



**Titre:** Caractérisation électrique des résistances diffusées par faisceau  
Title: laser

**Auteur:** Alain Lacourse  
Author:

**Date:** 2001

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Lacourse, A. (2001). Caractérisation électrique des résistances diffusées par  
Citation: faisceau laser [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal].  
PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/8927/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:**  
PolyPublie URL: <https://publications.polymtl.ca/8927/>

**Directeurs de  
recherche:** Michel Meunier, & Yvon Savaria  
Advisors:

**Programme:** Non spécifié  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CARACTÉRISATION ÉLECTRIQUE DES RÉSISTANCES  
DIFFUSÉES PAR FAISCEAU LASER

ALAIN LACOURSE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE PHYSIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE PHYSIQUE)

AOÛT 2001

© Alain Lacourse, 2001



National Library  
of Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

Acquisitions et  
services bibliographiques

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file   Votre référence*

*ISBN: 0-612-89212-3*

*Our file   Notre référence*

*ISBN: 0-612-89212-3*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

---

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this dissertation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de ce manuscrit.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the dissertation.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

**Canada**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

CARACTÉRISATION ÉLECTRIQUE DES RÉSISTANCES  
DIFFUSÉES PAR FAISCEAU LASER

Présenté par : LACOURSE, Alain

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. MASUT, Remo A., Ph.D., président

M. MEUNIER, Michel, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. SAVARIA, Yvon, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. DESJARDINS, Patrick, Ph.D., membre

## Remerciements

Je souhaite remercier mon épouse, Hélène Bourassa, pour son soutien moral et son encouragement tout au long du projet et particulièrement durant les derniers mois.

Je remercie également mes directeurs de recherche Michel Meunier et Yvon Savaria pour leur encadrement, leur enseignement et leurs conseils, qui me serviront durant toute ma carrière. Ils m'ont encouragé à me dépasser et m'ont soutenu financièrement dans les débuts du projet.

Je remercie Yves Gagnon pour l'ensemble de ses travaux. Ils m'ont permis de participer activement à un merveilleux projet de recherche.

Je remercie LTRIM Technologies Inc. pour m'avoir permis d'utiliser leur laboratoire et leurs équipements.

Je remercie Jean-Paul Lévesque, technicien, pour ses nombreux coups de main et ses conseils techniques.

Je remercie le fonds FCAR pour leur soutien financier.

Finalement, je remercie les autres étudiants impliqués dans le projet, Mathieu Ducharme, Maxime Cadotte, Hugues Langlois et Mathieu Renaut pour les discussions que nous avons tenues ensemble et qui nous ont permis d'avancer dans nos études respectives.

## Résumé

Les circuits de précision sont utilisés dans bon nombre d'applications et leur précision est assurée au moyen de résistances ajustées par différentes méthodes de calibration. La plupart de ces méthodes nécessitent l'emploi de plusieurs étapes de fabrication supplémentaires à celles des technologies CMOS actuelles ou des plots supplémentaires, ce qui nécessite davantage de surface sur les circuits intégrés.

Une nouvelle méthode brevetée a été développée à l'École Polytechnique de Montréal par Yves Gagnon, Michel Meunier et Yvon Savaria. Cette méthode utilise une structure intégrée constituée de deux diodes p-n latérales face-à-face. La structure s'apparente à un transistor à effet de champ MOS (métal-oxyde-semiconducteur) dont on a retiré la grille. L'exposition de cette structure à un faisceau laser focalisé de plusieurs watts de puissance provoque la diffusion des dopants contenus dans les deux régions fortement dopées, ce qui cause la formation d'un lien électrique. Le contrôle des paramètres d'exposition du laser permet d'ajuster précisément la valeur de la résistance ainsi créée. La méthode est complètement compatible avec les procédés de fabrication CMOS actuels car elle ne nécessite pas d'étape de fabrication supplémentaire et elle est extrêmement compacte car elle occupe la surface d'un transistor sur un circuit. Comme pour plusieurs techniques de calibration, elle requiert l'achat d'un système dédié à cette tâche.

L'objectif poursuivi dans ce mémoire est d'effectuer la caractérisation électrique et la caractérisation en température des résistances diffusées créées par cette méthode. La

connaissance de leur comportement électrique est essentielle à la conception des circuits de précision qui les utiliseront. Plusieurs résistances diffusées de différentes valeurs ont été fabriquées selon cette méthode. La caractérisation est effectuée au moyen de mesures de courbes courant-tension (I-V) et de mesures de résistance en fonction de la température (R-T).

Les courbes I-V présentent un comportement linéaire à faible tension. À plus haute tension, soit au-delà de quelques volts, le courant tend à saturer et, à quelques volts plus haut, le courant augmente rapidement avec la tension. La région de saturation se produit à des tensions plus faibles pour une résistance de valeur plus élevée que pour une résistance de valeur plus faible. Ce comportement peut être expliqué en le comparant à celui d'une structure  $n^+ - v - n^+$  unidimensionnelle, soit une région à trois zones dont les zones  $n^+$  sont fortement dopées de type n et dont la zone centrale v est faiblement dopée du même type. À faible champ électrique, la structure se comporte comme une résistance linéaire. Au-delà d'un champ de quelques milliers de volts par mètre, la vitesse de dérive des porteurs de charge sature et le courant suit cette saturation. Au-delà de cette région, des effets non linéaires entrent en jeu.

Les courbes R-T présentent un coefficient en température de résistance (CTR) qui est positif pour les résistances de moins de  $1k\Omega$  et négatif pour les résistances de plus de  $10k\Omega$ . Entre ces deux valeurs, le CTR de la résistance passe par zéro; la courbe R-T présente un minimum autour de la température de la pièce. Ce comportement jouit d'un grand potentiel d'application pour la création de circuits électroniques compensés en

température. Il a été découvert récemment que le CTR des résistances diffusées dépend aussi de la tension appliquée.



## Abstract

Trimmed resistors, which are widely used in precision integrated circuits (ICs), are fabricated using a wide variety of techniques. Most of these techniques use additional manufacturing steps to actual CMOS processes or additional pads that consume IC area.

A patented novel trimming method was developed by Yves Gagnon, Michel Meunier and Yvon Savaria at École Polytechnique de Montréal. This method uses a structure similar to a MOSFET without a gate, consisting of two lateral p-n junctions face-to-face. Diffusion of dopants from the two highly doped regions is achieved by focusing a laser light of a few watts power on the silicon surface of this structure, thereby forming a resistive electrical link. Appropriate control of trimming parameters allows precise trimming of resistance values. This method is fully compatible with actual CMOS manufacturing processes, since it does not require any additional manufacturing steps. Resistors produced by this method are extremely compact since they occupy the same surface as a transistor. Like other trimming techniques, producing these devices requires a dedicated system.

The objective of this thesis is to perform electrical and temperature characterizations of these laser-diffused resistors, which are essential to properly design IC that will incorporate these resistors. Laser-diffused resistors of various values have been fabricated using this method. Characterization of these resistors has been performed using current-voltage (I-V) curves and resistance-temperature (R-T) curves.

I-V curves present linear behaviors at up to a few volts and at a few volts higher, the current tends to saturate. Further increasing the voltage leads to a rapid increase of the current. Saturation behavior occurs at lower voltage for resistors with higher resistance value. This behavior can be explained using one-dimensional  $n^+ - v - n^+$  junction theory, this junction being a three-zone device which  $n^+$  zones are n-type highly-doped and the center  $v$  zone is lightly-doped of the same type. Under a few thousands volts per meter electric field, the devices behave like a simple linear resistor. As electric field increases, electron and hole drift velocities tend to saturate, which translates in a current saturation. Subsequent increase of the current is the result of high-field effects.

R-T curves for resistors below  $1k\Omega$  show positive temperature coefficient of resistance (TCR), and the curves for resistors higher than  $10k\Omega$  show negative TCR. For a resistance between these two limiting cases, the TCR is close to zero. This phenomenon has great potentials for implementing temperature compensated circuits. Recent results showed that the TCR is voltage dependent.

## Table des matières

Remerciements .....	iv
Résumé .....	v
Abstract .....	viii
Table des matières .....	x
Liste des tableaux .....	xv
Liste des figures.....	xvi
Liste des symboles et abréviations .....	xxiii
Liste des Annexes.....	xxviii
Introduction .....	1
Chapitre 1 : Méthodes d'ajustement de résistance et notions préliminaires .....	5
1.1 Les types de circuits .....	5
1.2 Les résistances discrètes .....	6
1.3 Les résistances intégrées.....	8
1.4 Les méthodes d'ajustement de résistance .....	9

1.4.1	Techniques d'ablation.....	10
1.4.2	Autres techniques .....	13
1.4.3	Avantages et inconvénients des méthodes vues globalement.....	17
1.5	La restructuration et les liens diffusés.....	17
Chapitre 2 : Résistances diffusées par faisceau laser .....		20
2.1	Fabrication des résistances diffusées par faisceau laser.....	21
2.1.1	Structure d'une résistance diffusée.....	21
2.1.2	Fabrication .....	23
2.1.3	Circuit intégré utilisé .....	26
2.1.4	Montage de fabrication par faisceau laser .....	30
2.2	Caractérisation électrique .....	37
2.2.1	Mesures de résistance .....	37
2.2.2	Description des mesures de caractéristiques courant-tension.....	38
2.2.3	Effet de substrat.....	39
2.2.4	Mesures à quatre fils.....	41

2.3	Résultats électriques .....	43
2.3.1	Valeurs de résistances .....	43
2.3.2	Caractéristiques courant-tension .....	43
2.3.3	Paramètres de fabrication .....	47
2.4	Avantages et inconvénients de la méthode des résistances diffusées par laser .....	52
2.4.1	Avantages .....	52
2.4.2	Inconvénients .....	54
Chapitre 3 :	Caractérisation de la variation électrique en température des résistances diffusées par faisceau laser .....	55
3.1	Montage de test en température .....	56
3.1.1	Four .....	57
3.1.2	Instrumentation .....	58
3.1.3	Interconnexions .....	58
3.2	Description des mesures .....	59
3.2.1	Mesures de caractéristiques courant-tension .....	59

3.2.2	Mesures de caractéristiques résistance-température.....	59
3.3	Résultats.....	61
3.3.1	Résultats initiaux .....	61
3.3.2	Résultats récents .....	63
3.3.3	Discussion sur la méthode de mesure de la résistance en fonction de la température .....	67
3.3.4	Variation de la résistance en fonction de la température .....	70
Chapitre 4 :	Discussion sur le comportement électrique des résistances diffusées par faisceau laser .....	78
4.1	Modélisation du comportement électrique en fonction du potentiel.....	78
4.2	Discussion sur le comportement en température des résistances diffusées.....	86
4.3	Modélisation du comportement électrique en fonction de la température .....	87
Conclusion	.....	98
Références et bibliographie.....		100
Annexe 1 :	Caractéristique J-V de la structure $n^+-v-n^+$ .....	105

A1.1. Présentation du problème .....	105
A1.2. Calcul de la caractéristique J-V .....	106
A1.3. Caractéristique J-V à champ élevé.....	109
A1.4. Effet des pièges .....	113

## Liste des tableaux

Tableau 1.1 Principales méthodes d'ajustement de résistance. ....	10
Tableau 2.1 Coefficients de diffusion de l'arsenic dans le silicium donnés à son point de fusion (d'après Koderà, 1963).....	24
Tableau 3.1 Spécifications du 34970A de Hewlett-Packard (reproduit du manuel de l'utilisateur du 34970A). ....	68
Tableau 4.1 Valeurs utilisées dans le calcul numérique des caractéristiques J-V.....	82
Tableau 4.2 Valeurs estimées pour calculer la conductivité et résultat du calcul. ....	91
Tableau 4.3 Constantes de la relation empirique de la mobilité (d'après Pierret, 1987). ....	94



## Liste des figures

Figure 1.1 Motif typique utilisé dans la méthode d'ajout de lien dans une couche de poly-silicium.....	14
Figure 2.1 Schéma de coupe d'une structure de résistance diffusée de type npn.....	22
Figure 2.2 Dessin des masques d'une structure de résistance diffusée de type npn.....	22
Figure 2.3 Schéma de coupe d'une résistance diffusée de type npn avec un lien créé.....	25
Figure 2.4 Schéma de dessus d'une résistance diffusée de type npn avec un lien créé.....	26
Figure 2.5 Schéma du circuit intégré.....	27
Figure 2.6 Schéma d'une aire de résistances diffusées.....	27
Figure 2.7 Procédure de test sur une colonne de résistances diffusées.....	29
Figure 2.8 Circuit équivalent d'une structure de résistance diffusée de type npn.....	29
Figure 2.9 Schéma électrique d'une résistance diffusée de type npn avec un lien créé.....	30
Figure 2.10 Montage de fabrication des résistances diffusées par laser.....	31
Figure 2.11 Branchement des échantillons avec des pointes.....	31

Figure 2.12 Fonctionnement d'un modulateur acousto-optique (M.A.O.).....	33
Figure 2.13 Génération d'impulsions laser à l'aide d'un modulateur acousto-optique. ....	33
Figure 2.14 Schéma des mesures de résistances. ....	38
Figure 2.15 Schéma des mesures de caractéristiques courant-tension à l'aide d'une source de tension et d'un ampèremètre. ....	39
Figure 2.16 Schéma des mesures de courbe courant-tension à l'aide d'un analyseur de paramètres semiconducteurs HP4155A.....	39
Figure 2.17 Effet d'une polarisation directe du substrat sur une résistance diffusée de $347\Omega$ .....	40
Figure 2.18 Effet d'une polarisation inverse du substrat sur une résistance diffusée de $347\Omega$ .....	41
Figure 2.19 Schéma d'une mesure à quatre fils. ....	42
Figure 2.20 Courbe courant-tension pour une résistance diffusée de $500\Omega$ .....	44
Figure 2.21 Courbe courant-tension pour une résistance diffusée de $1.8k\Omega$ .....	44
Figure 2.22 Courbe courant-tension pour une résistance diffusée de $10k\Omega$ .....	45
Figure 2.23 Courbe courant-tension pour une résistance diffusée de $100k\Omega$ .....	45

Figure 2.24 Courbe courant-tension entre 0 et 1V pour une résistance diffusée de 100k $\Omega$ .	46
Figure 2.25 Résistance fabriquée en fonction de la puissance pour une durée d'impulsion de 1,44 $\mu$ s, un diamètre de 1,8 $\mu$ m et 10 interventions.	48
Figure 2.26 Résistance fabriquée en fonction de la durée d'impulsion pour une puissance de 1W, un diamètre de 1,8 $\mu$ m et une intervention.	49
Figure 2.27 Résistance fabriquée en fonction du diamètre du faisceau laser pour une puissance de 1,3W, une durée d'impulsion de 1,44 $\mu$ s et 2 interventions.	50
Figure 2.28 Résistance fabriquée en fonction du nombre d'interventions laser pour une puissance de 1W, un diamètre de 1,8 $\mu$ m et une durée d'impulsion de 0,48 $\mu$ s.	51
Figure 3.1 Schéma du montage de test en température.	56
Figure 3.2 Effet de la polarisation du substrat sur la mesure de résistance en fonction de la température pour une résistance de 1,48k $\Omega$ .	60
Figure 3.3 Comportement en température de la caractéristique courant-tension d'une résistance diffusée de 275 $\Omega$ .	62
Figure 3.4 Comportement en température de la caractéristique résistance-tension	

d'une résistance diffusée de $275\Omega$ .....	63
Figure 3.5 Courbe résistance-tension pour plusieurs températures d'une résistance diffusée d'environ $6k\Omega$ .....	64
Figure 3.6 Courbe résistance-température pour plusieurs tensions d'une résistance diffusée d'environ $6k\Omega$ .....	64
Figure 3.7 Courbe résistance-température pour plusieurs valeurs de tension d'une résistance diffusée d'environ $6k\Omega$ exprimée en pourcentage de variation de la résistance .....	65
Figure 3.8 Courbe résistance-température de deux résistances de $1.9k\Omega$ mesurées à $25^{\circ}\text{C}$ .....	70
Figure 3.9 Courbe de résistance en fonction de la température pour une résistance de $232\Omega$ (mesurée à $27^{\circ}\text{C}$ ) .....	72
Figure 3.10 Courbe de résistance en fonction de la température pour une résistance de $11.4k\Omega$ (mesurée à $27^{\circ}\text{C}$ ) .....	73
Figure 3.11 Courbe de résistance en fonction de la température pour une résistance de $1.9k\Omega$ (mesurée à $27^{\circ}\text{C}$ ) .....	73
Figure 3.12 Courbes résistance-température pour plusieurs résistances diffusées. ....	74
Figure 3.13 Coefficient de température de résistance moyen, mesuré entre 25 et	

125°C, en fonction de la valeur de la résistance moyenne. ....	76
Figure 3.14 Relation entre la température et la valeur de résistance du point minimum dans les courbes de résistance-température. ....	77
Figure 4.1 Caractéristique courant-tension pour une résistance de 500Ω. La courbe calculée utilise une concentration de dopage de $1,42 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ , une longueur de 1,93μm, une largeur de 2,05μm et une profondeur de 0,29μm. ....	80
Figure 4.2 Caractéristique courant-tension pour une résistance de 1,8kΩ. La courbe calculée utilise une concentration de dopage de $3,3 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , une longueur de 1,7μm, une largeur de 1,63μm et une profondeur de 0,2μm. ....	81
Figure 4.3 Caractéristique courant-tension pour une résistance de 10kΩ. La courbe calculée utilise une concentration de dopage de $1,5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ , une longueur de 1,5μm, une largeur de 1,8μm et une profondeur de 0,19μm. ....	81
Figure 4.4 Saturation de la vitesse de dérive des électrons dans le silicium, calculée à partir de la relation empirique (d'après Jacobini et al., 1977). ....	84
Figure 4.5 Effet des pièges profonds sur la caractéristique J-V. ....	86

Figure 4.6	Processus de diffusion des dopants au cours de la fabrication d'une résistance diffusée : a) schéma de la distribution initiale des dopants, b) distribution idéale des dopants après quelques interventions laser, c) distribution des dopants après complétion du processus d'ajustement. ....	89
Figure 4.7	Structure simplifiée d'une résistance diffusée utilisée dans la modélisation. ....	91
Figure 4.8	Calcul théorique de la courbe résistance-température ( $N_D=3,3 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$ , $L=1,7 \mu\text{m}$ , $w=1,63 \mu\text{m}$ et $t=0,2 \mu\text{m}$ ). ....	95
Figure 4.9	Calcul théorique de la résistance en fonction de la température pour plusieurs concentrations de dopants. ....	96
Figure A1.1	Schéma du potentiel dans une structure $n^+-v-n^+$ unidimensionnelle.....	105
Figure A1.2	Caractéristique J-V calculée à partir de (A1.8) et (A1.9) pour du silicium, $N_d=1 \times 10^{14} \text{cm}^{-3}$ et $d=2 \mu\text{m}$ . ....	109
Figure A1.3	Caractéristique J-V calculée à partir des équation (A1.13) à (A1.18) pour du silicium, une concentration de dopants de $1 \times 10^{13} \text{cm}^{-3}$ et $d=2 \mu\text{m}$ . ....	112
Figure A1.4	Caractéristique J-V calculée à partir des équation (A1.13) à (A1.18) pour du silicium, une concentration de dopants de $2 \times 10^{14} \text{cm}^{-3}$ et	

d=2 $\mu$ m. ....	112
-------------------	-----

Figure A1.5 Caractéristique J-V calculée à partir des équation (A1.13) à (A1.18)

pour du silicium, une concentration de dopants de  $1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  et

d=2 $\mu$ m. ....	113
-------------------	-----

Figure A1.6 Effet des pièges profonds sur la caractéristique J-V. .... 115

## Liste des symboles et abréviations

$a_E$	distance sur laquelle la fonction d'onde des électrons perd la mémoire de sa phase
$A$	facteur utilisé dans le calcul de la caractéristique J-V ou  aire transversale de la résistance
$A_0$	constante
CTR	coefficient en température de résistance
$d$	largeur de la région v faiblement dopée
$D_n$	coefficient de diffusion des électrons
$e$	charge élémentaire ( $1,602 \times 10^{-19}$ C)
$E$	champ électrique
$E_0$	champ électrique en courant continu
$E_a$	champ électrique à l'anode
$E_G$	largeur de la bande interdite
$h$	constante de planck
$\hbar$	constante de planck divisée par $2\pi$



I-V	courant-tension
J	densité de courant
$J_0$	densité de courant en courant continu
$J_a$	densité de courant à faible champ électrique
$J_b$	densité de courant à champ électrique élevé
$J_n$	densité de courant électronique
k	constante de Boltzmann
L	longueur de la résistance
$m_n^*$	masse effective des électrons
$m_0$	masse de l'électron libre
$m_p^*$	masse effective des trous
MOS	métal-oxyde-semiconducteur
n	concentration des électrons ou constante
$n_i$	concentration intrinsèque des porteurs
$N_c$	densité d'états effective dans la bande de conduction

$N_{d1}, N_{d2}$ et $N_d$	concentrations de dopants donneurs
$N_{ref}$	constante
$N_v$	densité d'états effective dans la bande de valence
$r$	rayon
$R$	résistance
$R-T$	résistance-température
$R-V$	résistance-tension
SCM	scanning capacitance microscopy
$t$	temps ou profondeur de la résistance
$T$	température
TCR	« temperature coefficient of resistance » (voir CTR)
$V$	tension
$V_0$	tension en courant continu
$V_a$	tension appliquée à l'anode
$w$	largeur de la résistance

$x$	position
$x_0$	largeur de la région de charge d'espace
$\alpha$	constante
$\beta$	constante
$\Gamma$	constante
$\epsilon$	permittivité relative
$\epsilon_0$	permittivité du vide ( $8,854 \times 10^{-12} \text{C}^2/\text{N m}^2$ )
$\mu_0$	mobilité des électrons à faible champ électrique
$\mu_{\min}$	mobilité des électrons à faible champ électrique et à faible niveau de dopage
$\mu_n$	mobilité des électrons
$v_d$	vitesse de dérive des électrons
$\pi$	constante universelle mathématique
$\rho$	résistivité
$\sigma$	conductivité

$\sigma_{\min}$ 

conductivité métallique minimum

 $\Psi$ 

potentiel électrique

 $\Psi_0$ potentiel électrique à  $x = 0$

## Liste des Annexes

Annexe 1 :	Caractéristique J-V de la structure $n^+ - v - n^+$ .....	105
------------	---	-----

## Introduction

Des microprocesseurs aux circuits de téléphonie cellulaire, en passant par les circuits de traitement du son d'une chaîne stéréo, les circuits électroniques se retrouvent dans une multitude d'applications de la vie quotidienne. On classe le mode d'opération des circuits électroniques en trois catégories : les circuits numériques, les circuits analogiques et les circuits mixtes. Les circuits numériques traitent les signaux numériques, des signaux à deux niveaux de tension dont la tension haute représente le « un » logique et la tension basse représente le « zéro » logique. Les circuits analogiques traitent des signaux à caractère continu. Les circuits mixtes traitent simultanément ces deux types de signaux. Les ordinateurs utilisent principalement les signaux numériques, alors que les téléphones cellulaires et les chaînes stéréo comportent des circuits mixtes. Dans les systèmes qui interagissent avec le monde physique, les signaux numériques sont souvent transformés en signaux analogiques, pour générer des paroles ou une musique par exemple.

Les signaux analogiques nécessitent donc un meilleur contrôle du niveau de la tension que les signaux numériques. Ceci requiert l'utilisation d'éléments de précision constituant les circuits analogiques. Or, il est connu que les procédés de fabrication de ces circuits possèdent une certaine variabilité, ce qui cause une variation involontaire des paramètres des éléments électroniques, modifiant la précision des circuits.

