50376 1982 259

50376 1982 259

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

par

Patrice Arsène_Henry

pour obtenir le grade de

DOCTEUR _ INGENIEUR

ELEMENTS DE TECHNOLOGIE

DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP DE PUISSANCE

A L'ARSENIURE DE GALLIUM

FONCTIONNANT EN HYPERFREQUENCES

SCIENCES

ē

Soutenue en Septembre 1982 devant la Commission d'examen :

- M. CONSTANT Président
- M. SALMER
- M. MERANDA > Examinateurs
- M. SCAVENNEC

- 1982 -



Les travaux présentés ici ont été effectués dans les Laboratoires du service composants discrets à l'arséniure de gallium, dirigé par M.Méranda. Ce service fait partie de DCM-DAG (Thomson CSF, Corbeville).

Je tiens à remercier toute l'équipe des transistors AsGa, dirigée par M.Bessonneau.

L'étude sur les technologies "superplanar" et "pont-àair" est due à M.Renvoisé, l'étude sur l'influence de la capacité de cross-over à M.Derewonko. Les mesures hyperfréquences ont été faites par M.Carnez. Je remercie également M.Adam qui m'a initié aux techniques de microlithographie.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur le Professeur Constant qui a bien voulu assurer la présidence du Jury.

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



ELEMENTS DE TECHNOLOGIE DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP DE PUISSANCE A L'ARSENIURE DE GALLIUM FONCTIONNANT EN HYPERFREQUENCE

PREMIERE PARTIE : GENERALITES SUR LES TRANSISTORS

	<u>a efi</u>	FET DE	CHAMP A	<u>L'AR</u>	SENIURE	DE G	<u>ALLIU</u>	<u>M</u>			1
1.1.		UCTION.									3
		De l'u	tilisat	ion d:	e l'ars	éniur	e de	galliu	1 m .	• • •	3
	112.	Quelqu	les donn	iées s	ur GaAs		• • • • •	• • • • • •	• • • • •	1	0

1.2.	RAPPELS SUR LE FONCTIONNEMENT DES TEC A GRILLE
	<u>SCHOTTKY</u> 11
	121. Elaboration du matériau11
	122. Présentation du TEC16
	l. Historique16
	2. Structure géométrique - analyse qualitative 17
	3. Analyse quantitative
	a - modèle à mobilité constante21
	b - modèle à deux régions
	c - exemple numérique sur un transis-
	tor de type 30 GRIF
	4. Comportement en hyperfréquences à petit
	signal
	5. Généralités sur le comportement en
	puissance47

	DEUXIEME PARTIE : ASPECTS TECHNOLOGIQUES -
	PROCESSUS DE REALISATION
2.1.	TECHNOLOGIE DE BASE
	211. Structure fondamentale d'un transistor "Planar" 53
	212. Etapes de réalisation62
2.2.	MONTEE EN PUISSANCE : TRANSISTOR MULTIGRILLE
	221. Solution type 27GPF85
	222. Solution des interconnexions croisées :
	conception du 30 GRIF88
2,3,	TECHNOLOGIE DU DISSIPATEUR INTEGRE
	231. Mise à épaisseur des substrats
	l. Méthode par rodage puis attaque chimique93
	2. Polissage mécano-chimique
	3. Comparaison des deux méthodes
	2.52. Implantation du dissipateur integre
	2. Croissance électrolytique
	233. Gravure des chemins de découpe104
2.4.	DIMINUTION DES ELEMENTS PARASITES
	241. Ponts à air : diminution de la capacité de
	"cross-over"113
	242. Métallisation de tranche : diminution de
	l'inductance de source122
2,5,	NOTE SUR LES RENDEMENTS DE FABRICATION

•

	TROISIEME PARTIE : ETUDE DU COMPORTEMENT THERMIQUE
	<u>DES TEC AsGA</u> 135
3.1.	INTRODUCTION 137
	311. Nécessité de la mesure de résistance thermique137
	312. Choix de la méthode de mesure
2 7	
5121	MESORE DE RESISTANCE THERMIQUE
	321. Eléments de théorie - étalonnages préliminaires. 141
	1. Comportement $V_{GS} = f(T)$, à I _G constant,
	des schottky titane-aluminium
	2. Mesure des caractéristiques des schottky
	sur différents dispositifs
	322. Principe et fonctionnement de l'appareil de
	mesure de résistance thermique
	1. Principe de la mesure
	2. Constantes de temps thermiques158
	3. Méthode d'évaluation de la tension gril-
	le-source en fonctionnement
	4. Fonctionnement du RTh-mètre
っ っ	
2424	CALCUES THEORIQUES DE RESISTANCE THERMIQUE
	331. Analogie thermique-électrique
	332. Modèle rhéographique170
	333. Influence des métallisations de source et de
	drain sur la répartition de chaleur
	334. Influence des effets de bords
	335. Evolution de la résistance thermique avec la
	puissance dissipée186
3.4.	COMPARATSON MESURE-CALCUL

QUATRIEME PARTIE : MESURES HYPERFREQUENCES
4.1. RAPPELS DES PERFORMANCES A OBTENIR
4.2. TRANSISTORS SUR DISSIPATEUR
4,3, INFLUENCE DE LA CAPACITE DE CROSS-OVER
4.4. INFLUENCE DE L'INDUCTANCE DE SOURCE
CINQUIEME PARTIE : DEVELOPPEMENTS POSSIBLES
ANNEXE 1 : MISE A EPAISSEUR DES COUCHES EPITAXIALES PAR OXYDATION ANODIQUE
A1,1. <u>GENERALITES</u>
Alll. Nécessité d'une mise à épaisseur pour les
technologies planar
All2. Caracterisation des couches par mesure de
Cup ucl cut the the the the the the the the the th
A1,2, OXYDATION ANODIQUE
Al21. Eléments de théorie : prévision des résultats233
Al22. Préparation de l'électrolyte
Al23. Montage expérimental
A1.3. PROCEDE D'OBTENTION DE COUCHES A TENSION DE PINCEMENT
DONNE <u>E</u>
Al31. Résultats expérimentaux 240
A232. Manipulation
•
ANNEXE 2 : TECHNOLOGIE A GRILLE ENTERREE
<u>"SUPERPLANAR"</u>
A2.1. INTERET DES TECHNOLOGIES A GRILLE ENTERREE247
A2.2. TECHNOLOGIE SUPERPLANAR
A2,3, PROCESSUS DETAILLE DE REALISATION

•

	A231. Mésa249
	A232. Contacts ohmiques249
	A233. Première silice
	A234. Gravure du recess
	A235. Grille
	A236. Deuxième silice249
	ANNEXE 3 : PROCESSUS DETAILLES DE REALISATION
A3.1.	TECHNOLOGIE CLASSIQUE : TRANSISTOR PLANAR
	A311. Mésa
	A312. Contacts ohmigues
	A313. Grille
	A314. Silice
	A315. Titane platine
	A316. Titane or 269
	A317 Or flectrolytique
	ASI/. Of electionytique
A3,2,	DISSIPATEUR INTEGRE 270
	A321. Mise à épaisseur
	A322. Dissipateur d'or
	A323. Chemins de découpe
A3,3,	PONTS A AIR 272
	A331. Mésa

	A331.	Mésa		• • •		• • • •		•••	••	•••	•••	••	•••	••	• •	• •	• •	272
	A332.	Contac	ts ohn	nique	es	• • •	• • •	•••	• •	•••	•••	••	••	••	• •	• •	•••	272
	A333.	Grille				• • •	• • •	•••	••	• • •	••	• •	••	••	•	• •	••	272
	A334.	Silice		• • •	• • • •	• • •		•••	••	• • •	••	••	••	••	•	•••	••	272
	A335.	Titane	-plati	.ne.	• • • •	• • •	• • •	•••	••	•••	••	• •	•••	••	• •	•	•• ;	272
	A336.	Nickel			• • • •	• • •	• • •	•••	••	• • •	• • •	••	••	••	• •		••	272
	A337.	Or éle	ctroly	rtiqu	ue	• • •	•••	•••	••	• • •	••	••	•••	••	• •		••:	272
A3,4,	NOTE SU	JR LES	DEPOTS	DE DE	SIL	_ I CE		•••		•••					•		•••	273

	ANNEXE 4 : PLANS DU RTH-METRE
A4.1.	CARTE D'ALIMENTATION
A4.2.	<u>CARTE MESURE</u> 285
A4.3.	CARTE D'INTERCONNEXION
A4.4.	<u>CHASSIS</u>
A4.5.	<u>FACE AVANT</u>
A4.6.	FACE ARRIERE
A4.7.	<u>REGLAGES</u>

*

. --

-

*

.

PREMIERE PARTIE

GENERALITES SUR LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP A L'ARSENIURE DE GALLIUM

1.1. INTRODUCTION

1.1.1. DE L'UTILISATION DE L'ARSENIURE DE GALLIUM

Le volume sans cesse croissant des communications par ondes électromagnétiques entraîne l'utilisation de fréquences de plus en plus élevées, afin d'augmenter l'espace disponible.

D'autre part la puissance nécessaire pour transmettre un volume donné d'informations diminue quand on augmente la fréquence ; de plus, les fréquences plus élevées permettent d'émettre sur des faisceaux plus étroits, diminuant ainsi l'encombrement spatial et augmentant la directivité des radars.

Il est donc devenu nécessaire de réaliser des dispositifs permettant de créer, d'amplifier et de traiter les signaux à fréquence très élevée, tout en conservant un gain et un niveau de bruit acceptables.

Avec les transistors au silicium, il est difficile d'amplifier des signaux au-delà de quelques gigahertz, d'où la nécessité d'utiliser des semi-conducteurs présentant une mobilité électronique plus importante que celle du silicium, comme l'antimoniure de gallium (GaSb), l'arséniure de gallium (GaAs), l'antimoniure d'indium (InSb), etc... Cependant la largeur de bande interdite de beaucoup de ces composés est trop faible pour la réalisation de transistors, c'est la raison pour laquelle le GaAs connaît le plus grand développement après le silicium qui lui a l'avantage d'une technologie plus âgée. L'arséniure de gallium, en plus de sa grande mobilité, a l'avantage de pouvoir être rendu semi-isolant (ceci n'est par le cas du silicium). De plus sa structure de bande présente une vallée satellite qui provoque des phénomènes de survitesse et permet la réalisation de dispositifs à effet GUNN (oscillateurs jusqu'à 100 GHz).

FIGURE 1.1.2.1.

L'arséniure de gallium cristallise dans un réseau cubique à faces centrées.

On fait généralement croître la couche épitaxiale sur un plan (100), ou plus exactement sur un plan légèrement incliné par rapport au plan (100).

FIGURE 1.1.2.2.

On indique ici la première zone de Brillouin du réseau réciproque. Le minimum de la bande de conduction est situé au point Г.

- 4 ·



FIGURE 1.1.2.3.

6

La structure de bande de l'AsGa est donnée suivant deux directions L et X (voir sur la figure 1.1.2.2.).

On peut remarquer la présence d'une deuxième vallée selon la direction [111], c'est cette seconde vallée qui est à la base des phénomènes de survitesse dans l'AsGa. (Le silicium ne possède qu'une vallée).

FIGURE 1.1.2.4.

On voit que la mobilité électronique de l'AsGa diminue assez peu quand le dopage augmente dans la gamme de concentration généralement utilisée pour les TEC (10^{16} à 10^{18} cm⁻³).

Ce qui montre que le facteur limitatif est essèntiellement la tension de claquage qui elle diminue fortement quand on augmente la concentration. A THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE





DCM 04

FIGURE 1.1.2.5.

8 -

Le gros intérêt de l'arséniure de gallium par rapport au silicium réside dans sa forte mobilité et dans sa forte résistivité intrinsèque (en dehors du phénomène de survitesse).

En revanche le silicium a une bien meilleure conductivité thermique ce qui présente un avantage pour les transistors de grande puissance.

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

			Si	AsGa			
structure			diamant	zincblende			
maille	ə (Å)	5.43095	5.6533			
bandeinter	dile	0K	1,12	1.424			
(e∨)		300 K	1.17	1.52			
mobilité à 300	Эĸ	électrons	1500-	8500			
(cm ² /∨s)		trous	450	400			
masse effective	e	m [#] i/m₂ m [#] i/m₂	0.98	0.067			
(m*/m_)		m*h/m	0.16	0.082			
		m*hh/m	0.49	0.45			
constante di	ele	ctrique E r/E0)	11.8	13.1			
atomes.	/cr	ⁿ 3	5.0 10 ²²	4.42 10 ²²			
masse al	om	nique	28.09	144.63			
densi	té		2.328	5.32			
densite effective details dans la bande de conduction No		2.8 10 ¹⁹	47 10 ¹⁷				
densite effectiv la bande de va	/ed	letats dans nce Nv	1.04 10 ¹⁹ cm ⁻³	7 10 ¹⁸ cm ⁻³			
affinité élec	tro	nique X	4.05	4.07			
concentrati de porteurs	ntration intrinsequent		1.45 10 ¹⁰	1.79 106			
longueur de Debye			24	2250			
resistivite inti ((-1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -	seque n)	2.3 10 ⁵	108			
durée devie a minoritaire	des s	porteurs (s)	2.5 10 ⁻³	10 ⁻⁸			
conductivite	the	ermique	1.5	0.46			

comparaison silicium_arséniure de gallium

Il est à noter que l'InP présente également ce phénomène de survitesse, et de façon encore plus marquée, ce qui explique son intérêt pour le domaine gunn millimétrique et pour les TEC à grille ultracourte où la survitesse devient prépondérante. Cependant le GaAs est actuellement mieux connu que les autres composés semiconducteurs.

1,1.2. QUELQUES DÓNNÉES SUR L'ARSENIURE DE GALLIUM (cf. figures 112.1 à 112.5)

L'arséniure de gallium est un composé semi-conducteur III.V (Ga colonne III, As colonne V) cristallisant dans un réseau cubique faces centrées de type zincblende.

C'est un semi-conducteur direct (minimum de la bande de conduction en k = 0, point Γ du réseau réciproque).

Le GaAs intrinsèque présente une très grande résistivité et une mobilité électronique élevée.

1.2. RAPPELS SUR LE FONCTIONNEMENT DES TEC A GRILLE SCHOTTKY

1.2.1. ELABORATION DU MATERIAU

Fondamentalement, le matériau est composé d'une couche dopée formée à la surface d'un substrat semi-isolant.

On intercale éventuellement une couche tampon entre le substrat et la couche dopée.

La couche dopée peut être formée par deux méthodes :

- croissance épitaxique ; on dépose les éléments requis sur la surface,
- implantation ; on rend la couche superficielle conductrice par implantation de dopants à l'aide d'un champ électrique (50 à 400 kV).

La croissance épitaxique elle-même peut se faire par plusieurs méthodes :

- épitaxie en phase liquide ; la couche conductrice est déposée à la surface par coulée de GaAs et des dopants en fusion,
- épitaxie par jets moléculaires ; le substrat semi-isolant est placé en ultravide. Des effuseurs vaporisent le GaAs et les dopants qui se condensent à la surface du substrat. Cette technique dérive des techniques d'évaporation des métaux.
- épitaxie en phase vapeur ; c'est la technique employée à DCM, aussi on décrira un peu moins brièvement ses différentes variantes, la méthode des chlorures et la méthode des organométalliques.

Méthode des chlorures

On doit amener l'arsenic et le gallium en phase vapeur, l'arsenic étant suffisamment volatil, il convenait de trouver un composé du gallium également volatil, ce qui est réalisé par le chlorure de gallium GaCl.

La réaction de dépôt simplifiée est la suivante :

$$GaAs_{solide} + HC1 \xrightarrow{1}{2} GaC1 + \frac{1}{4}As_4 + \frac{1}{2}H_2$$
(1)

l'hydrogène étant le gaz vecteur, le sens (2) est prédominant.

Pour créer les gaz il existe plusieurs méthodes : - méthode à l'arsine : . l'arsenic est fourni sous forme AsH₃ . GaCl est obtenu par action de HCl sur Ga

- méthode des trichlorures : AsCl₃ attaque une source de Ga ou de GaAs. Après décomposition de AsCl₃ en As₄ et HCl, il s'établit un ensemble d'équilibres qui peuvent être schématisés par l'équilibre (l).
- méthode à sources séparées : on dispose de deux sources de gallium et d'arsenic, attaquées séparément par HCl.

Méthode des organométalliques

L'arsenic est fourni sous forme d'arsine : AsH₃.

Le gallium est fourni sous forme triméthylgallium · (TMG) : Ga(CH₃)₃.

La réaction globale est :

Ga(CH₃)₃ + AsH₃ --- GaAs_{solide} + ^{3CH}₃_{gazeux}

L'avantage de la méthode est que la pyrolyse est localisée au point chaud du réacteur, les parois restant froides.

- 12 -

(Dans la méthode des chlorures, le composé GaCl est transporté à haute température, d'où le risque de contamination).

Quel que soit le type d'épitaxie, le substrat est découpé suivant un plan différant de quelques degrés du plan (100), ceci afin de permettre des croissances plus homogènes (sans "peau d'orange" ni "pyramides" qui apparaissent quand le plan est exactement (100)) et plus rapides.

Couche tampon

Elle est rendue nécessaire à cause du dopage résiduel des réacteurs d'épitaxie (résiduelle type N).

C'est la raison pour laquelle les substrats sont dopés au chrome (niveaux profonds type P), c'est la remontée de chrome qui vient compenser la résiduelle pendant la croissance de la couche tampon. Les impuretés de chrome, créant des niveaux profonds dans le substrat, n'empêchent pas celui-ci de présenter une haute résistivité.

Remarques sur la concentration de donneurs dans la couche active

Le courant et la pente d'un transistor augmentent avec le niveau de dopage, cependant que la mobilité et la tension de claquage diminue quand on augmente N_p.

Il s'agit donc de trouver un compromis qui permette d'obtenir les caractéristiques visées du transistor.

C'est la raison pour laquelle les transistors de puissance sont réalisés sur des couches moins dopées que les faibles bruits (les transistors de puissance travaillent à forte tension de drain).

La puissance est obtenue au détriment de la pente, donc du gain. Pour ces transistors on aura N_D dans la fourchette (8 à 15.10¹⁶ cm⁻³) au contraire pour les transistors faibles bruit on aura fréquemment des concentrations de 2.10¹⁷ cm⁻³ ou plus.

- 13 -

FIGURE 1.2.2.1.

On montre ici la structure de base d'un TEC AsGa monogrille, on n'a représenté que la partie active du transistor sans les plots de connexion.

Les parties n⁺ de la couche active sont formées au moment de l'alliage des contacts ohmiques.

La grille est un contact métal-semiconducteur type schottky.

FIGURE 1.2.2.2.

On a représenté l'espace source-drain (en haut) et la zone déplétée par la polarisation inverse de la grille.

En bas on n'a représenté que la partie du canal située sous la grille, en supposant que toute la tension de drain était appliquée sur cette portion du canal.

L'origine des abscisses est prise à l'extrémité de la grille côté source, l'origine des ordonnées sur la grille.

14 -

A THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



structure de based ún TEC AsGa



15

1,2,2, PRESENTATION DU TEC

122.1 HISTORIQUE

Fondamentalement, le transistor à effet de champ est une résistance contrôlée par tension. Le TEC à jonction fut analysé par Shockley en 1952.

Ce type de transistor est dit unipolaire parce que la conduction est assurée essentiellement par les seuls porteurs majoritaires.

Le MESFET (Metal-Semiconductor FET) fut proposé en 1966 par Mead. Son fonctionnement est identique au JFET à la différence près que la jonction P-N est alors remplacée par un contact redresseur métal - semi-conducteur de type Schottky.

L'intérêt du TEC par rapport aux transistors bipolaires réside dans son impédance d'entrée très élevée, et dans le fait que le coefficient de température à fort courant est négatif, ce qui évite l'emballement thermique et assure une meilleure répartition de chaleur.

D'autre part, du fait que le TEC est unipolaire, on évite les phénomènes de stockage de porteurs minoritaires, ce qui autorise des vitesses de commutation et des fréquences de coupure plus élevées.

Les TEC à l'arseniure de gallium sont essentiellement de type MESFET, cela découlant du fait que les diffusions sont très difficiles à réaliser dans ce matériau, ce qui complique la formation des jonctions P-N.

122.2 STRUCTURE GEOMETRIQUE - ANALYSE QUALITATIVE

. Un MESTEC à l'arséniure de gallium est constitué de trois électrodes déposées à la surface de la couche active. - deux contacts ohmiques de source et de drain encadrant - un contact redresseur de type Schottky formant la grille. (cf. figure 122.1). (La structure détaillée de ces électrodes ainsi que leur réalisation seront étudiées plus loin).

Les dimensions caractéristiques sont :

- la longueur de grille : w
- la largeur de grille : L
- la profondeur du canal: a

On verra plus loin le cas des structures multigrilles.

. Quand on applique une tension positive sur le drain (par rapport à la source), les électrons circulent de la source vers le drain en passant sous la grille. Si on applique une tension négative sur la grille, par rapport à la source, (Schottky polarisée en inverse), on va créer une zone désertée par les électrons, dans le canal sous la grille. Cette zone sera plus large du côté drain que du côté source. Cela est dû au fait que la tension de drain est ajoutée à la tension de grille, du côté du drain, aux bornes de la zone de déplétion.

La tension de pincement est la tension qui règne aux bornes de la zone de charge d'espace quand celle-ci atteint le fond du canal.

A tension de grille constante, en augmentant la tension de drain on va augmenter le courant jusqu'au moment où la tension aux bornes de la zone de charge d'espace atteint le fond du canal, au delà le courant n'augmentera plus, même si on augmente la tension de drain, on est alors en régime saturé.

FIGURE 1.2.2.3.

On a tracé l'es caractéristiques courant-tension calculées à partir du modèle à mobilité constante.

La courbe en pointillé est le lieu des points (V_{DSAT}, I_{DSAT}). On voit que les caractéristiques se tassent quand le canal - est plus fortement pincé. Cela est dû au fait que l'épaisseur de la zone de charge d'espace n'est pas linéaire en fonction de la tension de grille mais quadratique.

FIGURE 1.2.2.4.

Cette courbe montre le tassement des caractéristiques dans le fond du canal. Elle est tracée d'après la relation (1.2.2. 2.1.).

- 18 -

1 THOMSON-CSF



La valeur du courant de saturation dépend de l'épaisseur initiale du canal (quand la tension de drain est nulle), épaisseur initiale qui dépend de la tension de grille.

On peut donc moduler le courant de drain en faisant varier la tension de grille, on exprime ceci par la transconductance g_m .

$$g_m = \partial I_D / \partial V_G$$

Les caractéristiques d'un TEC sont données figure 122.3, le courant de drain est porté en fonction de la tension de drain pour différentes valeurs négatives de la tension de grille.

On peut distinguer trois régions sur ces caractéristiques :

I : la région linéaire : I_D est proportionnel à V_D , dans cette région la tension aux bornes de la zone de charge d'espace est inférieure à la tension de pincement.

II : la région saturée : I_D est constant et égal à I_D_{sat} , V_D est supérieur à V_D_{sat} . I_D_{sat} et V_D_{sat} dépendent de V_C .

III : région de claquage : la tension aux bornes de la zone de charge d'espace est supérieure à la tension d'avalanche de la schottky. Le courant de drain augmente très rapidement. La tension de claquage de drain dépend également de V_C .

- 20 -

122.3. ANALYSE QUANTITATIVE

Remarques préliminaires : Les modèles présentés ne prennent pas en compte les résistances du canal situées en dehors de la région limitée par la grille. Ces résistances changent les valeurs des grandeurs que l'on peut calculer mais ne modifient pas la compréhension physique des phénomènes.

a) Modèle à mobilité constante

Dans ce modèle, on considère que la mobilité électronique ne dépend pas du champ électrique appliqué. figure 122.2 : puisqu'on ne considère que la portion du canal limitée par la grille, on a les tensions suivantes aux bornes de la zone de charge d'espace (on prendra V_C en valeur absolue).

du côté source : $V(0,y_1) = V_G + V_{bi}$, V_bi étant la tension développée par le contact métal-semi-conducteur

du côté drain :
$$V(w, y_2) = V_C + V_{h_1} + V_{D}$$

en un point quelconque: V(x,h) = V_G + V_{bi} + V(x), h étant l'épaisseur de la zone de charge d'espace au point d'abscisse x. En ce point on peut définir la charge surfacique Q(h) par l'intégrale :

$$Q(h) = \int_{0}^{h} \rho(y) \, dy \quad \text{en } C/cm^2$$

 ρ étant la densité volumique de charge en C/cm³. $\rho(y)$ est donnée par le profil de concentration. L'équation de Poisson à une dimension dans la direction y :

$$-\frac{d^2 V}{dy^2} = \frac{d \mathcal{E} y}{dy} = \frac{\rho(y)}{\varepsilon_s}$$
(122.1)

permet de calculer

$$\mathcal{E}y = -\frac{\partial V}{\partial y} = \frac{1}{\varepsilon_s} \int_0^y \rho(y) dy + K$$
 (122.2)

- 22 -

On détermine la constante k en remarquant que dans l'hypothèse d'une jonction abrupte on a g = 0 à y = h.

