxième voie est connectée, et que l'impédance qu'elle présente est Ze2 telle que Re $(Ze_2) \neq Re (Ze_1)$, la température de bruit sera $TR_2 \neq TR_1$ et si l'on branche Z en parallèle avec Ze_2 , on observera une variation ΔTR_2 de TR2 qui se traduira par une variation ΔPs_2 tel que $\Delta Ps_2 \neq \Delta Ps_1$.

10Y

(I.69)

(1.71)

Ainsi, pour détecter une différence entre les impédances $Ze_1 et Ze_2$, il suffit de brancher en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur une impédance Z de façon intermittante à une fréquence f_2 élevée devant la fréquence f_1 de commande du modulateur.

109

10

La solution adoptée est donc d'utiliser un transistor à effet de champ dont on module l'épaisseur de la zone désertée en agissant sur le potentiel de grille. Ce transistor est branché à l'entrée de l'amplificateur selon le schéma de la figure II.68. Il se trouve ainsi suivant l'état du commutateur d'entrée placé alternativement LN sur parallèle sur l'impédance Z e, ou Z e₂.



VII.2.2. <u>Etude des différents signaux observés à la sortie</u> de l'amplificateur.

La représentation du signal détecté pour les différentes phases de la mesure permet d'illustrer la méthode utilisée.

On a représenté figure II.70 a le signal de sortie lorsque le transistor de contrôle de l'adaptation n'est pas connecté.

L'amplitude du signal carré observé est proportionnelle à la différence des puissances de sortie lorsque l'entrée de l'amplificateur est branchée sur l'antenne puis sur la source de bruit, différence qui résulte soit de l'inégalité des impédances, soit de l'inégalité des températures entre les deux voies.

Sur la figure II.70 b, on représente le signal détecté quand on module la grille du transistor de contrôle de l'adaptation.

L'amplitude des signaux carré à la fréquence f_2 est reliée soit à la valeur de l'impédance de l'antenne soit à celle de la source de bruit \mathbb{Z} e₁.

Le signal à la fréquence f_2 peut donc être utilisé pour régler l'impédance de la source de bruit de façon à obtenir l'égalité $Z e_1 = Ze_2$ et donc l'égalité des amplitudes des signaux carré à la fréquence f_2 (le signal correspondant est représenté figure II.70c).

Après chauffage du composant au moyen des résis-... tances, on obtient un signal (figure II 70 d) qui illustre bien que l'objet et la source de bruit sont à la même température.

11.

٤.

('0



VII.2.3. Le traitement du signal basse fréquence

Inx

L'étude précédente nous a permis de remarquer que le signal à la fréquence f_2 contenait l'information permettant de régler électroniquement l'impédance de la source de bruit tandis que le signal à la fréquence f_1 était proportionnel à la différence de températures entre l'antenne et la source de bruit (lorsque l'égalité des impédances était réalisée). Il s'agit donc de discriminer le signal à la fréquence f_1 et le signal à la fréquence f_2 et de les traiter séparément par un dispositif électronique approprié. A cet effet, la tension détectée sur la diode est amplifiée et appliquée à l'entrée des deux filtres l'un qui passe la fréquence f_1 et l'autre la fréquence f_2 .

Une détection synchrone pour chacune de ces fréquences permet d'obtenir des signaux continus $\mathcal{E}(f_1)$ et $\mathcal{E}(f_2)$ qui servent de signal d'erreur pour le réglage de l'adaptation en ce qui concerne $\mathcal{E}(f_2)$ et le chauffage en ce qui concerne $\mathcal{E}(f_1)$. La réalisation de ces dispositifs BF ne rentre pas dans le cadre du travail présenté.

IX - CONCLUSION

Nous avons montré dans ce chapitre en réalisant séparément la simulation de chaque fonction que les performances nécessaires pour répondre au cahier des charges étaient accessibles compte tenu des possibilités offertes par notre Centrale de Technologie.

Nous avons présenté les différentes solutions que nous proposons d'utiliser pour résoudre les problèmes spécifiques à chaque fonction que comporte le circuit intégré que nous désirons réaliser.

Nous avons pu ainsi définir le schéma électrique de l'ensemble du circuit intégré ainsi qu'une première estimation des géométries des dispositifs actifs (transistors à effet de champ, contacts Schottky) qui devraient permettre de le réaliser. L'ensemble du circuit à réaliser est représenté figure II.71.

Dans le prochain chapitre, nous nous proposons de présenter les procédés technologiques utilisés pour la réalisation pratique de ce circuit en Arséniure de Gallium sous forme monolithique ainsi_que les résultats obtenus.