Une solution à ce problème est l'ajustement des résistances. Les caractéristiques des circuits dépendent de plusieurs éléments, dont les résistances. En ajustant précisément certaines résistances d'un circuit, on peut en contrôler précisément les caractéristiques du

signal de sortie. Par exemple, le gain d'un amplificateur-opérationnel est déterminé principalement par le rapport de deux résistances. En ajustant la valeur d'une ou des deux résistances, on peut contrôler le gain avec précision. Il existe plusieurs méthodes d'ajustement dont les plus répandues utilisent un laser. Le laser est souvent utilisé pour enlever une quantité de matériau résistif, ce qui entraîne une augmentation de la résistance. Ces méthodes nécessitent des résistances de tailles relativement élevées par rapport aux tailles des circuits. D'autres méthodes utilisent un courant élevé pour modifier la résistivité du matériau. Même si ces résistances occupent un espace restreint, la technique requiert des plots supplémentaires pour faire passer le courant, ce qui occupe une surface relativement grande. D'autres méthodes sont décrites au chapitre un, avec leurs avantages et leurs inconvénients. En général, les méthodes actuelles d'ajustement utilisent une grande surface et nécessitent plusieurs étapes de fabrication supplémentaires aux procédés conventionnels de fabrication actuels.

La méthode présentée dans ce mémoire permet d'ajuster des résistances avec une meilleure précision que les techniques conventionnelles, en plus de n'occuper que la surface équivalente à un transistor et de ne requérir aucune étape de fabrication additionnelle pour les procédés conventionnels CMOS actuels. Cette méthode est dérivée d'une méthode publiée dans les années 1980 par Chapman et al. (Canter et al., 1986; Cohen et al., 1988-89) pour créer des liens ohmiques de faible résistance sur un circuit intégré pour application à la restructuration de circuits intégrés. La technique consiste à illuminer une structure similaire à un transistor à effet de champ MOS sans grille avec un faisceau laser. Le laser chauffe le silicium jusqu'à la fusion, ce qui permet la diffusion

rapide des dopants, créant un canal conducteur et permanent de faible résistance. La structure étudiée dans ce mémoire est une extension de la structure de Chapman et nous en parlerons dans cet ouvrage comme d'une résistance diffusée.

Sous la direction des professeurs Meunier et Savaria, Yves Gagnon débute des travaux sur la restructuration des circuits intégrés en 1996. Durant ces travaux, les résultats de Chapman sont reproduits avec succès. On découvre alors que le contrôle des conditions expérimentales permet de fabriquer des résistances diffusées de valeurs contrôlées à partir de la même structure. Compte tenu du potentiel commercial important d'un dispositif dont la résistance peut être contrôlée avec grande précision, cette technique a fait l'objet d'une demande de brevet (Gagnon, Meunier et Savaria, 1999) qui a été récemment accordée. En 1998, l'auteur du présent mémoire se joint à l'équipe dans l'étude de cette technique. Des résistances diffusées dont les valeurs s'étendent de 100 ohms à plusieurs centaines de kilohms ont été fabriquées et leurs caractéristiques courant-tension ont été étudiées.

Une fois la faisabilité de fabriquer des résistances de valeurs précises démontrée, les efforts se sont tournés vers une caractérisation des phénomènes qui influencent la précision de cette valeur. L'objectif est de mieux comprendre les phénomènes physiques en jeu pour ainsi mieux contrôler l'utilisation de la technique.

Les circuits intégrés sont sujets à des changements de température plus ou moins importants selon les applications. Le comportement d'un dispositif électronique varie avec la température, influençant ainsi le comportement global du circuit. Il est donc



important de connaître comment varient les caractéristiques des résistances diffusées avec la température.

Le principal objectif des travaux de l'auteur est de caractériser électriquement les résistances diffusées pour mieux comprendre les phénomènes en jeu. Cette compréhension est nécessaire pour mieux contrôler la fabrication des résistances diffusées. La caractérisation électrique porte sur le comportement courant-tension (I-V). La caractérisation thermique porte sur la variation du comportement électrique avec la température. Il s'agit de caractériser la variation de la réponse courant-tension avec la température et le coefficient en température des résistances (CTR).

Le chapitre un énonce les notions préliminaires aux autres chapitres. Il passe en revue la littérature sur les méthodes d'ajustement de résistance ainsi que le travail de Chapman, sur lequel la méthode est inspirée. Le chapitre deux présente la méthode de fabrication des résistances diffusées et leurs caractéristiques électriques. Ce chapitre sert à mettre le lecteur dans le contexte du projet et présente la découverte de Gagnon, Meunier et Savaria et des résultats accumulés par l'auteur. La caractérisation en température est abordée au chapitre trois.

## **Chapitre 1 : Méthodes d'ajustement de résistance et notions préliminaires**

Ce chapitre présente dans un premier temps les types de circuit et les types de résistances utilisés en électronique pour permettre au lecteur de comprendre la nécessité des méthodes d'ajustement de résistance. Par la suite, les méthodes les plus répandues sont présentées. Le chapitre se termine avec les notions préliminaires aux travaux de Gagnon et à ceux présentés dans ce document.

### **1.1 Les types de circuits**

On identifie quatre types de circuit au niveau physique : les circuits discrets, les circuits imprimés, les circuits intégrés et les circuits hybrides.

Les circuits discrets utilisent des composants discrets, fabriqués indépendamment les uns des autres. Ces composants incluent les résistances, les condensateurs, les inductances, les transistors, etc. On effectue les interconnexions à l'aide de fils conducteurs ou d'une planche de prototypage. Ils sont peu coûteux car les composants sont peu dispendieux et ils sont faciles à fabriquer.

Les circuits imprimés sont des circuits discrets dont les composants sont assemblés sur une planche imprimée, qui est constituée d'un support, de trous ou de plots et de lignes métalliques joignant électriquement les trous et les plots entre eux. Les trous et les plots

supportent les composants, alors que les lignes métalliques servent d'interconnexion entre les composants. En utilisant plusieurs planches superposées, on arrive à fabriquer des circuits imprimés de plus grande complexité.

Si, dans les circuits imprimés et discrets, le support, les composants et les interconnexions sont fabriqués indépendamment, dans les circuits intégrés, tous ces éléments sont fabriqués ensemble. Ces circuits, qui contiennent maintenant des composants de tailles microscopiques, permettent de fabriquer des circuits de très grande complexité.

Les circuits hybrides sont des circuits imprimés sur lesquels il est possible de fabriquer des composants passifs en couche de métal ou de matériau résistif. Ces composants, le plus souvent des résistances et des inductances, sont fabriqués directement sur le circuit imprimé par des procédés similaires à ceux des lignes et des plots métalliques. Il est possible d'ajuster les résistances imprimées à des valeurs précises par des techniques appropriées.

## **1.2 Les résistances discrètes**

Selon la nature et les spécifications des circuits, les concepteurs ont recours à divers types de résistances.

Les résistances discrètes sont utilisées dans les circuits discrets, imprimés et hybrides. Ces résistances existent sous diverses formes et elles possèdent divers niveaux de

précision.

Les résistances de carbone servent dans les applications générales où la précision et les variations de température ne sont pas déterminantes. Elles possèdent un code de couleur pour identifier leur valeur et elles n'existent que pour certaines valeurs discrètes. Leur tolérance varie de 2% à 5% pour les couches de carbone et peut monter jusqu'à 20% pour les résistances composées de carbone. Elles possèdent un grand coefficient en température de résistance, typiquement 5000ppm/°C, ce qui les rend inutilisables dans les applications de précision où une fluctuation de température peut faire varier de façon significative la valeur de la résistance. Par contre, elles sont très peu coûteuses.

Les résistances fabriquées en couche de métal sont utilisées dans les applications de précision. Elles sont caractérisées par une bonne précision initiale, un faible coefficient en température et un faible bruit. Leur précision initiale varie entre 0,1% et 1,0% et leur coefficient en température varient entre 10 et 100ppm/°C. Elles sont identifiées par un code de quatre chiffres représentant une notation scientifique.

Les résistances en fil enroulé sont extrêmement précises (0,05%) et stables (moins de 10ppm/°C). Elles sont fabriquées de métal résistif. Par contre, elles possèdent une mauvaise réponse en fréquence due à l'inductance de l'enroulement de la résistance.

Si précises soit-elles, toutes ces résistances souffrent de quelques défauts en relation avec les circuits intégrés. D'abord, pour y accéder, on doit sortir des lignes conductrices du circuit, ce qui demande des interconnexions de taille considérable par rapport aux

dimensions que l'on retrouve dans les circuits intégrés. Ces interconnexions possèdent une constante de temps importante, imposant ainsi une limite à la vitesse du circuit. De plus, la résistance d'interconnexion s'ajoutant à la résistance discrète, leur précision s'en trouve dégradée.

### 1.3 Les résistances intégrées

Dans un circuit intégré, les résistances sont fabriquées à partir de métal ou de silicium dopé. La valeur de la résistance est donnée par  $R = \rho l / A$ , où  $R$  est la résistance,  $\rho$  est la résistivité,  $l$  est la longueur de la résistance et  $A$  est l'aire de conduction normale à la direction du courant. On peut faire varier la résistance en variant la résistivité ou les dimensions géométriques.

À la conception du circuit, la résistance est dessinée de façon à produire une certaine valeur de résistance. À la fabrication, les procédés varient dans l'espace (d'un point à l'autre de la plaquette par exemple) et dans le temps (d'un lot à l'autre par exemple). Ces variations entraînent des fluctuations de la valeur des résistances de l'ordre de 10 à 20%, entraînant ainsi des variations sur les paramètres d'opération des circuits.

Le fonctionnement de certains circuits (les circuits d'instrumentation et les convertisseurs analogues à numériques par exemple) est très dépendant de la précision de ces paramètres. De plus, ces variations sont difficilement contrôlables car elles dépendent d'une multitude de paramètres. Pour contrer les variations de résistance, il faut modifier les résistances après leur fabrication en utilisant des « techniques d'ajustement de

résistance ».

Au niveau circuit, cette précision est donnée par le design du circuit et par les paramètres de chacun des éléments du circuit. Les procédés de fabrication permettent de fabriquer des composants de plus en plus petits de génération en génération. Par contre, un problème demeure : deux composants dessinés identiquement ne sont pas fabriqués identiquement. Ceci entraîne une variation des paramètres de l'un par rapport à l'autre et produit une différence de comportement entre les deux composants. Ne pouvant pas modifier les paramètres de tous les composants, on peut cependant modifier certains composants, dont le plus simple est la résistance. En modifiant la valeur d'une ou de plusieurs résistances, on arrive à modifier les paramètres globaux du circuit. Pour effectuer ces modifications, on a recours aux techniques d'ajustement de résistance.

#### **1.4 Les méthodes d'ajustement de résistance**

Depuis les débuts de l'électronique, plusieurs techniques d'ajustement de résistance ont vu le jour. La plupart de ces techniques sont basées sur le principe d'ablation d'un matériau résistif. La quantité de matériau enlevée détermine de combien la résistance est augmentée par rapport à sa valeur initiale. Étant donné que les premières techniques d'ajustement de résistance étaient basées sur ce principe, l'expression «resistor trimming» a été utilisée dans la littérature pour désigner ces techniques et l'est encore aujourd'hui, souvent à tort. Dans cet ouvrage, on parlera de technique d'«ajustement de résistance». Les techniques les plus importantes, décrites dans cette section, sont résumées dans le

tableau 1.1.

Tableau 1.1 Principales méthodes d'ajustement de résistance.

Méthode	Caractéristiques principales
Ablation au laser de couches épaisses	<input type="checkbox"/> Rapide <input type="checkbox"/> Précis (0,5%) <input type="checkbox"/> Système coûteux
Ablation au laser de couches minces	<input type="checkbox"/> Rapide <input type="checkbox"/> Plus précis que les couches épaisses (jusqu'à 0,01%) <input type="checkbox"/> Système coûteux
Ajout de lien dans une couche de poly-silicium	<input type="checkbox"/> Système coûteux <input type="checkbox"/> Précis
Voltage pulsé (courant pulsé)	<input type="checkbox"/> Circuit emboîté <input type="checkbox"/> Non destructif <input type="checkbox"/> Réversible
Résistances en polymères	<input type="checkbox"/> Non destructif <input type="checkbox"/> Très lent
Réseau de couches minces résistives	<input type="checkbox"/> Discret <input type="checkbox"/> Complexe <input type="checkbox"/> Lent <input type="checkbox"/> Peu de dérive
Grille flottante	<input type="checkbox"/> Réversible <input type="checkbox"/> En boîtier
Court-circuitage de diodes	<input type="checkbox"/> Discret <input type="checkbox"/> Système laser coûteux

#### 1.4.1 Techniques d'ablation

Ces techniques sont basées sur la modification de la géométrie de la résistance par enlèvement de matériau de manière à en diminuer la largeur. La valeur de la résistance étant dépendante de sa géométrie, la diminution de la largeur augmente la valeur de la résistance.

#### 1.4.1.1 Ablation par faisceau laser

L'apparition des lasers sur le marché industriel a donné lieu à un nombre important d'applications (Eleccion, 1972; Waters et Wiener, 1970). L'utilisation du laser pour l'ajustement de résistances est très répandue. Par contre, les techniques d'ajustement par faisceau laser exigent un système laser assez coûteux.

Il existe plusieurs types de résistances ajustées par laser. Les deux prochaines sections présentent les plus répandues : les couches épaisses résistives et les couches minces résistives, qui diffèrent essentiellement par le procédé de fabrication (Waters et Wiener, 1970).

Les couches épaisses sont fabriquées par impression suivant un patron (« screen printing ») (Oakes, 1978) : l'encre étendue définit le motif du patron sur le substrat. L'encre est séchée et le substrat est cuit. Après la fabrication, les résistances varient jusqu'à 5% à 10% de leur valeur projetée. Elles sont donc fabriquées à des valeurs plus faibles pour être ensuite ajustées à la hausse jusqu'à la valeur désirée. La précision d'une méthode est limitée par sa résolution d'ajustement et par le vieillissement du matériau résistif. Plus la couche est épaisse, plus la trace de matériau enlevé est large, ce qui diminue la résolution. La précision de cette méthode est de l'ordre de 0,5% (Waters et Wiener, 1970). On a donc intérêt à utiliser la méthode des couches minces résistives pour les applications requérant plus de précision.

Les couches minces résistives sont fabriquées par dépôt à partir de la phase vapeur et



elles sont ensuite ajustées avec un laser pulsé. Le matériau le plus utilisé est un alliage de silicium et de chrome possédant un coefficient en température de résistance (CTR) faible (Fehlhaber, 1971). Les couches minces de Si-Cr sont sujettes à des effets de vieillissement pouvant augmenter la résistance jusqu'à 5% de sa valeur initiale. Il a été observé que le recuit par laser de ces couches minces de matériau augmente la dérive dans le temps des résistances. Lorsque le laser coupe la couche mince par évaporation, le bord de la coupe est recuit par un chauffage dû au laser. On ne peut donc pas éviter l'effet de recuit. Par contre, on peut le minimiser en diminuant la taille du faisceau laser et en coupant les couches minces suivant des motifs spécialement conçus. On arrive ainsi à produire des résistances précises à 0,01% (Waters et Wiener, 1970).

#### **1.4.1.2 Réseau de couches minces résistives**

Un des motifs utilisés pour limiter l'effet de recuit sur les couches minces de Si-Cr est le réseau de résistances (Shier, 1988). Le réseau est constitué de plusieurs résistances en couche mince organisées en série et en parallèle de manière à former une grille. En sectionnant par faisceau laser certaines de ces résistances, la résistance équivalente du réseau change. Une résistance sectionnée se comportant comme un circuit ouvert, le courant n'y passe pas et cette résistance ne contribue pas à la résistance équivalente du réseau. Le vieillissement des couches minces sectionnées est alors évité et la dérive dans le temps du réseau, une fois ajusté, est minimisée.

Par contre, cette méthode comporte certains désavantages : on ne peut ajuster la

résistance qu'à des valeurs discrètes de résistance; un réseau de couches minces résistives occupe plus de surface qu'une seule résistance; le fait de couper une branche du réseau force le courant à passer dans d'autres branches, augmentant ainsi le courant et causant potentiellement des effets de vieillissement; cette méthode demande plusieurs coupes, ce qui diminue le taux de production. Finalement, il existe un grand nombre de réseaux différents permettant d'obtenir la résistance désirée et les branches à couper varient d'un réseau à l'autre car elles n'ont pas toutes la même valeur de résistance initiale. D'ailleurs, la détermination des branches à couper peut devenir une tâche mathématique complexe.

#### **1.4.2 Autres techniques**

Les techniques d'ablation et les autres techniques basées sur l'utilisation de laser comportent un inconvénient : elles doivent être exécutées avant la mise en boîtier du circuit pour que le laser puisse atteindre la résistance à ajuster. La technique ne permet donc pas de compenser pour la résistance des broches du boîtier. Les techniques de court-circuitage de diodes, de voltage pulsé et de grille flottante ne posent pas ce problème. Par contre, ces dernières exigent l'utilisation de plusieurs broches supplémentaires, ce qui nécessite davantage de surface pour les plots supplémentaires.

##### **1.4.2.1 Ajout de liens dans une couche de polysilicium**

Une couche de polysilicium est déposée sur l'oxyde de champ d'un circuit intégré suivant

un motif particulier (voir figure 1.1) (Parker et al., 1984; Parker et Weiling, 1990) et elle est implantée suivant un autre motif. Sous l'exposition d'un faisceau laser focalisé, le polysilicium fond et les dopants diffusent pour créer un lien. La valeur totale de la résistance varie car sa géométrie est modifiée. Il est aussi possible d'ajuster la résistance en recuisant le polysilicium à l'aide du faisceau laser, mais cela fait varier beaucoup le CTR et augmente la dérive de la résistance par vieillissement. La méthode est simple, rapide et compacte. Par contre, elle demande des étapes de fabrication supplémentaires.

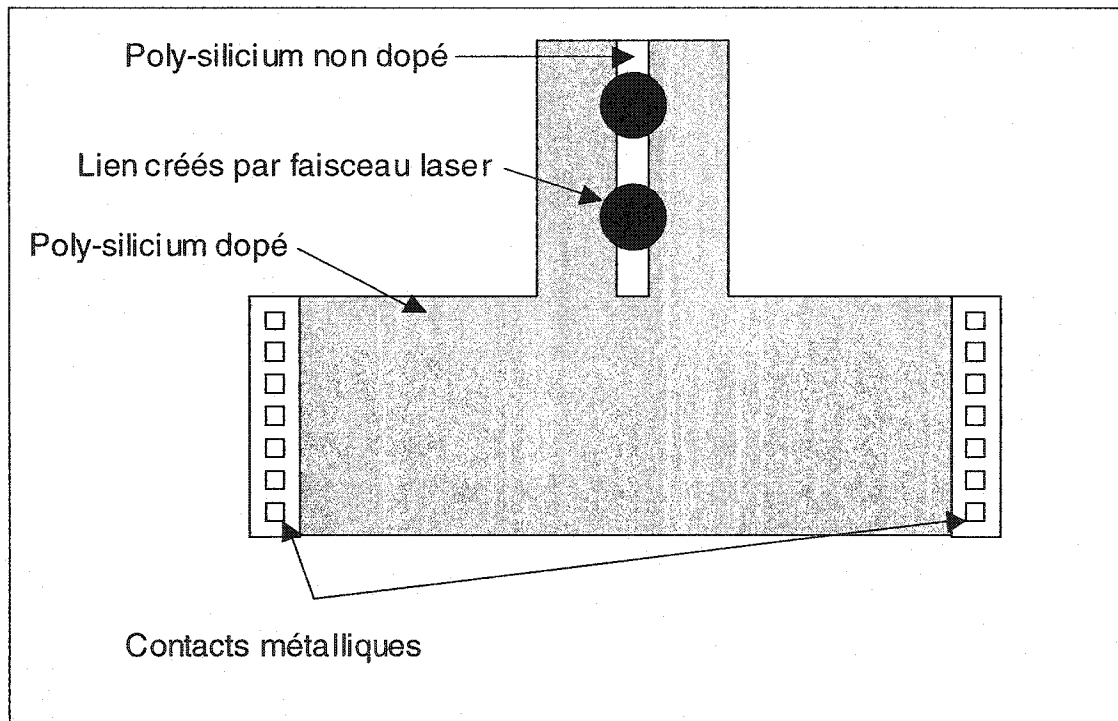


Figure 1.1 Motif typique utilisé dans la méthode d'ajout de lien dans une couche de polysilicium.

#### **1.4.2.2 Résistances en polymère**

La conductivité de certains polymères peut être augmentée par exposition à une radiation infra-rouge (Badri Narayana et al., 1992). La variation de la conductivité entraîne une variation de la résistance qui peut être ajustée à la baisse, contrairement à la majorité des autres techniques d'ajustement par laser qui ne peuvent qu'augmenter la valeur de la résistance. Cette méthode, bien qu'elle possède l'avantage d'être non destructive, est très lente.

#### **1.4.2.3 Court-circuitage de diodes**

Un réseau de diodes sert de résistance (Erdi, 1975). On court-circuite ces diodes en les soumettant à un courant élevé. Le courant élevé augmente la température et le métal migre rapidement d'un contact à l'autre à-travers la jonction, formant ainsi le court-circuit. La résistance totale est ajustée de façon discrète en court-circuitant certaines de ces diodes. La méthode possède une bonne précision et est très fiable.

Un des avantages de cette méthode réside dans le fait qu'elle ne demande pas d'étape de fabrication supplémentaire aux procédés de fabrication des circuits intégrés. Cependant, l'ajustement est limité à des valeurs discrètes de résistance et nécessite l'utilisation de broches supplémentaires sur le boîtier pour faire circuler un courant élevé dans la diode à court-circuiter sans affecter le reste du circuit. De plus, pour augmenter la précision, le réseau doit contenir plus de composants, ce qui augmente la surface utilisée par les diodes et les plots.

#### **1.4.2.4 Tension pulsée**

La technique de tension pulsée (Tobita et Takasabo, 1991) ou de courant pulsé (Feldbaumer, 1995) est une autre méthode pour laquelle le principe est de modifier la conductivité du matériau. La résistance est constituée d'une couche épaisse résistive. L'application d'une tension modifie la conductivité de la couche. Le mécanisme selon lequel la conductivité varie avec la tension n'est pas connu précisément.

La résistance est ajustée à la hausse jusqu'à l'obtention de la valeur désirée. Il est possible de rehausser la valeur de la résistance en faisant circuler un courant plus faible dans cette résistance (Feldbaumer, 1995). Ceci permet d'ajuster aussi les résistances qui ont été sur-ajustées.

#### **1.4.2.5 Dispositif à grille flottante**

Le transistor à effet de champ MOS à grille flottante est utilisé dans les mémoires dites « flash ». L'application d'une tension élevée sur la grille permet le transfert de charges vers la grille flottante, qui se retrouve ainsi chargée de façon permanente (Säckinger et Guggenbühl, 1988). Lorsque la tension est retirée, la grille flottante agit comme grille à tension constante, ce qui crée un canal de résistance constante. La grille flottante peut être déchargée et rechargée de nombreuses fois.

Utilisée dans un circuit d'amplification, la tension de décalage a été ajustée à 0,1% par cette méthode. Une extrapolation a révélé que le dispositif ne présente qu'une variation

de 1% sur 10 ans. Cette méthode peut être appliquée après la mise en boîtier du composant, mais elle requiert des broches supplémentaires pour appliquer la tension élevée. Les résistances peuvent être réajustées pour contrer l'effet du vieillissement et de la décharge ou pour donner au circuit de nouvelles spécifications.