On doit donc avoir :

$$0 = \frac{1}{\varepsilon_s} \int_0^h \rho(y) \, dy + K \qquad (122.3)$$

de (122.2) et (122.3) on tire :

$$\frac{\partial V}{\partial y} = \frac{1}{\varepsilon_{s}} \left[\int_{0}^{h} \rho(y) \, dy - \int_{0}^{y} \rho(y) \, dy \right] = \frac{1}{\varepsilon_{s}} \left[Q(h) - Q(y) \right] (122.4)$$

On calcule V(h) en intégrant (122.4) de y = 0 à y = h soit :

$$V(h) = \frac{1}{\varepsilon_{s}} \left[\int_{0}^{h} Q(h) dy - \int_{0}^{h} Q(y) dy \right]$$

soit en intégrant par parties le deuxième terme

$$V(h) = \frac{1}{\varepsilon_{s}} \left\{ hQ(h) - \left[Q(y)y \right]_{0}^{h} + \int_{0}^{h} ydQ(y) \right\}$$
$$V(h) = \frac{1}{\varepsilon_{s}} \int_{0}^{h} y\rho(y) dy \qquad (122.5)$$

donc

quand h = a le canal est pincé et on obtient la tension de pincement :

$$V_{p} = V(a) = \frac{1}{\varepsilon_{s}} \int_{0}^{a} y_{\rho}(y) dy \qquad (122.6)$$

en différentiant (122.5) on obtient :

$$\frac{dV(h)}{dh} = \frac{1}{\varepsilon_s} h\rho(h)$$
(122.7)

On voit que la variation de tension pour une variation donnée de l'épaisseur de la zone de charge d'espace autmente quand on s'enfonce dans le canal et qu'elle est proportionnelle à la densité volumique de charge à la frontière de la zone de charge d'espace.

La capacité surfacique de la schottky est donnée par :

$$C = \frac{dQ(h)}{dV(h)} = \frac{dQ(h)}{dh} \frac{\partial h}{\partial V(h)} = \frac{\varepsilon_s}{h} \text{ en } F/cm^2 \qquad (122.8)$$

La schottky se comporte comme un condensateur plan d'épaisseur h, de capacité indépendante du profil de charges.

Caractéristiques I(V)

La densité de courant dans la direction x est donnée par :

 $J_x = \mu \rho \mathcal{E} x$ (μ étant la mobilité considérée ici comme indépendante du champ électrique $\mathcal{E} x$)

On a donc :

$$I_{D} = \mu L \frac{\partial V}{\partial x} \int_{h}^{a} \rho(y) dy$$

t : $I_{D} dx = \mu L \frac{dV}{dh} dh \int_{h}^{a} \rho(y) dy = \frac{\mu L}{\varepsilon_{s}} h\rho(h) dh \int_{0}^{q} \rho(y) dy (122.9)$

quand x varie de 0 à w, h varie de y_1 à y_2 , soit en intégrant (122.9) :

$$\int_{0}^{W} I_{D} dx = \frac{\mu L}{\varepsilon_{s}} \int_{y_{1}}^{y_{2}} \left[h\rho(h) dh \int_{h}^{a} \rho(y) dy \right]$$

où
$$I_{D} = \frac{\mu L}{\varepsilon_{s}^{W}} \int_{y_{1}}^{y_{2}} \left[Q(a) - Q(h) \right] h\rho(h) dh \qquad (122.10)$$

d'où

soi

(122.10) est l'équation de base des TEC à canal long (w >> a). On peut alors calculer la transconductance $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_G}$ et la conductance de sortie $g_D = \frac{\partial I_D}{\partial V_D}$. - 24 -

et

$$\frac{\text{Transconductance}}{\text{On a d'après (122.10)}} : g_{\text{m}} = \frac{\partial I_{\text{D}}}{\partial V_{\text{G}}} = \frac{\partial I_{\text{D}}}{\partial y_{1}} \frac{\partial y_{1}}{\partial V_{\text{G}}} + \frac{\partial I_{\text{D}}}{\partial y_{2}} \frac{\partial y_{2}}{\partial V_{\text{G}}}$$

$$\text{on a d'après (122.10)} \begin{cases} \frac{\partial I_{\text{D}}}{\partial y_{1}} = \frac{\mu L}{\varepsilon_{s} w} \Big[Q(y_{1}) - Q(a) \Big] y_{1} \rho(y_{1}) \\ \frac{\partial I_{\text{D}}}{\partial y_{2}} = \frac{\mu L}{\varepsilon_{s} w} \Big[Q(a) - Q(y_{2}) \Big] y_{2} \rho(y_{2}) \end{cases}$$

$$\frac{dV}{dh} = \frac{d\{V_{bi} + V_{G} + V(x)\}}{dh} = \frac{d\{V_{G} + V(x)\}}{dh} \vdash \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial V_{G}}{\partial y_{1}} = \frac{dV}{\partial y_{1}} \stackrel{\text{e}}{a} V_{D} = \text{cte} \end{array} \right. = y_{1} \rho(y_{1}) / \varepsilon_{s}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial V_{G}}{\partial y_{2}} = \frac{dV}{dy_{2}} \stackrel{\text{e}}{a} V_{D} = \text{cte} \end{array} \right. = y_{2} \rho(y_{2}) / \varepsilon_{s}$$

$$d'o\tilde{u} g_{m} = \frac{\mu L}{w} \left\{ Q(y_{1}) - Q(a) + Q(a) - Q(y_{2}) \right\} = \frac{\mu L}{w} \left[Q(y_{1}) - Q(y_{2}) \right]$$
$$|g_{m}| = \frac{\mu L}{w} \left[Q(y_{2}) - Q(y_{1}) \right]$$
(122.11)

La transconductance est égale à la conductance d'un parallélépipède de section $(y_2-y_1) \times L$ et de longueur w.

Conductance de sortie :
$$g_D = \frac{\partial I_D}{\partial V_D} = \frac{\partial I_D}{\partial y_1} \frac{\partial y_1}{\partial V_D} + \frac{\partial I_D}{\partial y_2} \frac{\partial y_2}{\partial V_D}$$

 y_1 ne dépend que de $V_G + V_{bi}$ donc $\frac{\partial y_1}{\partial V_D} = 0$

$$\frac{\partial V_{\rm D}}{\partial y_2} = \frac{dV}{dy_2} \ge V_{\rm g} = cte = y_2 \rho(y_2)/\varepsilon_{\rm s}$$

d'où
$$g_{D} = \frac{\mu L}{w} \left[Q(a) - Q(y_{2}) \right]$$
 (122.12)

La conductance de sortie est égale à la conductance d'un parallélépipède de section $(a-y_2) \times L$ et de longueur w. Elle tend vers zéro quand $y_2 \rightarrow a$ c'est-à-dire quand $V_G^{+}V_{bi}^{+}V_D^{-} \rightarrow V_p^{-}$.

pour
$$v_{D} \rightarrow 0$$
, $y_{2} \rightarrow y_{1}$ et $g_{D} \rightarrow \frac{\mu L}{w} \Big[Q(a) - Q(y_{1}) \Big]$
pour $v_{D} + v_{G} > v_{p} - v_{bi}$, $y_{2} \rightarrow a$ et $g_{m} \rightarrow \frac{\mu L}{w} \Big[Q(a) - Q(y_{1}) \Big]$

on a donc
$$g_{D_0} = g_{m_{sat}} = \frac{\mu L}{w} [Q(a) - Q(y_1)]$$

en posant $g_{max} = \frac{\mu L}{w} Q(a)$ (122.13)

on obtient :

еt

$$g_{m} = g_{max} \left[\frac{Q(y_{2})}{Q(a)} - \frac{Q(y_{1})}{Q(a)} \right] \text{ et } g_{D} = g_{max} \left[1 - \frac{Q(y_{2})}{Q(a)} \right]$$
$$g_{D_{0}} = g_{m_{sat}} = g_{max} \left[1 - \frac{Q(y_{1})}{Q(a)} \right]$$
(122.14)

Cas particulier d'une distribution uniforme N_D :

Dans ce cas
$$\rho(y) = qN_D \forall y \text{ donc } Q(y) = qN_D y$$

 $V(h) = \frac{qN_D h^2}{2\varepsilon_s} \text{ et } V_p = \frac{qN_D a^2}{2\varepsilon_s}$
(122.15)

On a alors : $y_1 = \left[\frac{2\varepsilon_s}{qN_D}(V_G + V_{bi})\right]^{1/2}$

$$y_{2} = \left[\frac{2\varepsilon_{s}}{qN_{D}}(V_{G} + V_{bi} + V_{D})\right]^{1/2}$$

c'est-à-dire :

$$\begin{cases}
y_1 = a\left(\frac{V_G + V_{bi}}{V_p}\right)^{1/2} \\
y_2 = a\left(\frac{V_G + V_{bi} + V_D}{V_p}\right)^{1/2}
\end{cases}$$

On obtient alors I_{D} :

$$I_{D} = \frac{\mu_{L}}{\varepsilon_{s}w} \int_{y_{1}}^{y_{2}} \left[qN_{D}a - qN_{D}h \right] \cdot h \cdot qN_{D}dh = \frac{q\mu LN_{D}^{2}}{\varepsilon_{s}w} \int_{y_{1}}^{y_{2}} (a-h)hdh$$

soit en intégrant :

$$I_{D} = \frac{q^{2} \mu L}{\varepsilon_{s} w} N_{D}^{2} \left[\frac{a}{2} (y_{2}^{2} - y_{1}^{2}) - \frac{1}{3} (y_{2}^{3} - y_{1}^{3}) \right]$$
(122.16)

FIGURE 1.2.2.5.

On voit que pour les champs très faibles la vitesse électronique est à peu près linéaire en fonction de E.

On remarquera l'absence de survitesse dans le silicium, et la valeur élevée de celle de l'InP, d'où son intérêt pour les dispositifs à effet Gunn.

FIGURE 1.2.2.6.

Pour le modèle à deux régions, on approxime la courbe de vitesse à deux segments de droite.

L'un à mobilité constante (E < EC) l'autre à vitesse constante (E > EC).

- 26 -

A THOMSON-CSF





approximation utilisée dans le modèle à deux régions



En posant $I_p = \frac{q^2 \mu L N_D^2 a^3}{6 \varepsilon_s w}$, on obtient (122.17)

$$I_{D} = I_{p} \left[\frac{3}{a^{2}} (y_{2}^{2} - y_{1}^{2}) - \frac{2}{a^{3}} (y_{2}^{3} - y_{1}^{3}) \right]$$

c'est-à-dire

$$\frac{I_{D}}{I_{p}} = \frac{3V_{D}}{V_{p}} - 2\left[\left(\frac{V_{G}+V_{bi}+V_{p}}{V_{p}}\right)^{3/2} - \left(\frac{V_{G}+V_{bi}}{V_{p}}\right)^{3/2}\right](122.18)$$

La relation (122.18) permet de tracer les caractéristiques de la figure (122.3).

On définit I_D et V_D comme le courant et la tension au point de pincement à V_G donné.

$$v_{D_{sat}} = v_{p} - v_{G} - v_{bi}$$

$$I_{D_{sat}} = I_{D}(y_{2}=a) = I_{p} \left[1 - 3\left(\frac{v_{G}+v_{bi}}{v_{p}}\right) + 2\left(\frac{v_{G}+v_{bi}}{v_{p}}\right)^{3/2} \right]$$
(122.19)

On a aussi :

$$g_{max} = \frac{\mu LQ(a)}{w} = \frac{\mu LqN_{D}a}{w}$$

et
$$\begin{cases} g_{m} = g_{max} \left[\left(\frac{V_{G} + V_{bi} + V_{D}}{V_{p}} \right)^{1/2} - \left(\frac{V_{G} + V_{bi}}{V_{p}} \right)^{1/2} \right] \\ g_{D} = g_{max} \left[1 - \left(\frac{V_{G} + V_{bi} + V_{D}}{V_{p}} \right)^{1/2} \right] \end{cases}$$
(122.20)

On a donc :

$$g_{D_o} = g_{m_{sat}} = g_{max} \left[1 - \left(\frac{V_G + V_{bi}}{V_p} \right)^{1/2} \right]$$
 (122.21)
b) Modèle à deux régions

On a jusqu'ici considéré que la mobilité était indépendante du champ, ce qui n'est le cas que pour les valeurs faibles de ce dernier.

Le modèle à mobilité constante n'est donc valable que pour les TEC à grille longue.

Pour les TEC à grille courte il convient de prendre en compte les effets de saturation de la vitesse des électrons. La figure 122.5 montre la dépendance de la vitesse en fonction du champ électrique pour les semi-conducteurs suivants : Si, GaAs, InP.

Une approximation de la courbe v = $f(\mathcal{E})$ pour le GaAs est donnée figure (122.6). On voit que cette courbe comporte deux parties, \mathcal{E}_c étant le champ critique :

1. quand $\mathscr{E} < \mathscr{E}_{c}$ 1a mobilité est constante et $v = \mu \mathscr{E}$ 2. quand $\mathscr{E} > \mathscr{E}_{c}$ 1a vitesse est saturéev = vs

Pour la suite des calculs on a pris v_{seffective} = 1,2.10⁷ cm/s. Le modèle à deux régions est fondé sur cette approximation pour calculer le comportement du TEC dans la zone à courant saturé (au-delà du pincement).

Le canal est divisé en deux régions (cf. figure 122.7) :

région I : dans cette région le champ électrique longitudinal est inférieur au champ critique. La mobilité est donc constante et le modèle précédent s'applique.

région II : le champ est supérieur au champ critique, la vitesse est donc saturée. La région II étant de longueur finie, on postule l'existence d'une zone conductrice d'épaisseur également finie (a-y_c) pour assurer la continuité du courant. FIGURE 1.2.2.7.

Le modèle à deux régions est fondé sur l'approximation de la figure l.2.2.6.

Dans la région I (E < EC) le modèle à mobilité constante est valide.

Pour le calcul du potentiel dans la région à vitesse saturée on prend l'origine des axes au fond du canal à l'extrémité de la région II côté source, pour simplifier l'expression du laplacien.

On remarquera que dans la région à vitesse saturée la frontière de la zone de charge d'espace est parallèle à la grille, cela est dû au fait que la vitesse des électrons est constante dans cette région, la section doit donc être constante pour assurer la continuité du courant.

- 30 -

A THOMSON-CSF





DCM 04

- 32 -

La position où la vitesse devient saturée dépend des conditions de polarisation, elle est déterminée par l'endroit où le champ électrique longitudinal, \mathcal{E}_x , devient supérieur au champ critique, la zone de vitesse saturée a une épaisseur constante à partir de ce point.

On pose les grandeurs normalisées suivantes :

$$\begin{cases} u_c = y_c/a \\ u_1 = y_1/a \end{cases}$$

. dans la région I on a :

$$I_{D} = qN_{D}\mu\left(\frac{dV}{dx}\right)(a-h)L \qquad (122.22)$$

On peut intégrer (122.22) de x = 0 à $w = w_1$ et on obtient :

$$\int_{0}^{w_{1}} I_{D} dx = qN_{D}\mu L \int_{y_{1}}^{y_{c}} dV(a-h) \text{ avec } dV = \frac{qN_{D}}{\varepsilon_{s}}h dh$$

$$d'ou \qquad I_{D} = \frac{q^{2}N_{D}^{2}\mu L}{\varepsilon_{s}w_{1}} \int_{y_{1}}^{y_{c}} (a-h)h dh \text{ soit}$$

$$I_{D} = \frac{q^{2}N_{D}^{2}\mu L}{\varepsilon_{s}w_{1}} \left[\frac{a}{2}(y_{c}^{2}-y_{1}^{2}) - \frac{1}{3}(y_{c}^{3}-y_{1}^{3}) \right]$$

$$= \frac{q^{2}N_{D}^{2}La^{3}}{6\varepsilon_{s}w_{1}} \left[3\left(\frac{y_{c}^{2}}{a^{2}} - \frac{y_{1}^{2}}{a^{2}}\right) - 2\left(\frac{y_{c}^{3}}{a^{3}} - \frac{y_{1}^{3}}{a^{3}}\right) \right]$$
En posant
$$I_{1} = \frac{q^{2}N_{D}^{2}\mu La^{3}}{6\varepsilon_{s}w_{1}} \text{ on obtient }:$$

$$I_{D} = I_{1} \left[3(u_{c}^{2}-u_{1}^{2}) - 2(u_{c}^{3}-u_{1}^{3}) \right] \qquad (122.23)$$

. dans la région II on a : (sachant que v = $\mu \mathcal{E}_c$)

$$I_{D} = qN_{D}v_{s}(a-y_{c})L = qN_{D}v_{s}aL(1-u_{c})$$

En posant I = qN_Dav_sL on a $I_D = I_s(1-u_c)$ (122.24)

En égalant (122.23) et (122.24) on obtient :

2

$$w_{1} = \frac{\mu q N_{D} a^{2}}{6 \varepsilon_{s} w} \times \frac{1}{(1 - u_{c})} \left[3 (u_{c}^{2} - u_{1}^{2}) - 2 (u_{c}^{3} - u_{1}^{3}) \right]$$

En posant z = $\frac{\mu V_p}{v_s w}$ et sachant que $V_p = \frac{q N_D a^2}{2\varepsilon_s}$

on obtient : $w_1 = zw \frac{(u_c^2 - u_1^2) - \frac{2}{3}(u_c^3 - u_1^3)}{(1 - u_c)}$ (122.25)

Pour un courant I_D donné, on obtient la tension V_D par addition de V_I (chute de tension dans la région I) et V_{II} (chute de tension dans la région II).

$$V_{I} = V(y_{c}) - V(y_{1}) = \frac{qN_{D}}{2\varepsilon_{s}}(y_{c}^{2}-y_{1}^{2}) = V_{p}(u_{c}^{2}-u_{1}^{2})$$

. Dans la région II on trouve le potentiel V(x,y) en résolvant l'équation de Laplace $\Delta V = 0$.

En faisant le changement de variable $\begin{cases} X = x - w_1 \\ Y = a - y \end{cases}$

on doit résoudre $\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} = 0$ La solution est de la forme :

 $V(X,Y) = (A \cos \alpha Y + B \sin \alpha Y)(C \cos \beta X + D \sin \beta X)$

avec $\alpha^2 + \beta^2 = 0$

 $0n = V(0,0) = 0 \mapsto AC = 0$

d'autre part
$$\mathscr{E}_{c} = \frac{\partial V(0,0)}{\partial X} \mapsto AD\beta = \mathscr{E}_{c} \mapsto A \neq 0$$

 $B \neq 0$
 $\beta \neq 0$

donc $V = (A \cos \alpha Y + B \sin \alpha Y)D \sin \beta X$

FIGURE 1.2.2.8.

On s'aperçoit que la longueur de la zone saturée ne dépend pas de la valeur du courant de drain mais uniqement de la tension de drain ; ceci reste vrai tant que l'épaisseur initiale du canal n'est pas trop faible, c'est-à-dire quand la polarisation de grille n'est pas trop proche de la tension de pincement.

On voit d'autre part que pour des tensions de drain supérieures à Vp la longueur de la zone en vitesse saturée représente près de 90 % de la longueur du canal.

FIGURE 1.2.2.9.

Les courbes donnant la tension aux bornes de la zone à mobilité constante sont pratiquement confondues sauf pour les valeurs de la polarisation pour lesquelles le canal est presque pincé.

On voit que presque toute la chute de tension dans le canal se trouve aux bornes de la région II quand VD > Vp.

- 34

☆ THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



DCM 04

- 36 -

Pour des raisons de symétrie, le champ transversal \mathcal{E}_y doit être nul pour Y = 0, on doit donc avoir $\frac{\partial V(X,0)}{\partial Y} = 0$ c'est-à-dire

 $\begin{bmatrix} -\alpha A \sin \alpha Y + \alpha B \cos \alpha Y \end{bmatrix} D \sin \beta X = 0 \text{ pour } Y = 0 \quad \forall X$ donc $\alpha BD = 0$ or $D \neq 0$ et $\beta \neq 0$ avec $\alpha^2 + \beta^2 = 0 \quad \vdash \alpha \neq 0$ donc B = 0

On a alors $V(X,Y) = AD \cos \alpha Y \sin \beta X = \frac{\mathcal{E}_{C}}{\beta} \cos \alpha Y \sin \beta X$ avec $\beta = \pm j\alpha$ on trouve $V(X,Y) = \frac{\mathcal{E}_{C}}{\alpha} \cos \alpha Y \sinh \alpha X$

Sur la frontière de la zone de charge d'espace $(Y = Y_c)$ en un point X donné on doit retrouver le potentiel qui existe aux bornes de la zone de charge d'espace en ce plan X, c'està-dire :

$$V(X,Y_{c}) - V(X,a) = V(X,Y_{c})$$

c'est-à-dire $V(X,a) = 0 \forall X$.

On doit donc avoir $0 = V(X, a) = \frac{\mathcal{E}c}{\alpha} \cos \alpha a \sinh \alpha X \quad \forall X$ donc $\cos \alpha a = 0$ c'est-à-dire $\alpha = \frac{(2k+1)\pi}{2a}$

En se limitant au premier harmonique d'espace (k = 0) on obtient :

πV

π¥

$$V(X,Y) = \frac{2a}{\pi} \mathcal{C}_{c} \cos \frac{\pi i}{2a} \sinh \frac{\pi a}{2a}$$

ou
$$V(x,y) = \frac{2a}{\pi} \mathcal{C}_{c} \cos \frac{\pi (a-y)}{2a} \sinh \frac{\pi (x-w_{1})}{2a}$$

en y = a
$$V(x,a) = \frac{2a}{\pi} \mathcal{C}_{c} \sinh \frac{\pi (x-w_{1})}{2a}$$

soit
$$V_{II} = V(w,a) = \frac{2a}{\pi} \mathcal{C}_{c} \sinh \frac{\pi (w-w_{1})}{2a}$$

- 37 -

 $V_{\rm D} = V_{\rm I} + V_{\rm II} = V_{\rm p}(u_{\rm c}^2 - u_{\rm l}^2) + \frac{2a}{\pi} \mathscr{E}_{\rm c} \sinh \frac{\pi(w - w_{\rm l})}{2a}$ avec $\mathscr{E} = \frac{P}{ZW}$ on obtient : $\frac{V_{\rm D}}{V_{\rm p}} = u_{\rm c}^2 - u_{\rm l}^2 + \frac{2a}{\pi z w} \sinh \frac{\pi (w - w_{\rm l})}{2a}$ (122.26)Les relations (122.24), (122.25), (122.26) permettent de calculer les caractéristiques des TEC à grille courte. Le cas des TEC à grille très courte impose d'utiliser des simulations sur ordinateur car les effets de survitesse devien-

c) Exemple numérique sur un transistor de type 30GRIF

Les caractéristiques du transistor sont :

 $\begin{cases} w = l \ \mu m \\ L = 3200 \ \mu m \end{cases}$

On a donc $z = \frac{\mu V}{V_w} \rightarrow z = 19,3$

nent très importants.

On prend une couche ayant les caractéristiques suivantes :

 $\begin{cases} N_{\rm D} = 1,34.10^{17} \, {\rm cm}^{-3} \\ V_{\rm p} = 5,8 \, {\rm V} \\ a = 0,25 \, {\rm \mu m} \end{cases}$

On peut donc calculer $I_s = qN_Dav_sL \rightarrow I_s = 2,06 A.$ Les équations de base de ce transistor sont donc :

On a donc :

FIGURE 1.2.2.10.

Les caractéristiques statiques calculées à partir du modèle à deux régions présentent un tassement moins marqué dans le fond du canal que celles du modèle à mobilité constante.

D'autre part la saturation a lieu pour des valeurs de la tension de drain plus faible que dans le modèle précédent.

Les caractéristiques expérimentales se rapprochent beaucoup plus de celles données par le modèle à deux régions.

La pente en fonction de la tension de grille est calculée pour un transistor type 30 GIRF 3200 μ m à partir du modèle à deux régions.

Expérimentalement on constate une dépendance moins marquée de la pente avec la polarisation.

On a obtenu des pentes de l'ordre de 300 à 320 mA/Vpour de tels transistors.

- 38 -



FIGURE 1.2.2.11.

La conductance de sortie d'un TEC doit être la plus faible possible (les caractéristiques en régime saturé doivent être horizontales) pour avoir une pente extrinsèque importante.

La courbe donnée ici est calculée d'après le modèle à deux régions.

- 40 -

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



$$\frac{I_{D}}{I_{s}} = 1 - u_{c}$$
(122.27)

$$\frac{w_1}{w} = 19,3 \frac{(u_c^2 - u_1^2) - \frac{2}{3}(u_c^3 - u_1^3)}{1 - u_c}$$
(122.28)

$$\frac{v_{\rm D}}{v_{\rm p}} = u_{\rm c}^2 - u_{\rm l}^2 + 8,25.10^{-3} \sinh 6,28(1 - \frac{w_{\rm l}}{w}) \quad (122.29)$$

On a tracé les courbes suivantes :

figure 122.8 : la longueur de la zone en vitesse saturée en fonction de la tension de drain.

figure 122.9 : la tension aux bornes de la région I (mobilité constante) en fonction de la tension de drain pour différentes valeurs de la tension de grille.

Comme la longueur de la zone en vitesse saturée ne dépend que de $V_{\rm D}$, la relation (122.29) peut s'écrire :

On peut donc écrire :

$$u_c = \sqrt{A + u_1^2} = \sqrt{A + \frac{V_G + V_{bi}}{V_p}}$$

donc $\frac{I_D}{I_c} = 1 - \sqrt{A + \frac{V_G + V_{bi}}{V_D}}$ avec A ne dépendant que de V_D

e

On peut donc calculer :

$$|g_{m}| = \frac{I_{s}}{2V_{p}} \frac{1}{\sqrt{A + \frac{V_{G} + V_{bi}}{V_{p}}}}$$

- 43 -

On a tracé (figure 122.11) :

$$g_m = f(V_G) \text{ pour } \frac{V_D}{V_p} = 1$$

On peut aussi calculer :

$$|g_{\rm D}| = \frac{\partial I_{\rm D}}{\partial V_{\rm D}} = -\frac{I_{\rm s}}{v_{\rm p}} \frac{\partial u_{\rm c}}{\partial V_{\rm D}/v_{\rm p}}$$
$$\frac{\partial V_{\rm D}/V_{\rm p}}{\partial u_{\rm c}} = 2u_{\rm c} + \left[\frac{w_{\rm 1}/w}{1-u_{\rm c}}\right] ch \ 6,28\left(1-\frac{w_{\rm 1}}{w}\right)$$

(obtenu en dérivant (122.29) et (122.28)).