#### **1.4.3 Avantages et inconvénients des méthodes vues globalement**

Il existe présentement plusieurs techniques d'ajustement de résistance; chacune possédant ses avantages et ses inconvénients. Les techniques actuelles sont en général assez précises et stables. Par contre, certaines techniques utilisent beaucoup de surface de circuit pour la résistance et certaines autres requièrent des plots et des étapes de fabrication non conventionnelles.

#### **1.5 La restructuration et les liens diffusés**

Le rendement des procédés de fabrication des circuits intégrés est limité par la quantité de défauts survenant durant la fabrication. Ce rendement diminue avec l'augmentation de l'aire des puces qui accroît la probabilité de formation de défauts durant la fabrication. Un des moyens utilisés pour améliorer le rendement est la restructuration des circuits intégrés, qui vise à modifier structurellement les circuits intégrés en vue d'en corriger ou d'en modifier le comportement électrique. La restructuration des circuits intégrés, utilisée dans ce contexte, permet la réparation de certains circuits inopérants. Elle peut aussi être utilisée pour le prototypage d'un circuit intégré. Parmi ses applications, on

compte la réparation des mémoires RAM (mémoire à accès aléatoire) et la fabrication des circuits à très très grande échelle; on parle de WSI pour « wafer-scale integration ».

Il existe deux classes de méthodes de restructuration : les méthodes soustractives et les méthodes additives. Les méthodes soustractives agissent en retirant des liens électriques. Par exemple, en coupant des interconnexions métalliques ou en polysilicium par faisceau laser. La chaleur du laser est absorbée par la couche sous exposition, provoquant la fusion et l'évaporation de celle-ci, laissant un circuit ouvert. Les méthodes additives agissent en créant des liens électriques. La création de liens par liaison intermétallique (Bernstein et al., 1994-95; Rasera et Bernstein, 1996; Shen et al., 1996) et par diffusion en sont des exemples.

Plusieurs articles (Canter et al, 1986; Chapman, 1992; Chapman, 1998; Cohen et al, 1988-89) traitant de la création de liens diffusés par faisceau laser ont été publiés. La méthode utilise un laser focalisé sur une structure ressemblant à un transistor à effet de champ MOS sans grille pour fondre le silicium, provoquant une diffusion des dopants provenant des régions fortement dopées vers le centre de la structure. Après une seule intervention laser, un lien de faible résistance demeure, agissant essentiellement comme interconnexion dans un processus de restructuration.

Il est possible de créer un lien ohmique dans une couche de polysilicium selon le même principe que celui des liens diffusés par faisceau laser (Calder et Naguib, 1985). La structure, composée de polysilicium déposé sur l'oxyde de champ, ressemble à celle des liens diffusés. La région centrale est recouverte de  $\text{Si}_3\text{N}_4$  lithographié servant de masque

à une étape de dopage par diffusion. Cette région n'est donc pas dopée. Le balayage d'un faisceau laser sur cette région provoque la fusion du silicium et la création d'un lien de faible résistance par la diffusion des dopants dans la phase liquide. Le principal inconvénient de cette méthode est qu'elle requiert des étapes de fabrication non conventionnelles.



## **Chapitre 2 : Résistances diffusées par faisceau laser**

Depuis son invention, le laser s'est taillé une place de choix dans plusieurs domaines, dont celui de la micro-électronique (Eleccion, 1972). Parmi les applications en micro-électronique, on compte la fabrication de résistances de précision et le prototypage. Le prototypage utilise le laser pour modifier les circuits, de façon à pouvoir tester certaines parties ou certains comportements de ceux-ci. De ce prototypage est née la restructuration des circuits micro-électroniques, qui utilise le laser pour réparer les circuits endommagés ou modifier leur comportement.

En 1998, Gagnon, Meunier et Savaria ont découvert (Gagnon, Meunier et Savaria, 1999, Meunier et al., 2001) qu'il était possible de fabriquer des résistances de précision dans le silicium en raffinant la méthode développée par Cohen, Chapman et al. (Canter et al, 1986; Chapman, 1992; Chapman, 1998; Cohen et al, 1988-89).

Ce chapitre décrit la technique de fabrication des résistances diffusées et les caractéristiques courant-tension obtenues. Les mesures présentées dans ce chapitre ont été effectuées par l'auteur qui travaillait alors en étroite collaboration avec Gagnon.

## 2.1 Fabrication des résistances diffusées par faisceau laser

### 2.1.1 Structure d'une résistance diffusée

La structure ressemble à un transistor à effet de champ MOS dont on a enlevé la grille (figures 2.1 et 2.2). Elle comprend trois régions de silicium dopé formant deux jonctions p-n face à face. Pour une résistance diffusée de type n-p-n, les régions de gauche et de droite sont fortement dopées de type n et sont insérées dans le substrat dopé p qui agit comme puits. La structure étudiée était fabriquée avec la technologie CMOS 1,5 $\mu$ m de Mitel. Le dopant de type donneur est l'arsenic et sa concentration dans les régions extrémités fortement dopées est de  $5 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ . Dans le cas de la résistance p-n-p, les types de dopage sont inversés. Le silicium est recouvert d'oxyde de champ et le dispositif est relié au circuit par les contacts et les métallisations. La résistance de cette structure est très élevée; le seul courant pouvant y passer est le courant de fuite d'une diode polarisée en inverse. Cette structure est donc considérée comme un circuit ouvert jusqu'à la fabrication de la résistance diffusée.

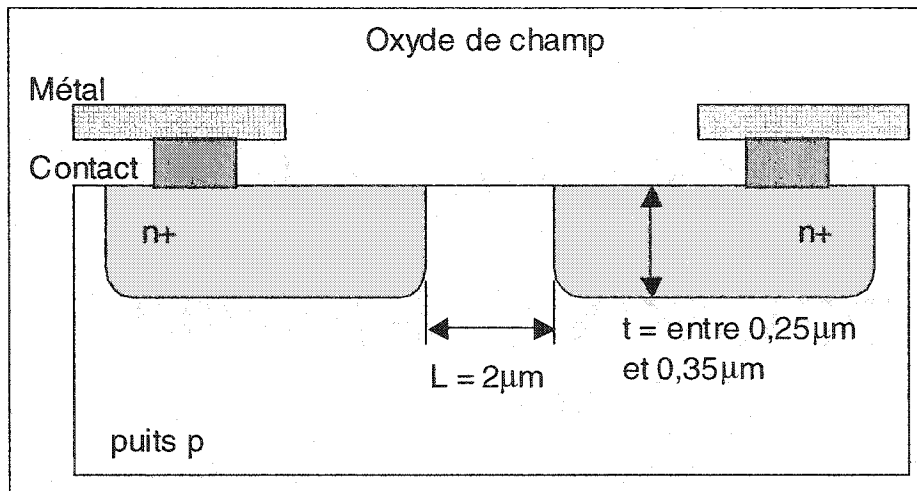


Figure 2.1 Schéma de coupe d'une structure de résistance diffusée de type npn.

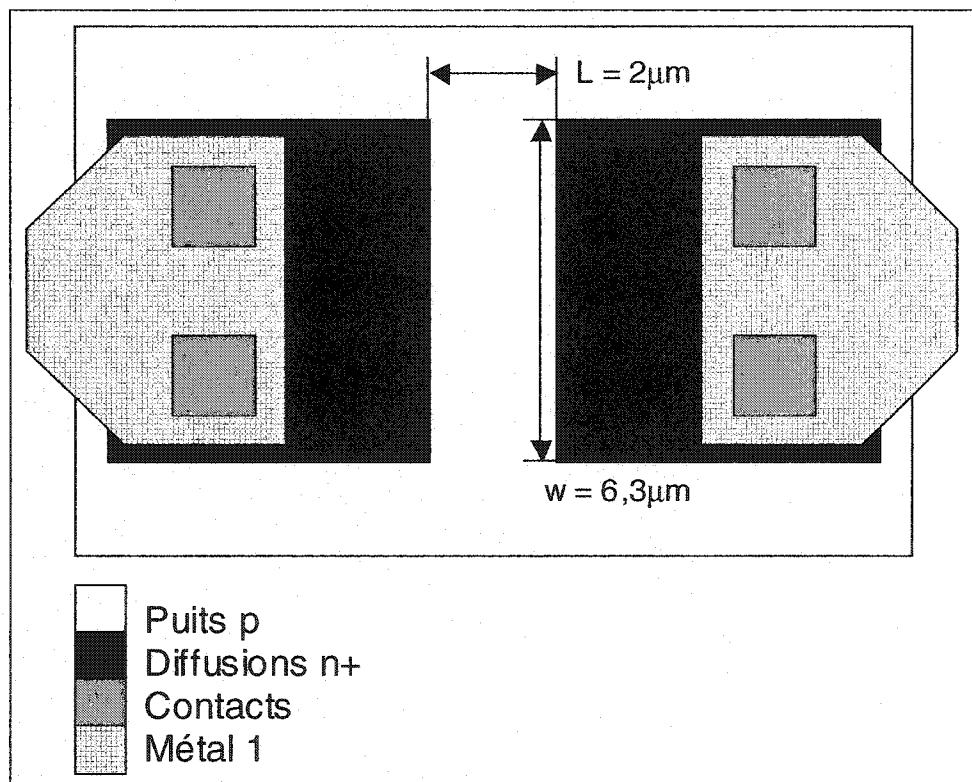


Figure 2.2 Dessin des masques d'une structure de résistance diffusée de type npn.

### 2.1.2 Fabrication

Dans un transistor à effet de champ MOS, la couche d'inversion créée par l'application d'une tension à la grille permet le passage du courant entre les régions fortement dopées. La résistance de ce canal conducteur varie avec la tension de grille qui modifie la quantité de charges pouvant passer dans le canal.

Dans une résistance diffusée, le canal conducteur est formé par la diffusion des dopants des régions aux extrémités vers la région centrale. Les dopants de la région centrale étant en très petite quantité par rapport à ceux des régions extrémités, on peut négliger leur diffusion. Le coefficient de diffusion des dopants augmentant exponentiellement avec la température, on peut accélérer la diffusion des dopants en chauffant la structure. Par contre, on obtient une vitesse de diffusion beaucoup plus rapide en faisant fondre le silicium. La longueur typique de diffusion est donnée par

$$L = \sqrt{Dt} \quad (2.1)$$

où  $L$  est la longueur de diffusion,  $D$  est le coefficient de diffusion et  $t$  est le temps de diffusion. On obtient la vitesse de diffusion par dérivation de l'équation (2.1)

$$v = \frac{dL}{dt} = \frac{\sqrt{D}}{2\sqrt{t}} \quad (2.2)$$

En comparant les vitesses de diffusion dans la phase liquide et dans la phase solide, on a

$$\frac{v_{liquide}}{v_{solide}} = \sqrt{\frac{D_{liquide}}{D_{solide}}} \quad (2.3)$$

En utilisant les données du tableau 2.1, on calcule que la vitesse de diffusion de l'arsenic est environ 5700 fois plus rapide dans le silicium liquide que dans le silicium solide à la température de fusion.

Tableau 2.1 Coefficients de diffusion de l'arsenic dans le silicium donnés à son point de fusion (d'après Kodera, 1963).

Impureté	Coefficients de diffusion dans le Silicium (cm <sup>2</sup> /s)	
	Phase liquide	Phase solide
As	3.3x10 <sup>-4</sup>	1.0x10 <sup>-11</sup>

On utilise un faisceau laser focalisé comme source de chaleur locale. La densité d'énergie atteinte est suffisante pour provoquer la fusion très rapidement. Cette fusion entraîne la diffusion des dopants qui forment, une fois le silicium refroidi et solidifié, le canal conducteur constituant la résistance diffusée. Les figures 2.3 et 2.4 montrent une résistance diffusée sur la même structure que celle présentée à la figure 2.1. La zone fondue par le laser, représentée par la zone hachurée entre les deux régions n<sup>+</sup>, constitue la résistance diffusée.

La fusion et la resolidification se produisent très rapidement. Il est donc probable que des phases poly-cristallines ou amorphes soient présentes dans la région resolidifiée. Ces défauts structuraux sont connus pour générer des états localisés dans la bande interdite du

silicium, agissant comme pièges pour les électrons. Ces pièges provoquent certains changements dans les comportements électriques et toute analyse devrait en tenir compte. De plus, l'interface Si-SiO<sub>2</sub> est probablement abîmée par la fusion, ce qui générerait davantage de pièges dus à des états d'interface et déformerait physiquement cette interface ou provoquerait la diffusion d'oxygène dans la région fondue.

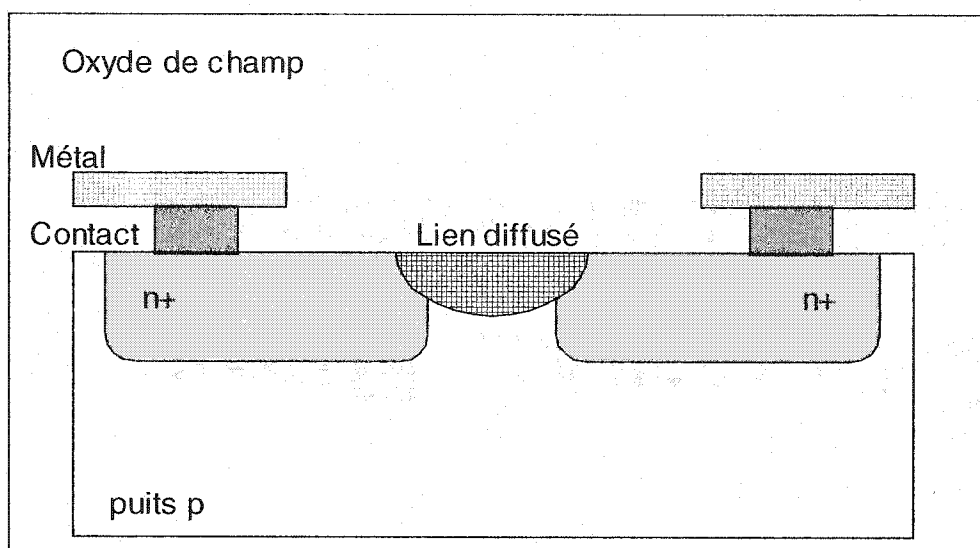


Figure 2.3 Schéma de coupe d'une résistance diffusée de type npn avec un lien créé.

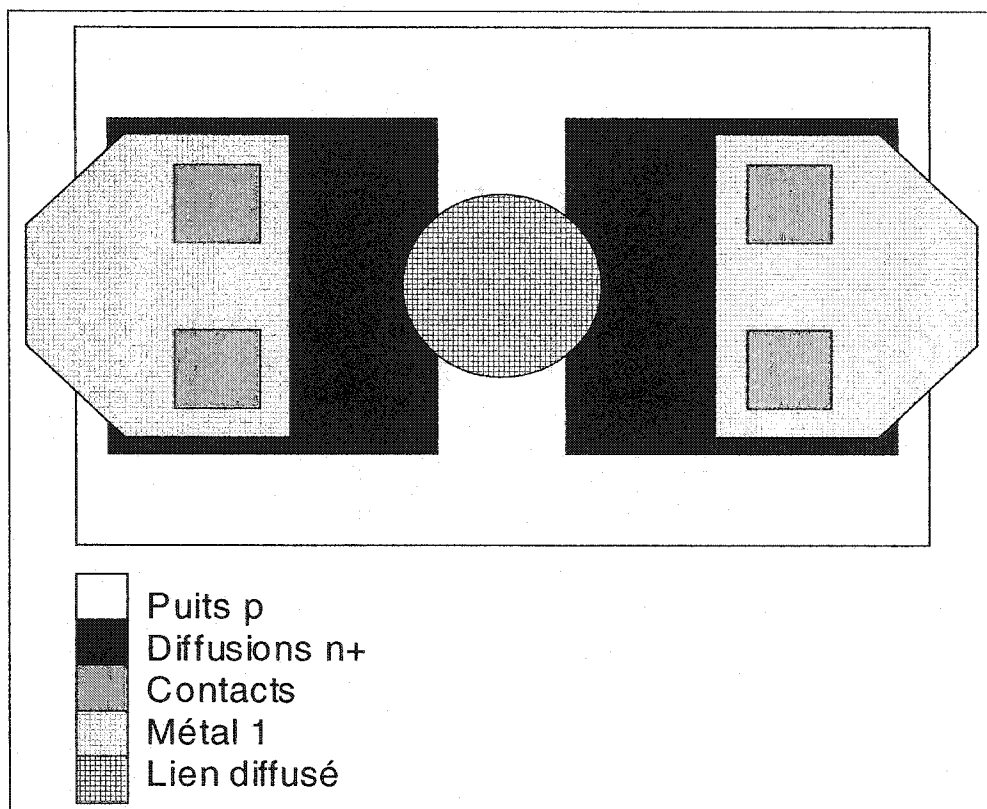


Figure 2.4 Schéma de dessus d'une résistance diffusée de type npn avec un lien créé.

### 2.1.3 Circuit intégré utilisé

Le circuit utilisé a été fabriqué avec la technologie  $1,5\mu\text{m}$  de Mitel. Il est constitué de six aires de résistances diffusées identiques (figure 2.5). Une aire contient 18 colonnes de 30 résistances diffusées connectées en parallèles (figure 2.6). On accède à des résistances en branchant les instruments sur deux des quatre plots. Par exemple, pour brancher les résistances des colonnes 1 à 6, on branche les instruments sur les plots P1 et P2; pour brancher les résistances des colonnes 7 à 12, on branche les instruments sur les plots P2 et P3; et pour brancher les résistances des colonnes 13 à 18, on branche les instruments

sur les plots P3 et P4. Chaque colonne contient 30 résistances diffusées identiques en parallèle. Les dimensions des résistances diffusées sont différentes pour chaque colonne. Tous les tests ont été faits avec la colonne 6 car c'est la seule qui donne des résultats intéressants. Les autres colonnes possèdent des résistances trop longue, de sorte qu'il est difficile de fabriquer des résistances avec ces structures. Les dimensions de la structure utilisée sont données aux figures 2.1 et 2.2.

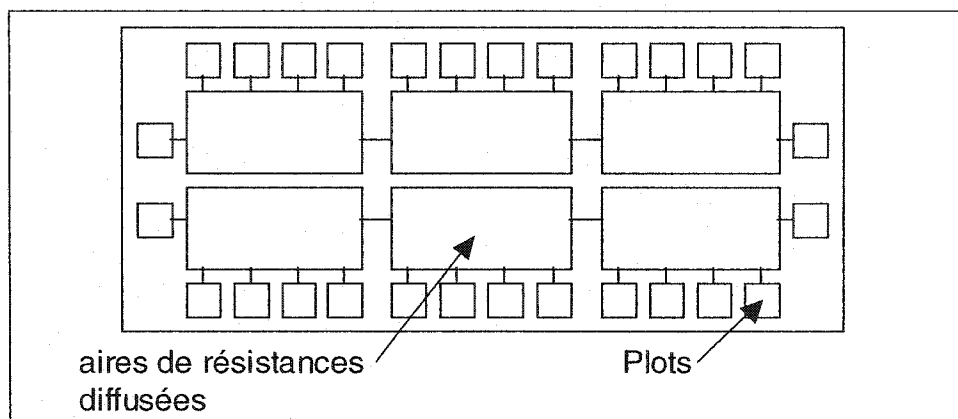


Figure 2.5 Schéma du circuit intégré.

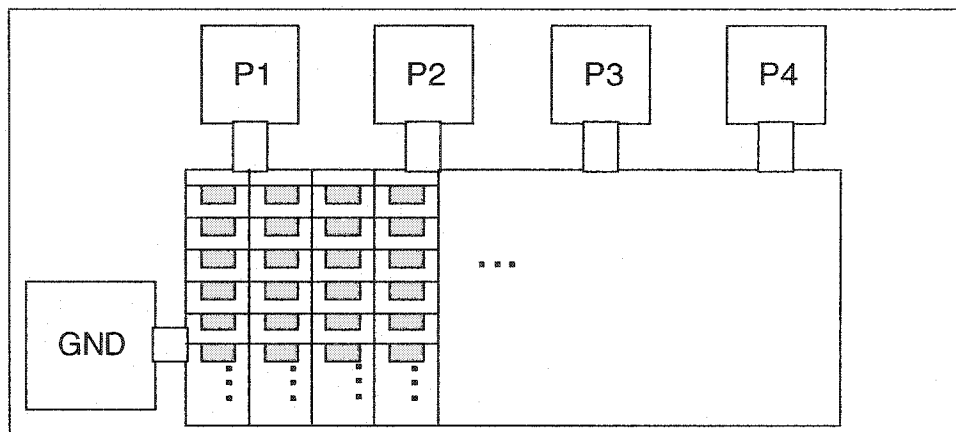


Figure 2.6 Schéma d'une aire de résistances diffusées.



La figure 2.7 illustre la procédure employée avec le circuit pour fabriquer et tester les résistances. Initialement, toutes les résistances se comportent comme des circuits ouverts. On ne mesure que le courant de fuite qui se propage dans les diodes polarisées en inverse. Ce courant est de l'ordre de quelques microampères. Il n'est donc pas possible de bien caractériser des résistances de plusieurs mégaohms, bien qu'il soit possible de les réaliser. On commence par fabriquer une résistance diffusée avec la résistance R1. Une fois fabriquée, il est possible de la caractériser en branchant les instruments aux plots P1 et P2 et en polarisant le substrat à 0V en branchant le plot GND à ce potentiel. Une fois la caractérisation terminée, il est nécessaire d'isoler la résistance du circuit avant de fabriquer la résistance R2. On isole la résistance R1 au moyen de coupes effectuées avec le laser sur les interconnexions métalliques qui relient la résistance aux plots (représentées par des X sur la figure). La chaleur du laser est absorbée par le métal qui fond et s'expand. L'oxyde éclate et la vapeur de métal s'échappe pour laisser un circuit ouvert. On ne mesure alors que le courant de fuite initial dans les instruments. La résistance R2 peut ensuite être fabriquée.

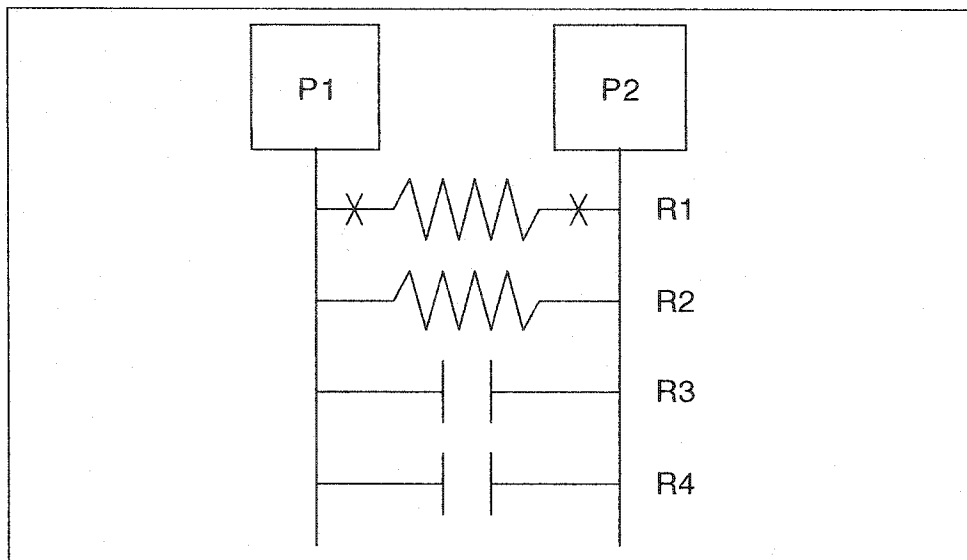


Figure 2.7 Procédure de test sur une colonne de résistances diffusées.