à $V_D/V_p = 1$ $\frac{w_1}{w} \approx 0,12$ on obtient donc $\frac{\partial I_D}{\partial V_D} = \frac{I_s}{V_p} \times \frac{1}{249u_c - \frac{15}{1-u_c}}$ soit $g_D = \frac{355}{249(1 - \frac{I_D}{I_s}) - 15\frac{I_s}{I_D}}$ en mS à $VD/V_p = 1$ On a tracé la courbe $g_D = f(I_D)$ à $\frac{V_D}{V_p}$ =1 figure 122.11

122.4. COMPORTEMENT EN HYPERFREQUENCE A PETIT SIGNAL

Les modèles présentés jusqu'ici ne tenaient pas compte des éléments parasites tels que les résistances de source et de drain. Ces résistances sont dues pour une part aux résistances de contact, et pour l'autre aux parties du canal non directement modulées par la grille.

Une approche plus réaliste consiste à remplacer les tensions V_{G} et V_{D} par $[V_{G} - R_{s}I_{D}]$ et $[V_{D} - (R_{s}+R_{D})I_{D}]$ respectivement.

La transconductance g_m est, elle, remplacée par $\frac{g_m}{1 + R_s g_m}$, ce pour le comportement statique du transistor.

FIGURE 1.2.2.12.

- 44 -

Les résistances Rd et Rs sont composées de deux contributions :

- une est la résistance de contact entre le métal et le semi-conducteur,

- l'autre est la résistance de la portion de canal située en dehors de la zone pincée.

La résistance RG est la résistance de la métallisation de grille.

FIGURE 1.2.2.13.

On n'a pas représenté ici les inductances dues aux fils de connexion, non plus que les capacités extérieures à la zone active du transistors (capacité d'interconnexions par exemple). THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

origine physique des éléments du circuit



schéma équivalent



(1111) (1111) - 46 -

En hyperfréquence, deux autres facteurs limitatifs interviennent : le temps de transit et la constante de temps RC.

- En vélocité saturée, le temps de transit est donné par :

$$r = \frac{w}{v_s}$$

et à mobilité constante $\tau = \frac{w}{\mu \mathscr{C}_x} \simeq \frac{w^2}{\mu V}$ On a donc $\tau = \frac{w_1^2}{\mu V_I} + \frac{w - w_1}{v_s}$

Pour w = l μ m ce temps de transit est typiquement de l'ordre de l0 ps, ce qui est beaucoup plus petit que la constante de temps RC.

- La fréquence de transition f_T est la fréquence à laquelle le courant dans C_{GS} est égal au courant du générateur : $g_m V_c$ (cf. figure 122.13).

On a donc $f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{GS}}$ soit avec $g_m = \frac{I_s}{2V_p} \frac{a}{h}$ et $C_{GS} = \frac{\varepsilon_s wL}{h}$ On obtient $f_T = \frac{v_s}{2\pi w}$, soit pour l'exemple considéré $f_T \sim 19$ GHz.

La fréquence maximum d'oscillation est donnée par :

$$f_{max} = \frac{f_{T}}{2\sqrt{r_{1} + f_{T}\tau_{3}}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} r_{1} = (R_{G} + R_{1} + R_{S})/R_{DS} \\ \tau_{3} = 2\pi R_{G}C_{DG} \end{cases}$$

et le gain unilatéral :

 $U \sim \left(\frac{f_{max}}{f}\right)^2$, ce gain décroît de 6 dB par octave

quand la fréquence augmente.

Pour maximiser f il faut :

-	minimiser	les	résistan	ices	s d'accè	Ès	:	R _G , R _S
-	minimiser	1a	conductar	ıce	de sort	tie	:	g _D
-	minimiser	la	capacité	de	contre	réaction	:	C _{DG}

NB : Le schéma équivalent présenté ne prend pas en compte les inductances dues aux fils de connexion et la capacité d'interconnexion. Ces problèmes seront décrits plus loin.

122.5. GENERALITES SUR LE COMPORTEMENT EN PUISSANCE

Si on veut augmenter la fréquence de transition du transistor il faut diminuer la longueur de grille, cependant celle-ci doit rester suffisamment grande devant l'épaisseur de la couche, il faut donc diminuer également l'épaisseur du canal, ce qui impose d'augmenter le dopage si on veut garder une pente et un courant assez importants.

On est alors limité par la tension de claquage qui diminue quand le dopage augmente $(V_B \propto \frac{1}{N_D})$. Il s'agit de trouver un compromis qui permette d'obtenir la plus grande puissance avec un gain suffisant.

La figure (122.14) montre les caractéristiques statiques d'un TEC de puissance. Le courant maximum I_m est calculé quand $V_G - V_{bi} = 0$ c'est-à-dire à $u_l = 0$. Dans ce cas $I_m = I_s(1 - u_{min})$, u_{min} étant donné par la relation :

$$u_{\min}^3 - 1,5 u_{\min}^2 - 1,5(u_{\min} - 1)/z = 0$$

relation obtenue en égalant I = $I_s(1 - u_c)$ et (122.23) et en faisant $u_1 = 0$. Pour le 30GRIF considéré ici on trouve $u_{min} = 0,218$, ce qui donne $I_m = 1,61$ A.

La puissance maximum est donnée par :

$$P_{max} = \frac{(I_m - I_{D2})(V_{D2} - V_{D1})}{8}$$
(122.28)

ce qui donnerait pour ce transistor avec

$$I_{m} = 1,62$$
 A
 $I_{D2} = 0,24$ A
 $V_{D2} = 16$ V
 $V_{1} = 0,5$ V

 $P_{max} = 2,7 W$

- 47 -

FIGURE 1.2.2.14.

La puissance de sortie est limitée d'une part par le courant maximum que l'on peut faire passer dans le canal, d'autre part par la tension de claquage de drain.

Dans la réalité on évite de polariser positivement la grille pour empêcher l'apparition d'un courant de grille. D'autre part on n'a pas toujours la possibilité d'utiliser l'impédance de charge optimale qui permettrait le maximum de puissance de sortie.

Les rendements des transistors de puissance sont de l'ordre de 20 à 30 %.

A THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



1.3. LIMITATIONS DES MODELES ANALOGIQUES

On a considéré pour ces modèles que la mobilité était constante dans toute l'épaisseur de la couche, ce qui n'est pas le cas dans la réalité, cela peut conduire à avoir un transistor plus linéaire (par exemple si la couche est plus dopée dans le fond).

D'autre part, on a considéré que le nombre de porteurs était égal à la concentration, ce qui n'est pas non plus le cas, on a de plus négligé l'injection de porteurs minoritaires à fort champ.

Une autre simplification a été faite, d'ordre mathématique celle-là, c'est de n'avoir gardé que l'harmonique d'espace fondamental dans le calcul du potentiel.

D'autre part il peut se produire un phénomène de non linéarité dans la partie du canal non modulée par la grille, du côté drain en raison des forts champs électriques qui règnent dans cette région. Ce phénomène peut créer une autre forme de saturation du courant qui peut expliquer pourquoi, expérimentalement, la pente est moins sensible à la polarisation.

Cependant les modèles analogiques restent valables pour comprendre les phénomènes physiques mis en jeu dans un TEC AsGa. D'autre part les valeurs numériques calculées ne sont pas en contradiction avec les valeurs expérimentales.

- 50 -

DEWXIEME PARTIE

ASPECTS TECHNOLOGIQUES - PROCESSUS DE REALISATION

2.1. TECHNOLOGIE DE BASE

2.1.1. STRUCTURE FONDAMENTALE D'UN TRANSISTOR "PLANAR"

Les transistors de ce type sont appelés "planar" parce que toutes les électrodes sont situées dans un même plan (par opposition aux structures "Recess" où la grille est enterrée dans le canal).

Il s'agit de réaliser la structure de la figure 211.1, c'est-à-dire fondamentalement :

- réaliser des contacts ohmiques : source et drain
- réaliser un contact redresseur type schottky : la grille
- isoler ces électrodes de façon à ce que les électrons allant de la source vers le drain, passent entièrement sous la grille (faute de quoi il est impossible de fermer complètement le canal).

Il faut d'autre part prévoir des plages suffisamment grandes pour venir thermocomprimer les fils de connexion.

L'isolation des électrodes est réalisée par gravure chimique de la couche active en dehors du transistor proprement dit.

Les contacts ohmiques sont réalisés par dépôt et alliage d'or-germanium + nickel.

Le contact redresseur est formé par dépôt de titane + aluminium.

D'une façon générale, les métallisations sont réalisées par la technique dite "lift-off".

Les détails de la technologie sont vus au paragraphe suivant. On verra qu'en fait, on ne se contente pas de FIGURE 2.1.1.1.

La réalisation de base d'un TEC peut se décomposer en trois grandes étapes :

l - réalisation d'un ilôt de GaAs dopé sur le substrat semi-isolant,

2 - dépôt de deux contacts ohmiques,

3 - réalisation d'un contact redresseur.

Pour des raisons de montée en fréquence le contact redresseur type schottky à la forme d'une ligne très mince sur laquelle il est impossible de faire thermocomprimer un fil de connexion. Il faut donc réaliser en même temps un plot de connexion situé en dehors de la partie active du transistor.



FIGURE 2.1.2.1.

REALISATION DU MESA

a - Après nettoyage de la plaquette, on dépose une résine photosensible sur toute la surface.

b - La résine est insolée optiquement à travers un masque
 puis développée. Après cette opération les zones à graver
 sont découvertes.

c - On grave chimiquement les zones non protégées par la résine. La gravure est poursuivie jusqu'à obtenir l'isolation électrique voulue entre deux mésas.

d - On peut ensuite oter le photorésist par action d'un solvant.

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

mesa



FIGURE 2.1.2.2.

REALISATION DES CONTACTS OHMIQUES '

a - Toute la plaquette est recouverte de photorésist.

b - La résine est insolée et développée dans les zones que
l'on veut métalliser. Remarquer ici le profil de résine en
"casquette" qui facilite le lift-off (Cf. annexe).

c - On dépose une métallisation d'or germanium, qui formera le contact ohmique, sur toute la surface, puis une couche de nickel qui limite la coalescence de l'or germanium.

d - On ôte la métallisation excédentaire par dissolution de la résine et on réalise les contacts ohmiques par recuit de l'ensemble à haute température. Les zones n⁺ sont marquées sur la figure par des points plus denses.

A THOMSON-CSF





contacts ohmiques

- a- enduction

a tilla chi shi la

photonesist

-

_b_ouverture du

_c_métallisation d'AuGe Ni

-d- lift off et alliage

> semi isolant couche dopée couche dopée photoresist



VUE EN PLAN DES FIGURES 2.1.2.1. ET 2.1.2.2.

Les zones hachurées montrent le dessin du masque de chaque niveau.

Les contacts ohmiques sont entièrement contenus à l'intérieur du mésa. Certains fabricants font descendre les contacts ohmiques de part et d'autre du mésa, cela peut permettre de meilleures configurations de champs électrique aux extrémités du canal.

Les tirets montrent la limite finale du transistor.

- 60 -

A THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



BUS

- 62 -

réaliser ces trois seules électrodes mais que des couches supplémentaires sont déposées, ces couches sont :

- une couche de protection du canal

- des épaisseurs supplémentaires de métal qui ont essentiellement pour but de diminuer les résistances d'accès, certaines couches servant d'accrochage ou de barrière entre deux métaux différents.

2.1.2. ETAPES DE REALISATION

l. MESA

Il s'agit de graver la couche active en dehors des îlots sur lesquels seront réalisées les différentes électrodes. La figure 212.1 montre les étapes de gravure du mésa. La sauce d'attaque est choisie de façon à obtenir des mésas pentus, en effet des mésas abrupts posent des problèmes pour la couverture des marches lors des métallisations successives.

2. Contacts ohmiques (cf. figure 212.2)

Ils sont réalisés par dépôt or-germanium. On dépose une couche de nickel sur la couche d'or-germanium pour limiter la coalescence de celui-ci lors de l'alliage des contacts ohmiques. Au moment de l'alliage il se forme un composé entre l'AsGa et le germanium, la couche active devient n⁺ sous les métallisations d'or-germanium.

3. Contact redresseur de grille (cf. figure 212.3)

Le masquage est ici réalisé par un faisceau d'électrons, ceci étant imposé par la très faible longueur des grilles (0,5 à 1,5 µm). La métallisation est formée d'une couche de titane et d'une couche d'aluminium, le titane est imposé pour des raisons de fiabilité.

Arrivé à la fin de cette étape on dispose d'un transistor non protégé aux contacts non épaissis. Cependant ce transistor peut fonctionner, la suite de la technologie ne vise qu'à protéger le canal et à diminuer les résistances d'accès de source et de drain.

4. Couche de protection

Elle est réalisée en silice, matériau qui présente de bonnes propriétés diélectriques et mécaniques. Les conditions de dépôt de la silice sont données en annexe. La silice est déposée sur toute la plaquette ; on dégage, par gravure chimique dans une solution tamponée d'acide fluorhydrique, les contacts de source et de drain.

5. Barrière de titane platine

Cette couche sert de barrière à l'or que l'on dépose par la suite. La couche de titane sert d'accrochage à la couche de platine. Le titane platine recouvre les marches de silice pour assurer une bonne étanchéité, il recouvre également le plot d'aluminium de grille pour assurer le passage du courant.

6. Recharge de titane or

Cette couche sert à épaissir les contacts dans le cas où l'on ne fait pas de croissance électrolytique ultérieurement, dans le cas de l'épaississement électrolytique elle sert de support à la croissance et à amener le courant de croissance, dans ce cas on ne lifte pas l'or.

- 63 -

FIGURE 2.1.1.3.

REALISATION DE LA GRILLE

a - La surface de la plaquette est recouverte d'une résine électrosensible.

b - Après insolation électronique l'électrorésist est développé.
 L'insolation électronique donne naturellement un léger profil
 en "casquette".

c - Le contact schottky est réalisé par évaporation d'une couche de vitesse puis d'une couche d'aluminium.

d - On ôte la métallisation excédentaire par dissolution de l'électrorésist et on recuit le contact schottky pour assurer une bonne adhérence de la grille.
A THOMSON-CSF



FIGURE 2.1.2.4.

COUCHE DE PROTECTION

a - Après nettoyage de la surface on réalise un dépôt de silice sur toute la plaquette.

b - On dépose ensuite le photorésist.

c - On insole le photorésist dans les zones on l'on veut ôter la silice.

d - On peut ensuite graver la silice par attaque chimique dans une solution à base de HF.

e - On peut ensuite dissoudre la résine et nettoyer la surface. Le canal et la grille sont maintenant protégés.



DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

couche de protection



VUE EN PLAN DES FIGURES 2.1.2.3. ET 2.1.2.4.

- On réalise en même temps que la grille un plot de connexion situé à l'extérieur du mésa.

On voit que la grille descend en dehors du mésa, ceci pour empêcher des courants de fuite à l'extrémité du canal.

- Les ouvertures de silice sont entièrement à l'intérieur des contacts ohmiques de source et de drain.

Une ouverture est pratiquée à cheval sur le plot de grille, en effet le fil de connexion ne peut être thermocomprimé sur l'aluminium, il faut donc déposer un autre métal sur ce plot.

- On laisse une bande non recouverte de silice tout autour du transistor pour pouvoir découper l'AsGa une fois le TEC terminé.

- 68 -

A THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

GRILLE









FIGURE 2.1.2.5.

COUCHE DE TITANE-PLATINE

a - Toute la surface de la plaquette est recouverte de photorésist.

b - On ouvre la résine dans les zones à métalliser. On réalise là aussi un profil en "casquette".

c - On dépose une couche titane qui sert d'accrochage puis une couche de platine.

d - Après lift-off, on remarquera que le titane-platine vient recouvrir les marches de silice pour assurer l'étanchéité.



DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

barrière de Ti Pt







Ti Pł

d lift off



FIGURE 2.1.2.6.

RECHARGE DU TITANE-OR

a - Là aussi toute la surface est enduite de photorésist. b - On ouvre la résine à l'intérieur des zones de titaneplatine.

c - On dépose une couche de titane d'accrochage puis une couche d'or. Ici le profil de résine n'est pas en "casquette" pour assurer la continuité du film d'or qui doit servir de conducteur pour la croissance électrolytique. On ne fait pas de lift-off de la couche de titane-or.

- 72 -



DCM 04

VUE EN PLAN DES FIGURES 2.1.2.5. ET 2.1.2.6.

- Le titane-platine recouvre entièrement les ouvertures de la silice pour assurer une bonne protection contre les agents extérieurs.

- La couche de titane-or vient à l'applomb des ouvertures de la silice sur les contacts de source et de drain.

- On remarquera que sur le plot de grille le titane ne recouvre pas le plot d'aluminium, ceci pour éviter la peste pourpre qui se forme quand on met en contact de l'or et de l'aluminium. La continuité électrique entre la grille et l'or est assurée par la couche de titane-platine.

- 74 -

A THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



75

FIGURE 2.1.2.7.

EPAISSISSEMENT ELECTROLYTIQUE

a - On recouvre la couche d'or déjà déposée par une couche épaisse de photorésist.

b - On isole ce photorésist à l'intérieur du masque de titane-or.

c - On fait croître ensuite l'or électrolytique, le courant est amené par la couche de titane-or.

d - On dissout les deux couches de résine en même temps. La forme en "champignon" de l'or électrolytique est due au fait que l'on fait croître une couche d'or plus épaisse que le photorésist.

DCM 04



VUE EN PLAN DE LA FIGURE 2.1.2.7. ET ASPECT FINAL DU TRANSIS-TOR

L'or électrolytique est entièrement contenu dans les plages définies par le titane-or. Les fils de connexion seront thermocomprimés sur les plots d'or électrolytique.

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



FIGURE 2.1.2.8.

SEPARATION DES PUCES

- On commence par rayer la surface de l'AsGa, avec un diamant, selon le quadrillage défini par la surface non recouverte de silice.

- Le clivage est réalisé en passant un rouleau sur la surface dans deux directions perpendiculaires. La plaquette étant posée sur un film adhésif et recouverte d'un certain nombre de filtres destinés à protéger la surface de l'action du rouleau.

- Le film adhésif est ensuite étiré, ce qui a pour effet de séparer les puces les unes des autres.

- 80 -

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



FIGURE 2.1.2.9.

MONTAGE EN BOITIER

- Le boitier montré ici est de type BMH 60 utilisé pour les transistors de puissance.

- La puce est soudée, sur le fond du boitier, sur une préforme d'eutectique or-étain. On vient ensuite thermocomprimer un ruban entre la source et le boitier (source à la masse) et des fils de connexion entres les autres électrodes et les lignes 50 ohms d'entrée et de sortie.

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE







7. Epaississement électrolytique

Il se fait dans un bain à base de cyanure double d'or et de potassium avec une densité de courant de 5 mA/cm^2 . Cette couche permet de diminuer les résistances d'accès au transistor.

8. Mise à épaisseur

On doit amener l'épaisseur du substrat à environ 80 µm pour des raisons thermiques. Cette étape est vue plus en détail dans le paragraphe consacré au dissipateur intégré.

9. Découpe (figure 212.8)

Il faut séparer les puces terminées pour les monter en boîtier. La découpe est faite par rayage au diamant, clivage et expandage.

10. Montage

La puce est soudée dans le boîtier par chauffage sur une préforme or-étain eutectique.

On vient ensuite thermocomprimer les fils de connexions entre les plots sur le transistor et les électrodes de sortie du boîtier.

La source est reliée à la masse du boîtier par thermocompression d'un ruban.

- 84 -

2.2. MONTEE EN PUISSANCE : TRANSISTOR MULTIGRILLE

On a jusqu'ici considéré le cas d'un transistor monogrille. Il est évident que si l'on veut augmenter la puissance de sortie d'un transistor il faut augmenter le développement de grille. Ceci peut être fait en élargissant la grille du transistor, on est cependant rapidement limité pour deux raisons, d'abord par l'encombrement du transistor (on peut difficilement dépasser une largeur de 500 μ m pour une grille) ensuite par la résistance que va présenter cette grille si elle est trop large, cette deuxième raison impose de ne pas dépasser des largeurs de 200 μ m pour des transistors fonctionnant jusqu'à 8 GHz, et 100 μ m pour un fonctionnement à ll-12 GHz.

Pour augmenter le développement de grille il faut donc en disposer plusieurs en parallèle.

2.2.1. SOLUTION TYPE 27 GPF

Quand on multiplie le nombre de grilles, se présente le problème de l'interconnexion des différentes électrodes, un réseau plan ne permet pas d'interconnecter trois types d'électrodes.

La première solution pour connecter un transistor multigrille est la suivante :

- réunir les grilles par un bus
- réunir les sources par un autre bus
- connecter chaque drain par un fil indépendant.

Cela conduit à la structure du 27 GPF donnée figure 221.1.

- 85 -

FIGURE 2.2.1.1.

STRUCTURE 27 GPF

Le transistor est formé de deux cellules, dans chaque cellule les grilles sont réunies sur un plot unique, de même que les sources. Le montage se fait de la manière suivante :

le bus de source est relié à la masse par un ruban,
chaque plot de grille est relié par un fil à la ligne 50 ohms d'entrée,

- chaque drain est relié par un fil individuel à la ligne 50 ohms de sortie.

Cette structure conduit à un encombrement important quand on dépasse une quinzaine de grilles (le 27 GPF possède l2 grilles de 200 μ m).





_ 87_

structure du 27 GPF

Le fait que chaque drain soit connecté indépendamment impose de prévoir une place suffisante pour réaliser unethermocompression sur chaque élément unitaire, ce qui conduit à une structure assez volumineuse. D'autre part le temps de montage est important.

Cette première solution conduit donc à une densité de puissance faible et à un temps de montage long, ce qui impose une largeur unitaire de grille relativement grande (200 μ m, pour éviter un trop grand nombre de grilles), ce qui limite la fréquence maximum d'utilisation.

2.2.2. <u>SOLUTION DES INTERCONNEXIONS CROISÉES : CONCEPTION DU</u> 30 GRIF

1. OBJECTIFS DU DISPOSITIF

Il s'agissait de réaliser un transistor ayant les caractéristiques suivantes :

> puissance de sortie : P = 1 W gain associé : G = 5 dB fréquence d'utilisation : f = 11 GHz

Ces caractéristiques imposent un développement de grille de 3200 µm. D'autre part la fréquence de ll GHz nécessite une largeur unitaire de grille de 100 µm.

Le transistor doit donc posséder 32 grilles de 100 µm.

Une structure type 27 GPF conduirait à un transistor de dimensions 500 \times 2000 μ m², ce qui est beaucoup trop encombrant. Il s'agissait donc de définir une structure plus compacte.

2. INTERCONNEXIONS CROISEES

Il faut réduire la largeur des plots de drain, ceci implique que les thermocompressions se feront en dehors de ces plots, il faut donc les réunir de façon à rejeter la connexion en dehors de la zone active.

On doit donc interconnecter trois réseaux d'électrodes, ce qui implique le croisement de deux réseaux. Il est préférable d'ajouter une capacité grille-source, plutôt qu'une capacité grille-drain, on choisit donc de croiser les interconnexions de source et de grille plutôt que celles de grille et de drain.

Le principe est de réunir les grilles par un bus et de faire passer les connexions de source au-dessus de ce bus, en intercalant un isolant qui peut-être, soit une couche de silice, soit de l'air qui présente une constante diélectrique plus faible.

Cette solution conduit à la structure de la figure (222.1).

Il est à noter que la réduction de la taille des plots de source et de drain conduit à des résistances d'accès plus importantes. Cela est compensé par un niveau supplémentaire de métallisation, l'épaississement électrolytique, qui ramène ces résistances à des valeurs comparables à celles de la structure 27 GPF.

Une structure à interconnexions croisées a deux conséquences :

- augmentation de la capacité grille-source due au croisement des connexions
- augmentation de la résistance thermique due à l'augmentation de la densité de puissance.

C'est la raison pour laquelle on a été conduit à réaliser les études suivantes :

- interconnexions croisées par pont à air

- implantation d'un dissipateur de chaleur intégré.

FIGURE 2.2.2.1.

- 90 -

STRUCTURE A INTERCONNEXIONS CROISEES

La puissance et la fréquence de fonctionnement demandées ont conduit à réaliser un transistor possédant 32 grilles de 100 µm. Une structure type 27 GPF entrainerait un encombrement prohibitif. Les drains ne peuvent donc pas être connectés individuellement.

On procède donc de la manière suivante, dans chaque demitransistor :

- les drains sont réunis sur un plot unique,

- les grilles sont réunies par un bus,

- les doigts de sources passent au-dessus du bus de grille avant d'être réunis sur un plot commun.

Le montage est fait de la manière suivante :

le plot de source est relié à la masse par un ruban,
chaque plot de drain est connecté à la ligne de sortie par deux fils,

- chaque plot de grille est connecté à la ligne d'entrée par un fil.



30 GRIF structure à interconnexions croisées



-16-

2.3. TECHNOLOGIE DU DISSIPATEUR INTEGRE

La montée en puissance des transistors impose d'augmenter la densité de grilles si l'on veut garder des puces de taille raisonnable. Cette augmentation de densité de puissance entraîne une augmentation de la résistance thermique. Si l'on veut éviter une température de fonctionnement trop élevée on doit choisir une épaisseur plus faible de substrat, ce qui entraîne une plus grande fragilité.

La solution est d'amincir les plaquettes et de les solidifier en implantant une couche épaisse d'or sur la face arrière ; couche d'or qui augmente beaucoup la solidité de la plaquette sans augmenter sensiblement la résistance thermique (l'or a une très bonne conductivité thermique).

Cependant cette couche d'or interdit la solution traditionnelle de découpe des puces par rayage et clivage, aussi faut-il découper chimiquement l'AsGa pour isoler les transistors, puis découper la couche d'or mécaniquement.

Le processus physico chimique qui permet de réaliser un transistor sur dissipateur intégré peut se décomposer en quatre étapes principales :

- 1. Mise à épaisseur des substrats
- 2. Implantation du dissipateur d'or
- 3. Gravure chimique des chemins de découpe
- 4. Séparation des puces par découpe mécanique de l'or.

2.3.1. MISE A ÉPAISSEUR DES SUBSTRATS

Les plaquettes sont amincies par la face arrière une fois les transistors terminés. L'épaisseur initiale des

- 92 -

substrats est comprise entre 370 et 450 μ m, l'épaisseur finale devant être de l'ordre de 20 à 30 μ m (la technologie classique sans dissipateur demande seulement une épaisseur finale de l'ordre de 80 μ m).

Deux techniques ont été essayées qui sont les suivantes :

- 1. Rodage mécanique puis attaque chimique
- 2. Polissage mécanochimique.

La première présente l'avantage d'être plus rapide,; la seconde, plus longue donne de meilleurs résultats. On comparera les résultats des deux techniques dans la conclusion.

1. METHODE PAR RODAGE PUIS ATTAQUE CHIMIQUE

a) Rodage mécanique

La machine à rôder est une polisseuse de type classique (\emptyset 200 mm) dont le rodoir, libre, est entraîné en rotation par la friction des échantillons sur le disque de polissage. Le rodage se fait sur un plateau métallique, sur lequel on dépose de la poudre de carborundum mouillée.

Pour obtenir un rodage régulier on doit coller trois plaquettes sur le disque de telle façon qu'elles soient à 120° l'une de l'autre (figure 231.1). Les plaquettes doivent avoir une épaisseur (à 20 μ m près) et une surface (à 1 cm² près) comparables.

Le collage des plaquettes sur le disque se fait avec de la cire, à chaud, la face avant des plaquettes (côté transistors) contre le disque.

Pour obtenir un bon collage, il faut maintenir les plaquettes appuyées jusqu'à durcissement complet de la cire, sinon on risque d'obtenir une épaisseur de cire non homogène.

- 93 -

FIGURE 2.3.1.1.

RODAGE MECANIQUE

Pour obtenir un rodage régulier (faces des plaquettes d'AsGa parallèles), il faut que la pression exercée par le plot de rodage soit régulièrement répartie. Il faut donc coller trois plaquettes sur le disque comme montré sur la figure. Si les trois plaquettes ont même surface et même épaisseur, le disque de rodage restera parallèle au plateau tournant durant le rodage.

FIGURE 2.3.1.2.

L'attaque chimique donne inévitablement un profil de plaquette en "savonnette". Une attaque chimique soigneusement faite permet cependant d'obtenir qu'une grande partie de la surface soit parallèle au support. THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



Le rodage doit se faire en deux passes de 5 mn chacune. Avant chaque passe, il est nécessaire de nettoyer le disque de la machine à rôder et de bien étaler une fine couche d'abrasif en le mouillant.

Précautions à prendre :

- pendant le rodage :

- . laisser couler de l'eau goutte à goutte afin que le carborundum soit bien mouillé ;
- . ne pas renouveler l'abrasif pendant une passe ;
- s'assurer que le plot, sur lequel sont collées les plaquettes, tourne bien.
- après le rodage :
 - on rince le plot à grande eau (désionisée) puis l'on frotte les plaquettes au trichloréthylène bouillant afin d'ôter les restes d'abrasif;
 - on décolle ensuite les plaquettes en plongeant le disque dans un bain de trichloréthylène bouillant. (On doit veiller à ce que les plaquettes ne tombent pas car elles sont fragilisées);
 - . On termine en nettoyant les plaquettes par deux bains successifs de trichloréthylène bouillant et un bain d'acétone bouillant ;
 - . Après rodage, les plaquettes doivent avoir une épaisseur d'environ 250 μm. L'inhomogénéité d'épaisseur ne devant pas excéder 15 μm.

b) Amincissement chimique

Avant de procéder à l'attaque chimique, il est nécessaire de coller chaque plaquette d'AsGa sur une lame de verre pour deux raisons :

- 96 -

- la face avant sur laquelle sont implantés les transistors doit être protégée de l'attaque,
- l'épaisseur finale de la plaquette devant être inférieure à 30 µm. Il est évident que celle-ci sera extrêmement fragile et impossible à manipuler sans support, ceci jusqu'à implantation du dissipateur d'or.

Le collage doit être fait avec le plus grand soin de façon à obtenir une épaisseur de cire homogène et la plus faible possible. (On peut descendre jusqu'à 2 µm d'épaisseur de cire). Ceci afin de ne pas fausser la mesure de l'épaisseur de la plaquette par la suite.

On procède de la façon suivante :

- On fait chauffer une lame de verre à une température juste suffisante pour que la cire soit fluide, on pose la plaquette sur la lame et on laisse refroidir en appuyant sur la plaquette. Après refroidissement complet on dissout l'excès de cire au trichloréthylène. On recommence l'opération chauffage de la lame de verre et mise en solution de l'excès de cire.

- On s'assure alors qu'il n'y a pas de bulles sous le substrat.

- On peut alors mesurer l'épaisseur de la plaquette aux quatre coins et au centre et comparer avec les mesures faites avant collage, ce qui permet de connaître l'épaisseur de cire.

- La solution d'attaque $(H_2O(17cc)-H_2O_2(117cc)-H_2SO_4)$ (13cc)) doit être à température ambiante, dans ces conditions la vitesse d'attaque est d'environ lO µm/mn au centre de la plaquette.

- On place la plaquette (sur sa lame) dans un support de quartz. L'attaque se fait verticalement. On ne doit pas agiter, en effet l'agitation provoque une attaque plus rapide des bords que du centre.

- 97 -

- 98 -

- Un autre phénomène a été constaté pendant les essais : la partie supérieure de la plaquette s'attaque plus rapidement que la partie inférieure, ceci peut s'expliquer par deux faits :

. La réaction chimique d'attaque est fortement exothermique, il peut donc se produire une convection thermique le long de la plaquette, la partie supérieure se trouvant alors à température plus élevée que la partie inférieure ; la vitesse d'attaque étant une fonction fortement croissante de la température, elle sera donc plus rapide dans la partie supérieure.

. La solution d'attaque saturée (moins réactive), est plus dense que celle non saturée (très réactive) et s'écoule donc du haut vers le bas de la plaquette. (On peut observer des écoulements sous la plaquette). Cette solution d'attaque est donc plus vite renouvelée à la partie supérieure.

Ce fait serait confirmé par un essai d'attaque en position horizontale, dans ce cas la vitesse d'attaque diminue beaucoup, par manque de renouvellement de la solution.

- Le phénomène d'attaque plus rapide sur la partie supérieure de la plaquette peut être mis à profit pour homogénéiser l'épaisseur de celle-ci : en effet, si un bord est plus épais que les autres (faces de la plaquette non parallèles), il suffit de le placer en haut pendant l'attaque.

- On doit donc réaliser l'attaque de la manière suivante :

- . On mesure la plaquette aux quatre coins et au centre (repérer le sens de la plaquette),
- . On fait une première attaque de 5 mn en plaçant le bord le plus épais en haut,
- On refait les mesures aux quatre coins et au centre. Avec les deux séries de mesures, on peut alors déterminer les vitesses d'attaque, en haut, en bas et au centre de la plaquette,

. Procéder ensuite par étapes de plus en plus courtes, en mettant à chaque fois le bord le plus épais en haut.

Avant et après chaque étape d'attaque :

- . rincer à l'eau désionisée ;
- . tremper dans de l'H.Cl pur pour enlever la couche d'oxyde ;
- . rincer de nouveau à l'eau désionisée.

- Par cette méthode, on peut obtenir des plaquettes d'épaisseur e = 25 ± 8 µm. Cependant on perd sur les bords de la plaquette environ l mm d'AsGa. L'allure finale du profil de la plaquette est montré figure 231.2.

2. POLISSAGE MECANOCHIMIQUE

La méthode présente l'avantage qu'un seul collage de la plaquette d'AsGa est nécessaire, d'où moins de risque de rayure des transistors.

On procède de la manière suivante pour le collage (figure 231.3) :

- On commence par coller la plaquette d'AsGa sur une rondelle de silicium avec une cire à haut point de fusion (\sim 130°C)

- On colle ensuite la rondelle de silicium sur le plot de polissage avec une cire à bas point de fusion (\sim 60°C).

La différence des points de fusion des deux cires permet de décoller le silicium en fin d'opération sans risque de décoller l'AsGa. La technique de collage reste la même que pour la première méthode.

La machine de polissage est du même type que celle utilisée pour le rodage mécanique. Le disque de polissage est ici recouvert d'un disque de feutre.

FIGURE 2.3.1.3.

COLLAGE DE LA PLAQUETTE AVANT POLISSAGE

Le polissage mécanochimique se fait sans rodage préliminaire, il faut donc prévoir un support pour la plaquette d'AsGa dont l'épaisseur finale sera inférieure à 30 µm, ce support doit pouvoir être décollé du plot de polissage sans décoller la plaquette d'AsGa ; cela entraine l'utilisation de deux cires à points de fusion différents.

FIGURE 2.3.1.4.

POLISSAGE

Le plot de polissage est maintenu par un guide afin que la surface collée reste parallèle au disque de feutre, le plot peut tourner librement dans son guide.

Le polissage est fait à l'eau de javel et gel de silice qui coulent goutte-à-goutte sur le disque de feutre pendant le polissage.


Figure 231.4 : Le polissage se fait en faisant couler goutte à goutte une solution d'hypochlorite de soude en même temps que du gel de silice sur le plateau en rotation.

La vitesse de polissage est d'environ l μ m à l,5 μ m par minute.

On peut corriger les défauts de parallélisme de la plaquette d'AsGa en fixant le plot de polissage dans son support. Le polissage se faisant de façon plus rapide à l'extérieur du support.

Par cette méthode on obtient des plaquettes d'épaisseur e \pm 3 µm, on peut descendre jusqu'à des épaisseurs de l'ordre de l0 à 15 µm.

3. COMPARAISON DES RESULTATS

La première méthode est beaucoup plus rapide (environ 10 minutes de rodage et lh 30 d'attaque mesures comprises) que le polissage (environ 5h), cependant elle est beaucoup plus délicate à mettre en oeuvre, de plus les résultats de polissage sont beaucoup plus homogènes.

L'état de surface après polissage est beaucoup plus satisfaisant qu'après attaque chimique.

On peut remédier au défaut de lenteur en utilisant une polisseuse à plateau beaucoup plus grand, d'autre part cette méthode nécessite moins de surveillance que l'attaque chimique, on peut donc utiliser plusieurs machines simultanément.

- 102 -

2.3.2. IMPLANTATION DU DISSIPATEUR INTEGRÉ

Elle se fait en deux étapes :

- 1. Dépôt d'une couche d'accrochage
- 2. Epaississement par croissance électrolytique d'or.

1. COUCHE D'ACCROCHAGE

Cette couche est nécessaire pour deux raisons : - assurer une bonne adhérence du dissipateur sur l'AsGa ; - servir de conducteur pour l'électrolyse de l'or : en effet le substrat d'AsGa est semi-isolant et ne peut donc assurer l'écoulement du courant.

Différents essais ont été faits pour réaliser cette couche d'accrochage :

- La métallisation classique de la face arrière est de déposer une couche de chrome de 300 Å qui sert d'accrochage à la couche d'or de 2000 Å déposée ensuite. Ces deux métaux étant déposés par évaporation.

La couche de chrome de 300 Å est cependant gênante pour la suite des opérations (attaque des chemins de découpe) comme on le verra par la suite.

- On a donc essayé de réaliser la couche d'accrochage par pulvérisation d'or-germanium. Cependant le fait que la plaquette soit collée sur un support empêche un bon refroidissement et provoque la fusion de la cire.

- Une troisième tentative a été faite pour réaliser la couche d'accrochage par une méthode "électroless" qui s'effectue en deux étapes :

. dépôt de grains de pallasium servant à l'amorçage de la réaction,

. dépôt d'or à partir des grains de palladium.

Cette méthode est applicable dans le cas de substrats non collés, mais est impraticable dans le cas où les plaquettes sont collées. En effet, la moindre trace de substance organique empêche la bonne formation des grains de palladium.

- La méthode retenue est la suivante :

- . dépôt d'un film de chrome très fin (~ 50 Å)
- . dépôt d'une couche d'or (1500 Å)

La couche de chrome étant très fine ne provoque pas d'amorce de sous gravure lors de la gravure des chemins de découpe.

2. CROISSANCE ELECTROLYTIQUE

Elle se fait dans un bain à base de cyanure d'or et de potassium (K.Au.(CN)₂) maintenu à 55°C, avec une densité de courant de 5 mA/cm².

La vitesse de croissance est d'environ 15 μ m/heure, en deux heures on fait donc croître un dissipateur d'environ 30 μ m, ce qui est suffisant pour assurer une bonne solidité à la plaquette.

Lorsque le dissipateur est implanté, on peut décoller les plaquettes de leur support dans un bain de trichloréthylène bouillant, suivi d'un nettoyage dans les mêmes conditions.

2,3,3, GRAVURE DES CHEMINS DE DECOUPE

1. ESSAIS EFFECTUES SUR SUBSTRATS MASSIFS

Les deux solutions d'attaque essayées ont été :

- 104 -

1. $H_2SO_4(17cc) - H_2O_2(117cc) - H_2O(17cc)$

2. H₃PO₄(15cc)-H₂O₂(25cc)-H₂O(25cc)

Les températures étaient :

 \simeq 21°C pour 1 \simeq 50°C pour 2

Les vitesses d'attaque étant alors équivalentes et d'environ 7 µm/mn.

Deux orientations des motifs ont été essayées :

a. parallèles aux directions cristalline <ll0> et <ll0>, les profils d'attaque sont alors différents suivant la direction observée.

b. à 45° par rapport aux directions <110> et < $1\overline{1}$ 0>.

Dans ce cas, les profils d'attaque sont alors identiques suivant la direction observée.

Une attaque en deux temps en faisant une photo entre les deux, a été essayée mais sans succès, car la résine ne couvre pas les arêtes déjà formées lors de la première attaque (cf. figure 233.1).

La figure 233.2 résume les essais réalisés avec ces deux sources d'attaque.

Une solution possible est une attaque avec la solution (1) avec des motifs orientés à 45° par rapport aux directions <110> et <1 $\overline{1}$ 0>.

Cependant une telle solution n'est compatible qu'avec une technologie "Planar". En effet, dans le cas d'une technologie "Recess" l'orientation des motifs est imposée par les impératifs des profils de recess, aussi a-t-il fallu faire des essais supplémentaires avec une nouvelle sauce.

FIGURE 2.3.3.1.

Il peut être intéressant dans certains cas de limiter la sous gravure pendant une attaque chimique. C'est pour cette raison qu'un essai a été fait d'une attaque réalisée en deux étapes :

- lère étape : attaque classique,

- 2ème étape : délaquage puis deuxième photo. Cela aurait dû permettre de redémarrer la sous gravure au même point que lors de la première attaque.

Cependant la résine de la deuxième étape ne recouvre pas les arrêtes formées lors de la première attaque. Le résultat est un profil en escalier. THOMSON-CSF





- 108 -

FIGURE 2.3.3.2.

Tableau résumant les essais réælisés avec les sauces :

1. $H_2SO_4 - H_2O_2 - H_2O$ (17 - 117 - 17), 2. $H_3PO_4 - H_2O_2 - H_2O$ (15 - 25 - 25).

- Les figures montrent les profils obtenus dans le cas où les motifs sont parallèles aux directions (110), (1 $\overline{10}$) et dans le cas où ils sont orientés à 45° par rapport à ces directions.

- On voit que ces deux sauces impliquent l'orientation des motifs à 45° si on veut obtenir les mêmes profils dans les deux directions des motifs.

- La sauce 2 (H₃PO₄) provoque des sous gravures beaucoup moins bien controlées que la sauce l. Pour cette raison elle est à rejeter.

♦ THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

- TABLEAU RESUMANT LES DIFFERENTS ESSAIS -





LES DONNEES SONT EN MICROMETRES



۰.

FIGURE 2.3.3.3.

On voit la différence entre une attaque sur des motifs à 45° (en haut) avec la sauce $H_2SO_4 - H_2O_2 - H_2O$ (13-117-17), et une attaque sur des motifs parallèles aux directions (110), (1TO) (en bas) avec la sauce $H_2SO_4 - H_2O_2 - H_2O$ (3 - 1 - 1) à 50°.

Les arrêtes et les angles sont mieux définis dans le premier cas, cependant c'est la deuxième solution qui est retenue car seule compatible avec les impératifs d'une technologie recess. DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



gravure à 45° des directions (110) (110)

gravure parallèle aux directions (110)(110)





Essais avec $H_2SO_4-H_2O_2-H_2O$ dans les proportions 3-1-1. La température doit être de 50°C.

Cette sauce présente une gravure isotrope, cependant les arêtes sont moint bien définies que pour les autres sauces essayées (cf. figure 233.3) et les coins légèrement arrondis, cela étant dû au caractère isotrope de la gravure.

2. <u>ESSAIS EFFECTUES SUR SUBSTRATS AMINCIS SUR DISSI</u>-PATEUR

Les premiers essais, avec une couche de chrome de 300 Å, ont montré une sous gravure importante due à l'attaque du chrome par l'acide chlorhydrique. Ce problème ne se présente plus quand la couche de chrome ne fait plus que 50 Å. D'autre part on limite l'attaque du chrome quand on utilise une solution diluée d'acide chlorhydrique pour désoxyder après chaque étape d'attaque des chemins de découpe.

Le dissipateur d'or devant être découpé au massicot, il convient de laisser un espace le plus grand possible entre les puces pour le passage de la lame. Ceci est réalisé en poussant la gravure de l'AsGa jusqu'aux bords des motifs (figures 233.3 et 233.4).

On a montré que la solidité des puces sur dissipateur était satisfaisante, en montant ces puces dans des boîtiers par la méthode classique.

Les processus détaillés de réalisation sont donnés en annexe.

- 112 -

2.4. DIMINUTION DES ELEMENTS PARASITES

On a vu précédemment que le problème des résistances d'accès était en partie résolu par les couches d'épaississement des contacts.

Deux autres éléments parasites entrent en jeu ; la capacité due aux interconnexions croisées et l'inductance de source due à la connexion extérieure du transistor.

On peut diminuer ces éléments d'une part en réalisant le croisement des électrodes sans couche de silice intermédiaire (pont à air), d'autre part en connectant la source directement au dissipateur par métallisation de la tranche de la puce.

2.4.1. PONT A AIR

La constante diélectrique de l'air est inférieure à celle de la silice, il est donc avantageux de remplacer cette silice par une couche d'air.

Le problème consiste à réaliser un support pour la métallisation qui va du plot de connexion de source à chaque source, que l'on peut dissoudre sans lifter cette métallisation.

La solution consiste à faire croître cette métallisation électrolytiquement. Il faut donc d'abord réaliser une couche continue pour amener le courant, cette couche devant elle se lifter très facilement. Elle est réalisée par un dépôt de nickel pulvérisé de façon à couvrir les marches de résine. Les figures 241.1 et suivantes illustrent la réaliation des ponts à air. FIGURE 2.4.1.1.

REALISATION DE PONTS A AIR

a - Les premières étapes de réalisation restent les mêmes que dans la technologie classique, c'est-à-dire :

- gravure du mésa,
- réalisation des contacts ohmiques,
- réalisation des grilles.

b - On ouvre la silice de façon à réunir les sources et
les plots de source. C'est-à-dire qu'on utilise le masque
qui sert au titane-platine dans la technologie classique.
Le bus de grille est donc découvert au passage des sources.



-a_

_b_silice

5i02

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

mésa ZZZZZA AuGe ZZZZZA AuGe



pont à air

FIGURE 2.4.1.1. (suite)

c - Le titane-platine est ici déposé de façon à ne pas couvrir le bus de grille (on utilise le masque de silice de la technologie classique). Les drains sont identiques à ceux de la technologie classique.

d - On fait une photo avec le même masque que pour - c -Une couche très fine de nickel est alors déposée, couche qui n'est pas liftée et qui servira de conducteur à la croissance électrolytique. On utilise du nickel car ce matériau est très cassant, ce qui permet, à la fin de la technologie, de le lifter facilement sans briser les ponts à air.

- 116 -



DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

_c_TiPt

Ti Pł



A

117

FIGURE 2.4.1.1. (suite)

e - La photo d'or électrolytique est la même que dans la technologie classique.

L'or recouvre le nickel au niveau des ponts à air et assure ainsi la rigidité de ces ponts.

La solidité des ponts à air a été démontrée lors de la séparation des puces qui a été faites de la façon classique (rayage, clivage par rouleau, expandage). DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

- e- épaississement

or électrolytique





FIGURE 2.4.1.2.

VUE EN COUPE D'UN PONT A AIR

- Lors du dépôt de la couche de nickel, on utilise un profil de résine sans "casquette" pour assurer la continuité du film métallique.

- Sur la coupe CC on voit le bus de grille isolé du doigt de source par une couche d'air.



DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



2,4,2, METALLISATION DE LA TRANCHE

Il s'agit de relier le plot de connexion de source au dissipateur d'or par une métallisation.

La difficulté principale réside dans le fait que les puces d'AsGa sont découpées et donc présentent des marches très importantes (20 à 30 µm). Le dépôt de résine se fait donc de façon très inhomogène (cf. figure 242.1), les arêtes ne sont pas couvertes et la résine s'accumule dans les chemins de découpe, rendant impossible l'insolation.

Il faut donc supprimer ces marches pour pouvoir laquer convenablement la plaquette.

La solution consiste à faire croître de l'or électrolytique entre les puces d'AsGa de façon à ce que le dissipateur arrive au niveau des transistors (cf. figure 242.2).

Après la réalisation des chemins de découpe, on doit donc laisser la résine qui a servi de masque à ceux-ci, puis faire croître l'or jusqu'au niveau de l'AsGa. On peut ensuite délaquer. La métallisation peut alors être faite par une technique classique (cf. figure 242.3).

Il ne reste plus qu'à découper les puces au massicot.

Le montage en boîtier se fait par la technique habituelle, sauf que le ruban de source n'est plus nécessaire, d'où un gain de temps au montage.

<u>N.B.</u> Une autre solution possible pour réaliser la métallisation de la tranche serait d'utiliser une résine négative (cf. figure 242.4). En effet la résine s'accumulant dans les chemins de découpe n'a pas besoin d'être insolée puisque dans le cas d'une résine négative c'est la partie non insolée qui est dissoute, on peut donc mettre une épaisseur très importante de résine pour couvrir les arêtes, on insole ensuite la partie du transistor à protéger, on peut ensuite déposer un film fin de nickel par pulvérisation pour couvrir la tranche, refaire une photo sans lifter le nickel et faire croître sur la tranche quelques microns d'or électrolytique. On peut ensuite lifter le nickel.

Cette technique n'a pas encore été essayée car il faudrait disposer d'un masque négatif pour la photo de métallisation de tranche. FIGURE 2.4.2.1.

Quand les puces sont découpées sur le dissipateur, l'enduction pose deux problèmes.

l. Les arrêtes ne sont couvertes que si l'on utilise une vitesse de rotation très lente,

2. Dans ce cas la résine s'accumule dans les chemins de découpe ce qui rend impossible une insolation correcte.

La photographie du haut montre que les arrêtes et les angles ne sont pas couverts, le lift-off est rendu impossible.

Sur le dessin du bas on voit comment la résine s'accumule dans les chemins de découpe.

- 124 -

difficultés d'enduction pour la métallisation de tranche



zones non couverles par la résine



FIGURE 2.4.2.2.

lère SOLUTION POSSIBLE POUR LA METALLISATION DE TRANCHE

a - On laisse la résine qui a servi pour graver les chemins de découpe, on est sûr que toute la surface du transistor est protégée.

b - On fait croître l'or électrolytique entre les puces jusqu'au niveau de la résine. C'est le dissipateur qui sert de conducteur pour la croissance.

c - Après délaquage, on peut enduire normalement la plaquette.

d - On peut alors faire la photo de la métallisation entre la source et la masse et métalliser de façon classique.

e - Le lift-off se fait dans les mêmes conditions que les autres métallisations.

- 126 -



FIGURE 2.4.2.3.

2ème SOLUTION POSSIBLE POUR LA METALLISATION DE TRANCHE

a - Après avoit ôté la résine qui a servi aux chemins de découpe on fait une enduction épaisse de résine négative.

b - L'insolation ne pose pas de problème puisque c'est la résine insolée qui n'est pas dissoute dans le développeur.
L'accumulation de résine dans les chemins de découpe n'est donc pas gênante.

c - On peut alors faire un dépôt de nickel pulvérisé. La pulvérisation est isotrope et assure donc la couverture des flans.

d - On refait une enduction de résine négative dans les mêmes conditions qu'en - a -

e - Après avoir refait une photo on fait croître une couche d'or électrolytique. Là aussi c'est le dissipateur qui sert de conducteur.

f - On peut alors lifter la couche de nickel.

On utilise du nickel car ce matériau est cassant et se lifte facilement même sans profil en "casquette".

♦ THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

a enduction







or elec.

nickel

métallisation de tranche par résine négative

2.5. NOTE SUR LES RENDEMENTS DE FABRICATION

Comme on l'a vu dans les paragraphes précédents, la fabrication d'un transistor nécessite de nombreuses étapes technologiques, ceci au détriment du rendement final de fabrication.

En effet le rendement final est égal au produit des rendements de chaque étape. La figure 25.1 montre ce rendement global en fonction du rendement élémentaire si on suppose que toutes les étapes ont le même rendement.

Ce calcul est évidemment simpliste car certaines étapes ont un excellent rendement et d'autres un rendement assez médiocre (microlitographie des grilles par exemple). Cette figure montre cependant la très rapide dégradation du rendement global quand on augmente le nombre d'étapes élémentaires (35 étapes sont fréquemment nécessaires) et implique donc un soin très particulier à amener à chaque point de technologie. D'autre part cela montre qu'il est très important de définir les processus qui permettent le plus petit nombre d'étapes.