Il existe une résistance en série avec la résistance diffusée. Cette résistance est constituée des interconnexions métalliques qui relient la résistance diffusée aux plots; elle est indissociable de la résistance diffusée. Les figures 2.8 et 2.9 présentent les circuits équivalents d'une résistance diffusée sans et avec le lien créé.

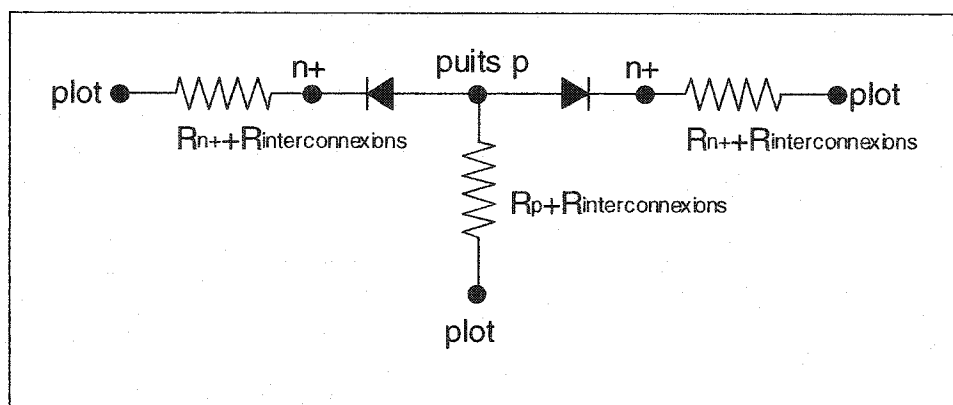


Figure 2.8 Circuit équivalent d'une structure de résistance diffusée de type npn.

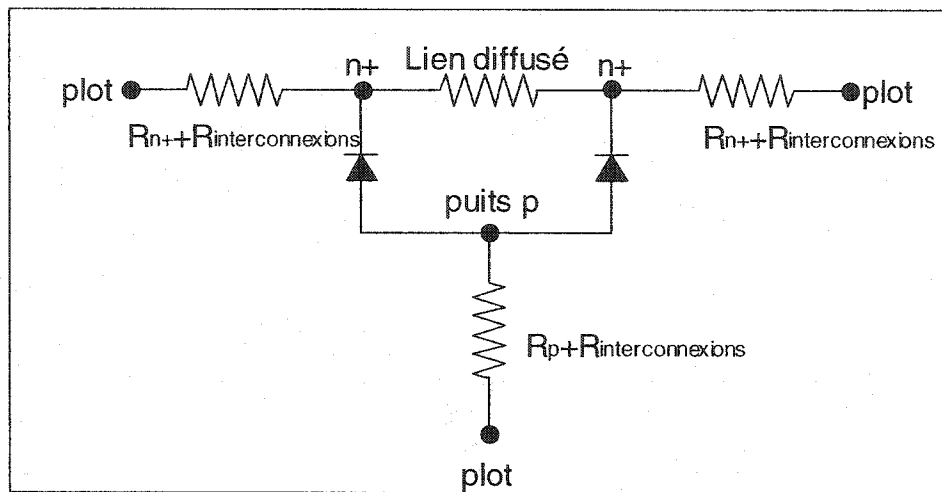


Figure 2.9 Schéma électrique d'une résistance diffusée de type npn avec un lien créé.

## 2.1.4 Montage de fabrication par faisceau laser

### 2.1.4.1 Description du Montage

Les figures 2.10 et 2.11 présentent le montage utilisé pour la fabrication des résistances diffusées. Le laser fournit la puissance nécessaire à la fusion du silicium. Il s'agit d'un laser à gaz d'argon générant 5W de puissance lumineuse et opérant en continu. Les principales longueurs d'onde générées sont les 488nm et 514nm.

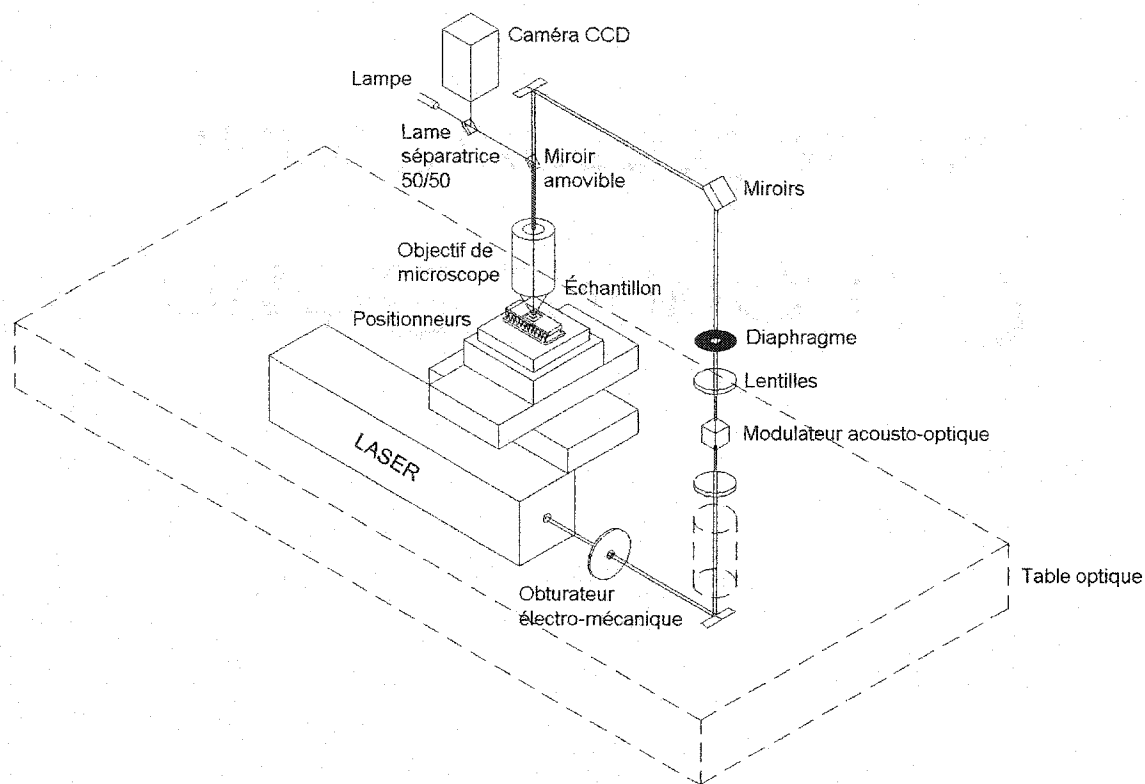


Figure 2.10 Montage de fabrication des résistances diffusées par laser.

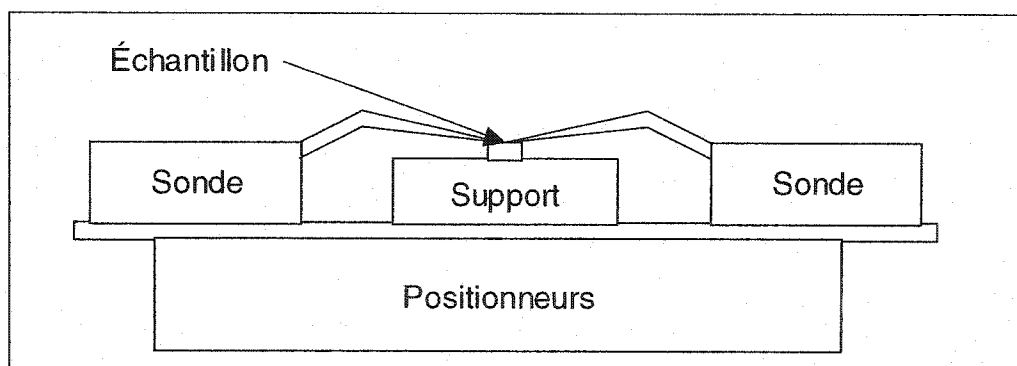


Figure 2.11 Branchement des échantillons avec des pointes.

La propagation des impulsions laser est contrôlée par un modulateur acousto-optique (figure 2.12). Le modulateur acousto-optique est un cristal de verre qui, lorsqu'il est

soumis à des vibrations acoustiques d'une fréquence donnée, diffracte la lumière incidente en plusieurs faisceaux, dont celui de premier ordre qui contient 60% de la lumière incidente. Lorsque le cristal n'est soumis à aucune onde acoustique, le faisceau incident le traverse sans être diffracté. Le diaphragme sélectionne le faisceau diffracté de premier ordre et bloque le faisceau incident. En combinant ces deux éléments, on peut produire des impulsions laser rapides atteignant 20ns. L'unité de contrôle du modulateur acousto-optique génère les ondes acoustiques à une fréquence donnée pour le cristal utilisé. Ces ondes acoustiques sont modulées par un signal analogique de 0 à 1Volt produite par un générateur d'impulsions (figure 2.13). Pour une tension de 0V, le cristal n'est pas en vibration et aucune lumière laser ne traverse le diaphragme. Pour une tension de 1V, le cristal vibre et la lumière laser franchit l'orifice du diaphragme. Le train d'impulsions de lumière laser est donc directement contrôlé par le signal analogue généré. La première lentille convergente sur le parcours optique du laser focalise le faisceau dans le modulateur acousto-optique. Cette focalisation permet d'augmenter la quantité de lumière diffractée dans le faisceau diffracté de premier ordre et d'accélérer la vitesse de transition entre les états diffracté et non diffracté. La deuxième lentille convergente défocalise le faisceau sortant du modulateur acousto-optique pour le rendre parallèle.

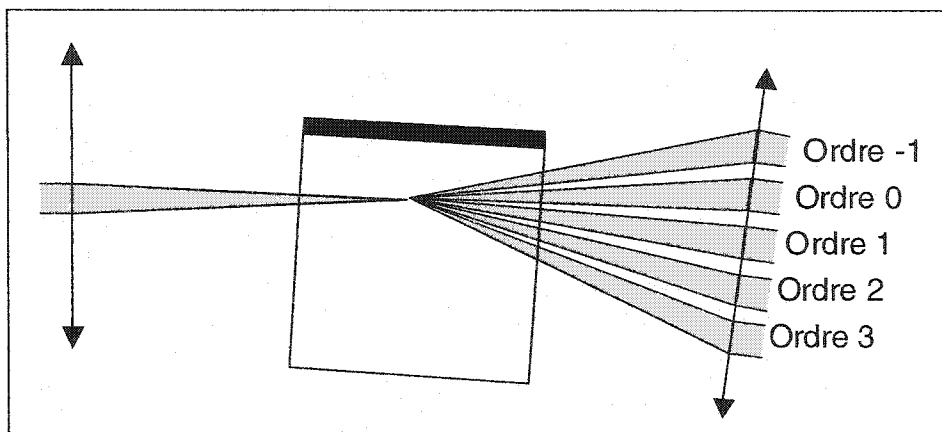


Figure 2.12 Fonctionnement d'un modulateur acousto-optique (M.A.O.)

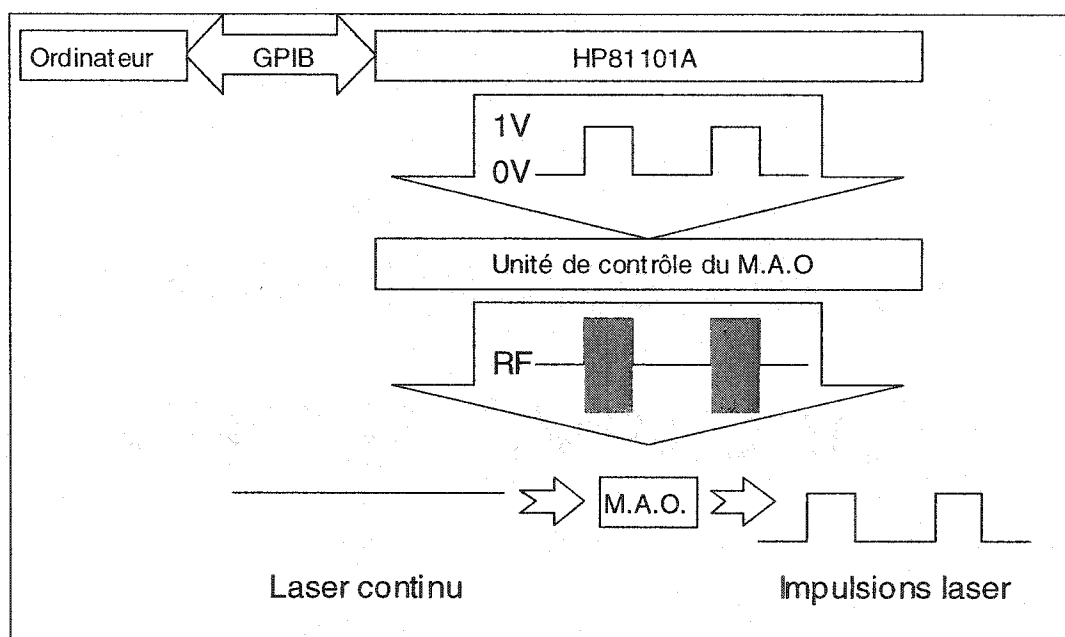


Figure 2.13 Génération d'impulsions laser à l'aide d'un modulateur acousto-optique

L'objectif de microscope, un 50X, focalise le laser sur l'échantillon avec un diamètre de

1,8 $\mu\text{m}$ <sup>1</sup>. L'objectif de microscope sert aussi à la visualisation du circuit. Il en forme l'image sur la caméra numérique. Une lame séparatrice et une lampe fournissent l'éclairage nécessaire au système de visualisation.

Une table de positionnement à trois axes de translation constituée d'un empilement de translateurs, permet de placer précisément le circuit sous l'objectif. Les axes X et Y, qui définissent le déplacement dans un plan parallèle à la table, possèdent une résolution de déplacement de 0,1 $\mu\text{m}$ . L'axe Z est un positionneur vertical servant à placer la surface du silicium au foyer de l'objectif. Sa résolution est de 1 $\mu\text{m}$ .

Sur cette table se trouve un réceptacle pour le boîtier du circuit à tester. Des fils sont branchés au réceptacle pour relier le circuit aux instruments. Dans les débuts du projet, les circuits étaient dépourvus de boîtier et les connexions électriques étaient effectuées à l'aide de pointes (voir figure 2.11). Pour rendre la fabrication et les mesures plus pratiques, les circuits ont été mis en boîtier et montés sur ce réceptacle.

À cause de réflexions sur les faces du cristal du modulateur acousto-optique, une partie de la lumière laser franchit le diaphragme lorsque le modulateur acousto-optique ne diffracte pas la lumière, laissant ainsi un faisceau de lumière incidente sur le circuit.

---

<sup>1</sup> Le diamètre a été mesuré à  $1/e^2$  de l'intensité normalisée du faisceau laser gaussien au point d'étranglement maximum. La courbe d'intensité a été obtenue en obstruant le faisceau sous l'objectif de microscope avec une lame métallique montée sur un puissance-mètre.

Cette lumière n'est pas suffisante pour modifier l'échantillon par fusion, mais elle génère des paires électrons-trous dans le semiconducteur, ce qui diminue la résistance du canal et affecte largement les mesures in-situ qui font partie intégrante de la méthode proposée pour créer des résistances précises. L'obturateur électro-mécanique bloque le faisceau laser à chaque fois qu'une mesure électrique doit être effectuée sur le circuit.

L'obturateur électro-mécanique, le modulateur acousto-optique, par le biais du générateur d'impulsions, la caméra numérique, la table de positionnement et les appareils de mesures sont tous reliés à un ordinateur. Ce dernier coordonne les opérations afin de sauver du temps lors de la fabrication et de la caractérisation des résistances diffusées. Un logiciel contrôle les positionneurs en temps réel, un autre contrôle la génération des impulsions en coordonnant le générateur d'impulsion et l'obturateur électro-mécanique et un dernier effectue des mesures de caractéristiques courant-tension sur les résistances diffusées fabriquées et les répertorie.

#### **2.1.4.2 Limites du montage laser**

Bien qu'il remplisse ses fonctions, certaines limitations du montage rendent le travail et l'analyse de la technique et des composants associés plus difficiles. En effet, il est difficile de fabriquer deux résistances identiques possédant les mêmes caractéristiques électriques avec la même procédure d'intervention par laser.

La principale difficulté provient des positionneurs. Le mouvement du positionneur dans la direction normale à la table optique (axe z) entraîne des mouvements dans le plan de la



table (directions x et y); ce qui ne devrait pas se produire. Le point de focalisation du faisceau laser sous l'objectif ne coïncide pas avec la position de la surface de l'échantillon lorsque son image est au foyer sur la caméra digitale. Il est donc nécessaire de déplacer l'échantillon verticalement pour effectuer une intervention laser, après avoir préalablement positionné l'échantillon visuellement. Le déplacement vertical cause alors un mouvement horizontal parasite qu'il n'est possible de voir que lorsque l'échantillon est ramené à sa position originale et que l'on voit l'endroit où le laser a fondu le silicium. Ce déplacement horizontal parasite est aléatoire et limite la répétabilité sur la fabrication des résistances diffusées. L'usure des positionneurs, qui datent de 1988, constitue la source de ces déplacements parasites.

Une autre limite de répétabilité provient du miroir amovible. On calibre la position du laser par rapport à l'image en fondant une portion de silicium avec le laser. La trace de silicium fondu est ensuite marquée avec une mire qui est superposée à l'image vidéo par le logiciel de visualisation. La mire correspond alors à la position du faisceau laser focalisé. Le miroir amovible sert à obtenir l'image sur la caméra et doit être déplacé manuellement afin de laisser passer le faisceau laser. Après avoir déplacé et remplacé ce miroir, il ne se trouve pas toujours dans la même position, ce qui déplace légèrement l'image à l'écran. Tout positionnement subséquent de l'échantillon risque alors d'être erroné. Les résistances ne sont alors pas diffusées correctement. Il est donc nécessaire de recalibrer la position du laser par rapport à l'image vidéo régulièrement.

Le financement étant limité, les expériences rapportées ici ont été effectuées avec le

matériel disponible. Un financement récent va permettre de constituer un système fiable et performant durant l'été 2001. Bien que ce matériel présente des limites de répétabilité dans la production des résistances, il a permis assez de répétabilité pour procéder à une étude qualitative. Beaucoup de résistances ont été fabriquées de manière à pouvoir ressortir statistiquement les principaux comportements électriques. Les résultats présentés dans ce mémoire sont ceux qui représentent le mieux l'ensemble des résultats obtenus.

## **2.2 Caractérisation électrique**

Des mesures de deux types ont été effectuées pour étudier la fabrication des résistances diffusées : il s'agit de mesures de résistance et de mesures de caractéristiques courant-tension.

### **2.2.1 Mesures de résistance**

Au moment de la fabrication des résistances diffusées par laser, les mesures de résistance étaient effectuées in-situ au moyen d'un multimètre HP34401A relié par des pointes de test aux plots du dé de silicium ou aux broches du réceptacle (figure 2.14).

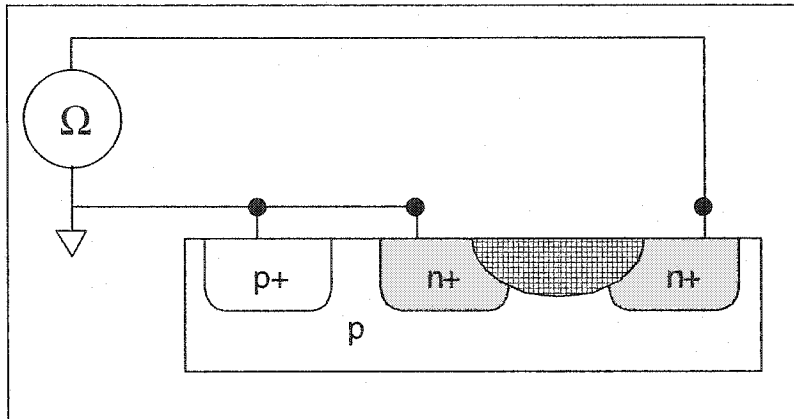


Figure 2.14 Schéma des mesures de résistances.

### 2.2.2 Description des mesures de caractéristiques courant-tension

La figure 2.15 présente le schéma des mesures de caractéristiques courant-tension. Une source de tension Keithley 230 programmable génère la tension appliquée sur la résistance. Le courant est lu par un multimètre HP34401A placé en série avec la source de tension et la résistance. L'ordinateur coordonne les deux appareils via une interface GPIB et un logiciel de traçage de courbe courant-tension. Certaines courbes ont été tracées avec un analyseur de paramètres HP4155A (figure 2.16). Afin de mieux visualiser les caractéristiques courant-tension (I-V), les résultats sont souvent présentés sous forme de courbes résistance-tension (R-V) dans lesquelles la résistance est calculée comme le rapport de la tension et du courant ( $R=V/I$ ).

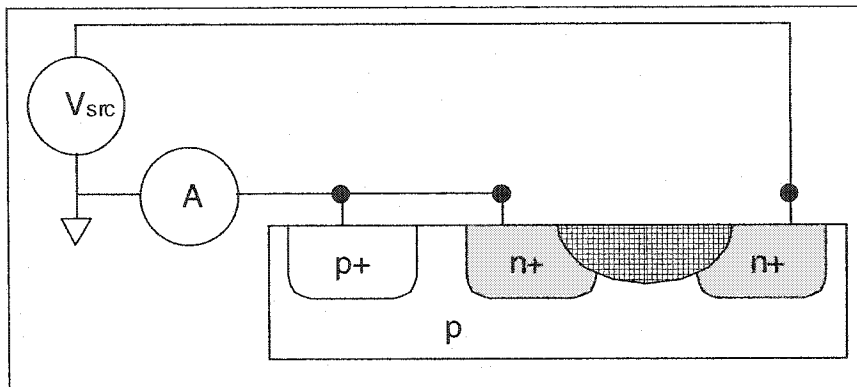


Figure 2.15 Schéma des mesures de caractéristiques courant-tension à l'aide d'une source de tension et d'un ampèremètre.

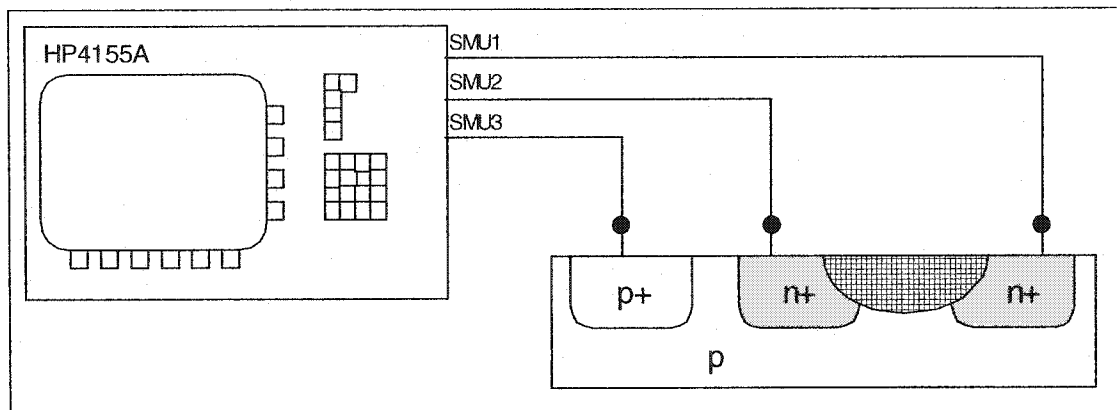


Figure 2.16 Schéma des mesures de courbe courant-tension à l'aide d'un analyseur de paramètres semiconducteurs HP4155A.