Le mauvais rendement de réalisation des grilles par masquage optique explique la nécessité d'employer un masqueur électronique pour réaliser les grilles microniques et même submicroniques.

D'autre part il est impératif de définir les dernières étapes de fabrication de façon à ne pas détériorer les performances du dispositif. En particulier on peut montrer que la couche de silice a tendance à abaisser ces performances, cependant cette couche de protection est indispensable pour des raisons de fiabilité. En conclusion il convient de remarquer l'extrême difficulté de réaliser de façon industrielle et reproductible des TEC à l'arséniure de gallium, en raison des problèmes technologiques qui se posent à chaque étape de fabrication, et ce dès l'élaboration du matériau épitaxial qui n'a pas encore ses performances optimales.

- 131 -

FIGURE 2.5.1.

RENDEMENT DE FABRICATION

Les courbes représentent le rendement global de fabrication en fonction du rendement de chaque étape quand toutes les étapes ont un rendement identique.

Ce cas est bien sûr une simplification de ce qui existe en réalité, cependant cela montre bien la nécessité d'avoir un rendement excellent à chaque étape de réalisation.

Ceci implique également la nécessité de choisir les technologies qui minimisent le nombre d'étapes nécessaires à l'élaboration d'un transistor ; il est essentiel de retenir cet état de fait lors de la conception d'un nouveau transistor. DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

133



du rendement de chaque étape ne





TROISIEME PARTIE

ETUDE DU COMPORTEMENT THERMIQUE DES TEC ASGA


3.1. INTRODUCTION

3.1.1. NECESSITÉ DE LA MESURE DE RÉSISTANCE THERMIQUE

La température d'un dispositif à semi-conducteur joue un rôle essentiel dans le fonctionnement de celui-ci :

- en particulier en fiabilité ; on sait que la durée de vie d'un tel dispositif varie en raison inverse de sa température de fonctionnement.
- d'autre part on sait que les caractéristiques courant-tension, de grille et de drain, sont étroitement liées à la température.

Il est donc impératif de limiter au maximum l'échauffement d'un transistor en fonctionnement, impératif d'autant plus difficile à respecter que les puissances mises en jeu sont importantes.

La résistance thermique d'un dispositif chiffre son aptitude à évacuer la chaleur dégagée par son fonctionnement. A puissance donnée, la température de fonctionnement est inversement proportionnelle à la résistance thermique. (Il est bien évident que la température augmente avec la puissance dissipée).

Il est donc indispensable de pouvoir évaluer la résistance thermique des TEC AsGa :

- en études, pour chiffrer l'amélioration apportée à un dispositif dans ce domaine (implantation d'un dissipateur intégré, montage f'lip-chip, connexions viahole)
- en production pour éliminer les défauts de soudure puce-boîtier.

- 137 -

- 138 -

Ces considérations ont montré la nécessité de réaliser un appareil permettant d'effectuer des mesures de résistance thermique des TEC AsGa

- sans préparation spéciale de l'échantillon (mesure non destructive)
- d'une façon relativement rapide et aisée (impératif de production).

3,1,2, CHOIX DE LA METHODE DE MESURE

On a vu que la résistance thermique caractérisait l'aptitude d'un dispositif à évacuer la chaleur produite par son fonctionnement, cela s'exprime par la relation suivante :

 $RTh = \Delta T/P_d \qquad (312.1)$

relation dans laquelle RTh représente la résistance thermique et ∆T l'écart de température entre la partie active (source chaude) et le boîtier. (Pour un TEC, la partie active est située dans le canal).

Cette relation suppose que le boîtier est un thermostat. (C'est-à-dire à température constante et égale à la température ambiante, ce qui revient à supposer l'existence d'un radiateur infini : approximation légitime dans le cas des TEC AsGa montés sur un bloc de laiton, transistors pour lesquels les puissances mises en jeu sont inférieures à quelques watts).

D'après (312.1), la température de fonctionnement du canal sera :

 $T_{c} = T_{a} + RTh.P_{d} \qquad (312.2)$

où T_c est la température du canal et T_a la température ambiante. La mesure de résistance thermique se ramène à la mesure de la température du canal en fonctionnement.

Il existe un certain nombre de méthodes d'évaluation de la tempéraure du canal :

- chimique (cristaux liquides)
- par thermocouple (contact)
- infrarouge (microscope infrarouge)
- électrique (DLTS, paramètre variable avec la température).

La plupart de ces méthodes détériorent, voire détruisent l'échantillon :

- Les procédés chimiques impliquent la contamination du canal par un dépôt (cristal liquide ou autre)

- La méthode infrarouge nécessite le dépôt d'une couche de carbone ; de plus elle ne permet pas de distinguer un point chaud de dimension inférieure à 15 μ m (10 μ m dans certains cas). Or la zone chaude dans les TEC est de l'ordre de 3 μ m.

- La méthode par thermocouple nécessite un contact intime entre le thermocouple et le point chaud, contact qui peut dégrader les grilles ; elle exige une surface trop importante et les conducteurs du thermocouple pourraient participer à l'écoulement thermique faussant ainsi les mesures.

- La méthode DLTS n'est précise que lorsque le semiconducteur possède une assez forte concentration de niveaux profonds d'énergie d'activation connue : il est donc nécessaire de procéder à une implantation ionique. Cette forte concentration de niveaux profonds interdit par la suite le fonctionnement correct du composant.

Le choix s'est donc porté naturellement sur la méthode du paramètre variable avec la température. Il suffit de connaître la loi de variation de ce paramètre en fonction de la température pour remonter au AT de la relation (312.1). - 140 -

Cette méthode est par ailleurs la seule applicable aux transistors montés en boîtier étanche.

Le paramètre choisi est la tension directe grille-source à courant de grille constant, ce paramètre varie en effet de façon linéaire avec la température dans la gamme utile (300 à 400 kelvins).

La relation est la suivante :

$$VGS(T) = VGS(T_0) + \alpha(T - T_0)$$
 (312.3)

où VGS est la tension grille-source et $\alpha = (\partial VGS / \partial T)$ à IGS = constante α est négatif et s'exprime en Volt/°C.

Les étalonnages préliminaires conduisent à mesurer et calculer a.

De (312.3) on déduit :

 $\Delta T = \Delta VGS / \alpha \qquad (312.4)$

La mesure de résistance thermique se ramène à une mesure de tension. On a :

 $\Delta VGS = VGS$ ambiante - VGS fonctionnement

soit $\triangle VGS = VGS_{a}Pd = 0 - VGS_{Pd}$

c'est-à-dire la différence de tension grille-source en l'absence de puissance et en fonctionnement. On a alors :

$$RTh = |\Delta VGS / \alpha. Pd| \qquad (312.5)$$

3.2. MESURE DE RESISTANCE THERMIQUE

3.2.1. ELEMENTS DE THEORIE - ETALONNAGES PRELIMINAIRES

1. COMPORTEMENT VGS = f(T), A I CONSTANT, DES SCHOTTKY TITANE-ALUMINIUM

Il s'agit de déterminer le paramètre α = ($\partial VGS/\partial T$) à IG = cte à partir des caractéristiques courant-tension de grille.

Les grilles des TEC AsGa sont des barrières de Schottky dont le courant est donné par la relation suivante (SM SZE, physics of semiconductors devices).

$$IGS = A^{**}ST^{2}exp(-q\phi_{BN}/kT)\left[exp(qVGS/nkT) - 1\right] \quad (321.1)$$

relation dans laquelle

-	A**	est la	constante de Richardson effective										
		(A ** ≃	$8.4A/cm^2 K^2$ pour l'AsGa)										
-	S	est la	surface totale des grilles										
-	Т	est la	empérature en kelvins										
-	q	est la	charge de l'électron (en valeur absolue)										
-	k	est la	constante de Boltzman										
-	^ф вN	est la	hauteur de barrière (en volts)										
-	n	est le	facteur d'idéalité de la schottky										
-	VGS	est la	tension directe grille-source (en volts)										

Quand VGS devient supérieur à quelques $\frac{kT}{q}$ (qq 25 mV) le (-1) de la relation (321.1) devient négligeable devant exp(qVGS/nkT) et la relation devient :

$$IGS = A^{**}ST^{2}exp(-q\phi_{BN}/kT)exp(qV/nkT) \qquad (321.2)$$

FIGURES 3.2.1.1., 3.2.1.2., 3.2.1.3.

Ces figures donnent les relevés des courbes VGS = f(T) à IGS constant pour différents dispositifs.

On voit que la relation entre la tension de grille et la température est bien linéaire dans la gamme de température 200 à 400 kelvins.

Le paramètre α dépend des caractéristiques des schottky. Pour une schottky idéale ce paramètre serait : (n = 1)

 $\alpha = \frac{k}{q} \left[\ln (IGS/A^{**}ST^2) - 2 \right] + \frac{\partial \phi_{BN}}{\partial T}$

et ne dépendrait donc que de la surface de la schottky.

Dans la réalité ce paramètre n est différent de l et varie avec la température, ce qui conduit à des relations plus complexes.

THOMSON-CEF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



DCM 04

144

1 THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE





DC

1 THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



IUS

De (321.2) on déduit :

$$VGS = (nkT/q) ln (IGS/A^{**}ST^{2}) + n\phi_{BN}$$
 (321.3)

(où ln est le logarithme népérien).

En dérivant (321.3) par rapport à T on obtient :

$$\frac{\partial VGS}{\partial T} = (nk/q) \left[\ln (IGS/A^{**}ST^2) - 2 \right]$$
(321.4)
+ $(\partial n/\partial T) \left[(kT/q) \ln (IGS/A^{**}ST^2) + \phi_{BN} \right] + n \frac{\partial \phi_{BN}}{\partial T}$

On vérifie expérimentalement (figure 321.1 et suivantes) ainsi que par le calcul (paragraphe suivant) que $\alpha = \partial VGS/\partial T$ est constant dans la gamme de températures de 250 à 400 kelvins. L'approximation linéaire de la relation (312.3) est donc justifiée.

2. <u>MESURES DES CARACTERISTIQUES DES SCHOTTKY SUR</u> DIFFERENTS TRANSISTORS

Ces mesures ont été faites sur les dispositifs suivants :

- a. 27 GPF : 2400 μm de développement de grille
 longueur de grille : 1,2 μm
 étalonnage en étuve de 300 à 350 kelvins
- b. 30 GRIF : 1600 µm de développement de grille longueur de grille : 1,0 µm étalonnage sur plaque chaud-froid de 250 à 400 kelvins
- c. Jumbo FET : 100 μm de développement de grille longueur de grille : 50 μm étalonnage sur plaque chaud-froid de 250 à 400 kelvins.

- 146 -

Le schéma du dispositif de mesure est donné figure (321.4). Il s'agit de relever la caractéristique I(V) directe des schottky à différentes températures.

<u>Mesure de n</u> :

De la relation (321.2) on peut tirer :

$$n = (q/kT)(\partial V/\partial ln(IGS)) \quad a T = cte \qquad (321.5)$$

On calcule donc n en mesurant la pente de la caractéristique I(V) à température constante (en échelle semi-logarithmique). On relève la valeur de n à différentes températures, en approximant la courbe n = f(T) à une droite, on obtient :

$$n = n_0 + \frac{\partial n}{\partial T} T \qquad (321.6)$$

<u>Mesure de ϕ_{BN} </u>

De la relation (321.2) on tire :

$$\phi_{BN} = \frac{V}{n} - \frac{kT}{q} \ln \frac{IGS}{A^{**}ST^2}$$
(321.7)

Il suffit de relever la valeur de IGS correspondant à une valeur de V pour chaque température et on peut relever la courbe $\phi_{BN} = f(T)$, en approximant là encore cette courbe à une droite on obtient :

$$\phi_{BN} = \phi_{BN} + \frac{\partial \phi_{BN}}{\partial T} T \qquad (321.8)$$

On peut alors calculer $\alpha = \frac{\partial VGS}{\partial T}$ pour un courant IGS donné. Les différentes approximations linéaires imposent de calculer α pour la température moyenne de mesure $T_m = \frac{T_{min} + T_{max}}{2}$, c'est-à-dire pour les valeurs :

et
$$\begin{pmatrix} n = n_{o} + \frac{\partial n}{\partial T} T_{m} \\ \phi_{BN} = \phi_{BN_{o}} + \frac{\partial \phi_{BN}}{\partial T} T_{m} \end{pmatrix}$$

- 147 -

FIGURE 3.2.1.4.

DISPOSITIF DE MESURE PERMETTANT DE RELEVER DIRECTEMENT LA CARACTERISTIQUE DIRECTE D'UNE SCHOTTKY

La tension est prise directement sur la grille et appliquée sur la voie X d'une table traçante.

Le courant est mesuré par la chute de tension qu'il provoque dans une résistance placée en série avec la grille. La tension prélevée aux bornes de cette résistance est appliquée à l'entrée d'un convertisseur logarithmique dont la sortie est appliquée à la voie Y de la table traçante.

Ce dispositif permet de relever un réseau de caractéristiques en fonction de la température, tel celui montré à la page suivante.

Le transistor est montré dans une cellule en laiton doré vissée sur une plaque chauffante refroidissante permettant des mesures dans la gamme -80, +200°C.

- 148 -

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

dispositif de mesure des caractéristiques directes des schottky



BUS

- 150 -

$$\alpha = \frac{nk}{q} \left(\ln \frac{IGS}{A^{**}ST_m^2} - 2 \right) + \frac{\partial n}{\partial T} \left[\frac{kT_m}{q} \ln \frac{IGS}{A^{**}ST_m^2} + \phi_{BN} \right] + n \frac{\partial \phi_{BN}}{\partial T} (321.9)$$

On peut alors comparer cette valeur de α calculée avec la valeur relevée sur la courbe VGS = f(T).

a. 27 GPF 2400 μm :

On a relevé expérimentalement $\alpha = -1,42 \text{ mV/°C}$. (IGS = 620 µA). Par les méthodes exposées précédemment, on a relevé :

et $\begin{pmatrix} n = 1,27 - 4,57 \times 10^{-4} \text{ T} \\ \phi = 0,755 \text{ V}$ quelle que soit la température.

 $\tilde{a} T_{m} = 321 \text{ K on obtient}$: $\begin{pmatrix} n = 1,126 \\ \phi = 0,755 \text{ V} \end{pmatrix}$

l'appareil de mesure fine IGS = 620 μ A, on peut donc calculer α d'après la relation (321.9), ce qui donne α = -1,42 mV/°C.

b. 30 GRIF 1600 μm

On a mesuré $\alpha = -1,393 \text{ mV/°C}$ (IGS = 620 µA). On a relevé :

 $\begin{cases} n = 1,282 - 3,219.10^{-4} \text{ T} \\ \phi = 0,725 - 2,316.10^{-5} \text{ T} \end{cases}$

ce qui permet de calculer à T = 349 K et IGS = 620 μA

 $\begin{cases} n = 1,170 & \text{donc} \quad \alpha = -1,389 \text{ mV/°C} \\ \phi = 0,717 \end{cases}$

c. Jumbo FET

On a mesuré $\alpha = -1,684 \text{ mV/°C}$ (IGS = 10 µA). On a relevé : n = 1,564 - 1,050.10⁻³ T $\phi = 0,585 + 0,35.10^{-3} \text{ T}$ et T_m = 322 K et I = 10 µA, on calcule : n = 1,226 $\phi = 0,698$ donc $\alpha = -1,687 \text{ mV/°C}$

Dans les trois cas on a une bonne concordance mesurecalcul (meilleure que 0,5 %).

d. Comportement de la hauteur de barrière

Dans les mesures effectuées ci-dessus on s'aperçoit que la hauteur de barrière effective mesurée sur ces dispositifs a une valeur faible comparée à la hauteur de barrière généralement admise pour des schottky titane aluminium.

On a mesuré en effet :

 $\phi = 0,755 \text{ V}$ $\phi = 0,725 - 2,316.10^{-5} \text{ T}$ $\phi = 0,585 + 3,5.10^{-4} \text{ T}$

De même l'évolution de la hauteur de barrière en fonction de la température ne suit pas celle constatée dans la littérature (le dernier cas est même surprenant puisqu'on voit la hauteur de barrière augmenter avec la température).

La hauteur de barrière effective est donc plus basse que celle que laisse prévoir la littérature. En revanche si on prend le produit n $\times \phi$ on obtient pour les trois dispositifs : FIGURE 3.2.1.5.

RESEAU DE .CARACTERISTIQUES DIRECTES A DIFFERENTES TEMPERATURES

L'exemple montré ici a été tracé avec le dispositif de la figure précédente. C'est à partir d'un tel réseau de caractéristiques que l'on peut calculer

$$-n = f(T)$$
$$-\phi_{BN} = f(T)$$

paramètres qui permettent de calculer $\alpha = \frac{\partial VGS}{\partial T}$ à IGS constant.

On peut remarquer que la schottky mesurée ici présente des fuites de surface visibles à faible niveau. (La caractéristique à faible niveau s'écarte de la droite théorique). Ces fuites sont très gênantes en fonctionnement en hyperfréqences.

A THOMSON-CSF





DCM 04

153

- 154 -

 $\begin{cases} n\phi = 0,96 - 3,45 \times 10^{-4} \text{ T} & (27 \text{ GPF } 2400 \ \mu\text{m}) \\ n\phi = 0,928 - 2,57 \times 10^{-4} \text{ T} & (30 \text{ GRIF } 1600 \ \mu\text{m}) \\ n\phi = 0,947 - 2,97 \times 10^{-4} \text{ T} & (Jumbo \text{ FET}) \end{cases}$

valeurs beaucoup plus cohérentes entre elles et avec les valeurs données dans la littérature.

On avait pensé que le comportement anormal de la hauteur de barrière était dû à des effets de bords importants dus à la faible longueur des grilles des transistors, mais cette hypothèse est infirmée par les mesures faites sur le Jumbo FET à grille longue (50 µm). Cela laisse à penser que le phénomène physique qui provoque la non idéalité des schottky (présence du facteur n dans l'exponentielle) est aussi à la base de l'abaissement de la hauteur de barrière effective.

Il semble donc que le courant direct d'une diode de Schottky à considérer serait :

$$IGS = A^{**}ST^{2} \exp \frac{-q\phi_{BN}}{nkT} \left[\exp\left(\frac{qV}{nkT}\right) - 1 \right] \qquad (321.10)$$

où ϕ_{BN} est la hauteur de barrière généralement admise. Des mesures de hauteur de barrière par une méthode capacitive sur des Jumbo FET permettraient peut-être de comprendre le phénomène physique mis en jeu dans l'abaissement de ϕ_{BN} .

Pour les mesures de résistance thermique des transistors, il convient donc de faire un étalonnage VGS = f(T) pour chaque couche épitaxique, en faisant l'hypothèse que la hauteur de barrière effective et le facteur d'idéalité des schottky ne dépendent que de l'état de surface de la couche, c'est-à-dire du traitement technologique qu'elle a subit dans l'élaboration des transistors.

3.2.2. PRINCIPE ET FONCTIONNEMENT DE L'APPAREIL DE MESURE DE RESISTANCE THERMIQUE

1. PRINCIPE DE LA MESURE

Il s'agit de mesurer la tension de grille dans deux situations, avec le même courant de grille :

- 1. à température ambiante : Pd = 0, VGS ambiante
- 2. en fonctionnement : Pd = VDS × IDS, VGS fonctionnement où VDS et IDS sont les tension et courant de drain respectivement.

La différence de température sera alors :

$$\Delta T = |(VGS_{amb.} - VGS_{fonct.})/\alpha| \qquad (322.1)$$

Figure 322.1 : la grille est polarisée en direct par un générateur de courant, le transistor est chauffé par des impulsions de tension appliquées sur le drain.

La tension VGS ambiante est mesurée quand l'interrupteur k est ouvert (pas d'impulsions de chauffe) ; la tension VGS fonctionnement est mesurée à la fin de chaque impulsion de chauffe (quand k est fermé).

La difficulté de la mesure de VGS fonctionnement, vient du fait qu'elle ne peut être effectuée pendant la durée de l'impulsion de chauffe, en effet pendant cette durée la tension de grille n'est pas la tension cherchée, mais :

$$VGS = V_{schottky} + RS.IDS \qquad (322.2)$$

où V schottky est la tension cherchée et RS.IDS la chute de tension entre la grille et la source due au passage du courant de drain (cf. figure 322.2).

FIGURE 3.2.2.1.

SCHEMA DE PRINCIPE DE LA MESURE DE RESISTANCE THERMIQUE

Le transistor est chauffé par des impulsions de tension appliquées sur le drain pendant que la grille est alimentée en courant.

Il s'agit de mesurer VGS quand le transistor est chauffé et en l'absence de chauffe. La différence de ces deux tensions permet de calculer la variation de température.

FIGURE 3.2.2.2.

CHRONOGRAMME DE FONCTIONNEMENT

On voit que la tension de grille est la somme de deux tensions

l. la tension de schottky qui est celle que l'on veut mesurer,

2. la chute de tension dans l'espace grille-source due au courant de drain.

Il faut donc mesurer la tension de grille en l'absence de courant du drain, mais avant que le transistor ne soit refroidi. THOMSON-CSF



CHRONOGRAMME

157

Pour mesurer V schottky = VGS fonctionnement, il faut :

- attendre que IDS = 0

- faire la mesure avant que le transistor ne soit refroidi, donc très rapidement après la fin de l'impulsion de chauffe.

2. CONSTANTES DE TEMPS THERMIQUES

L'impulsion de chauffe doit avoir une durée très supérieure à la constante de temps thermique du transistor $(T > 5 \tau th)$, ceci afin que la température du canal atteigne la valeur qu'elle aurait si le transistor fonctionnait en continu. Cette constante de temps a été mesurée et trouvée inférieure à la milliseconde (de l'ordre de 100 à 500 µs), des impulsions de chauffe de 8 ms sont donc suffisantes.

Les temps de commutation (en particulier le temps de descente) de l'impulsion de chauffe doivent être beaucoup plus courts que la constante de temps thermique partie active-puce, pour faire la mesure de VGS fonctionnement le plus rapidement possible après l'arrêt de la chauffe.

Malgré ces précautions, on commet inévitablement une erreur en mesurant VGS fonctionnement ; erreur qui vient du fait que la partie active a déjà commencé à refroidir quand on peut faire la mesure.

Il convient donc de trouver une méthode permettant d'obtenir VGS fonctionnement à l'arrêt de l'impulsion de chauffe, à partir de mesures faites après l'arrêt.

3. <u>METHODE D'EVALUATION DE LA TENSION GRILLE SOURCE</u> EN FONCTIONNEMENT

Le principe de la méthode est de mesurer la tension VGS à deux instants t₁ et t₂ après la fin de l'impulsion de

- 158 -

- 159 -

chauffe. Si on connait la loi de variation de VGS en fonction du temps, on peut calculer VGS à t = 0 correspondant à l'arrêt de la chauffe.

Dans un milieu homogène, l'évolution de la tension grille-source est une fonction quadratique du temps pendant l'écoulement du flux de chaleur :

$$VGS(t) - VGS(0) = k\sqrt{t}$$
 (322.3)

où t est le temps écoulé depuis la fin de l'impulsion de chauffe.

Il faut déterminer VGS(0). En mesurant VGS à deux instants t_1 et t_2 on peut écrire, d'après (322.3) :

$$VGS(t_{1}) - VGS(0) = k\sqrt{t_{1}}$$

$$VGS(t_{2}) - VGS(0) = k\sqrt{t_{2}}$$
(322.4)

En posant $t_2 = a \times t_1$ le système (322.4) devient :

$$VGS(t_{1}) - VGS(0) = k\sqrt{t_{1}}$$

$$VGS(t_{2}) - VGS(0) = k\sqrt{a\sqrt{t_{1}}}$$

$$(322.5)$$

d'où on extrait :

$$VGS(0) = \left(\sqrt{a} VGS(t_1) - VGS(t_2)\right) / (\sqrt{a} - 1) (322.6)$$

En choisissant $t_2 = 4t_1$ on a alors :

$$VGS(0) = 2VGS(t_1) - VGS(t_2)$$
 (322.7)

Il convient de prendre t_1 et t_2 suffisamment courts pour être dans la partie quadratique de la courbe V = f(t), mais suffisamment longs pour que le courant de drain soit annulé.

- 160 -

FIGURE 3.2.2.3.

SCHEMA SYNOPTIQUE DU RTH-METRE

- La grille du transistor à mesurer est alimentée par un générateur de courant. On a fixé la valeur du courant à 620 µA. Cette valeur est choisie pour que l'on se trouve au-dessus de la zone où les fuites sont sensibles et en-dessous de la zone où la résistance de grille commence à apporter une contribution non négligeable. Ceci pour la majorité des transistors.

- Le drain a une alimentation indépendante de puissance, hachée par un relais reed à contacts mouillés au mercure. (Temps de commutation très rapide). Ce relais reed est commandé par un générateur de signaux carrés.

- La tension de grille est échantillonnée et bloquée à deux instants déterminés par un monostable synchronisé par les impulsions de drain.

- Le courant de drain est mesuré par la chute de tension dans une résistance de faible valeur. DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

.



SCHEMA SYNOPTIQUE



On a pris:
$$t_1 = 4 \mu s$$

 $t_2 = 16 \mu s$

ce qui donne :

$$VGS_{0} = 2VGS_{4US} - VGS_{16US}$$
 (322.8)

4. <u>FONCTIONNEMENT DU RTH-METRE</u> (se reporter au schéma synoptique de la figure 322.3)

Le drain du transistor à mesurer est alimenté par une suite d'impulsions de chauffe, pendant que la grille est polarisée en direct par un générateur de courant (IGS = 620 µA).

La tension de grille est mesurée à travers un échantillonneur bloqueur 4 ou l6 μ s après l'arrêt de chaque impulsion de chauffe (la sélection 4 ou l6 μ s se fait par un interrupteur). On dispose donc de VGS 4 μ s ou VGS l6 μ s à la sortie de l'échantillonneur-bloqueur.