### 2.2.3 Effet de substrat

Un effet de substrat a été observé pour les résistances diffusées. Les figures 2.17 et 2.18 montrent comment cet effet influence la caractéristique résistance-tension d'une résistance diffusée de  $347\Omega$ . On définit la source d'une résistance diffusée comme étant

la borne qui est au potentiel le plus faible. De même, on définit le drain comme étant la borne qui est au potentiel le plus élevé. En polarisation directe du substrat par rapport à la source de la résistance, un courant est injecté dans cette source en permanence. Un courant est aussi injecté dans le drain qui varie avec la tension qui y est appliquée. L'effet combiné de ces deux courants a pour conséquence de diminuer considérablement la valeur de la résistance car le courant lu est augmenté. En polarisation inverse, le même phénomène se produit. Par contre, le courant est collecté par le puits et il est beaucoup plus faible à cause de la polarisation inverse. Ceci diminue le courant lu et la résistance lue est légèrement augmentée. Afin d'éviter des problèmes d'effet de substrat, on polarise le puits au même potentiel que la source. La polarisation du puits réduit considérablement le bruit sur les mesures électriques.

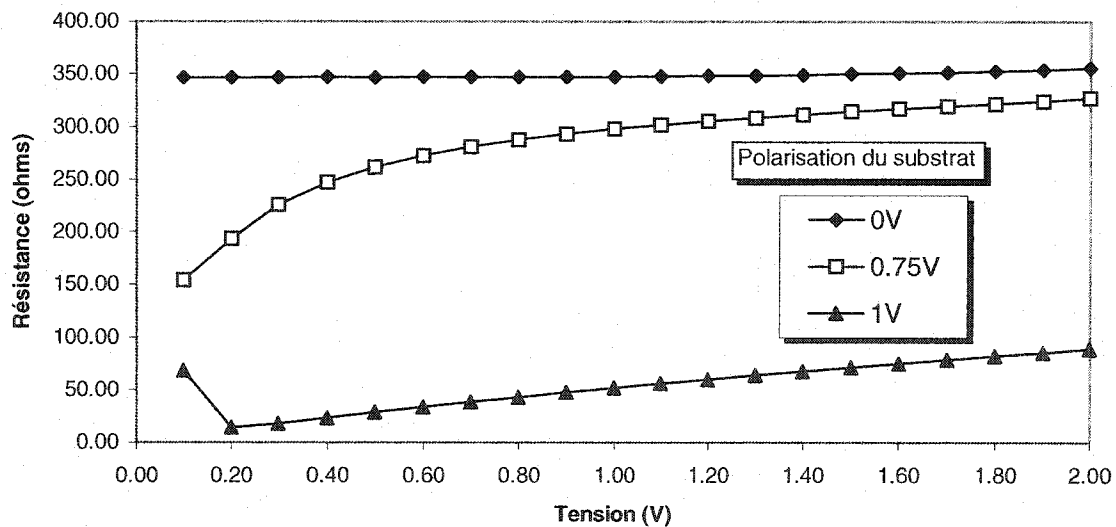


Figure 2.17 Effet d'une polarisation directe du substrat sur une résistance diffusée de 347Ω.

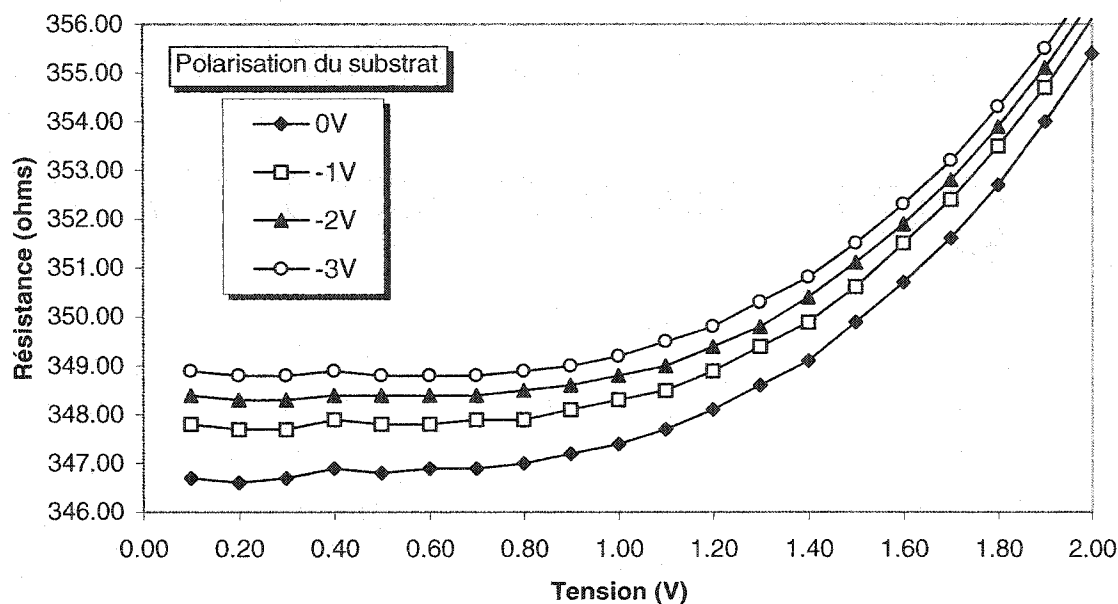


Figure 2.18 Effet d'une polarisation inverse du substrat sur une résistance diffusée de  $347\Omega$ .

#### 2.2.4 Mesures à quatre fils

Les mesures présentées dans ce mémoire ont été effectuées avec la méthode décrite ci-haut. Une méthode plus appropriée pour mesurer les résistances et les courbes courant-tension est la mesure à quatre fils. Cette méthode est schématisée à la figure 2.19. Elle utilise une source pour injecter un courant dans la résistance par deux fils et un voltmètre pour mesurer la tension par deux autres fils. Comme aucun courant ne passe dans le voltmètre, tout le courant injecté passe par la résistance et aucune chute de potentiel ne survient dans les fils reliés au voltmètre. On ne mesure ainsi que la résistance entre les quatres points de contact des fils.

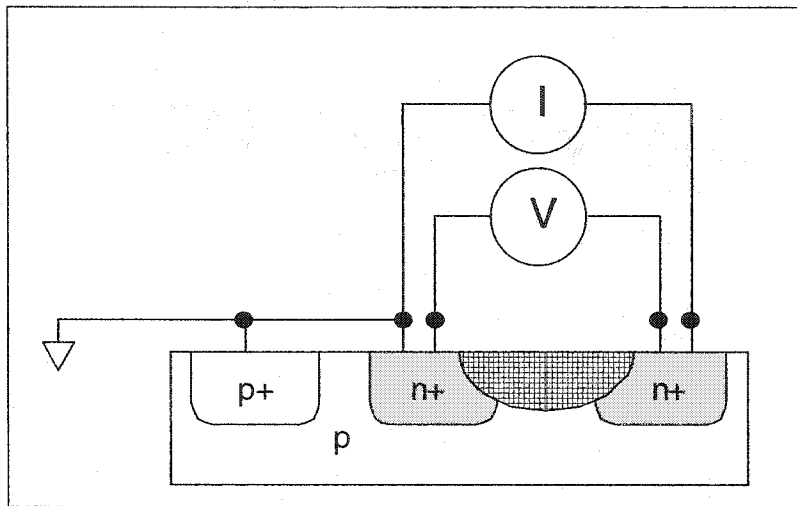


Figure 2.19 Schéma d'une mesure à quatre fils.

Dans le cas de la mesure à deux fils, la résistance diffusée est en série avec les interconnexions du circuit intégré, les fils d'or qui relient le circuit à son boîtier, les broches du boîtier et les fils reliant le boîtier aux instruments. Avec la technique à quatre fils, on pourrait ne mesurer que la résistance diffusée. Le circuit utilisé ne permettant pas ce genre de mesure à cause de la façon dont il a été conçu, il aurait fallu concevoir un autre circuit, ce qui aurait demandé trop de temps. C'est pourquoi tous les résultats inclus dans ce mémoire ont été effectués avec la méthode à deux fils. La résistance des fils entre les instruments et le boîtier a été mesurée et est approximativement de  $2\Omega$ , ce qui est relativement faible par rapport aux valeurs de résistance mesurées. L'impossibilité de fabriquer des résistances de moins de  $100\Omega$  nous laisse supposer que la résistance des interconnexions du circuit intégré est de cet ordre de grandeur. Il est donc important de garder en mémoire que chaque résultat comporte une résistance en série de l'ordre de  $100\Omega$ .

## **2.3 Résultats électriques**

### **2.3.1 Valeurs de résistances**

La méthode étudiée a permis de fabriquer des résistances diffusées de valeurs continues dans une gamme d'un peu plus de  $100\Omega$  à plusieurs centaines de kilohms pour les échantillons fabriqués avec la technologie  $1,5\mu\text{m}$  de Mitel.

### **2.3.2 Caractéristiques courant-tension**

Beaucoup de courbes courant-tension de résistances diffusées ont été obtenues pour des résistances allant de plus de  $100\Omega$  à plusieurs centaines de kilohms. On ne présente par contre ici que quelques courbes typiques représentant les principaux comportements électriques observés. Ces courbes sont présentées dans les figures 2.20 à 2.24. Les résistances ont été fabriquées en boucle fermée. Après chaque intervention laser, la résistance était mesurée et cette mesure était utilisée pour ajuster les paramètres de fabrication de l'intervention suivante.



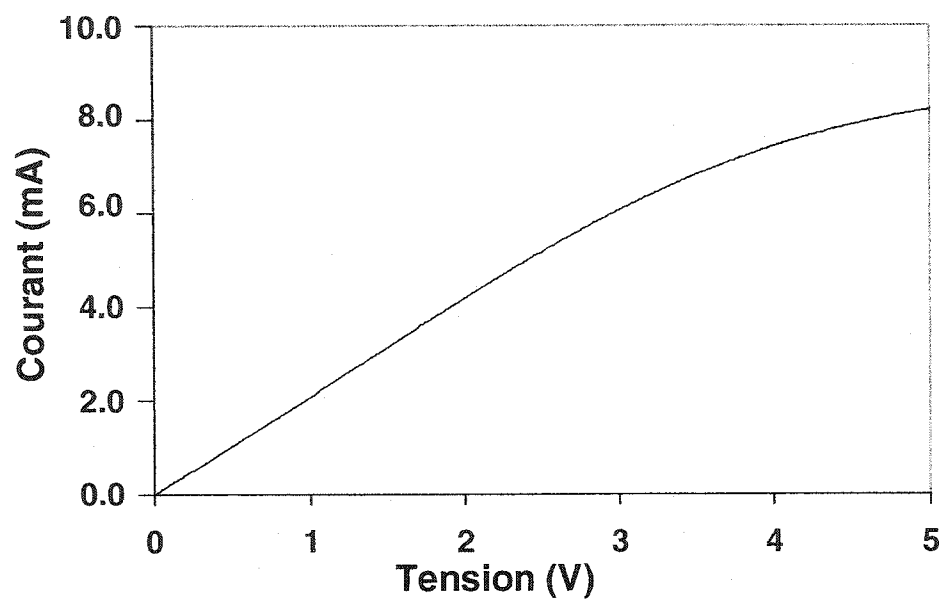


Figure 2.20 Courbe courant-tension pour une résistance diffusée de 500Ω.

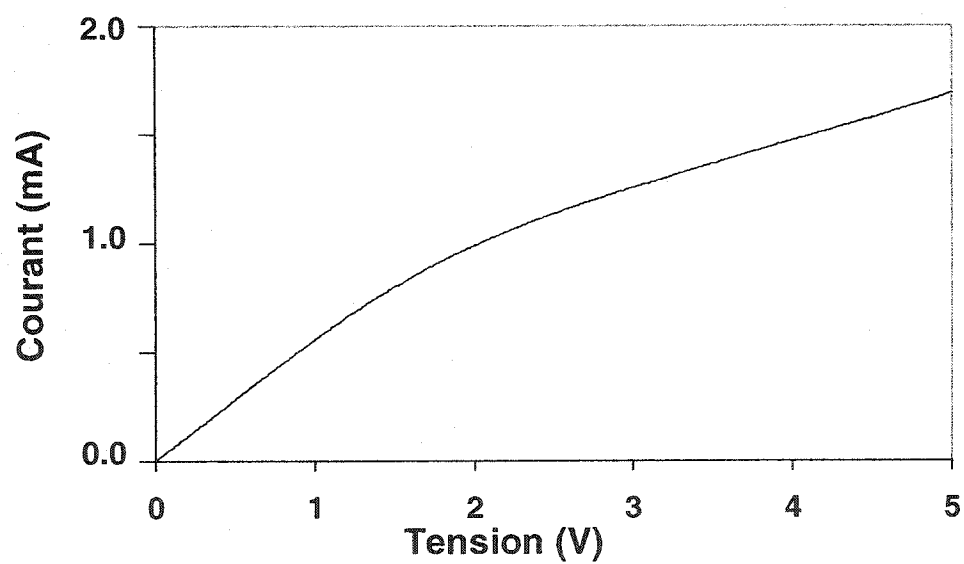


Figure 2.21 Courbe courant-tension pour une résistance diffusée de 1.8kΩ.

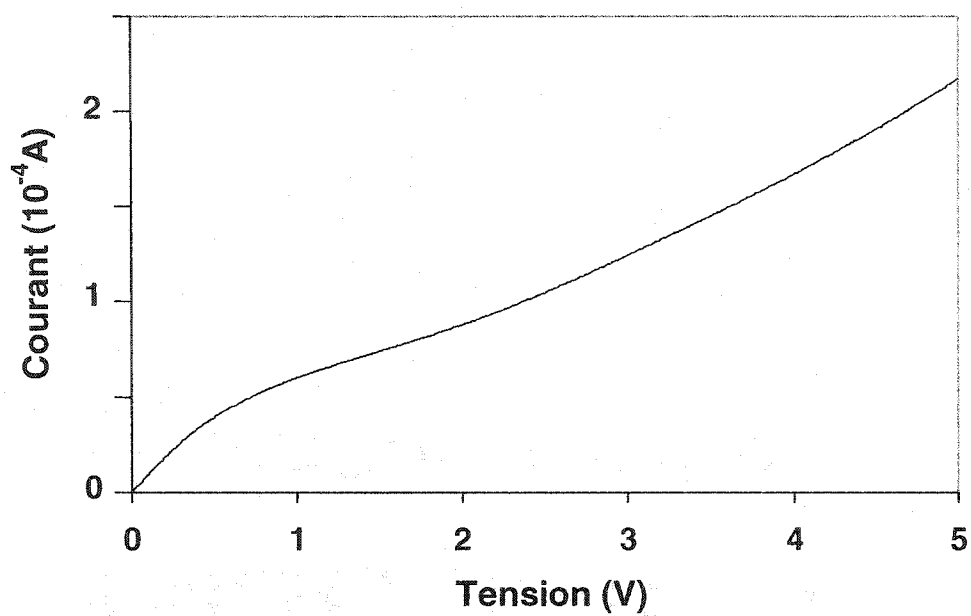


Figure 2.22 Courbe courant-tension pour une résistance diffusée de 10kΩ.

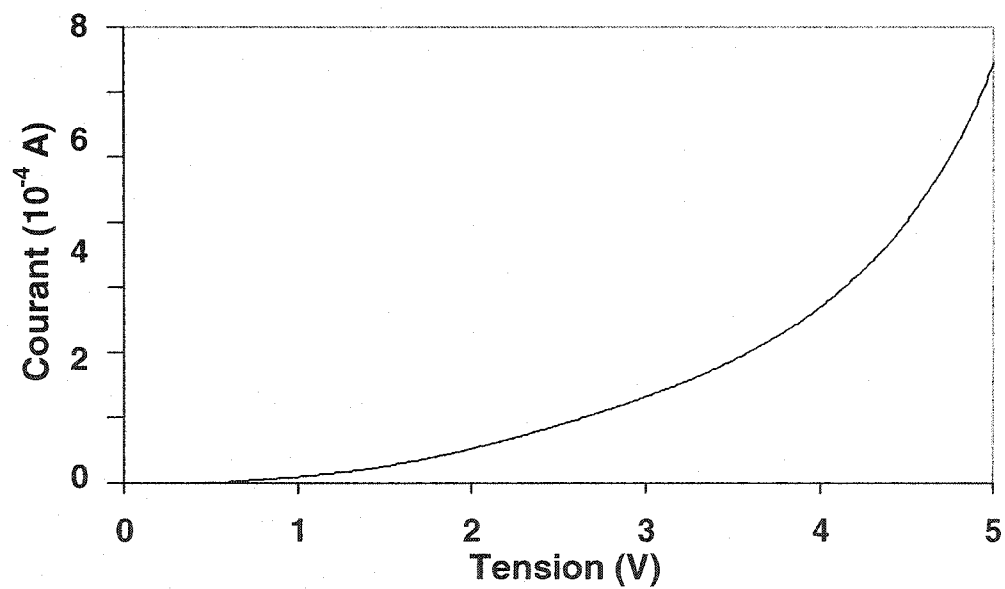


Figure 2.23 Courbe courant-tension pour une résistance diffusée de 100kΩ.

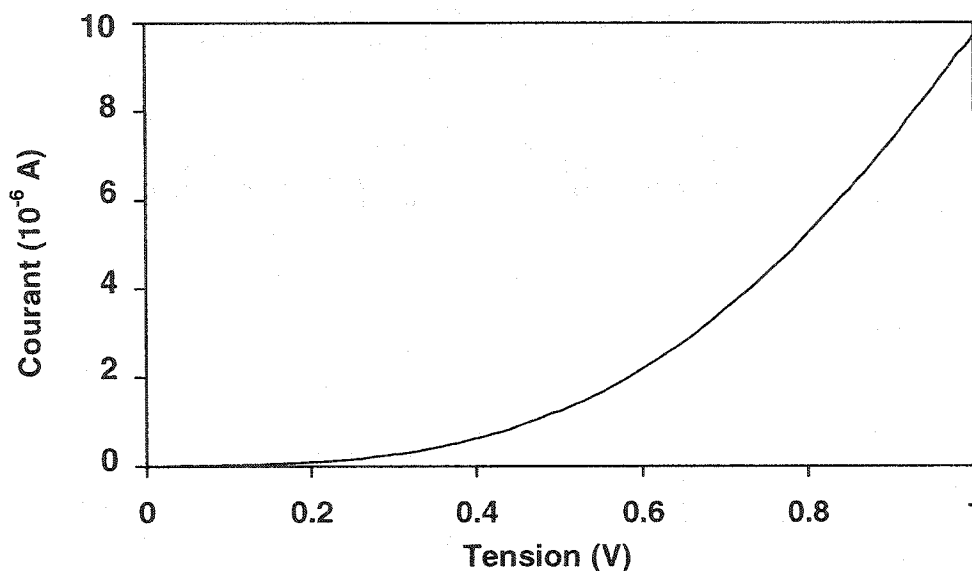


Figure 2.24 Courbe courant-tension entre 0 et 1V pour une résistance diffusée de 100k $\Omega$ .

La figure 2.20 présente la caractéristique I-V pour une résistance de 500 $\Omega$ . Elle présente une région linéaire à faible tension qui s'étend de 0V à environ 2,5V. À partir de cette tension, le courant tend à saturer. La résistance de 1,8k $\Omega$  (figure 2.21) possède aussi une région linéaire, mais seulement de 0V à 1V. À partir de 1V, le courant semble débiter une saturation car la pente du courant diminue. Par contre, cette saturation ne se produit pas car le courant ne cesse pas de monter. À plus haute résistance, soit 10k $\Omega$  (figure 2.22), la région linéaire est très courte. Le courant commence déjà une saturation à 0,2V. Encore ici, la saturation ne se complète pas et le courant présente une inflexion vers le haut à partir de 1,5V. La résistance de 100k $\Omega$  (figures 2.23 et 2.24) ne présente pas de région linéaire, ni de tendance à la saturation. Par contre, elle présente immédiatement une inflexion du courant vers le haut, qui est plus importante que dans toutes les autres

résistances. En somme, plus la résistance est grande, plus la région linéaire est courte, plus la tendance à la saturation s'effectue sur une plage de tension plus courte et plus l'augmentation post-saturation du courant est importante.

### 2.3.3 Paramètres de fabrication

La valeur des résistances fabriquées varie selon plusieurs paramètres. La puissance du faisceau laser incident, la durée de l'impulsion, le diamètre du faisceau laser et le nombre d'impulsions sont les paramètres les plus importants. Les figures 2.25 à 2.28 montrent l'effet de ces paramètres sur la valeur de résistance mesurée avec un multimètre. Le multimètre effectue la mesure de résistance à faible tension, entre 0 et 1,2V.

La puissance du faisceau contrôle l'intensité incidente sur la résistance et l'énergie absorbée augmente la température du silicium. Plus la puissance est élevée, plus la température du silicium est élevée, plus le coefficient de diffusion est grand et les dopants diffusent plus rapidement car la diffusivité augmente exponentiellement avec la température du liquide, donc il en résulte que les dopants diffusent sur une plus grande distance. L'augmentation de puissance entraîne aussi une augmentation du diamètre fondu à cause de l'augmentation de la densité d'énergie du faisceau gaussien. La région où l'intensité incidente est supérieure au seuil de fusion est donc plus grande. De plus, une hausse de puissance permet aux dopants de diffuser plus longtemps, et donc sur une distance plus grande, car la recristallisation est retardée du fait que l'énergie à dissiper est plus grande. L'augmentation de puissance entraîne donc la fabrication d'une résistance

de plus faible valeur, comme le montre la figure 2.25. La figure montre la résistance obtenue après 10 interventions de  $1,8\mu\text{m}$  de diamètre, de  $1,44\mu\text{s}$  et de puissance variable. Chaque point représente une nouvelle résistance. Les irrégularités de la courbe sont le résultat de la non-reproductibilité du montage de fabrication. On peut cependant bien voir la tendance de la puissance à faire diminuer la valeur de la résistance diffusée.

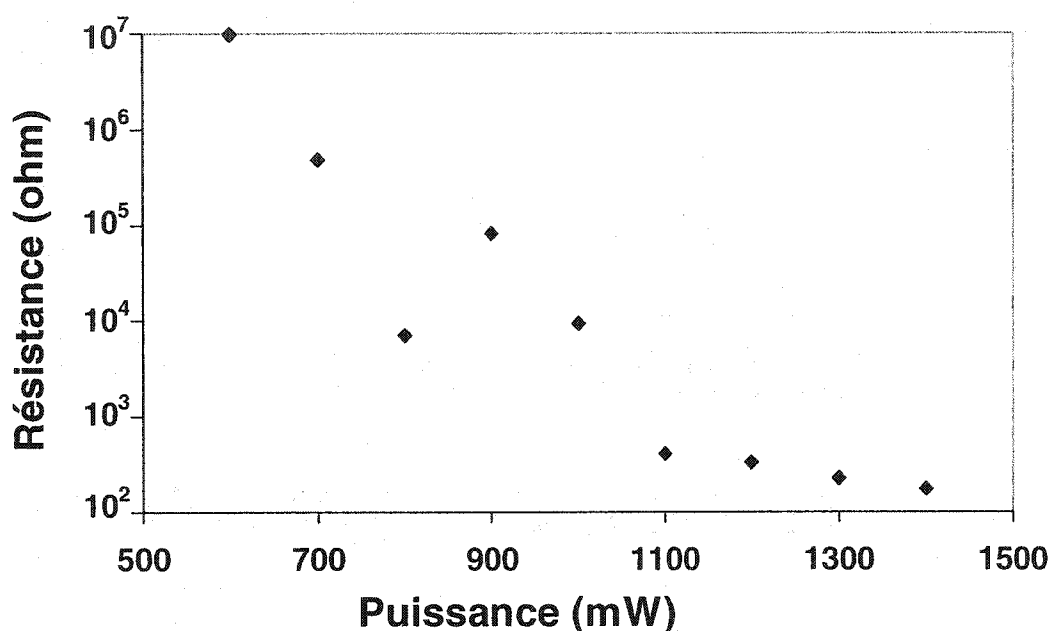


Figure 2.25 Résistance fabriquée en fonction de la puissance pour une durée d'impulsion de  $1,44\mu\text{s}$ , un diamètre de  $1,8\mu\text{m}$  et 10 interventions.

La variation de la durée de l'impulsion peut produire trois effets. Si l'impulsion est trop courte, l'apport d'énergie n'est pas suffisant pour produire la fusion et aucune résistance n'est créée. Passé un certain seuil de temps, une impulsion plus longue permet aux dopants de diffuser sur une distance plus grande, résultant en une résistance plus faible.

Au-delà d'une certaine durée, la couche de passivation est détruite et la durabilité ainsi que la fiabilité du circuit peuvent être compromises. Ceci doit être évité. Les seuils minimum et maximum de la durée varient avec les autres paramètres. La figure 2.26 montre l'effet de la durée sur la valeur de la résistance créée. Une durée plus longue produit effectivement une diminution de la valeur de la résistance. Le premier point est encore ici une manifestation de la non reproductibilité du montage de fabrication.

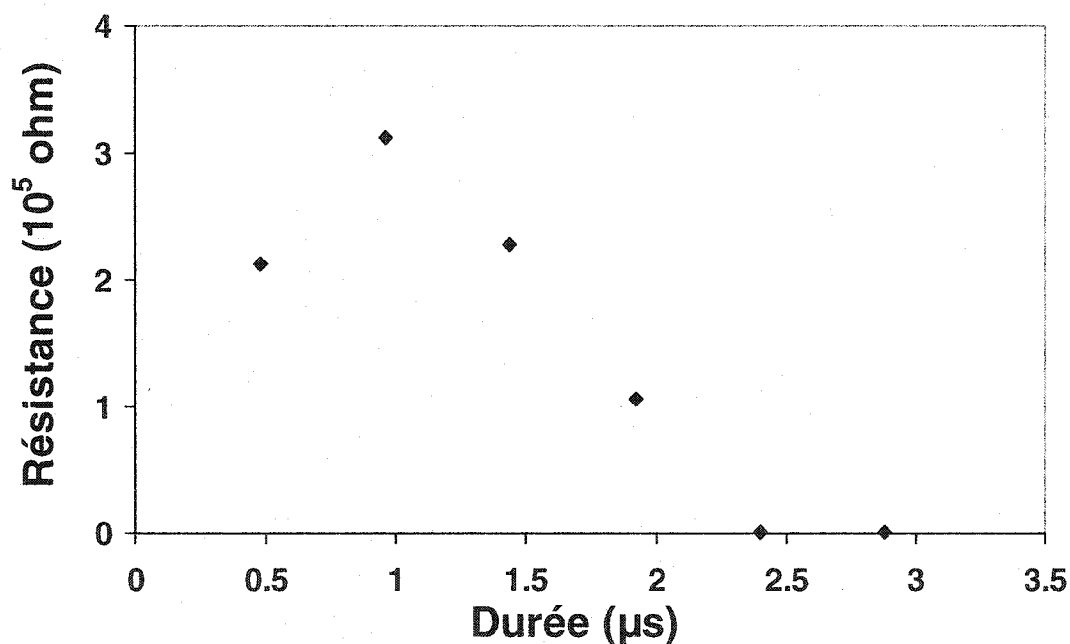


Figure 2.26 Résistance fabriquée en fonction de la durée d'impulsion pour une puissance de 1W, un diamètre de 1,8μm et une intervention.

Le diamètre du faisceau a aussi une incidence sur la valeur de la résistance (figure 2.27). Un faisceau trop étroit ne fusionnera pas le silicium sur une surface assez grande pour que les dopants diffusent et que le canal conducteur soit créé. L'étalement de la

puissance sur une surface plus grande diminue l'intensité incidente et le rayon à l'intérieur duquel le silicium fond. Les dopants sont alors moins disponibles et diffusent aussi moins rapidement. Il en résulte que la résistance augmente avec l'augmentation du diamètre du faisceau. Un faisceau plus étroit produit une diffusion moins uniforme.

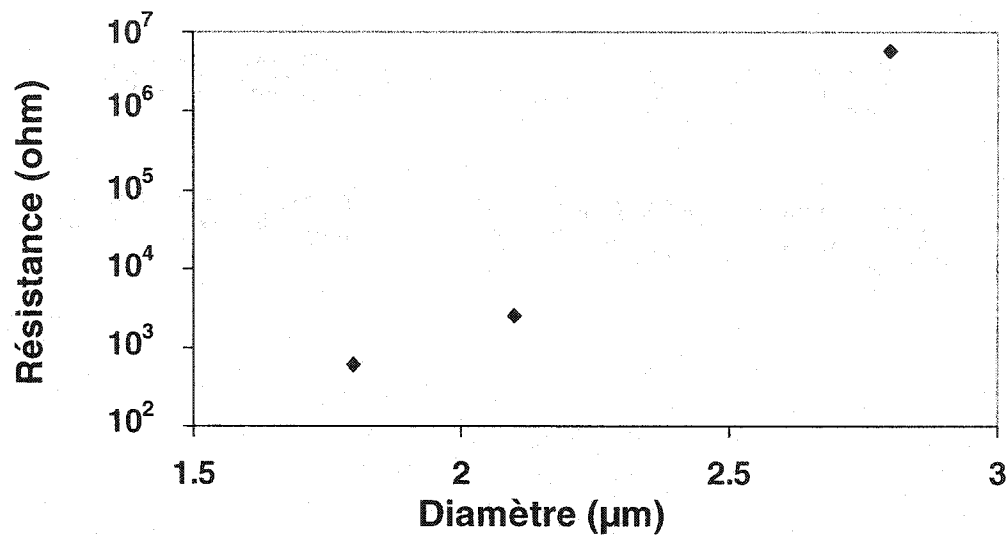


Figure 2.27 Résistance fabriquée en fonction du diamètre du faisceau laser pour une puissance de 1,3W, une durée d'impulsion de 1,44μs et 2 interventions.

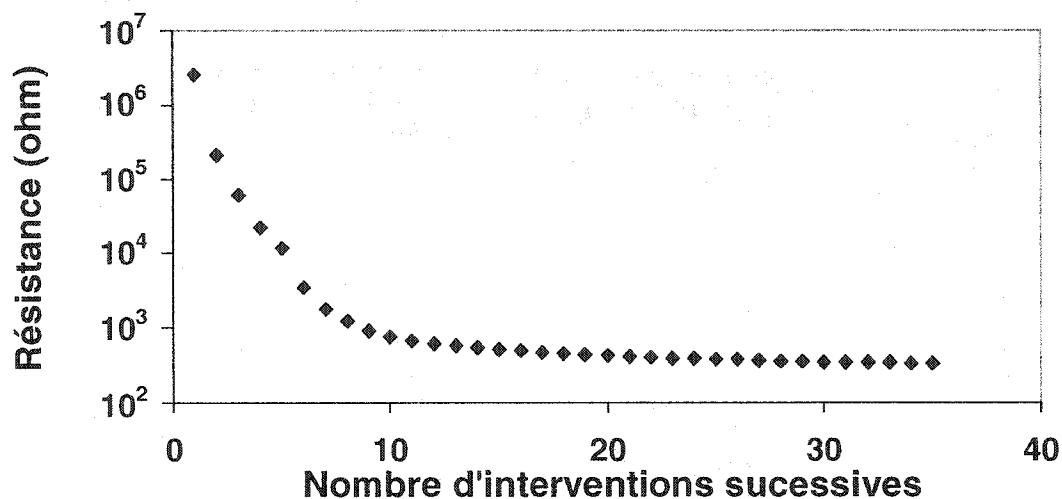


Figure 2.28 Résistance fabriquée en fonction du nombre d'interventions laser pour une puissance de 1W, un diamètre de 1,8 $\mu$ m et une durée d'impulsion de 0,48 $\mu$ s.

Une exposition sous le faisceau laser produit une résistance d'une valeur donnée. Des expositions subséquentes sur la même résistance produisent des valeurs de résistance décroissantes (figure 2.28). Après un certain nombre d'interventions, la résistance sature à une valeur donnée. À ce moment, chaque intervention ne fait que redistribuer de la même manière les dopants; aucun dopant supplémentaire n'est ajouté dans la région fondue.

Certains paramètres sont reliés; ils produisent des effets similaires ou opposés. La durée et le nombre d'interventions ont des effets similaires. La durée permet aux dopants de diffuser sur une distance plus grande. Effectuer plusieurs interventions successives produit le même effet; à chaque intervention, les dopants diffusent plus loin. La puissance et le diamètre sont en partie reliés. La puissance contrôle l'intensité à la



surface du silicium. De même, la variation du diamètre modifie l'étalement de la puissance et modifie donc l'intensité à la surface du silicium.

En modifiant simultanément les différents paramètres, on contrôle la fabrication et la distribution du dopage des résistances diffusées. Par exemple, en utilisant une puissance élevée, un diamètre faible et une durée d'impulsion longue, on obtient une variation importante de la résistance d'une impulsion à l'autre. En utilisant une puissance plus faible, un diamètre de faisceau plus grand et une durée d'impulsion plus courte, on obtient des variations de résistance plus faibles. Il est possible, en modifiant les paramètres de fabrication, d'ajuster grossièrement la résistance lors des premières interventions avec des puissances et des durées plus élevées et, ensuite, de diminuer graduellement les paramètres à chaque intervention pour ajuster de plus en plus finement la valeur de la résistance.

## **2.4 Avantages et inconvénients de la méthode des résistances diffusées par laser**

La méthode comporte des avantages et des inconvénients par rapport aux autres méthodes d'ajustement de résistances.

### **2.4.1 Avantages**

La méthode des résistances diffusées permet la fabrication de résistances de précision. À l'heure actuelle, leur valeur peut être ajustée de quelques centaines d'ohms à plusieurs mégaoohms avec une précision de 50ppm, soit la précision de l'appareil de mesure utilisé.

La fabrication de résistances diffusées à une valeur donnée et sous une tension donnée possède un taux de réussite de 100%. Le montage de fabrication souffrant de limites de reproductibilité, la courbe courant-tension n'est cependant pas répétable.

L'ajustement, si effectué avant la mise en boîtier du circuit, ne permet pas de compenser la résistance des broches du boîtier. Par contre, il est possible d'ajouter des résistances intégrées dans le circuit pour en tester la fonctionnalité avant de l'assembler dans un boîtier. Les circuits fonctionnels sont alors partiellement emboîtés. Les résistances intégrées peuvent être retirées du circuit au moyen de coupes effectuées par laser et les résistances diffusées sont ajustées par laser. La possibilité de tester la fonctionnalité avant d'effectuer la calibration est aussi avantageuse pour diverses classe de circuits, comme les oscillateurs.

La méthode ne requiert aucun déplacement de l'échantillon par rapport à la source de chaleur au moment de l'intervention car celle-ci est ponctuelle. Ceci réduit beaucoup le temps d'ajustement.

Les résistances diffusées possèdent des dimensions comparables à celles d'un transistor. La structure peut être réduite avec l'échelle des technologies utilisées; cependant, il est impossible de descendre en-deçà d'un certain seuil déterminé par la longueur d'onde et l'optique utilisées. La surface ainsi libérée permettra de fabriquer des circuits de précision d'une densité jamais atteinte.

Finalement, le principal avantage de la méthode est qu'elle utilise les procédés de

fabrication CMOS existants. Elle ne requiert aucune étape de fabrication supplémentaire par rapport aux procédés de fabrication actuels, contrairement à la majorité des autres méthodes.

#### **2.4.2 Inconvénients**

La méthode requiert l'utilisation d'un laser de puissance élevée et d'un système de positionnement précis qui sont relativement onéreux. La fabrication de résistances diffusées demande donc un investissement de capital initial assez élevé quoique raisonnable, considérant les coûts des systèmes de fabrication utilisés en microélectronique.

Les résistances élevées possèdent une caractéristique courant-tension très non-linéaire à une tension relativement élevée. Ce problème peut être pallié par l'ajout de résistances en série ou par la modification de la géométrie de la résistance. La fabrication d'une résistance élevée peut être linéarisée si on augmente la quantité de dopants dans sa région centrale. En effet, pour une concentration de dopants plus élevée, la tension à laquelle la saturation débute est plus grande, donnant lieu à un comportement qui est linéaire sur une plus grande plage de tension. Pour ramener la valeur de la résistance à une valeur élevée malgré l'augmentation de la concentration des dopants, il est nécessaire d'augmenter la longueur de la résistance ou de la rendre plus étroite. L'ajout de résistances en série diminue le champ électrique dans la résistance diffusée, mais a le désavantage d'augmenter la surface de silicium utilisée.

### **Chapitre 3 : Caractérisation de la variation électrique en température des résistances diffusées par faisceau laser**

La température d'opération des circuits intégrés varie selon leur application et l'environnement dans lequel ils se trouvent. Ces variations de température causent des variations sur les paramètres des circuits, entraînant une modification de leur comportement électrique avec la température. La caractérisation thermique des composants électroniques permet de connaître comment se comporteront les circuits sujets à des changements de température.

Un terme important à définir avant d'aborder ce chapitre est le coefficient en température de résistance (CTR) qu'on retrouve dans la littérature sous l'appellation « Temperature Coefficient of Resistance (TCR) » (Marschall, 1979). Ce paramètre représente la variation de la résistance avec la température et est souvent représenté en ppm/°C. Une méthode utilisée pour déterminer le CTR d'une couche résistive consiste à prendre deux mesures de résistance à des températures différentes, l'une à la température de la pièce et l'autre à une température plus élevée (125°C par exemple) (Marschall, 1979; Fehlhaber, 1971). Le CTR est alors la pente de la droite liant les deux points. Cette façon de caractériser et de représenter le CTR est insuffisante. En effet, il est connu que plusieurs matériaux conducteurs présentent une variation non linéaire de la résistivité (Marschall, 1979; Norton et Brandt, 1978). Cette méthode n'est donc pas adéquate lorsqu'il s'agit de caractériser un matériau ou un dispositif résistif dont on ne connaît pas le type de

comportement en température.

Ce chapitre présente la méthode de caractérisation en température utilisée pour les résistances diffusées et les résultats obtenus. Tel que mentionné au chapitre 2, le montage de fabrication par faisceau laser présente des limites quant à la reproductibilité dans la fabrication des résistances diffusées. Par contre, plusieurs des résistances de valeurs rapprochées entre elles comportent des caractéristiques assez similaires pour être sujet à étude.

### 3.1 Montage de test en température

Le montage a pour fonction de changer la température des circuits afin de les tester sous diverses températures. Il est divisé en trois parties principales qui sont le four, l'instrumentation et les interconnexions.

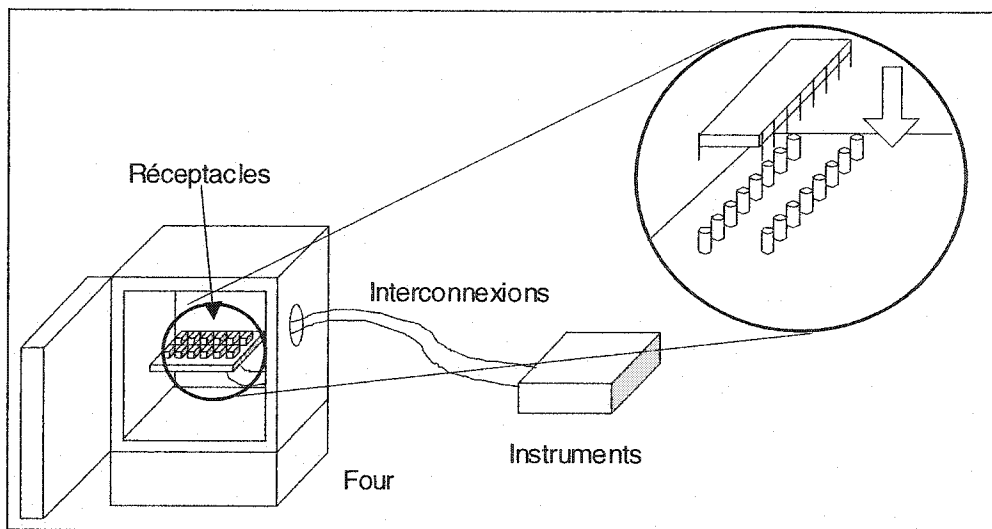


Figure 3.1 Schéma du montage de test en température.

### 3.1.1 Four

Principal élément du montage, le four (figure 3.1) fournit un environnement à température contrôlée de  $\pm 1^\circ\text{C}$  de précision sur sa valeur et de  $\pm 8^\circ\text{C}$  sur sa distribution spatiale. La température peut cependant être mesurée plus précisément avec un thermocouple donnant une précision sur la température de  $\pm 0,1^\circ\text{C}$ . Il peut chauffer de la température de la pièce jusqu'à  $300^\circ\text{C}$ .

Il est possible d'améliorer le contrôle de la température en laissant le four refroidir naturellement. Le four prend environ sept heures pour passer de  $200^\circ\text{C}$  à la température de la pièce si toutes ses ouvertures sont bouchées et qu'il est inopérant. Ceci correspond à  $0.007^\circ\text{C/s}$  de variation en moyenne. Si on prend environ une minute pour échantillonner toutes les résistances, on a une précision d'environ  $0,4^\circ\text{C}$  en moyenne sur la valeur de la température. La décroissance de la température est exponentielle. Près de  $200^\circ\text{C}$ , la température varie plus rapidement et la précision de mesure est plus faible. Près de la température ambiante, la température varie très lentement et la précision de mesure est très grande. En effectuant les mesures de cette façon, la précision est acceptable dans la plage normale d'opération des circuits, soit sous  $125^\circ\text{C}$ .

Les résistances accusent un retard de 20 minutes en moyenne par rapport à la température à cause de l'inertie thermique plus élevée du boîtier du circuit. En mesurant la résistance et la température lors d'une montée et d'une descente de température et en traçant la résistance en fonction de la température, on obtient un hystérésis qui disparaît en

retardant mathématiquement les mesures de température de 20 minutes. On doit donc retarder les mesures de température à l'analyse pour faire correspondre les bonnes valeurs de température avec les bonnes valeurs de résistance. Des courbes résistance-température tracées en utilisant cette procédure pour des résistances discrètes à faible bruit sont répétables à l'intérieur de la précision de l'instrument de mesure. On en conclut donc que le décalage entre les mesures de résistance et de température est identique à chaque fois, ce qui justifie l'utilisation de cette procédure.

### **3.1.2 Instrumentation**

Les mesures de résistances sont effectuées sur les échantillons par un multimètre Hewlett-Packard 34970A avec capacité de commutation grâce aux cartes de multiplexage 34901A et 34908A, toutes deux de la compagnie Hewlett-Packard. Les mesures de courbes courant-tension sont effectuées avec l'équipement décrit au chapitre 2.

### **3.1.3 Interconnexions**

L'intérieur du four comporte des réceptacles pour les circuits. Deux supports de téflon sont parsemés de trous dans lesquels ont été insérés des réceptacles pour les boîtiers des circuits. Ces réceptacles sont soudés à des fils de cuivre dont la gaine en fibre de verre tressé peut supporter jusqu'à 260°C. Ces fils sortent du four par une ouverture circulaire de 5cm de diamètre ajoutée à l'arrière. À l'extérieur du four, ces fils sont raccordés à des câbles plats pour faciliter les changements de configuration de mesure.

Des planchettes prototypes ont été fabriquées pour raccorder les câbles plats à l'instrument. Chaque planchette a été conçue pour un type de test en particulier. Pour changer la configuration de test, l'opérateur n'a qu'à changer la planchette prototype pour effectuer les bonnes interconnexions.

### **3.2 Description des mesures**

#### **3.2.1 Mesures de caractéristiques courant-tension**

Les mesures de caractéristiques courant-tension ont été décrites au chapitre 2. Pour effectuer la caractérisation en fonction de la température, les circuits sont placés à l'intérieur du four. On fixe la température du four à une certaine valeur et on effectue une mesure de caractéristique courant-tension. On répète ce processus à toutes les températures désirées. Il serait préférable d'effectuer ces mesures en configuration quatre fils. Cependant, tel que présenté au chapitre précédent, le circuit utilisé ne permet pas ce type de mesure et la mesure inclut la résistance diffusée et la résistance en série avec cette résistance diffusée. De même, une variation de température entraîne une variation de la valeur de ces deux résistances qu'il n'est pas possible de séparer avec ce montage.

#### **3.2.2 Mesures de caractéristiques résistance-température**

Pour effectuer cette caractérisation, on effectue une simple mesure de résistance en faisant varier la température du four. Le multimètre effectue une mesure de résistance en injectant un courant constant dans la résistance, dont la valeur est déterminée par



l'intervalle de résistance dans lequel elle se trouve. Il lit ensuite la tension qu'il a dû appliquer pour injecter ce courant et la résistance est calculée à partir de la loi d'Ohm,  $R=V/I$ . Un effet de substrat a été observé sur les mesures de caractéristiques résistance-température. Cet effet peut être évité en polarisant le substrat tel que présenté à la section 2.2.3. La figure 3.2 montre l'effet de cette polarisation sur la mesure des courbes résistance-température. Lorsque le substrat est flottant, la mesure est très bruitée et elle risque d'être erronée de plusieurs pourcents de même que le comportement en température mesuré.

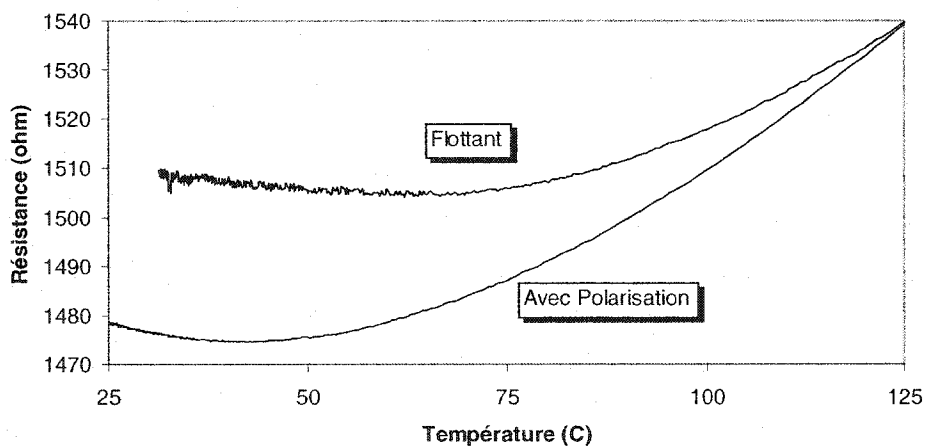


Figure 3.2 Effet de la polarisation du substrat sur la mesure de résistance en fonction de la température pour une résistance de 1,48k $\Omega$ .

Les températures sont balayées en chauffant le four à 200°C et en le laissant refroidir jusqu'à la température ambiante. Tout au long du refroidissement, le multiplexeur balaye les différentes résistances et enregistre leur valeur et celle de la température. Pour tracer la résistance en fonction de la température, le délai de 20 minutes qu'il y a entre les

valeurs des résistances et celles de la température est corrigé. La pente de la courbe résistance-température donne le coefficient de température de résistance (CTR), qui est généralement donné dans la littérature en ppm/°C. Toutes les courbes résistance-température rapportées sont basées sur cette méthode.