L'échantillonneur-bloqueur est piloté par un monostable . synchronisé par le front descendant de l'impulsion de chauffe. Le monostable délivre les délais de 4 et l6 µs nécessaires.

Les impulsions de chauffe sont fournies par une alimentation de puissance hachée par un relais (type microreed à contacts mouillés au mercure). Ce relais est commandé par un générateur de signaux carrés de période 16 ms.

La puissance dissipée est calculée en mesurant VDS et IDS pendant l'impulsion de chauffe.

On mesure VGS ambiante en coupant les impulsions de chauffe.

La résistance thermique s'obtient par la relatioon suivante :

RTh = $|(VGS_{amb} - 2VGS_{4us} + VGS_{16us})/\alpha.VDS.IDS|(322.9)$

- 162 -

3,3. CALCULS THEORIQUES DE RESISTANCES THERMIQUES

Ces calculs ont pour finalité, d'une part de vérifier la cohérence des mesures, d'autre part de faciliter la conception d'un nouveau transistor. Il convient en effet de s'assurer, au moment de la conception, que l'échauffement du futur transistor ne sera pas prohibitif pour une application donnée. Cela permet de plus au concepteur de dispositifs utilisant ces transistors de choisir au mieux celui qui conviendra à son application.

3.3.1. ANALOGIE THERMIQUE-ELECTRIQUE

La géométrie des grilles (0,5 à 1,5 μ m × 75 à 200 μ m) permet de les assimiler à des lignes électriques, la résistance thermique devenant l'analogue de l'impédance caractéristique de la ligne électrique.

Pour un transistor monogrille, (cas du milieu semiinfini : figure 331.1), la résistance thermique est donnée par (Cohn 1954, Cook 1978) :

wg.RTh =
$$(1/2KTh)(K(k)/K(k'))$$
 (331.1)

où	:	wg	:	largeur	tota	le	de	gr	ille	(dé	velo	ppeme	ent de	5	
				grille)											
		KTh	:	conductil	oili	té	the	erm	ique	(KT	h =	0,44	W/cm	°C	pour
				l'AsGa)											
		K	:	intégrale	e el:	Lip	tig	lne	comp	plèt	e de	prei	nière	esp	èce
		k =	sed	$h(\pi w/2H)$)		2 w	= '	large	eur	de l	a zor	ne cha	ude	:
		k' =	tar	$h(\pi w/2H)$	$\int ave$	ЗC	H	-	épais	sseu	r du	subs	strat		

- 163 -

FIGURE 3.3.1.1.

VUE EN COUPE TRANSVERSALE A LA GRILLE D'UN TRANSISTOR A GRILLE UNIQUE

Ce cas est évidemment théorique, cependant une grille isolée sur un substrat suffisamment grand devant sa dimension peut être approximée par ce cas.

FIGURE 3.3.1.2.

VUE EN COUPE D'UN TRANSISTOR A TRES GRAND NOMBRE DE GRILLES

En raison des symétries existant par rapport aux axes AA (symétries qui en toute rigueur n'existent que dans le cas d'un nombre infini de grilles).

Ce problème se ramène à celui d'une grille unique mais en milieu fini.

FIGURE 3.3.1.3.

PRESENCE DES METALLISATIONS DE SOURCE ET DE DRAIN

Ces métallisations, en raison de la très bonne conductivité thermique des métaux, jouent le rôle d'un court-circuit thermique qui a pour effet d'étaler la chaleur à la surface et donc d'augmenter la taille da la zone chaude, et contribuent ainsi à l'abaissement de la résistance thermique. 1 THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



DCM 04

- 166 -

Pour un transistor possédant un très grand nombre de grilles (figure 331.2), le problème se ramène à celui d'un transistor monogrille en milieu fini, en raison des symétries qui existent par rapport aux axes médiateurs des grilles dans le plan de coupe. La résistance thermique est alors donnée par : (Oliver et Rotman, 1959)

wg.RTh = $(1/KTh) (H/2P + (1/\pi) \ln \csc(\pi W/H)) (331.2)$

où 2P est l'entraxe de deux grilles successives.

On s'aperçoit en faisant les calculs que ces formules surestiment beaucoup la résistance thermique, ce qui conduit à penser qu'un facteur important a été négligé dans l'élaboration de celles-ci.

En observant la coupe d'un transistor dans un plan perpendiculaire au plan des grilles (figure 331.3), on remarque la présence des métallisations de source et de drain. Ces métallisations jouent un rôle important dans l'écoulement de la chaleur ; en effet, elles se comportent pratiquement comme des court-circuits thermiques et ont donc pour conséquence un étalement en surface de la chaleur dissipée au niveau du canal, d'où un abaissement de la résistance thermique.

On a donc été amené à élaborer des relations prenant en compte la présence des métallisations de source et de drain.

3.3.2. MODELE RHEOGRAPHIQUE

En toute rigueur les calculs de résistance thermique devraient se faire en trois dimensions ; mais dans ce cas la modélisation devient vite très complexe, voire impossible dans le cas d'un transistor multigrille. Les modélisations et les calculs seront donc faits dans un plan perpendiculaire aux grilles, ce qui revient à supposer l'existence d'une symétrie de translation le long des doigts de grille (c'est-à-dire le cas de grilles infiniment larges).

Les effets de bords aux extrémités des grilles seront donc négligés dans un premier temps, on calculera ensuite la correction à apporter pour en tenir compte.

De la même façon on peut commencer par faire les calculs dans le cas d'un nombre infini de grilles et ensuite faire la correction qui convient pour tenir compte du nombre de grilles.

Compte tenu de ces conditions, on peut simuler le comportement thermique des TEC par analogie avec le comportement électrique d'un modèle rhéographique sur papier graphité.

Dans ce modèle, les analogies sont les suivantes :

- Pd (puissance dissipée) est l'analogue de I (courant injecté dans le papier)
- AT (différence de température) est l'analogue de AV (différence de potentiel)
- $\frac{1}{\text{KTh}}$ (résistivité thermique) est l'analogue de ρ (résistance d'un carré de papier graphité)
- KTh.wg.RTh (résistance thermique normalisée) est l'analogue de $\frac{R}{2}$ (résistance électrique normalisée)

- ΔT = RTh.Pd est l'analogue de ΔV = RI.

Les isothermes du modèle réel sont simulées par les équipotentielles du modèle rhéographique.

L'isotherme à T_{max} (source de chaleur) et à température ambiante (semelle du substrat) sont simulées par un dépôt de laque d'argent sur le papier graphité (figure 331.3).

- 167 -

FIGURE 3.3.2.1.

METHODE DE RECHERCHE DES EQUIPOTENTIELLES

- Les métallisations sont simulées par des bandes de laque d'argent peintes sur le papier graphité.

- On alimente en courant la partie de laque d'argent simulant la zone chaude, il suffit alors de relever les potentiels sur la surface du papier graphité.

- Pour relever la trace d'une équipotentielle dans le plan du papier on compare la tension issue d'une sonde posée sur le papier avec la tension au point milieu d'un potentiomètre (de forte valeur par rapport à la résistance du modèle pour ne pas fausser la mesure). Le témoin lumineux branché en sortie du comparateur (deux LED montées tête-bêche) change de couleur quand on passe sur l'équipotentielle dont la valeur est indiquée par le compte tour du potentiomètre.

On peut ainsi relever point par point chaque équipotentielle.

A THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

.

recherche des equipotentielles



BUS

De la même manière, les métallisations de source et de drain, très conductrices de la chaleur, sont simulées par des bandes de laque d'argent.

Recherche des équipotentielles (figure 332.1)

On applique une tension V entre la zone chaude et le plan de masse.

On compare alors la tension en un point du papier (au moyen d'une sonde) à une tension kV ($k \in [0,1]$) fournie par un potentiomètre.

Le comparateur bascule quand la sonde passe sur l'équipotentielle kV. On peut ainsi tracer point par point l'équipotentielle pour différentes valeurs de k.

Des exemples d'équipotentielles ainsi obtenues sont donnés (figures 332.2,3,4) pour différentes valeurs des paramètres H, 2w, 2p.

On a également tracé un profil de température en surface pour un transistor 27 GPF (figure 332.5) avec et sans métallisations de source de drain, ainsi que pour un 30 GRIF (figure 332.6) avec et sans dissipateur intégré. Pour ce transistor on donne également l'allure des isothermes dans les deux cas (figure 332.7). On constate que la température est plus homogène dans le cas du dissipateur intégré. Cela est dû à une moins grande interdépendance des zones chaudes du fait de la faible épaisseur du substrat.

3.3.3. INFLUENCE DES METALLISATIONS DE SOURCE ET DE DRAIN SUR LA REPARTITION DE TEMPERATURE

Dans un premier temps, les calculs ont été faits avec des modèles rhéographiques ne comportant pas les bandes de laque d'argent simulant les métallisations. On a fait varier les paramètres suivants :

2P : entraxe de grilles
H : épaisseur du substrat
2w : largeur de la zone chaude

Cette première simulation a permis de constater que la formule (331.2) devait être remplacée par :

KTh.wg.RTh =
$$\frac{H}{2P}$$
 + $(1 - \frac{w}{P})\frac{1}{\pi}$ ln cosec $\frac{\pi w}{H + 2w}$ (333.1)

et que cette formule n'est valable que pour les valeurs $\frac{H}{2P} \ge 1$ sinon il convient d'employer plutôt :

KTh.Wg.RTh =
$$\frac{H}{2P}$$
 + $(1-\frac{w}{P})\frac{1}{2}$ ln $\frac{w+H}{w}$ (333.2)

Ces deux formules ont été établies de manière semi-empirique à partir des valeurs données par le modèle rhéographique.

Dans un second temps, on a comparé les valeurs obtenues sans métallisation et en présence de celles-ci, en faisant varier le paramètre 2LSD (distance source-drain) pour différentes valeurs des autres paramètres.

Les courbes obtenues sont de la forme :

$$KTh.wg.RTh = \frac{H}{2P} + A(H, 2P, 2LSD, 2w)$$
 (333.3)

La comparaison doit donc porter sur :

 (R_1, A) ou (R_2, A) suivant la valeur de $\frac{H}{2P}$

On constate que si * LSD = P il n'y a pas de métallisation donc on doit avoir A = R₁ ou R₂

- / •

FIGURES 3.3.2.2., 3.3.2.3., 3.3.2.4.

On montre ici des exemples de relevés d'équipotentielles pour différentes valeurs des paramètres 2P, 2W, H.

Des relevés ont été faits (il serait fastidieux de les donner tous) en faisant varier tous les paramètres, ce qui a permis d'établir la relation RTh = f(2W, 2P, 2LSD, H, L, n).

La méthode est, bien sur, de ne faire varier qu'un seul paramètre à la fois ; des considérations de symétrie et d'invariance d'échelle permettent toutefois d'obtenir le résultat plus rapidemment que par l'examen brut des dépendances à chaque paramètre pris isolément.

<u>N.B.</u> Les valeurs indiquées sur les équipotentielles sont prises par rapport à la tension maximum (prise sur la zone chaude).
DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

allure des équipotentielles dans différentes configurations



10 µm

H=30 µm 2P=25 µm 2w = **3** µm 2Lsd=5 µm

(1985) (1995)

1 THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



H = 30 µm 2P=25 µm 2w= .5µm 2Lsd=5 µm



D

A THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

5.0
4.5
4.0
3.5
 3.0
2.5
 4.0
·/////////////////////////////////////

10 µm

H=20µm 2P=25µm 2w=3µm 2Lsd=5µm



FIGURE 3.3.2.5.

La courbe en tirets représente le profil de température en surface dans le cas où l'on ne tient pas compte des métallisations, la courbe pleine quand on en tient compte.

On voit que le fait de négliger les métallisations conduit ici à surestimer la résistance thermique de 25 %.

Il serait intéressant de comparer ce profil obtenu à partir du modèle rhéographique avec un profil mesuré par microscopie infrarouge. La comparaison devrait se faire entre la courbe infrarouge et une intégration du profil modélisé sur une largeur correspondant à la taille du spot infrarouge.



DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

177



DCM 04

FIGURE 3.3.2.6.

Les profils sont établis ici pour un transistor 30 GRIF de $3200 \mu m$, seule la moitié gauche (symétrique de l'autre) est représentée ici.

On voit que dans le cas du dissipateur intégré (H = 30 µm) la température est bien sur plus basse, mais également plus uniformément répartie. Cela est du à une moins grande dépendance des grilles les unes par rapport aux autres, ce qui vient du fait que le substrat plus proche court-circuite cette dépendance.

- 178 -

C THOMSON-CSF





profils de température pour le 30 GRIF (à la surface)

DCM 04

donc

* LSD = w toute la surface est métallisée donc on doit avoir KTh.wg.RTh = $\frac{H}{2P}$ c'est-à-dire A = 0

$$f = \frac{A}{R_1 \text{ ou } R_2} = 1 \text{ quand } LSD = P$$
$$f = \frac{A}{R_1 \text{ ou } R_2} = 0 \text{ quand } LSD = w$$

D'autre part, f doit être indépendant du facteur d'échelle (c'est-à-dire rester constant quand tous les paramètres sont multipliés par le même facteur).

On a tracé $f = f\left(\frac{LSD - w}{P - w}\right)$ et on a constaté que cette courbe était indépendante de chaque paramètre pris séparément, c'est-à-dire que cette courbe ne dépend que de $\xi = \frac{LSD - w}{P - w}$ (la courbe f = f(ξ) est donnée figure 333.1). Son équation est :

$$f(\xi) = \left(1 - (1 - \xi)^{5 \cdot 2}\right)^{1/5 \cdot 2}$$
(333.4)

On a donc, en présence des métallisations :

$$(333.5)$$

$$KTh.wg.RTh = \frac{H}{2P} + \left\{1 - \left(\frac{P-LSD}{p-w}\right)^{5.2}\right\}^{1/5.2} \left(1 - \frac{w}{P}\right) \times \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \operatorname{cosec}\left(\frac{\pi w}{H+2w}\right) & (a) \\ \frac{1}{2} \ln \frac{w+H}{w} & (b) \end{cases}$$

Dans la majorité des cas réels $\frac{H}{2P}$ > l donc le cas (a) est prédominant.

3.3.4. INFLUENCE DES EFFETS DE BORDS ET DU NOMBRE DE GRILLES

La formule (333.5) est établie pour le cas d'un transistor à très grand nombre de grilles de largeur infinie. On peut maintenant évaluer les corrections tenant compte de ces deux paramètres :

n : nombre de grillesL : largeur unitaire de grille.

Le terme correctif est supposé porter uniquement sur la partie $\frac{H}{2P}$ de la formule (333.5), hypothèse venant du fait que $\frac{H}{2P}$ est la résistance thermique normalisée correspondant à la surface métallisée, quand on considère que la chaleur dissipée par cette partie métallisée s'écoule selon un cylindre vertical de hauteur H, de largeur 2P et de longueur unitaire, ce qui serait vrai si la largeur de la puce était L (largeur unitaire de grille).

De même dans la direction perpendiculaire, les deux métallisations extrêmes ne sont pas situées au bord de la puce.

Le terme $\frac{H}{2P}$ serait donc exact si les dimensions de la puce étaient celles de la surface totale métallisée, c'est-à-dire :

$$L \times (n + 1) \times 2P$$
 (cf. figure 334.1)

(pour n grilles, il y a (n + 1) métallisations).

On peut calculer le facteur correctif si on suppose que la chaleur ne s'écoule pas selon un cylindre, à partir de la surface métallisée, mais selon un cône à 45° (approximation justifiée si la puce est suffisamment plus grande que la surface métallisée).

Le facteur correctif est donc : <u>RTh cône</u> RTh cylindre

RTh cylindre =
$$\gamma \frac{H}{L \times (n+1) \times 2P}$$
 (334.1)

et RTh cône =
$$\gamma \int_{0}^{H} \frac{dx}{(L+2x)\{2(n+1)P+2x\}}$$
 (cf. figure 334.1)

c'est-à-dire en intégrant :

avec

FIGURE 3.3.2.7.

On montre ici l'allure des isothermes pour un 30 GRIF 3200 μ m. Là aussi on n'a représenté que la moitié gauche.

Sur cette coupe également on voit la meilleure répartittion thermique d'un transistor sur dissipateur.

Un fort déséquilibre thermique entre les grilles provoque un déséquilibre électrique et pourrait provoquer des oscillations basses fréquences, cependant ces oscillations n'ont pas été mises en évidence expérimentalement.



DCM 04

FIGURE 3.3.3.1.

INFLUENCE DES METALLISATIONS

On a tracé expérimenalement (modèle rhéographique) la différence entre les valeurs de la résistance thermique avec et sans les métallisations pour différentes valeurs de LSD et W.

On résume les différentes mesures en traçant :

$$f = f\left(\frac{LSD - W}{P - W}\right)$$

L'équation de la courbe montrée ici est :

$$f(\xi) = \left(1 - (1 - \xi)^{5,2}\right)^{1/5,2}$$

C'est une courbe qui a la forme générique

 $(x - x_0)^n + (y - y_0)^n = 1$

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

influence des métallisations





- 186 -

RTh cône =
$$\gamma \frac{1}{2[2(n+1)P-L]} \ln\left(\frac{(n+1)P}{L} \times \frac{L+2H}{(n+1)P+H}\right)$$
 (334.2)

sauf si 2(n+1)P = L alors RTh cône = $\gamma \frac{H}{L(L+2H)}$ On a donc :

$$\frac{\operatorname{RTh cone}}{\operatorname{RTh cylindre}} = \frac{(n+1)\operatorname{LP}}{[2(n+1)\operatorname{P}-L]\operatorname{H}} \ln\left(\frac{(n+1)\operatorname{P}}{L} \times \frac{L+2\operatorname{H}}{(n+1)\operatorname{P}+\operatorname{H}}\right)(334.3)$$
et si $2(n+1)\operatorname{P} = L$ alors $\frac{\operatorname{RTh cone}}{\operatorname{RTh cylindre}} = \frac{2(n+1)\operatorname{P}}{L(L+2\operatorname{H})}$
Le terme $\frac{\operatorname{H}}{2\operatorname{P}}$ doit donc être remplacé par :

$$\frac{\operatorname{H}}{2\operatorname{P}} = \frac{\operatorname{R cone}}{\operatorname{R cylindre}} = \frac{(n+1)\operatorname{L}}{2[2(n+1)\operatorname{P}-L]} \ln\left(\frac{(n+1)\operatorname{P}}{L} \times \frac{L+2\operatorname{H}}{(n+1)\operatorname{P}+\operatorname{H}}\right)$$
sauf quand $L = 2(n+1)\operatorname{P}$ alors $\frac{\operatorname{H}}{2\operatorname{P}} \times \frac{\operatorname{R cone}}{\operatorname{R cylindre}} = \frac{n+1}{2}$
La résistance thermique devient alors : (334.4)

$$\operatorname{RTh} = \frac{1}{\operatorname{wg.KTh}} \cdot \left[\frac{(n+1)L}{2[2(n+1)\operatorname{P}-L]} \cdot \ln\left\{\frac{(n+1)\operatorname{P}}{L} \cdot \frac{L+2\operatorname{H}}{(n+1)\operatorname{P}+\operatorname{H}}\right\}$$

$$+ \left\{1 - \left(\frac{\operatorname{P-LSD}}{\operatorname{P-w}}\right)^{5.2}\right\}^{1/5.2} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(1 - \frac{\operatorname{w}}{\operatorname{P}}\right) \ln \operatorname{cosec}\left(\frac{\operatorname{w}}{\operatorname{H+2w}}\right)\right]$$

3,3,5, EVOLUTION DE LA RESISTANCE THERMIQUE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DISSIPEE

Entre deux isothermes T et T + dT, on a la résistance thermique d RTh. On peut donc représenter la résistance thermique totale par une suite d'éléments de résistance thermique d RTh (cf. figure 335.1).

On sait que pour l'AsGa KTh = β/T dans la gamme de température de fonctionnement des transistors.

On a donc les relations suivantes :

 $dT(x) = dRTh(x) \times Pd$. $dRTh(x) = \alpha T(x) dx$

(335.1)

On pose

$$RTh(H) = RTh_{o} a Pd =$$

$$T(0) = T_{a}$$

$$RTh(0) = 0$$

A température ambiante : dT(x) = 0 (tout le substrat est à même température), ce qui implique que $dRTh(x) = {}_{\alpha}T_{a}dx =$ cte.

On a donc :

$$RTh(H) = \int_{0}^{H} \alpha T_{a} dx = \alpha T_{a} H \quad donc \quad \alpha = RTh_{0} / T_{a} H$$

0

Le système (335.1) devient :

$$dRTh(x)/dx = (RTh_{o}/T_{a}H) \times T(x)$$

$$dT(x) = dRTh(x) \times Pd$$
(335.2)

En intégrant le système (335.2) on obtient :

$$RTh(x) = (T_a/Pd) \left[exp\left(\frac{RTH_o \times Pd}{T_a \times H}x\right) - 1 \right]$$

$$T(x) = T_a exp\left(\frac{RTH_o \times Pd}{T_a \times H}x\right)$$
(335.3)

Donc à la source de chaleur, on a :

RTh =
$$(T_a/Pd) \left[exp\left(\frac{RTh_o \times Pd}{T_a}\right) - 1 \right]$$

T = $T_a exp\left(\frac{RTh_o \times Pd}{T_a}\right)$ (335.4)

FIGURE 3.3.4.1. Pour tenir compte des effets de bords on peut remarquer que l'expression de la résistance thermique se décompose en deux termes dont l'un ne dépend que de la surface métallisée et de l'épaisseur du substrat. Les effets de bords sont dus à l'écoulement de chaleur dans

le substrat à partir de la surface métallisée.

- 188 -

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

influence des effets de bords et du nombre de grilles





้ 885 บน**ะ** FIGURE 3.3.5.1.

- La figure du bas montre l'évolution de la conductibilité thermique de l'AsGa en fonction de la température.

La courbe pleine indique la valeur réelle de la conductibilité thermique, la courbe en tirets est l'approximation $KTh = \frac{132}{T_{en} \circ K}$.

On voit que l'approximation KTh = $\frac{\beta}{T}$ utilisée est sensiblement justifiée.

- La figure du haut montre comment on décompose la résistance thermique en éléments différentiels entre deux isothermes T et T+dT.

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



191

- 192 -

Du système (335.4) on tire :

$$RTh = (T/T_a - 1).RTh_o/ln(T/T_a)$$
 (335.5)

En posant T - T_a = ΔT , on a alors :

$$RTh = \frac{\Delta T/T_a}{\ln(1 + \Delta T/T_a)} RTh_o \qquad (335.6)$$

Les écarts de température ne dépassant pas 50°C on a $T/T_a << l$

d'où RTh =
$$[(\Delta T/2T_a) + 1]RTh_0$$
 (335.7)

et on a alors
$$T = T_a \exp \frac{RTh_o.Pd}{T_a}$$
 (335.8)

formule qui donne la température réelle de fonctionnement du transistor.

Les résultats expérimentaux confirment ces résultats.

3.4. COMPARAISON MESURE CALCUL

On a vu que la résistance thermique évoluait avec la puissance dissipée. Il convient donc pour faire une comparaison de déterminer la résistance thermique à puissance nulle (c'est cette résistance thermique RTh_o que l'on peut calculer avec la formule (334.4)).

Pour déterminer RTh_o on utilise la loi de variation de T avec la puissance dissipée. On relève donc T en fonction de Pd et on obtient la courbe expérimentale

T = a exp b × Pd et comme on sait que

$$T = T_{amb} \exp \frac{RTh}{T_{amb}} \times Pd \qquad (335.8)$$

on déduit $RTh_{o} = a \times b$.

Le tableau (34.1) montre les résistances thermiques calculées et mesurées pour les transistors suivants :

-	15	GF	300	μш	:	1	grille	de	300	μm
-	11	GF	300	μm	:	2	grilles	de	150	μm
-	11	GF	600	μm	:	4	grilles	de	150	μm
-	27	GP F	1200	μm	:	6	grilles	de	200	μm
-	27	GPF	2400	μ m	:	12	grilles	de	200	μm
-	30	GRIF	1600	μmn	:	16	grilles	de	100	μш
-	30	GRIF	3200	μm	:	32	grilles	de	100	μm

Les valeurs expérimentales sont des moyennes sur plusieurs transistors de chaque type.

La figure (34.2) montre l'évolution de la résistance thermique du 30 GRIF en fonction de l'épaisseur du substrat.

Il faut remarquer que la formule (334.4) n'est pas applicable au 15 GF en raison de sa géométrie particulière. FIGURE 3.4.1.

- 194 -

Ce tableau montre que les mesures de résistance thermique sont en assez bonne corrélation avec les prévisions obtenues à partir du modèle rhéographique.

Le facteur Q = KTh.wg.RTh peut être considéré comme un facteur de qualité thermique du dispositif considéré.

Il est important de voir que ce facteur se dégrade quand on augmente la puissance du transistor. Les dispositifs sur dissipateur intégré ramènent ce facteur à des valeurs comparables à celles des dispositifs de faible puissance. 1 THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

comparaison mesure_calcul

type de transistor	développement de grille	nombre de grille	epaisseur du subsirai	R'I'h calculé	RTh mesuré	KThwgRTh
45 GF	500	-1	80		76.2	4.04
44 GF	500	0	80	SS.2	S2.7	4.46
44 GF	600	4	50	48.8	44.6	4.29
27 GPF	4200	6	S ()	27.7	26.6	4.46
27 GPF	2400	42	80	44.4	45.0	1.52
50GPF	4600	46	SO	54.5	28.6	0.00
50(33)7 dissipateur	4600	46	50	48.0		4.27
50GPF	5200	52	80	46.4		252
50(3RIF dissipateur	5200	59	50	9.2		1.29
unité	hm		y m	°C/W	°CZW	

(BUS LILLE)

DCM 04

FIGURE 3.4.2.