### 3.3 Résultats

#### 3.3.1 Résultats initiaux

Cette section présente une des mesures du courant en fonction de la température et de la tension obtenues dans les débuts des recherches. Ce résultat explique pourquoi la recherche était basée surtout sur les mesures de résistance en fonction de la température.

Les figures 3.3 et 3.4 présentent respectivement les variations des caractéristiques courant-tension et résistance-tension avec la température pour une résistance diffusée d'environ 275Ω. Sur la première figure, on peut voir que le courant diminue avec l'augmentation de la température. Cela est dû à l'augmentation de la résistance avec la température comme on peut le voir dans la figure suivante. Cette augmentation de la résistance est linéaire avec la température, et le CTR passe de 1080ppm/°C à 1270ppm/°C entre 0 et 5V. Bien que le CTR augmente avec la tension, il n'augmente que légèrement et la résistance n'est, à toutes fins pratiques, que déplacée vers le haut. En se basant sur ce résultat, il est donc acceptable, pour effectuer la caractérisation en température, de n'effectuer qu'une simple mesure de résistance en fonction de la

température. Cette façon de caractériser présente deux avantages principaux qui sont la simplicité et le haut volume de test. En effet, l'équipement décrit dans la section 3.1 ne permet pas de tracer les caractéristiques courant-tension par multiplexage. Il n'est possible de tracer qu'une seule caractéristique courant-tension à la fois, tandis qu'en ne mesurant que la résistance en fonction de la température, il est possible de caractériser plusieurs résistances simultanément. Étant donné la limite de répétabilité du montage laser, la fabrication et la caractérisation de plusieurs résistances diffusées ont été requises afin d'identifier les comportements qui se répètent le plus. Cette méthode a donc été adoptée bien que la caractérisation courant-tension-température soit préférable.

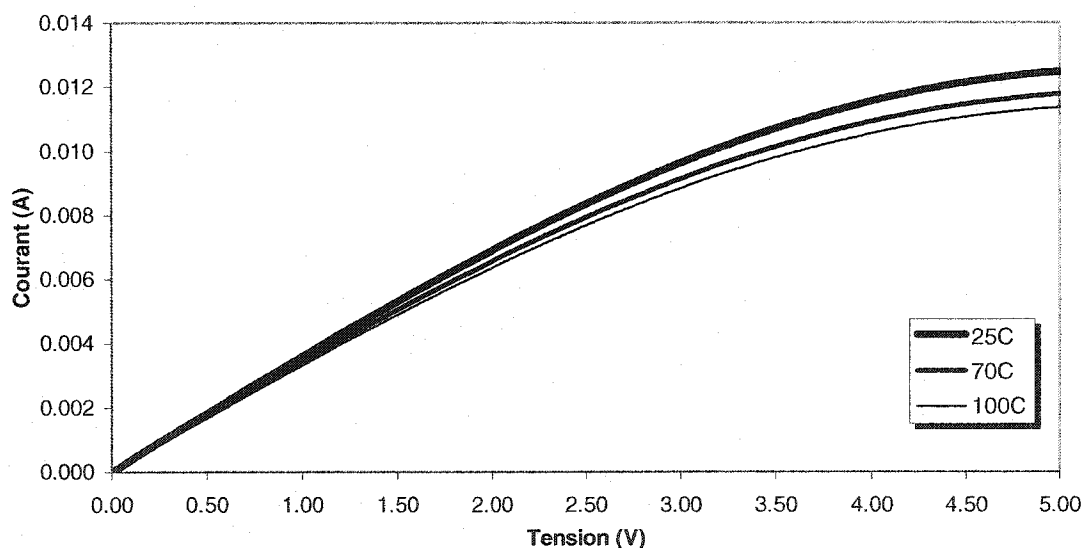


Figure 3.3 Comportement en température de la caractéristique courant-tension d'une résistance diffusée de 275Ω.

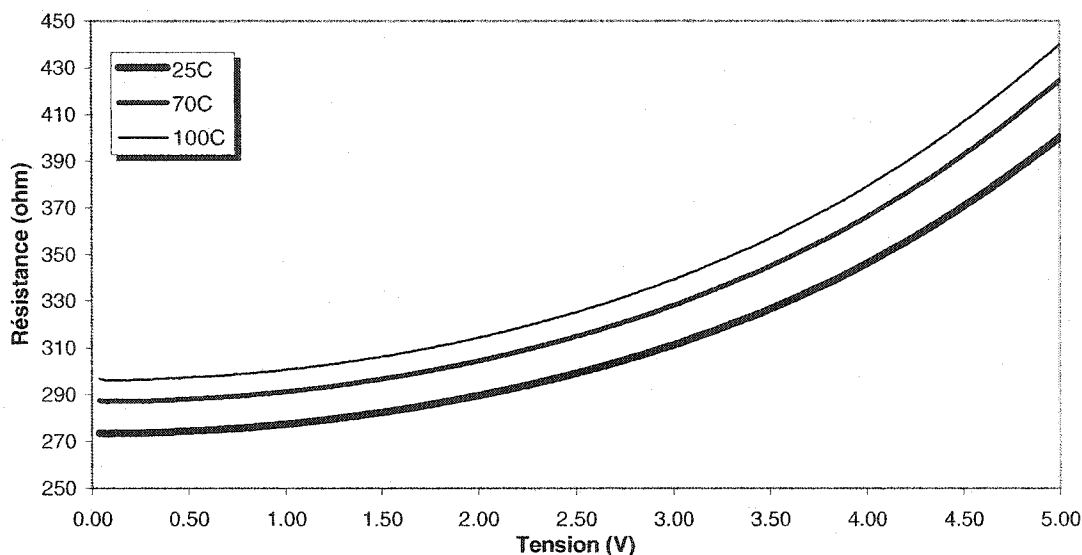


Figure 3.4 Comportement en température de la caractéristique résistance-tension d'une résistance diffusée de  $275\Omega$ .

### 3.3.2 Résultats récents

Cette section présente un des résultats obtenus vers la fin des recherches. Elle explique le domaine de validité des courbes résistance-température obtenues.

Des mesures de caractéristiques courant-tension en fonction de la température ont récemment été effectuées sur les mêmes échantillons que ceux mentionnés dans ce mémoire. Cependant, les mesures en température ont été effectuées avec le système de caractérisation de LTRIM Technologies Inc. Le fonctionnement de ce système est similaire à celui de Polytechnique, mais il est plus précis et il permet de coordonner automatiquement les changements de température et les mesures électriques. On porte le

four à une température fixe et, une fois la température stabilisée, on effectue les mesures à cette température. Les mesures s'effectuent donc par plateau plutôt qu'en continu.

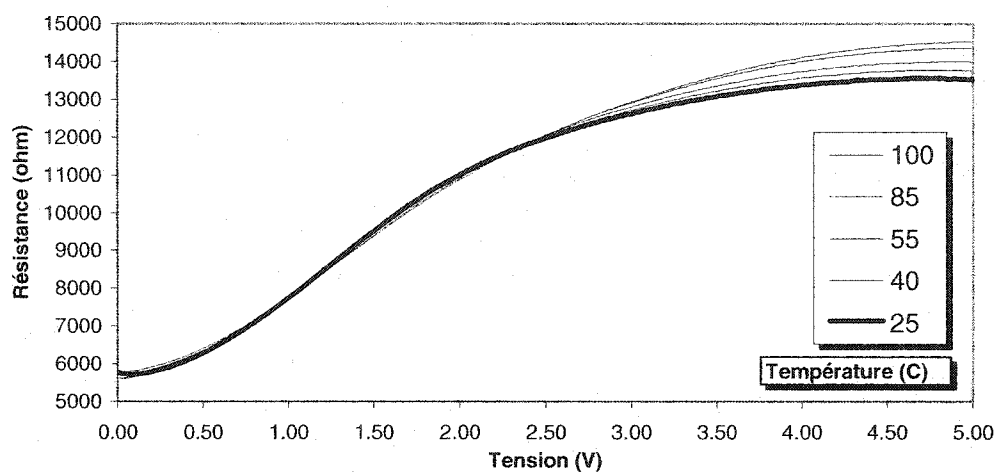


Figure 3.5 Courbe résistance-tension pour plusieurs températures d'une résistance diffusée d'environ  $6k\Omega$ .

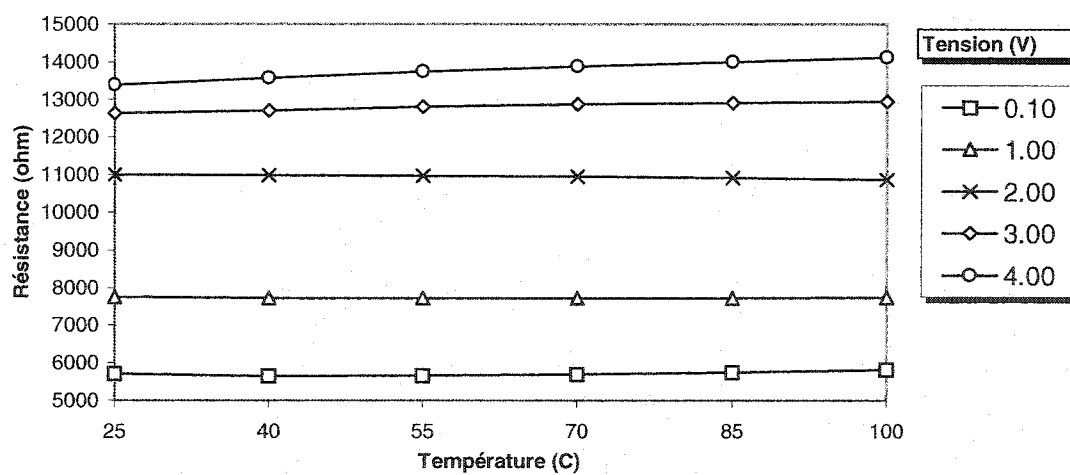


Figure 3.6 Courbe résistance-température pour plusieurs tensions d'une résistance diffusée d'environ  $6k\Omega$ .

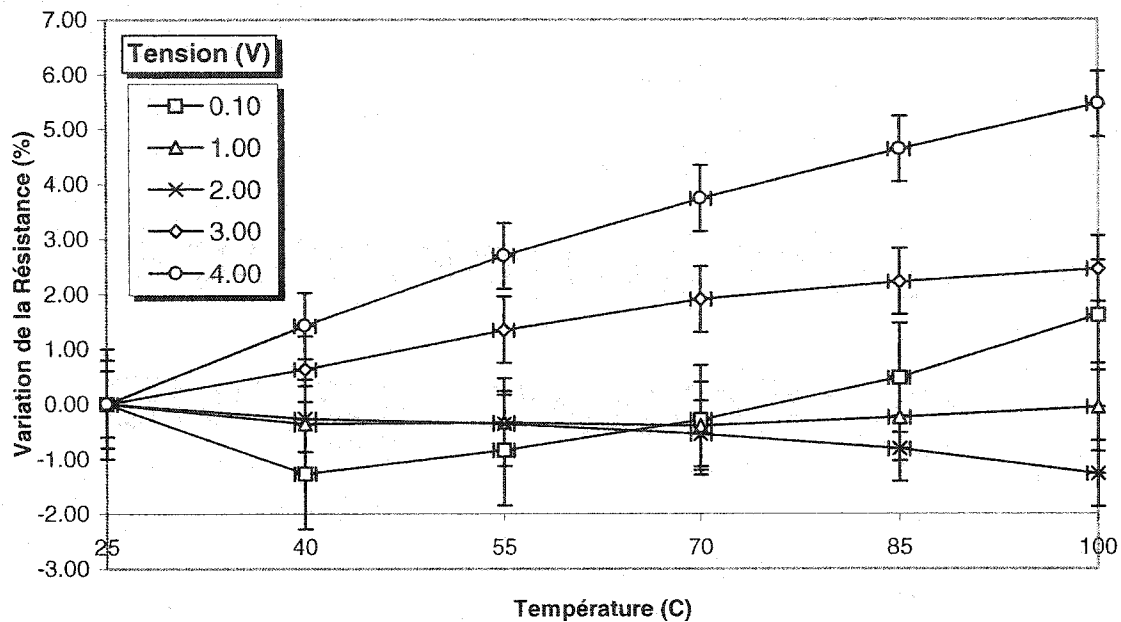


Figure 3.7 Courbe résistance-température pour plusieurs valeurs de tension d'une résistance diffusée d'environ  $6\text{k}\Omega$  exprimée en pourcentage de variation de la résistance.

Les résultats de mesures récentes sur l'une des résistances sont présentés aux figures 3.5 à 3.7. La figure 3.5 présente la caractéristique courant-tension à plusieurs températures. L'ordre des courbes est donné pour la polarisation de 5V dans la légende, la courbe en gras représentant la courbe mesurée à 25°C. On peut voir que la courbe est non linéaire, comme la courbe de la résistance de  $10,5\text{k}\Omega$  au chapitre 2. Le croisement des courbes aux tensions de 1V et de 2,3V indique que le coefficient en température de résistance (CTR) varie de façon significative. La figure 3.6 présente la valeur de résistance mesurée en fonction de la température pour plusieurs valeurs de tension. La valeur de la résistance est très dépendante de la tension; elle passe de près de  $6\text{k}\Omega$  à  $14\text{k}\Omega$  entre 0,1V et 4V. On peut aussi voir que le comportement en température varie avec la tension. La

figure 3.7 met cette variation en évidence; la figure montre les données de la figure 3.6 avec la résistance exprimée en pourcentage de variation par rapport à sa valeur à 25°C pour plusieurs valeurs de tension. Les barres d'erreur en température sont de 0,8°C, soit la précision de la mesure de température sur le montage de caractérisation utilisé. Les barres d'erreurs en variation de résistance comprennent la précision de 1000ppm de l'appareil de mesure et la variation approximative de la résistance série avec la température. Cette résistance vaut environ 100Ω et, comme elle dépend principalement des interconnexions métalliques qui possèdent un CTR de 3000ppm/°C, l'incertitude sur la variation de sa valeur est de 23Ω. Ces incertitudes deviennent respectivement, lorsqu'on considère la variation de la résistance en pourcents, 1%, 0,8%, 0,6%, 0,6% et 0,6% pour les courbes mesurées à 0,1V, 1V, 2V, 3V et 4V.

À 0,1V, la caractéristique résistance-tension présente un minimum à 40°C. À 1V, cette caractéristique est presque invariante avec la température. À 2V, la caractéristique devient décroissante et monotone. Elle devient finalement croissante au-delà de 2,3V. Ce résultat montre trois types de comportement en température très différents pour une même résistance : la résistance est croissante, décroissante ou elle présente un minimum selon la tension appliquée.

Contrairement au résultat présenté à la section précédente aux figures 3.3 et 3.4, ce résultat démontre l'effet important de la tension sur la caractéristique courant-tension. La tension a pour effet de modifier le comportement en température. Cet effet a été aussi observé sur des résistances plus faibles. Il est donc essentiel de balayer la tension pour

bien caractériser le comportement des résistances en température.

### **3.3.3 Discussion sur la méthode de mesure de la résistance en fonction de la température**

Le résultat précédent montre qu'il n'est pas justifié, comme il a été supposé à la section 3.3.1, de ne mesurer que la valeur de la résistance en fonction de la température pour étudier le comportement des résistances diffusées en température. Étant donné que toutes les mesures de résistance-température présentées dans ce mémoire ont été effectuées avec la méthode décrite à la section 3.2.2, il est nécessaire de mentionner leur domaine de validité et leurs limites.

Lors de la mesure de résistance, le multimètre injecte un courant de test dans la résistance et mesure la tension. Le courant de test injecté dépend de l'intervalle dans lequel se trouve la résistance, tel que présenté au tableau 3.1. La tension appliquée peut être connue par la loi d'Ohm, mais elle ne peut pas être contrôlée. La tension maximale pouvant être appliquée sur une résistance est indiquée dans la troisième colonne du tableau 3.1. Par exemple, une résistance de  $100\Omega$  reçoit un courant de  $1\text{mA}$  et est polarisée à  $0,1\text{V}$  et une résistance de  $2,56\text{k}\Omega$  reçoit un courant de  $100\mu\text{A}$  et est donc polarisée à  $0,256\text{V}$ . D'une résistance à l'autre, la tension appliquée n'est donc pas constante. La variation de la température entraînant une variation de la résistance, la tension appliquée lors de la mesure varie aussi avec la température. Par contre, la tension appliquée ne dépasse jamais  $1,2\text{V}$ . Ce qui est relativement faible pour la technologie



1,5 $\mu$ m de Mitel dont l'alimentation est de 5V.

On peut donc dire que les mesures de résistance-tension sont valides et qu'elles représentent le comportement en température à basse tension. Il est important de noter que le fait de ne pas contrôler la tension induit une certaine variabilité sur les mesures de résistance pouvant être la cause de variations importantes de la résistance mesurée. Cette variabilité peut atteindre plusieurs dizaines de pourcents selon la non-linéarité et le comportement en température des résistances.

Tableau 3.1 Spécifications du 34970A de Hewlett-Packard (reproduit du manuel de l'utilisateur du 34970A).

Échelle de résistance <sup>2</sup>	Courant de test	Tension Maximale <sup>3</sup>
100.0000 $\Omega$	1mA	0,12V
1.000000k $\Omega$	1mA	1,2V
10.00000k $\Omega$	100 $\mu$ A	1,2V
100.0000k $\Omega$	10 $\mu$ A	1,2V

---

<sup>2</sup> Les échelles de résistance s'étendent jusqu'à 20% au-delà des spécifications.

<sup>3</sup> La tension maximale est calculée avec la loi d'Ohm en prenant le courant maximal et la valeur de résistance maximale tels que spécifiés.

La limite de reproductibilité du montage de fabrication par faisceau laser mentionné au chapitre 2 peut avoir une influence sur les résultats en température. La figure 3.8 montre deux résistances de valeur identique à 25°C, soit 1,9k $\Omega$ , dont le comportement en température diffère. Le comportement électrique d'une résistance est déterminé par ses propriétés électriques et par sa géométrie. La limite de reproductibilité du montage laser fait varier ces deux aspects des résistances. Dans le cas présenté à la figure 3.8, les deux résistances ont des caractéristiques électriques différentes et des structures géométriques après fabrication légèrement différentes. Ces différences se balancent à 25°C, mais sont responsables des variations observées aux températures plus élevées. Par exemple, la température du point minimum est de 50°C pour une des deux résistances, alors qu'elle semble être de 25°C pour la deuxième. Il en est de même pour la valeur de la résistance au mêmes points. Une différence de dimensions géométriques pourrait expliquer la différence de résistance à 200°C. Dans ce cas, la distribution des dopants devrait être différente pour qu'il y ait compensation à 25°C. Cette différence de distribution des dopants serait alors à l'origine de l'écart de température des deux minimums. Cette variabilité n'invalide pas les résultats, mais rend difficile toute étude quantitative de ceux-ci.

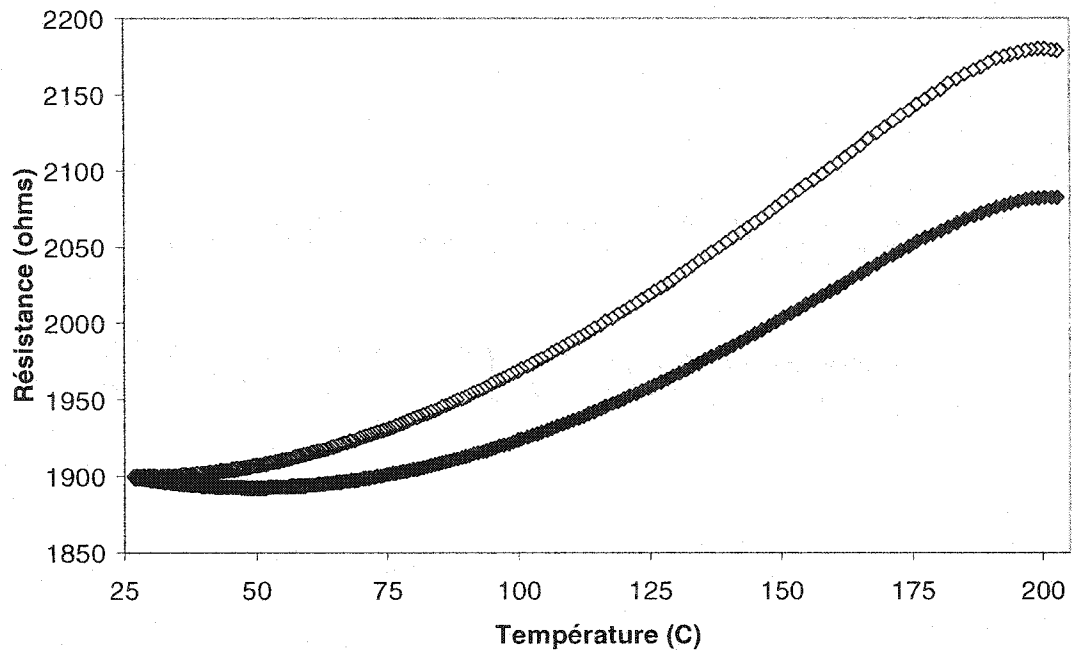


Figure 3.8 Courbe résistance-température de deux résistances de  $1.9\text{k}\Omega$  mesurées à  $25^\circ\text{C}$ .

### 3.3.4 Variation de la résistance en fonction de la température

Les mesures de caractéristiques courant-tension ont été présentées dans la section 2.2.2. On ne présentera dans cette section que les courbes résistance-température. La plage de température étudiée s'étend de la température ambiante à  $200^\circ\text{C}$ , ce qui est plus étendu que la plage normale de caractérisation des circuits intégrés (Marschall, 1979; Fehlhäber, 1971; Norton et Brandt, 1978) qui s'arrête à  $125^\circ\text{C}$ . Pour alléger la discussion, il convient de définir certains intervalles de valeur de résistance. On dira d'une résistance diffusée qu'elle possède une valeur « faible » si sa valeur est inférieure à  $1\text{k}\Omega$ , une valeur

« moyenne » si elle est incluse entre  $1\text{k}\Omega$  et  $10\text{k}\Omega$ , et une valeur « élevée » si elle est supérieure à  $10\text{k}\Omega$ .

Les figures 3.9 à 3.11 présentent les trois comportements en température typiques obtenus pour chacun des intervalles de valeur de résistance définis précédemment. La figure 3.9 montre la courbe résistance-température pour une résistance de  $232\Omega$ . Cette résistance présente une pente positive, donc un coefficient de température de résistance (CTR) positif. La valeur du CTR (environ  $1000\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ) est élevée en comparaison aux résistances de précision en fil enroulé qui possèdent un CTR d'environ  $10\text{ppm}/^\circ\text{C}$ . De plus, cette résistance diffusée varie linéairement avec la température. Les résistances de faible valeur possèdent ce même type de comportement. Les résistances de valeur élevée possèdent le type de comportement de la résistance de  $11,4\text{k}\Omega$  qui est présentée à la figure 3.10. Cette résistance est aussi linéaire, mais elle possède un CTR négatif de valeur assez élevée, soit environ  $2000\text{ppm}/^\circ\text{C}$ . Entre ces deux extrêmes, il existe un intervalle de résistance pour lequel la résistance possède un CTR près de zéro. C'est le cas des résistances diffusées de valeur moyenne. Telle que montrée à la figure 3.11, la résistance présente un minimum de résistance à  $50^\circ\text{C}$  de valeur  $1,89\text{k}\Omega$ . Pour les températures sous  $50^\circ\text{C}$ , le CTR est négatif et il est positif au-delà de cette température. Autour du point minimum, le CTR est de valeur très faible et il passe par zéro au minimum. Plus la température de la résistance diffusée est loin de la température de ce minimum, plus le module du CTR est grand. On observe autour de  $200^\circ\text{C}$  une inflexion vers le bas de la courbe résistance-température. Cette inflexion semble montrer la

présence d'un maximum de résistance. Elle a été effectivement observée sur les résistances de valeur de moyenne. Cependant, comme cette inflexion se produit à des températures supérieures à la plage d'utilisation normale des circuits électroniques, soit au-delà de 125°C, aucune attention particulière n'y a été portée.