Ces courbes montrent l'évolution de la résistance thermique du 30 GIRF (1600 µm et 3200 µm) avec l'épaisseur du substrat.

On voit que les dispositifs sur dissipateur présentent une résistance thermique d'environ 45 % plus faible que les dispositifs classiques.

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



évolution de la résistance thermique du 30GRIF avec l'épaisseur du substrat



198 -

On peut donc constater que l'appareil de mesure de résistance thermique des TEC AsGa donne des résultats en assez bonne corrélation avec les prévisions théoriques.

Les écarts que l'on peut constater, en particulier sur le 30 GRIF, sont probablement dus à la manière dont la source de celui-ci est connectée. En effet le ruban de connexion de source est thermocomprimé directement entre le plot de source et une remontée de masse. Ceci provoque un abaissement de la résistance thermique car une partie de la chaleur s'échappe via le ruban (qui est court et très bon conducteur de chaleur) directement à la masse du boîtier.

D'autre part il existe toujours une incertitude sur l'épaisseur exacte du substrat. Les résistances thermiques ont été calculées pour une épaisseur donnée, pour une plus grande précision, il conviendrait d'observer l'épaisseur de chaque transistor au microscope électronique à balayage, mais ceci risque d'endommager le transistor et de plus c'est une opération relativement longue.

QUATRIEME PARTIE

MESURES HYPERFREQUENCES





4.1. RAPPELS DES PERFORMANCES A OBTENIR

Le dispositif doit fournir les performances suivan-

tes :

puissance : 1 W gain en puissance : 5 dB au dB de compression fréquence d'utilisation : 11 GHz

Les premières mesures ont été faites à 8,5 GHz (un premier contrat porte sur cette fréquence d'utilisation).

Les résultats à cette fréquence sont les suivants (cf. figure 41.1)

puissance de sortie ≃ 1,1 W gain associé : 7,2 dB gain petit signal : 8,2 dB

les conditions de polarisation étant : VDS = 10 VIDS = 500 mA

Ces résultats sont un peu insuffisants pour permettre les performances voulues à ll GHz. Il semblerait que la faiblesse des performances vienne de problèmes d'adaptation, les études sont poursuivies sur ce point.

Les mesures à ll GHz n'ont pas encore été faites.

4.2. TRANSISTORS SUR DISSIPATEUR

On peut espérer une légère amélioration au niveau du courant de saturation, amélioration due au fait que la température de fonctionnement est plus basse.

Cette amélioration n'a pas été mise en évidence car les transistors réalisés sur dissipateur sont encore en cours de montage.

Il convient cependant de remarquer que le dissipateur intégré est intéressant essentiellement en fiabilité.

4,3. INFLUENCE DE LA CAPACITE DE "CROSS-OVER"

La structure à interconnexions croisées implique l'addition d'une capacité parasite supplémentaire due au passage des doigts de source au-dessus du bus de grille. Compte-tenu de l'épaisseur de silice utilisée, cette capacité est d'environ un picofarad.

Une étude a été faite pour calculer l'influence de cette capacité. Cette étude porte sur les comparaisons suivantes :

- * 27 GPF en câblage normal ⇔ 27 GPF avec une capacité céramique de l pF en parallèle sur l'entrée
- * 30 GRIF avec capacité de cross-over ⇔ 30 GRIF sans capacité de cross-over.

- 202 -

Les comparaisons sur le 27 GPF sont expérimentales, celles sur le 30 GRIF résultent de calculs faits sur le schéma équivalent. Les figures 43.1 et 43.2 montrent ces comparaisons.

En conclusion, on peut voir que la capacité de crossover n'est pas gênante dans le cas d'un amplificateur à bande étroite car on peut en tenir compte dans l'adaptation du transistor.

Ceci n'est plus vrai quand on veut réaliser un amplificateur large-bande, ce qui explique l'étude faite pour réaliser des ponts à air qui minimisent cette capacité de cross-over.

4.4. INFLUENCE DE L'INDUCTANCE DE SOURCE

Il est très difficile de calculer l'influence de l'inductance de source, cela est dû au fait qu'à certaines fréquences elle provoque une réaction qui a pour effet d'augmenter le gain du transistor mais nuit à sa stabilité.

Quoiqu'il en soit, il convient de minimiser cette inductance pour obtenir un dispositif présentant le moins de résonance possible.

* *

FIGURE 4.1.1.

MESURE EN PUISSANCE D'UN TRANSISTOR 30 GRIF

Les courbes à gain constant sont les droites tracées sur la figure. On a tracé ici la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour différentes conditions de polarisation.

Transistor : 30 GRIF 3200 μ m, plaquette S 247, Boitier : BMH 60 préadapté 3200 μ m, Fréquence de mesure : 8,5 GHz. DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



FIGURE 4.3.1.

COMPARAISONS SUR 27 GF

On voit qu'à ll GHz (fréquence pour laquelle le transistor est adapté) la présence de la capacité de l pF en parallèle sur l'entrée ne fait pas baisser le gain maximum. Ceci n'est plus vrai à 15 GHz. DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



- 208 -

FIGURE 4.3.2.

COMPARAISONS SUR 30 GRIF

Les calculs ont été faits à partir du schéma équivalent donné en bas. On voit que jusqu'à l2 GHz la capacité de cross over ne modifie pas sensiblement le gain maximum.

On a fait figurer également la courbe calculée d'après les paramètres "S" du transistor.
DIVISION COMPOSANTS MICROONDE





• • • .

CINQUIEME PARTIE

DEVELOPPEMENTS POSSIBLES

- 212 -

Les besoins en TEC AsGa vont évidemment dans le sens d'une augmentation, et de la puissance et de la fréquence d'utilisation.

Compte-tenu des limitations imposées par le matériau l'augmentation de la puissance ne peut se faire que par l'augmentation du développement total de grille, l'augmentation de la fréquence d'utilisation étant liée à la longueur de grille.

A partir de ces considérations, deux options s'offrent au concepteur de dispositifs hyperfréquence :

l. Pousser au maximum les possibilités des structures classiques (multiplication du nombre de grilles, diminution de la longueur de grille et de la largeur unitaire de grille).

2. Opter pour des structures à orientation "circuit" plutôt que composant discret. C'est l'option choisie pour les structures à ondes progressives.

On n'exposera ici que la première option, la seconde sortant du cadre des transistors.

On peut donc résumer les objectifs :

- 1. augmenter le développement de grille
- 2. diminuer la longueur de grille
- 3. diminuer la largeur unitaire de grille.

Il faut donc multiplier le nombre de grilles, cela impose de choisir une structure dense si on veut limiter l'encombrement.

Malheureusement une structure dense type interconnexions croisées présente une capacité d'entrée gênante pour la large bande, et augmente les difficultés d'adaptation, il faut donc trouver un dispositif de connexions sans croisement ; cela peut être réalisé en connectant les sources à travers le substrat. D'autre part il faut essayer de limiter au maximum les déphasages entre les différents éléments du circuit. Cela peut se faire en choisissant des largeurs unitaires de grille petites et en connectant toutes les grilles en phase (les chemins électriques doivent être égaux), ainsi que les drains.

D'autre part il est difficile d'adapter un transistor présentant un important développement de grille (impédance trop faible), il est donc avantageux de réaliser le transistor en plusieurs cellules adaptées séparément.

Exemple de réalisation possible

Pour un transistor devant fonctionner en large bande à la fréquence de 20 GHz, il faut choisir une largeur unitaire de grille maximum de 75 μ m.

On n'étudiera ici qu'une cellule de développement de grille de 1200 µm, c'est-à-dire 16 grilles de 75 µm.

A cette fréquence on choisira une grille de longueur 0,5 μ m dans un canal de 3,5 μ m (pour limiter la longueur de canal non active).

Les grilles seront décentrées vers les sources pour limiter la résistance de source, elles seront réalisées par masquage électronique. Ces considérations mènent à la structure de la figure 5.2. Les figures suivantes montrent les différents niveaux de masquage. Pour un transistor de puissance, il faut réaliser plusieurs de ces cellules sur une même puce. Il peut être envisageable de réaliser l'adaptation directement sur la puce, voire un amplificateur à deux étages, mais cela relève du circuit intégré linéaire.

<u>N.B.</u> Cette étude est personnelle et n'engage pas la responsabilité de DCM.DAG. - 214 -

FIGURE 5.1.

VUE EN COUPE D'UN TRANSISTOR "VIA-HOLE"

- La technologie du transistor proprement dit reste la même que celle vue précédemment.

- Les trous sont faits par la face arrière. Au vu de leur dimension, il est évident que la voie chimique est prohibée, une étude des Laboratoires Bell montre qu'il est possible de réaliser des trous de lO μ m de large à travers un substrat de 30 μ m d'épaisseur, par une méthode intermédiaire entre le "plasmaetch" et le "reactive ion etching". La sous gravure n'excédant pas l à 2 μ m. La photo face arrière exige une machine d'insolation double face, à moins de prévoir des repères creusés à partir de la face avant.

- La couche de chrome-or évaporée doit être remplacée par une couche de chrome-or pulvérisée pour couvrir les flancs des trous.On fait croître l'or électrolytique dans les trous en même temps que le dissipateur. DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

à travers le substrat





FIGURE 5.2.

- 216 -

STRUCTURE D'UN TRANSISTOR "VIA-HOLE"

- On a fait déborder les contacts ohmiques du mésa.

- On voit que les trajets menant à chaque grille sont identiques en partant du plot, de même pour les drains. Cela permet de faire travailler toutes les grilles (respectivement tous les drains) en phase.

- Les pages suivantes montrent les niveaux nécessaires à la réalisation d'un tel transistor.

217



DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

niveau 1: MESA





Ð

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE







DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

niveau 3 : GRILLES





D

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



DC

243-5

428.

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

niveau 6:RECHARGE D'OR





0





ANNEXE 1

MISE A EPAISSEUR DES COUCHES EPITAXIALES PAR OXYDATION ANODIQUE



AI.1. GENERALITES

Al.1.1. <u>NECESSITE D'UNE MISE A EPAISSEUR DES COUCHES</u> POUR DES TECHNOLOGIES "PLANAR"

Les couches épitaxiales sont souvent fournies avec une épaisseur, donc une tension de pincement, trop importante pour que ces couches soient utilisables directement pour une technologie Planar ; il faut donc les amincir jusqu'à obtention de la tension de pincement désirée.

(en technologie "Recess", on amincit localement la couche au niveau du canal).

La tension de pincement à obtenir dépend du dopage de la couche, l'emploi de cette couche en dépend également :

- Les couches faiblement dopées $(N_D \approx 10^{17} \text{ cm}^{-3})$ devront avoir une forte tension de pincement et seront utilisées pour la fabrication des transistors de puissance.
- Les couches fortement dopées $(N_D \ge 2.10^{17} \text{ cm}^{-3})$ auront au contraire une faible tension de pincement et seront utilisées pour les transistors faible bruit.

A1.1.2. CARACTERISATION DES COUCHES PAR MESURE DE CAPACITE

Il est indispensable de connaître les principales caractéristiques d'une couche épitaxiale, aussi bien pour procéder à la mise à épaisseur que durant les étapes successives de la technologie. Ces caractéristiques sont essentiellement :

-	1e	profil de concentration	N D
-	1 a	tension de pincement	V p
	1'é	épaisseur de la couche	depi

- 229 -





Ces trois caractéristiques sont reliées par la relation suivante :

$$d_{epi} = \left(\frac{2\varepsilon_{o}\varepsilon_{r}(v_{p} + v_{bi})}{qN_{D}}\right)^{1/2}$$
(A1.1)

où ε_0 = permittivité du vide ε_r = permittivité du matériau V_p = tension de pincement V_{bi} = V built-in = 0,8 V q = charge de l'électron N_p = concentration de donneurs.

Cette relation est celle portée sur l'abaque de la figure (AI.1).

On obtient ces caractéristiques par une méthode de mesure de la capacité d'une barrière de Schottky, en fonction de la tension inverse appliquée à cette barrière.

Cette mesure est non-destructive pour la couche, la Schottky étant réalisée par une goutte de mercure en contact avec la couche. Le substrat étant semi-isolant, il est nécessaire de réaliser deux diodes de Schottky pour appliquer la tension de polarisation.

La capacité est mesurée par un pont capacimètre Boonton au travers duquel on applique la rampe de tension de polarisation. Cette capacité est donnée par : (SM SZE, physics of semiconductors devices) (pour des couches à dopage uniforme)

$$C = \left(\frac{q\epsilon_s N_D}{2(V_{bi} - V - \frac{kT}{q})}\right)^{1/2}$$
(par unité de (A1.2)
surface)

donc

$$N_{\rm D} = \frac{2(-dV)}{q\varepsilon_{\rm s}d(1/C^2)}$$
(A1.3)

(quel que soit le dopage)

On relève donc la courbe $\frac{1}{c^2} = f(V)$ sur une abaque telle que celle donnée figure (Al.2).

- 232 -

Les courbes d'isoconcentration N_D , sont des droites d'origine $(\frac{1}{c^2} = 0, V = V_{bi})$ et de pente proportionnelle à $1/N_D$.

On peut donc lire directement la concentration d'une couche (si elle est constante avec la profondeur), et sa tension de pincement. En effet $\frac{1}{c^2}$ croît brutalement quand cette tension est atteinte.

Le schéma du montage est donné figure Al.3.

On dispose d'un calculateur analogique dont la sortie délivre une tension proportionnelle à $\frac{1}{C^2}$ quand on applique à son entrée la tension issue du Boonton^C qui est proportionnelle à C.

Cette tension représentant $\frac{1}{C^2}$ est enregistrée sur l'abaque par une table traçante, la deuxième voie de la table étant commandée par la rampe de tension.

Les deux gouttes de mercure sont placées le plus près possible l'une de l'autre pour minimiser la résistance série.

AI.2. OXYDATION ANODIQUE

Al.2.1. ELEMENTS DE THEORIE-PREVISION DES RESULTATS

L'oxydation anodique est un procédé qui permet d'amincir les couches épitaxiales en oxydant la surface de la couche par électrolyse, cette surface formant l'anode.

L'épaisseur de la couche d'oxyde ainsi formée est proportionnelle à l'épaisseur d'AsGa oxydé.

L'intérêt de la méthode vient d'abord du fait que l'oxyde se forme de façon très homogène sur toute la surface de la couche. (L'oxydation a même tendance à réduire les

FIGURE Al.2.

Dans un repère $(V, 1/C^2)$ les courbes d'isoconcentration sont des droites d'origine (Vbi,O) et de pente inversement proportionnelle à la concentration.

On relève, à l'aide du montage de la figure Al.3., les courbes $1/C^2 = f(V)$ sur des abaques telles que celle montrée cicontre.

Quand V < Vp la courbe suit une droite d'isoconcentration (dans le cas d'une couche à dopage uniforme), à partir de V = Vp la capactié de la schottky diminue brusquement, la courbe monte presque verticalement.

Par cette méthode on détermine donc ND et Vp.



235

C THOMSON-CEF

inhomogénéités de la couche et constitue par ailleurs un excellent moyen de nettoyage de celle-ci).

Un intérêt non moindre vient du fait que l'épaisseur de la couche d'oxyde est connue de façon précise en fonction de la tension mesurée entre anode et cathode du montage quand on travaille à densité de courant constante. En effet, l'oxyde étant beaucoup plus résistif que la couche dopée et l'électrolyte, la plus grande partie de la chute de tension se fait dans celui-ci. (On peut d'autre part faire une estimation de l'épaisseur d'oxyde en observant sa couleur).

Un éclairage intense est nécessaire durant l'oxydation, en effet l'interface oxyde-semi-conducteur peut être représenté par une diode de Schottky polarisée en inverse, c'est un phénomène de photomultiplication qui permet de créer le courant électronique dans la zone de déplétion. L'oxydation n'est possible que dans cette condition ; dans l'obscurité la zone de déplétion, beaucoup plus importante en l'absence de photomultiplication, atteint rapidement le buffer et le produit $N_D \times d_{epi}$ reste grand, l'amincissement est donc limité.

Les couches faiblement dopées sont particulièrement sensibles à ce phénomène de photomultiplication. (Les zones de déplétion sont plus importantes que dans le cas des couches à forte concentration de donneurs).

Il est donc possible de prévoir l'épaisseur d'AsGa que l'on va oxyder, connaissant la chute de tension dans l'oxyde. Il suffit d'établir un étalonnage qui donnera directement l'épaisseur oxydée en fonction de la tension mesurée entre anode et cathode du montage à densité de courant constante.

- 236 -

AI.2.2. PREPARATION DE L'ELECTROLYTE

L'électrolyte utilisé est un mélange d'une solution aqueuse d'acide tartrique, d'ammoniaque et de propylèneglycol.

Dans cet électrolyte, c'est l'eau qui joue le rôle d'oxydant de l'arséniure de gallium, l'acide servant à établir la conduction ionique dans l'électrolyte.

L'ammoniaque est ajouté à la solution acide pour amener l'ensemble à un PH6. C'est en effet à cette valeur du PH que la croissance d'oxyde est la plus importante pour une tension donnée.

L'adjonction de propanédiol a pour but d'obtenir un électrolyte (AGW : Anodization in glycol and water) dont l'activité dépend très peu du PH en comparaison de celle de l'électrolyte sans glycol (AAS : Anodization in Aqueous Solution) pour lequel l'oxydation n'est possible que dans la fourchette PH 5,5 à PH 7. De plus les épaisseurs d'oxyde avec la solution AGW sont plus importantes pour une tension donnée qu'avec la solution AAS.

Le mélange de la solution à PH6 avec le propylèneglycol provoque une précipitation de tartrate que l'on élimine par chauffage de l'ensemble jusqu'à 50°C puis refroidissement.

La préparation de l'électrolyte est la suivante :

- On prépare d'abord la solution d'acide tartrique à 3 % (30 g d'acide cristallisé dans un litre d'eau)

- On ajoute l'ammoniaque jusqu'à obtention du PH6

- On ajoute ensuite le propanédiol dans les proportions :

• $\frac{1}{3}$ de la solution à PH6 • $\frac{2}{3}$ de propylène glycol

- On chauffe le mélange à 50°C et on laisse refroidir.

FIGURE Al.3.

Les contacts au mercure sont réalisés en posant la couche épitaxiale sur un support de verre dans lequel sont percés deux trous.

Le mercure vient en contact de la couche sous la pression de l'azote. Les deux schottky mercure sont polarisées à travers un capacimètre par une rampe de tension qui est également appliquée à la voie X d'une table traçante.

Le calculateur analogique délivre une tension proportionnelle à $1/C^2$ à la voie Y de la table traçante. On relève ainsi la courbe $\frac{1}{C^2} = f(V)$.

banc de caractérisation par mesure de capacité



239

DCM 04

- 240 -

AI.2.3. MONTAGE EXPERIMENTAL (cf. figure AI.4)

Le montage comporte :

- La cuve à électrolyse montée sur un agitateur magnétique. Celle-ci est opaque, la lumière ne passant que par une fenêtre afin de la contrôler.
- Dans la cuve : . la cathode de platine
 - . le porte-substrat
 - une cellule photoélectrique de contrôle d'éclairement.
- Une lampe puissante (500 W) alimentée par un variac est disposée devant la fenêtre de la cuve. On place un verre dépoli entre la lampe et la fenêtre pour homogénéiser l'éclairement.
- Le courant d'oxydation est fourni par un générateur de courant dont on peut limiter la tension.
- Le support boy permet de baisser la cuve pour introduire ou extraire les plaquettes à oxyder.

AI.3. PROCEDE D'OBTENTION DE COUCHES A TENSION DE PINCEMENT DONNEE

AI.3.1. RESULTATS EXPERIMENTAUX

On fait passer un courant constant (1 mA/cm^2) dans la couche épitaxiale. La tension aux bornes de la cuve va donc augmenter avec la croissance d'oxyde.

Si la tension est limitée à une valeur V_{max} , quand la chute de tension dans l'oxyde atteint cette valeur, le courant diminue jusqu'à s'annuler et l'oxydation s'arrête.

L'étalonnage consiste à déterminer quelle épaisseur on oxyde pour une tension V_{max} donnée.

Il convient de tenir compte de la chute de tension dans le reste du montage. (Cette chute de tension est celle mesurée au début de l'oxydation quand l'épaisseur d'oxyde est nulle).

Les résultats des expériences montrent que l'épaisseur oxydée est d'environ 15 Å/V.

AI.3.2. MANIPULATION

On commence par caractériser la plaquette (N_D, V_p) en plusieurs points.

On peut alors déterminer l'épaisseur de la couche au moyen de l'abaque de la figure AI.2.

Connaissant le V à obtenir, on détermine l'épaisseur à oxyder.

On fait alors une première étape d'oxydation, (ne dépassant pas quelques centaines d'Å), au début de laquelle on repère la chute de tension V_i dans le montage. Le courant d'oxydation étant de l mA/cm².

On enlève l'oxyde en trempant la plaquette dans HCl à 37 %.

On refait une caractérisation. On peut alors déterminer l'épaisseur attaquée par volt : x.

Connaissant x et V_i on peut prévoir avec certitude l'épaisseur que l'on oxydera à chaque étape. Epaisseur qui ne dépend plus que de V_{max} que l'on fixera, les étapes ne devant pas dépasser quelques centaines d'Å (200 ou 300 Å).

- 241 -

FIGURE Al.4.

- L'éclairement est repéré par une cellule photoélectrique placée à côté de la couche à oxyder.

- L'oxydation se fait à courant constant, on suit l'évolution de la tension.

- L'éclairement est réalisé à travers un diffuseur par une lampe alimentée par un variac.

- L'électrolyte est brassé en permanence pour éviter la formation de tartrate.

- Le support boy permet de descendre la cuve pour permettre la mise en place de la couche à oxyder.



DIVISION COMPOSANTS MICROONDE





BUS


ANNEXE 2

TECHNOLOGIE A GRILLE ENTERREE SUPERPLANAR



Le terme superplanar vient du fait que la grille ne se trouve pas en relief par rapport au niveau des contacts ohmiques.

A2.1. INTERÊT DE LA TECHNOLOGIE A GRILLE ENTERRÉE

On a vu que l'épaisseur des couches épitaxiales était très faible, ce qui entraîne des résistances d'accès importantes dues au fait qu'il existe une longueur finie entre les contacts ohmiques et la grille.

La technologie recess consiste à utiliser des couches plus épaisses amincies localement sous la grille (figure A21).

Une autre conséquence de la technologie à grille enterrée est l'augmentation des tensions de claquage.

D'autre part on peut déposer sur la couche n, une couche n⁺ qui favorise la formation des contacts ohmiques. Cette couche n⁺ est ôtée dans le canal quand on creuse le recess.

On peut donc résumer les avantages de la technologie à grille enterrée :

- 1. amélioration des résistances de source et de drain
- 2. augmentation des tensions de claquage
- possibilité de déposer une couche superficielle n⁺ qui permet de diminuer la résistance des contacts ohmiques.

A2.2. TECHNOLOGIE SUPERPLANAR

La technologie utilisée consiste à graver le recess et à déposer une grille autoalignée dans la gravure recess.

Le problème quand on grave est d'avoir une résine à forte adhérence, or, vues les dimensions des grilles, le masquage doit être électronique et impose donc le PMMA comme resist.

Le PMMA adhère mal à l'AsGa, la sous gravure est donc mal contrôlée.

En revanche le PMMA adhère bien à la silice, et la silice adhère bien à l'AsGa. On utilisera donc une couche de silice comme interface entre l'AsGa et le PMMA.

Les étapes de technologie sont les suivantes :

- l. gravure du mesa
- 2. réalisation des contacts ohmiques
- 3. dépôt de silice
- 4. dépôt et insolation du PMMA
- 5. gravure de la silice
- 6. gravure du canal
- 7. évaporation du métal de grille
- 8. lift-off

La suite de la technologie est identique à la technologie Planar. La figure A22 montre les étapes de réalisation des grilles en recess.

A2.3. PROCESSUS DÉTAILLÉ

A2.3.1. mésa : identique Planar
A2.3.2. contacts ohmiques : identiques Planar
A2.3.3. dépôt première silice et gravure
3800 Å silice dopée PH3
300 Å silice non dopée
nettoyage après dépôt : . acétone aux ultra-sons
propanol aux ultra-sons
dégazage à 200°C l heure
enduction de PMM, insolation, développement : mêmes conditions que pour les grilles en Planar

- recuit à 117°C 2 heures

- attaque silice : . mouillant MaO₂ à 5%, 5 s . attaque dans BOE 725 . rinçage à l'eau

Le temps d'attaque est déterminé par un témoin de silicium sur lequel on a déposé la même silice. On ajoute à ce temps un temps de sous-gravure déterminé par l'abaque de la figure A23.

A2.3.4. <u>Gravure du recess</u> : dans la sauce $H_2O-H_2O_2-NH_4OH$ (500-2-10). L'attaque est poursuivie jusqu'à obtention du courant I_{DSS} désiré.

A2.3.5. Grille : identique technologie Planar

A2.3.6. <u>Silice</u> : le temps d'attaque des ouvertures de silice est la somme des temps d'attaques déterminés par les témoins de la première et de la deuxième silice.

FIGURE A2.1.

a - TECHNOLOGIE PLANAR

Les résistances de source et de drain sont dues à deux contributions

1. la résistance de contact : RC,

2. la résistance de la partie du canal non directement active.

 b - LA TECHNOLOGIE "RECESS" permet de diminuer la résistance
 du canal située hors de la région de grille (par augmentation de son épaisseur).

c - Dans le cas où une couche n⁺ a été déposée à la surface, les résistances de contact ont des valeurs plus faibles.

D'autre part on améliore la reproductibilité des contacts ohmiques en utilisant cette couche n⁺.

C THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



RŚ

ocgermanium

titane atu.

RD

[]] []

n

ohmiques sur n+

251

BUS

semiisolant

- 252 -

FIGURE A2.2.

a - Après avoir réalisé le mésa et les contacts ohmiques on fait un premier dépôt de silice.

b - Cette silice sert d'interface entre l'AsGa et le PMM. La figure montre l'ouverture réalisée dans le PMM après insolation électronique et développement.

c - On peut ensuite graver la silice, en controlant la sous gravure.

d - On procède ensuite à la gravure du recess. On arrête l'attaque quand on obtient le courant IDSS désiré.

e - On évapore alors le métal de grille. La grille est aualignée dans la gravure du recess.

f - Aspect après lift-off du métal de grille.

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

SUPER PLANAR



FIGURE A2.2 (suite)

g - On réalise un deuxième dépôt de silice qui sert de protection au canal.

h - Aspect après insolation et développement des ouvertures à graver.

i - Il faut tenir compte des deux épaisseurs de silice quand on grave les ouvertures.

j - En final après délaquage.

La suite des opérations est identique pour cette technologie à la procédure utilisée dans le cas de transistors Planar.

THOMSON-CSF

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



g dépôt 2 emetilice



-h-enduction et ouverture de hésine



_i_gravure des 2 silices



FIGURE A2.3.

Cette courbe permet de déterminer le temps d'attaque supplémentaire pour obtenir la sous gravure de silice désirée.

C'est la largeur de l'ouverture réalisée dans la silice qui fixerala largeur de la gravure du recess.

La largeur de grille est déterminée par l'ouverture pratiquée dans le PMM. DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

.



257

BUS

FIGURE A2.4.

L'abaque ci-contre relie le courant de saturation IDSS à la tension de pincement Vp pour différentes valeurs du dopage. On détermine le courant IDSS à obtenir pour avoir une tension de pincement donnée et on poursuit l'attaque jusqu'à obtention de ce courant.

N.B. Les valeurs de courant sont données pour une largeur de grille de lOO μ m.

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE



DCM 04

.

ANNEXE 3

PROCESSUS DETAILLES DE REALISATION



A3.1. TECHNOLOGIE CLASSIQUE : TRANSISTOR PLANAR

A chaque étape de fabrication on définira les conditions de nettoyage, d'enduction, d'insolation, d'attaque ou de métallisation et de délaquage.

A3.1.1. MESA

La plaquette d'AsGa arrive soit de l'épitaxie, soit asubi une oxydation anodique pour mise à épaisseur.

Nettoyage : . dégraissage - trichloréthylène aux ultra-sons séchage à l'azote - acétone aux ultra-sons séchage à l'azote . dissolution des sels - eau désionisée aux ultrasons - séchage à l'azote . désoxydation - HCl à 30 % pendant 30 secondes - rinçage à l'eau désionisée - séchage à l'azote . séchage complet - propanol aux ultra-sons - séchage à l'azote Enduction еt : . AZ 1470 à 6000 Tr/mn pendant 30 s, ce qui correspond à une épaisseur de résine de développement

0,8-0,9 µm (cf. figure A31)

- séchage de la résine en étuve. 80°C pendant
 20 minutes
- . insolation aux U.V. pendant ll secondes
- développement par 2 bains de 30 secondes de développeur AZ dilué à 50 % dans de l'eau désionisée

- rinçage à l'eau désionisée courante pendant
 5 minutes. Ce rinçage doit être important pour ôter toute trace de soude laissée par le développeur
- . recuit de la résine à 80°C pendant 20 minutes pour assurer l'adéhrence

Attaque du mésa : dans la solution suivante :

 $H_3PO_4-H_2O_2-H_2O$ dans les proportions 6-3-100 la vitesse d'attaque est alors de 1000 Å/mn environ à 21°C.

- . désoxydation HCl à 30 % dilué à 50 % dans de l'eau
- . trempage dans un mouillant : MaO $_2$ à 5 %, pendant 5 sec.
- . attaque dans la solution jusqu'à atteindre le semiisolant

environ - 14 secondes pour couches recess - 8 secondes pour couches planar

- . rinçage à l'eau désionisée
- . délaquage : 2 bains d'acétone de 2 minutes

13.1.2. CONTACTS OHMIQUES

Nettoyage : identique au nettoyage pour le mésa

- Enduction : . AZ 1470 4000 Tr/mn pendant 300 \rightarrow 1,2 µm pour technologie recess
 - . 6000 Tr/mn pendant 30 s \rightarrow 0,9 μm pour technologie Planar

L'épaisseur est plus importante dans la technologie recess en raison des marches plus hautes à couvrir.

- . séchage 80°C, 20 minutes
- trempage dans chlorobenzène pendant 20 minutes.
 Ce trempage a pour effet de durcir superficiel lement la résine. Ceci permet d'obtenir un profil

de résine en "casquette" car la couche inférieure se développe plus vite que la couche supérieure plus dure (cf. figure A3.2)

- . insolation 14 secondes aux ultraviolets
- . développement 2 bains de 1 minute dans la même solution que pour le mésa
- . rinçage à l'eau désionisée courante pendant 5 minutes

<u>Plasma réactif d'oxygène</u> - puissance 100 W - durée : 5 minutes

- pression d'oxygène : 5 mm de mercure

Ce plasma a pour but d'ôter les traces de résine au fond des ouvertures.

Désoxydation . HCl à 30 % dilué à 50 % dans de l'eau pendant 30 s. Cette désoxydation est nécessaire car le plasma oxyde la surface de l'AsGa sur quelques dizaines d'Angström

. rinçage à l'eau désionisée

<u>Métallisation</u>. Etching d'argon - 150 volts pendant 12 minutes . dépôt d'or-germanium 3000 Å . dépôt de nickel 600 Å Le nickel sert à limiter la coalescence de l'or germanium

- Lift-off . trempage dans l'acétone pendant 15 minutes . acétone aux ultra-sons pour arracher le métal excédentaire
 - . 2^e bain d'acétone pendant 5 minutes

Alliage : 465° pendant l minute 15 secondes sous hydrogène

Caractérisation des contacts sur motifs R.C.

Ces motifs sont des contacts ohmiques à des distances différentes. On peut tracer R = f(d), on obtient la résistance de contact R_c quand d tend vers zéro. Nettoyage : le même que précédemment sauf qu'on supprime la désoxydation dans HCl à cause de la présence de nickel

- Enduction : . PMMA à 70 g/l la vitesse de rotation est réglée de façon à obtenir une couche de 0,9 µm le PMMA (polymétacrylate de méthyle) est un électrorésist positif
 - . précuisson à 200°C pendant 2 heures
 - . insolation électronique courant de 8 nA - fréquence de balayage 125 kHz

- champ de 1000 μ m²

. développement : dans une solution d'éthylméthylcétone dilué à 35 % dans du propanol pendant 50 secondes à 20°C

. rinçage au propanol pendant 30 s

. rinçage à l'eau désionisée

Préparation pour la métallisation

. désoxydation HCl à 30 % dilué à 50 % dans de l'eau pendant 30 secondes

. rinçage à l'eau désionisée

. métallisation - Etching d'argon 150 V une minute - dépôt de titane 300 Ă par - dépôt d'aluminium 6000 Å)évaporation - trichloréthylène pendant 15 minutes . lift-off - trichloréthylène aux ultra-sons - trichloréthylène 5 minutes - acétone 5 minutes . recuit des schottky : 365° pendant 15 minutes sous hydrogène

- 266 -

. caractérisation statique :

schottky : mesure en direct et en inverse
transistor unitaire (les drains et les sources ne sont pas encore reliés)

A3.1.4. SILICE

Nettoyage : propanol pendant l mn

Dépôt de silice : 2000 Å de silide dopée au phosphore 2000 Å de silide non dopée (cf. note sur la silice)

<u>Nettoyage</u> : plasma capacitif - puissance 400 W - pression d'oxygène 0,3 mm de mercure - durée : 20 minutes

<u>Enduction</u> : . promoteur à 6000 Tr/mn pendant 30 secondes. Cette couche de promoteur est rendue nécessaire à cause de la mauvaise adhérence des résines sur la silice

- . OFPR 30 centipoises. 2000 tr/mn pendant 30 s (ce qui donne une épaisseur de 1,6 µm)
- . séchage à 90°C pendant 30 minutes
- . insolation aux UV pendant 18 secondes
- . développement l bain de 35 s dans du développeur OFPR
- recuit à 120° pendant une heure pour assurer
 l'adhérence

Attaque de la silice : dans du BOE 500 (HF tamponné au fluorure d'ammonium) allongé par l/3 d'éthylène glycol.

- . trempage dans un mouillant MaO₂ pendant 5 secondes
- le temps d'attaque est déterminé par le temps d'attaque sur un témoin qui a reçu la même couche de silice, auquel on ajoute 5 secondes
- . rinçage à l'eau désionisée

<u>Délaquage</u> : Plasma capacitif dans les mêmes conditions que pour le nettoyage

A3.1.5. TITANE PLATINE

Nettoyage : le même que pour les grilles

Enduction : . promoteur 6000 Tr/mn pendant 30 secondes

. AZ 1350J 5000 Tr/mn pendant 30 secondes (1,6 $\mu\text{m})$

. séchage 80°C pendant 20 minutes

. chlorobenzène 20 minutes

. développement 2 bains de l minute

Métallisation : . etching d'argon 150 V 8 minutes 30 secondes . dépôt de titane 500 Å . dépôt de platine 1000 Å } par évaporation

Lift-off : . acétone pendant 15 minutes

. acétone aux ultra-sons

. acétone pendant 5 minutes

Caractérisation : mesure I(V) das schottky

A3.1.6. TITANE-OR

<u>Nettoyage</u> : Plasma capacitif - puissance 300 W - pression d'oxygène 0,5 mm de mercure - durée : 20 minutes
<u>Enduction</u> : . AZ 1350J 5000 Tr/mn - 30 secondes . séchage 80°C 20 minutes

. insolation 22 secondes

. cuisson 80°C 20 minutes

<u>Métallisation</u>: Etching à argon 150 V 8 minutes 30 s
. dépôt de titane 100 Å
. dépôt d'or 3000 Å

Pas de lift-off

A3.1.7. EPAISSISSEMENT ELECTROLYTIQUE

- <u>Nettoyage</u> : uniquement à la soufflette (pas de possibilité de solvant à cause de la résine sous la couche de Ti-Au)
- Enduction : . AZ 1375 4000 Tr/mn pendant une minute (2,7 μ m)
 - . séchage 110°C 20 minutes
 - . insolation : 40 secondes
 - . développement 2 bains de l minute
 - . cuisson 95°C 8 heures

Plasma réactif : . puissance 100 W

- . pression d'oxygène 5 mm de mercure
- . durée 5 minutes

```
<u>Croissance</u> : prédorure 2 minutes à 5 mA/cm<sup>2</sup>
dorure 8 minutes à 5 mA/cm<sup>2</sup> (ce qui donne envi-
ron 2 µm d'or électrolytique)
```

<u>Délaquage lift-off du titane-or</u> : . acétone 30 minutes . acétone aux ultra-sons . acétone 5 minutes

<u>Caractérisation</u> : . schottky - direct et inverse . transistors - pente, IDSS, conductance de sortie

A3.2. DISSIPATEUR INTEGRE

A3.2.1. MISE A EPAISSEUR

collage sur silicium - cire à 130°C - face arrière en haut
collage du silicium sur plot de polissage - cire à 60°C
polissage : - eau de javel

gel de silice
polir jusqu'à épaisseur ~ 25 µm

Décollage silicium par chauffage à 60°C

A3.2.2. DISSIPATEUR D'OR

. enduire le silisium de résine en laissant l'AsGa à découvert . nettoyage : plasma réactif d'oxygène puissance 100 W pression 5 mm Hg durée 5 minutes ne pas utiliser de solvant (risque de dissoudre la cire) métallisation : - etching d'argon 150 V 12 minutes
 - évaporation chrome 50 Å
 or 1500 Å
 réenduire en laissant seule la plaquette à découvert

- enduire en laissant seule la plaquette a decouvert enduire la face arrière du silicium
- . croissance : prédorure 5 mA/cm² 5 minutes dorure 5 mA/cm² 2h 30'

. décollage de l'AsGa - acétone froid 8h

nettoyage - trichloréthylène
 acétone

A3.2.3. CHEMIN DE DECOUPE

Nettoyage : - trichloréthylène 2 minutes

- acétone 2 minutes

- HCl à 30 % dilué à 50 % dans de l'eau : 30 secondes
- rinçage à l'eau
- propanol 2 minutes

ne pas utiliser d'ultra-sons (risque de clivage d' l'AsGa)

Enduction développement

- AZ 1470 3000 Tr/mn 30 s
- précuisson 80° 20 minutes
- insolation 30 secondes
- développement 2 × 30 secondes
- post cuisson 120° 30 minutes

Attaque : solution $H_2SO_4H_2O_2-H_2O$ (3-1-1) à 50°C

- attaque en plusieurs étapes jusqu'au bord des motifs
- désoxydation par HCl 30 % dilué à 50 % entre deux
 - étapes

- 271 -

- 272 -

A3.2.4. METALLISATION DE TRANCHE

Le processus exact n'est pas encore fixé.

A3.3. PONTS A AIR

A3.3.1. Mésa : identique technologie classique

- A3.3.2. contacts ohmiques : identiques technologie classique
- A3.3.3. grilles : identiques technologie classique
- A3.3.4. silice : identique technologie classique sauf que l'on utilise le masque de titane-platine
- A3.3.5. titane-platine : identique technologie classique sauf que l'on utilise le masque de silice

A3.3.6. Couche de conduction pour la croissance

. enduction-développement

- AZ 1470 4000 tr/mn 30 secondes
- séchage 92°C 30 minutes
- insolation 16 secondes. On utilise le masque de silice
- . métallisation
 - Etching d'argon 150 V 8 minutes 30 secondes
 - Pulvérisation de nickel : 100 Å

A3.3.7. Croissance électrolytique

- . enduction-développement
 - AZ 1375 4000 tr/mn 30 secondes
 - séchage 80°C 30 minutes

- développement : 2 × 1 minute
- recuit : 80°C 12 heures

. croissance de 2 μm d'or

. lift-off du nickel

A3.4. NOTE SUR LES DEPOTS DE SILICE

- . La couche de silice déposée après la réalisation des grilles sert de protection à l'ensemble du transistor. Cette couche doit donc posséder les qualités suivantes :
 - bonne couverture des marches (mésa-recess)
 - plasticité suffisante
 - étanchéité suffisante aux agents extérieurs (eau, poussière)
 - bon isolement électrique
 - peu d'états de charge à l'interface semi-conducteur diélectrique pour ne pas dégrader les performances hyperfréquences du dispositif
- . On peut déposer deux types de silice :
 - une silice dopée au phosphore , avec des concentrations pouvant aller jusqu'à 10 %
 - une silice non dopée
- . La recherche d'une structure optimale de dépôt de silice est guidée par les deux considérations suivantes :
 - D'une manière générale les résines adhèrent mal sur la silice dopée
 - La silice non dopée déposée sur de l'arséniure de gallium présente une forte contrainte compressive qui a pour effet de détériorer les métallisations réalisées avant le dépôt.

.

La solution est donc de déposer une couche de silice dopée au phosphore sur le GaAs pour minimiser les contraintes, puis de déposer ensuite une couche de silice non dopée pour assurer l'adhérence de la résine pour les opérations technologiques ultérieures.

. Des études ont permis de retenir les conditions optimales de dépôt suivantes :

- épaisseurs - 2000 Å de silice dopée à 5 % - 2000 Å de silice non dopée
- pression atmosphérique
- température : 385°C
- le silicium est amené sous forme SiH_4 et le phosphore sous forme PH_3
- . Cette silice présente un bon isolement électrique, cependant les études sont poursuivies pour améliorer l'aspect passivation.

En effet certains transistors présentent un effet de retard à l'ouverture du canal (effet "laging") qui pourrait être lié à l'état de surface du canal.

- 275 -

FIGURE A3.1.

CARACTERISTIQUES DES RESINES UTILISEES

- La figure du haut montre l'épaisseur de laque obtenue en fonction de la vitesse de rotation pour différentes résines.

On choisit le type de résine en fonction de l'épaisseur que l'on veut déposer de façon à utiliser des vitesses de rotation entre 2000 et 6000 tr/mn.

- La figure du bas montre le spectre d'absorption des résines AL série 1300. Ce spectre est obtenu en faisant la différence entre les spectres d'absorption avant et après insolation.

Les lampes ultra-violet utilisées ont un spectre d'émission centré sur 360 nm.

BUS

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

A THOMSON-CSF





FIGURE A3.2.

Dans le cas où les flans des ouvertures de résine sont abrupts le lift-off est difficile. Cela est dû au fait qu'il faut casser la métallisation sur les bords de la résine, ce qui entraine la présence de "lichettes".

De plus le film métallique est continu et empêche la bonne pénétration de l'acétone qui doit dissoudre la résine.

DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

défauts de lift off avec un profil sans casquette



905

Itti

FIGURE A3.3.

- Les problèmes de lift-off sont en principe résolus par l'utilisation de profils de résine en "casquette".

- Pour réaliser de tels profils, on fait tremper la plaquette laquée dans du chlorobenzène, ce qui a pour effet de durcir la couche superficielle de la résine.

- Au moment du développement la couche superficielle plus dure se dissout moins vite, il y a donc une sous gravure sous la couche durcie.

- La métallisation est faite en évaporation. On voit qu'ici le film métallique est discontinu. L'acétone peut pénétrer facilement pour dissoudre la résine.

La définition finale est meilleure puisque le film métallique n'a pas besoin d'être cassé.
DIVISION COMPOSANTS MICROONDE

profil de résine en casquette



/ . · · ·

ANNEXE 4

PLANS DU RTHMETRE



A4.1. CARTE D'ALIMENTATIONS (cf. figure A41.1)

Cette carte comprend les alimentations régulées + 15 V et - 15 V destinées aux circuits intégrés linéaires et l'alimentation + 5 V destinée aux circuits logiques. L'alimentation de puissance n'est pas montée sur cette carte.

A4.2. CARTE MESURE (cf. figure A42.1)

Sur cette carte sont implantés :

- le générateur de signaux carrés (IC4)
- le relais reed (RLl)
- la mesure de courant IDS (IC5)
- la mesure de tension VDS (IC6)
- la mise en forme du signal de drain (IC7)
- le monostable délivrant les impulsions de 4 et 16 μ s (IC8)
- l'échantillonneur-bloqueur (IC9)
- le générateur de courant de grille (Q4)

A4.3. CARTE D'INTERCONNEXIONS (cf. figure A43.1)

Cette carte sert à réunir entre eux les différents modules de l'appareil. Les cartes alimentation et mesure sont directement implantées sur cette carte.

Le chassis, la face avant et la face arrière sont reliés à cette carte par des connecteurs. A4.4. CHASSIS (figure A44.1)

L'alimentation de puissance et les condensateurs de filtrages des autres alimentations sont implantées directement sur le chassis.

A4.5. FACE AVANT (figure A45.1)

Sur la face avant sont regroupés :

- les afficheurs VDS, IDS, VGS
- les différentes commandes
- le potentiomètre 10 tours de réglage de tension de drain
- les prises BNC de connexion de grille et de drain
- les voyants indiquant le fonctionnement de l'appareil

A4.6. FACE ARRIERE (figure A46.1)

On trouve sur la face arrière

- l'alimentation secteur et les fusibles
- les prises de test des alimentations
- les sorties test VDS, IDS, VGS

A4.7. REGLAGES

A4.7.1. DUREES D'IMPULSIONS DU MONOSTABLE

- brancher un oscilloscope à la sortie (4) du monostable (IC8)
- basculer l'interrupteur de durée d'impulsion sur 4 μs et agir sur P6 pour obtenir la bonne durée d'impulsion
- basculer sur 16 μs et agir sur P7 pour obtenir la durée d'impulsion

A4.7.2. LECTURE VDS

- régler l'offset de IC6 en agissant sur P4
- mettre le potentiomètre 10 tours sur 999 (Pll sur la face avant), régler alors R2 (carte alimentation) de façon à obtenir 10 V au point 1 de la carte mesure .
- régler ensuite P5 (carte mesure de façon à afficher 9.99 sur l'afficheur VDS

A4.7.3. LECTURE IDS

- régler l'offset de IC5 en agissant sur P2
- brancher une résistance de valeur connue sur le BNC marqué "drain"
- régler la tension de drain à lO V en agissant sur Pll (face avant)
- ajuster le gain de IC6 en jouant sur Pl et P3

•

A4.7.4. LECTURE VGS

- régler l'offset de IC9 en agissant sur P8

- brancher si besoin est une capacité de compensation (\simeq 33 pF) entre les bornes l et 6 de l'échantillonneur

<u>N.B.</u> : la capacité Cl9 de stockage est un condensateur au polystyrène pour minimiser les fuites.

A4.7.5. COURANT IGS

Régler le courant IGS à 620 µA en agissant sur P9.

a - Schéma R1 : 1,2 kΩ IC1 : LM340K15 R2 : 20 Ω ajustable 20 tours IC2 : 2805RC C1 : $2,2 \mu F$ tantale D1 : pont 110B8.8028 D2345 : pont G 60.10 Q1 : 2N2222	CARTE	ALIMENTATIONS	
R1 : $1,2 k\Omega$ IC1 : LM340K15 R2 : 20Ω ajustable 20 tours IC2 : $2805RC$ C1 : $2,2 \mu F$ tantale C2 : $2,2 \mu F$ tantale D1 : pont 110B8.8028 D2345 : pont G 60.10 Q1 : $2N2222$	a - <u>S</u>	chéma	· · ·
R2 : 20 Ω ajustable 20 tours IC2 : 2805RC C1 : $2,2 \mu$ F tantale C2 : $2,2 \mu$ F tantale D1 : pont 110B8.8028 D2345 : pont G 60.10 Q1 : 2N2222	R I	: 1,2 kΩ	IC1 : LM340K15
C1 : $2,2 \mu F$ tantale C2 : $2,2 \mu F$ tantale D1 : pont 110B8.8028 D2345 : pont G 60.10 Q1 : 2N2222	R 2	: 20 Ω ajustable 20 tours	IC2 : 2805RC
C2 :) 2,2 µF tantale D1 : pont 110B8.8028 D2345 : pont G 60.10 Q1 : 2N2222	Cl	:)	IC3 : LM320K15
D1 : pont 110B8.8028 D2345 : pont G 60.10 Q1 : 2N2222	C 2	$2,2 \mu r$ tantale	
D2345 : pont G 60.10 Q1 : 2N2222	Dl	: pont 110B8.8028	
Q1 : 2N2222	D 2 3 4 5	: pont G 60.10	
	Q 1	: 2N2222	
Q2 : 2N3O54	Q 2	: 2N3054	
T1 : $2 \times 15 \ V \ 10 \ VA$	Tl	: 2 × 15 V 10 VA	





=

-291_





.b.

BUS

- 294 -

R 3	:	1	kΩ	C 3	:	4,	,7 μF				D6	:	1N414	8
R 4	:	120	kΩ	C 4	:	100	n F				D 7	:	ВҮХ	
R 5	:	4,7	kΩ	C 5	:	100	nF				D10	:	Zener	:5V
R 6	:	33	kΩ	C 6	:	10	nF				Q 3	:	2 N 2 2 1	9
r 7	:	0,1	Ω	C 7	:	30	nF				Q 4	:	2 N 4 4 1	6
R 8	:	100	kΩ	C 8	:	2200	μF	-	20	V	IC4	:	LM 5 55	
R 9	:	100	kΩ	C 9	:	10	μF				IC5	:	LF356	5
RIO	:	100	kΩ	C10 _.	:	10	μF				IC6	:	LF356	5
R 1 1	:	470	Ω	C 1 1	:	10	nF				IC7	:	LM218	3
R12	:	470	Ω	C12	:	10	nF				IC8	:	74123	3
R13	:	120	kΩ	C13	:	27	рF				IC9	:	LH004	¥3
R14	:	56	kΩ	C14	:	2200	μF	-	40	V	P 1	:	100	k
R15	:	4,7	kΩ	C15	:	100	nF				P 2	:	25	k
R16	:	120	kΩ	C16	:	100	p F				Р3	:	100	k
R17	:	470	Ω	C 1 7	:	1	μF				P4	:	25	k
R 1 8	:	18	kΩ	C18	:	100	n F				P 5	:	20	k
R19	:	8,2	kΩ	C19	:	1000	pF-po	1ys	styr	ène	P 6	:	4,	7 k
R 2 0	:	33	kΩ	C 2 O	:	100	n F				P 7	:	10	k
R 2 1	:	100	Ω								P 8	:	10	k
r 2 2	:	22	Ω	RLl	:	HGRM	15521	1 – 1	C C O		Р9	:	470	
R 2 3	:	12	Ω	RL2	:	BVlO	014-41	RТ						
R 2 4	:	220	Ω											
R 2 5	:	470	Ω											
R 2 6	:	2,7	kΩ											
R 2 7	:	100	kΩ											
						o ^								







.b.





.c.

• . .





FIGURE A4.3.1. CARTE INTERCONNEXIONS

a - Schéma

b - Circuit imprimé face A

c - Circuit imprimé face B



.a.

301



(JULE

.b.



.

 $\frac{\text{FIGURE A4.4.1.}}{\text{CHASSIS}}$ T2 : 12 V 120 VA DERI
C21 : 10 000 μ F 40 V
C22 : 10 000 μ F 40 V
C23 : 10 000 μ F 40 V
Q5 : 2N3055







305

FIGURE A4.5.1. FACE AVANT a - Schéma Pl1 : potentiomètre 10 tours à bouton compte tours 1 kΩ afficheurs : 3 digits 1/2 à cristaux liquides interrupteurs : SECME inverseur simple led1 : LD30 10 mA rouge led2 : LD60 30 mA jaune led3 : LD40 15 mA vert b- <u>Plan de perçage</u> c- <u>Implantation des éléments</u>

1



FACE AVANT

THOMSON CSF DCM

....

-307_









fig A461

Face arriere c**5**

> THOMSON CSF DCM