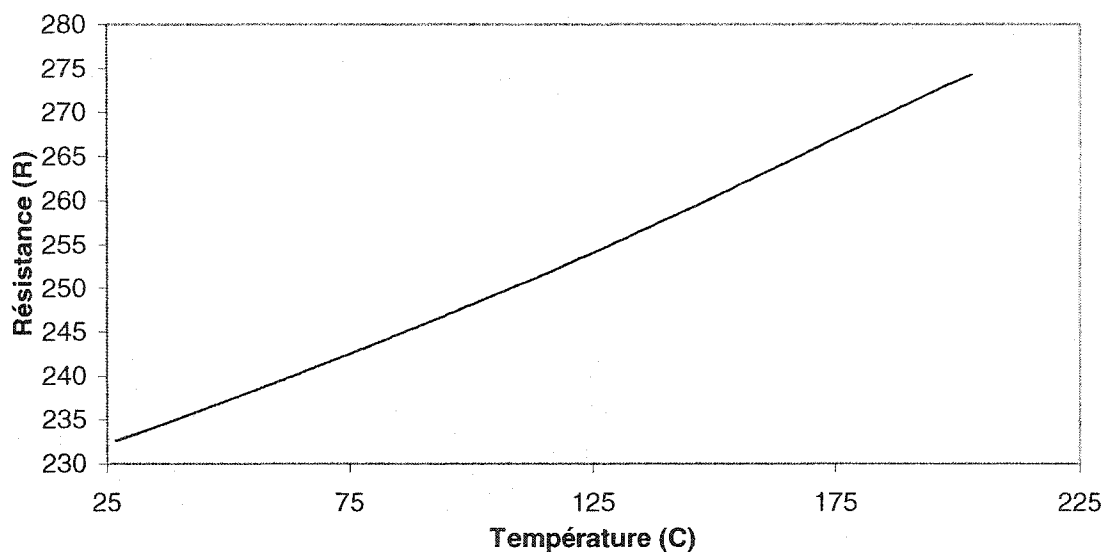


Figure 3.9 Courbe de résistance en fonction de la température pour une résistance de 232Ω (mesurée à 27°C).

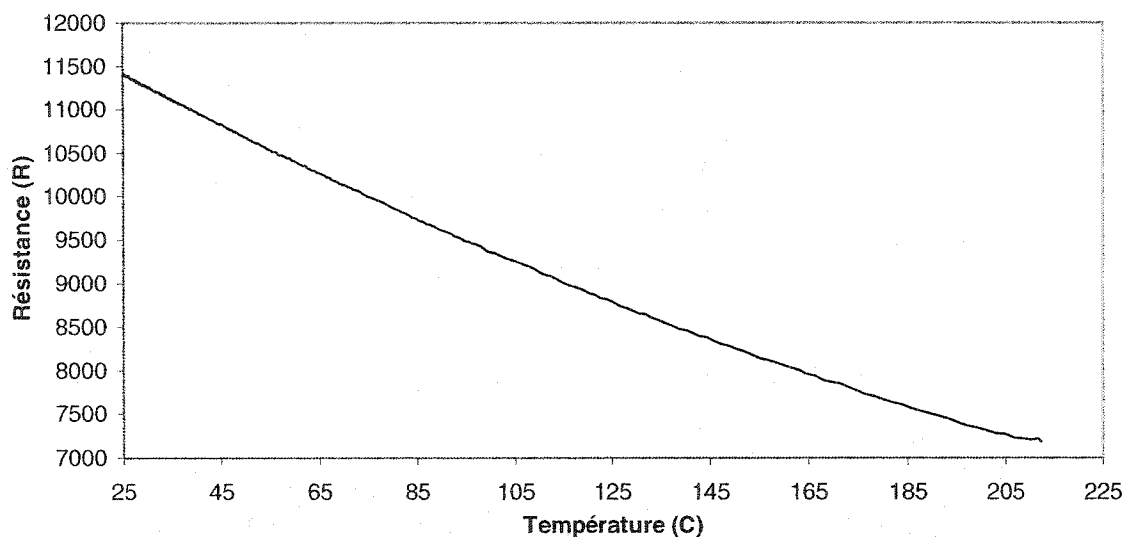


Figure 3.10 Courbe de résistance en fonction de la température pour une résistance de  $11.4\text{k}\Omega$  (mesurée à  $27^\circ\text{C}$ ).

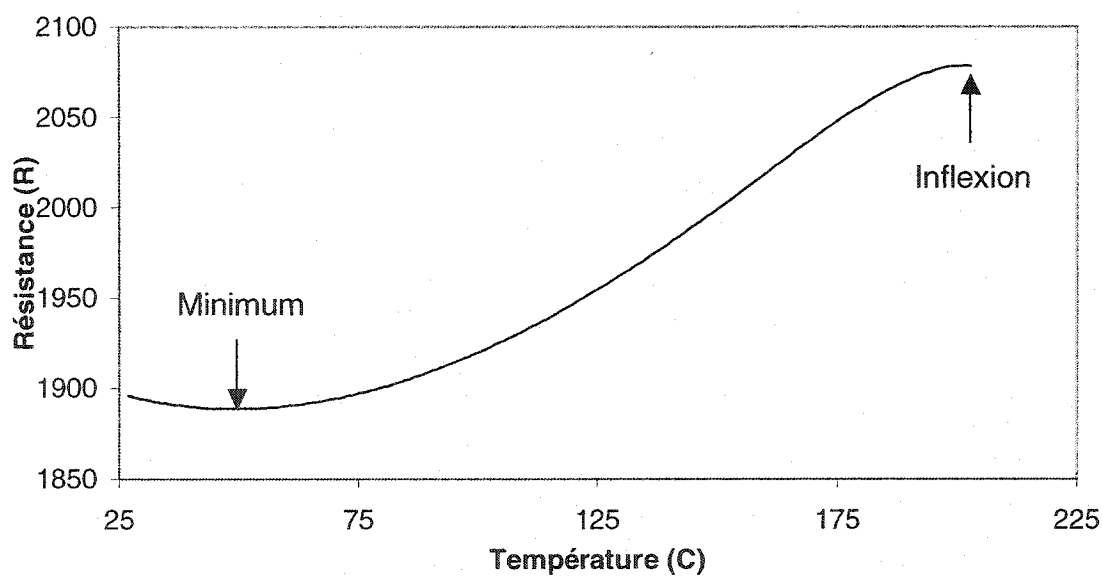


Figure 3.11 Courbe de résistance en fonction de la température pour une résistance de  $1.9\text{k}\Omega$  (mesurée à  $27^\circ\text{C}$ ).

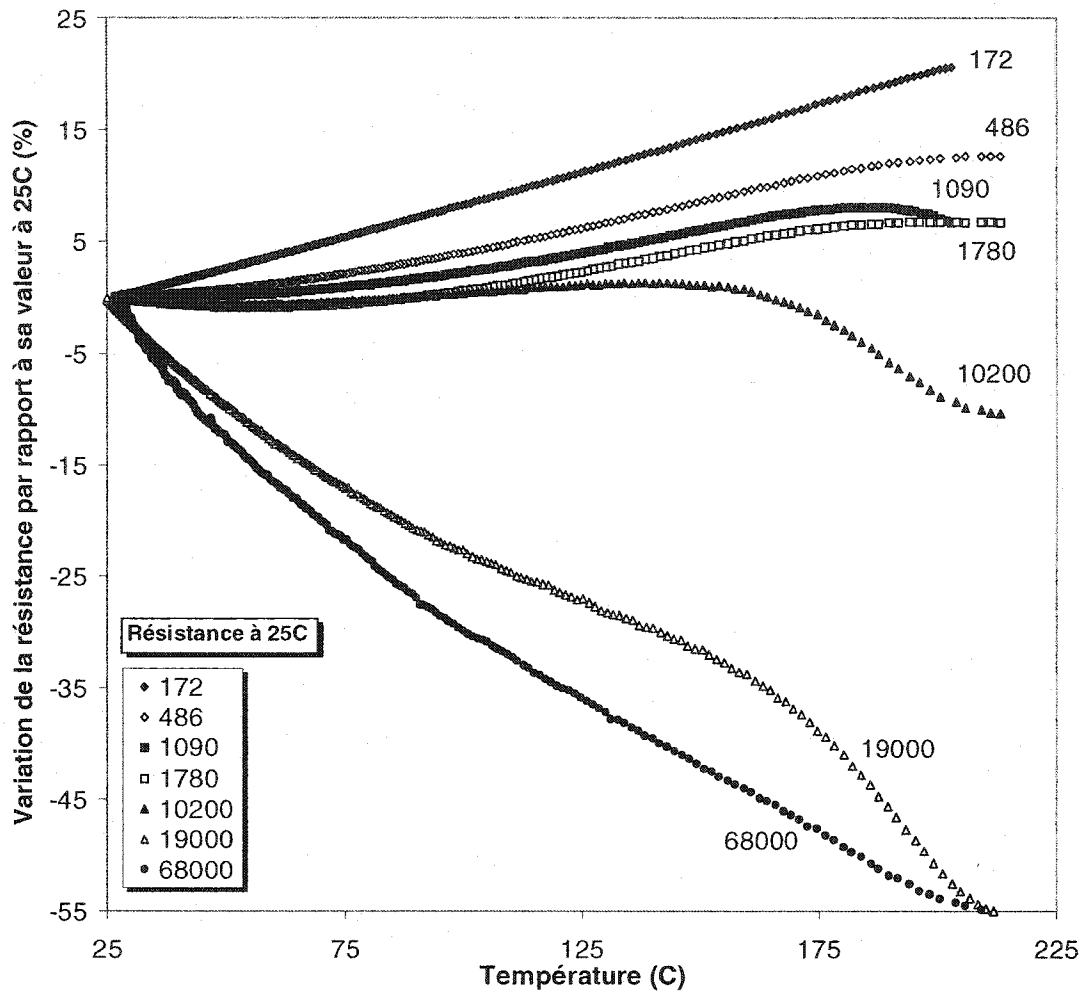


Figure 3.12 Courbes résistance-température pour plusieurs résistances diffusées.

La figure 3.12 présente la caractéristique résistance-température de plusieurs résistances pour fins de comparaison. La valeur de résistance est présentée en pourcentage de variation par rapport à sa valeur à 25°C pour faciliter la comparaison entre les diverses résistances. On peut voir que la courbe pour la résistance de 172Ω est linéaire et que le CTR, la pente, est assez grand par rapport aux autres résistances. À mesure que la résistance augmente, la courbe résistance-température devient moins linéaire et le CTR diminue. Ainsi, on

voit que la résistance de  $1090\Omega$  n'est pas linéaire, mais que la variation de résistance avec la température est plus faible. On voit aussi que le point minimum apparaît à partir de cette valeur de résistance. Les résistances de valeur moyenne présentent toutes ce minimum. Au-delà de  $10k\Omega$ , les résistances perdent ce minimum et le CTR devient négatif. À mesure que la résistance continue à augmenter, le CTR devient de plus en plus négatif et linéaire. En somme, les résistances de faible valeur et celles de grande valeur possèdent des comportements similaires, mais des signes opposés de la pente.

La figure 3.13 trace la valeur moyenne du CTR en fonction de la valeur moyenne de résistance pour plusieurs résistances diffusées. La valeur moyenne du CTR a été obtenue en calculant la droite moyenne passant par les points de la courbe résistance-température entre les températures 25 et  $125^{\circ}\text{C}$ . La résistance moyenne a été obtenue en effectuant la moyenne des valeurs de résistances sur la même courbe et entre les mêmes températures. On voit bien que le CTR diminue à mesure que la résistance augmente. La grande variabilité dans les points est le résultat direct de la non reproductibilité du montage laser et de la tension incontrôlée. Un petit nuage de points entre  $4k\Omega$  et  $9k\Omega$  montre que le CTR moyen minimum est atteint pour ces valeurs. Cependant, les valeurs de résistance qui présentent un minimum se trouvent principalement entre  $1k\Omega$  et  $2k\Omega$ , comme le montre la figure 3.14. Cette figure montre les valeurs de résistance au point du minimum des courbes résistance-température pour plusieurs résistances en fonction de la température correspondante au même point minimum. Le minimum se produit toujours entre ces deux valeurs de résistance, à l'exception de deux points à  $8,75k\Omega$  et à  $10k\Omega$ .



Ces deux points sont le fruit de la limite de reproductibilité du montage laser. Ces résistances posséderaient les mêmes caractéristiques que les autres résistances, mais avec une géométrie différente, ce qui leur donnerait la capacité de présenter un minimum dans leur courbe résistance-tension. Par exemple, si le comportement est dû à la concentration du dopage, il faudrait une résistance plus longue ou plus étroite pour que la résistance possède une valeur plus grande avec le même comportement en température. Il est donc possible que la valeur de résistance du minimum soit toujours la même, mais que les variabilités du montage laser et des mesures de résistance empêchent de connaître exactement cette valeur.

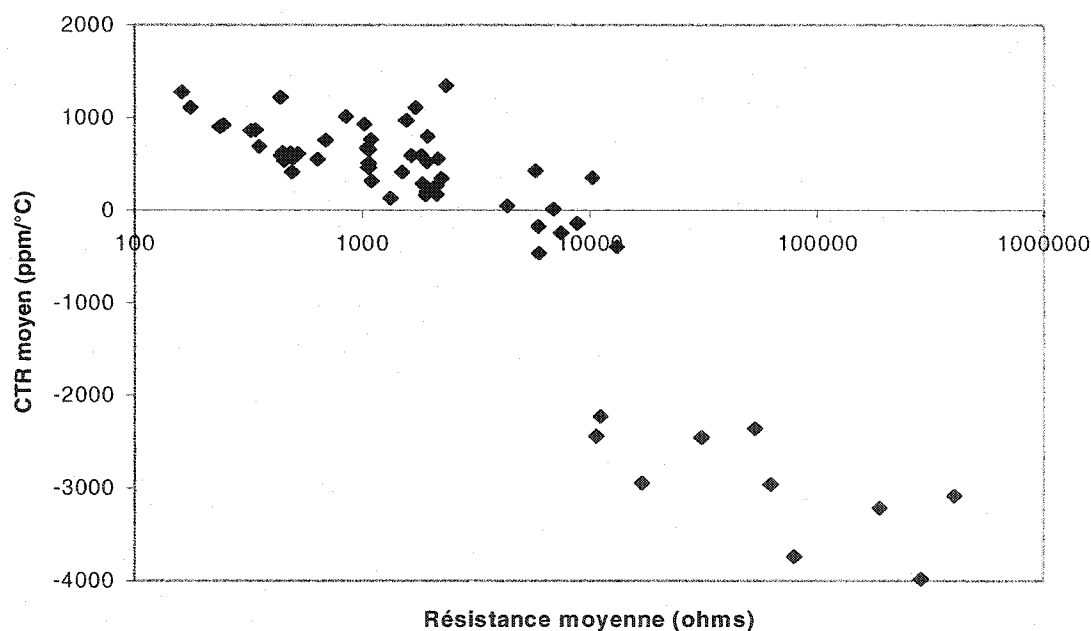


Figure 3.13 Coefficient de température de résistance moyen, mesuré entre 25 et 125°C, en fonction de la valeur de la résistance moyenne.

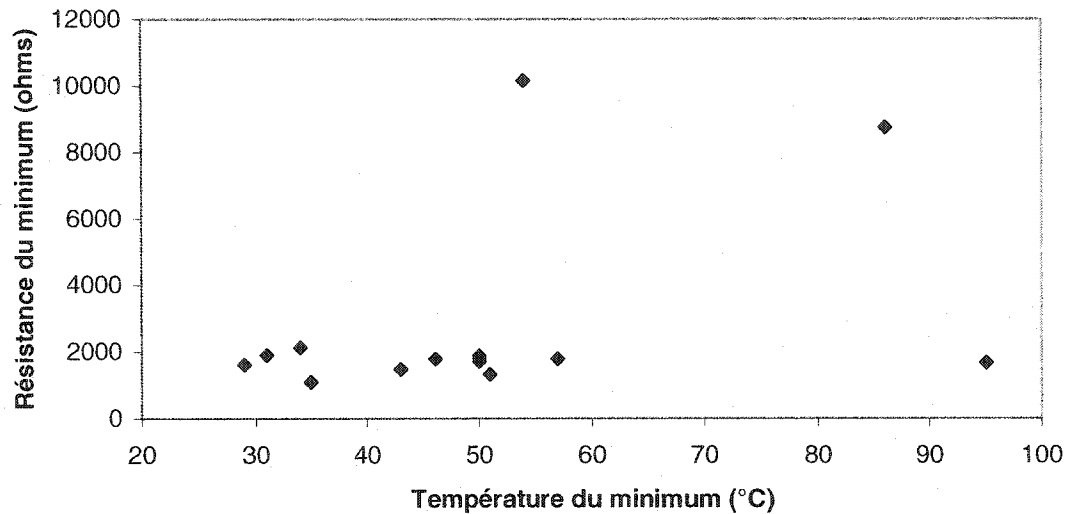


Figure 3.14 Relation entre la température et la valeur de résistance du point minimum dans les courbes de résistance-température.

En résumé, les résistances de faible valeur possèdent un CTR positif, les résistances de grande valeur possèdent un CTR négatif et les résistances de valeur moyenne, un CTR qui passe par zéro. La valeur de résistance du minimum sur la courbe de résistance-température est généralement entre  $1\text{k}\Omega$  et  $2\text{k}\Omega$  et ce minimum se produit à des valeurs de températures non contrôlées. Cette variabilité sur la température du minimum est due à la fabrication des résistances diffusées, qui produit des résistances de valeurs identiques, mais qui possèdent des comportements électriques et des géométries différentes. La fabrication de résistances diffusées dont le CTR est près de zéro présente un intérêt pour fabriquer des circuits compensés en température.

## **Chapitre 4 : Discussion sur le comportement électrique des résistances diffusées par faisceau laser**

Ce chapitre présente les calculs de modélisations et les discussions relatives aux résultats présentés aux chapitres 2 et 3.

### **4.1 Modélisation du comportement électrique en fonction du potentiel**

Un modèle simple a été développé par Van der Ziel (1979) pour expliquer le comportement d'une structure semiconductrice  $n^+-v-n^+$ . Une simplification de ce modèle est présentée à l'annexe 1; on ne présente ici que les principaux résultats. Le modèle est basé sur les hypothèses suivantes : on considère que la structure est unidimensionnelle et que les deux jonctions  $n^+-v$  sont abruptes. De par le caractère unidimensionnel du modèle, on néglige l'effet de la structure tridimensionnelle de la résistance diffusée, les effets de bord, les effets d'interfaces, les effets de surface et la fonction existant entre le canal résistif et le substrat. Le modèle inclut l'effet de la saturation de la vitesse des électrons, mais il néglige l'effet des pièges profonds qui peuvent être causés par les impuretés et les déformations du réseau cristallin qui résulte du procédé de fabrication.

L'auteur a simplifié le modèle pour en retirer la dépendance temporelle. Il a utilisé le modèle pour calculer la caractéristique courant-tension d'une structure de dimensions comparables aux résistances diffusées fabriquées pour tenter d'en expliquer le

comportement électrique. Les figures 4.1 à 4.3 présentent le calcul de ce modèle superposé aux courbes expérimentales obtenues. Le tableau 4.1 résume les paramètres utilisés pour effectuer les calculs.

Des bornes ont été estimées pour chacun des paramètres de manière à les conserver du même ordre que les dimensions initiales de la structure. Une résistance diffusée devrait avoir une longueur d'environ  $2\mu\text{m}$  étant donné que c'est la distance qui sépare les deux régions  $n^+$  initialement. Cependant, cette dimension peut être plus grande parce que la diffusion des dopants diminuera la quantité de ceux disponibles en bordure des régions  $n^+$ , produisant une longueur effective plus grande. Pour fabriquer des résistances de valeur élevée, il est plus facile d'obtenir la valeur désirée en provoquant d'abord l'avancement des régions extrémités vers la région centrale et en ajustant ensuite la résistance. Dans ce cas, la longueur effective est plus petite. Les bornes pour la largeur  $w$  ont été choisies sur la même base que pour la longueur  $L$  car le faisceau laser est circulaire, ce qui provoque une fusion circulaire. On s'attend à ce que la profondeur de la résistance soit la même que celle des régions  $n^+$ . On ne connaît cependant pas bien la dynamique de fusion; il est alors difficile de prévoir la véritable profondeur de la résistance. L'intervalle pour la valeur de la profondeur a donc été agrandie.

Un logiciel a utilisé ces bornes pour générer aléatoirement des valeurs pour les paramètres. Le calcul a été fait pour chacun de ces paramètres. Les combinaisons de paramètres qui donnaient la meilleure corrélation avec les données expérimentales ont été retenues. La solution trouvée pour chaque courbe de corrélation n'est pas unique. Les

paramètres  $w$  et  $t$  ne sont utilisés que pour transposer la densité de courant en courant. Il existe donc une infinité de solutions qui produiront le même courant à partir de la même densité de courant. La concentration des dopants contrôle le champ électrique auquel la vitesse de dérive des électrons commence à saturer. La longueur de la résistance est reliée au champ électrique par la tension appliquée. Ces deux paramètres sont donc aussi reliés parce qu'ils permettent de contrôler la tension à laquelle la saturation de la vitesse de dérive des électrons débutera. Selon ces deux derniers paramètres, la solution ne sera pas unique.

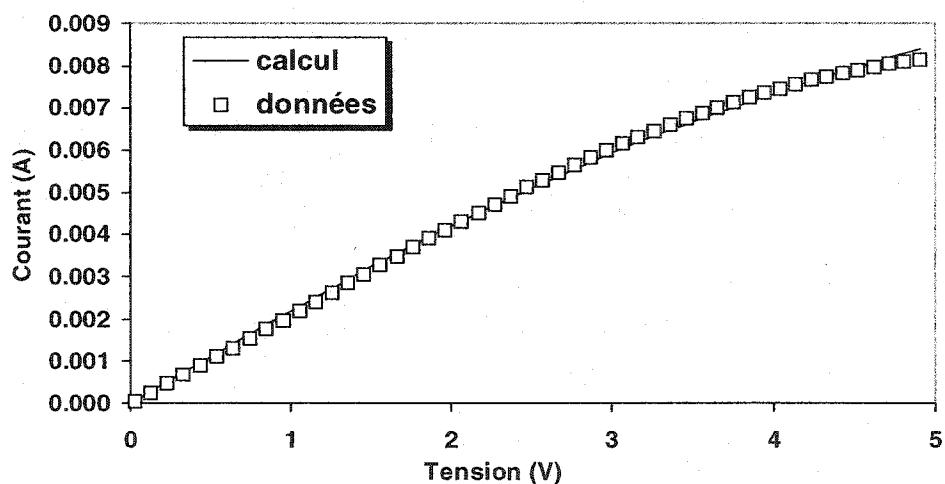


Figure 4.1 Caractéristique courant-tension pour une résistance de  $500\Omega$ . La courbe calculée utilise une concentration de dopage de  $1,42 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ , une longueur de  $1,93 \mu\text{m}$ , une largeur de  $2,05 \mu\text{m}$  et une profondeur de  $0,29 \mu\text{m}$ .

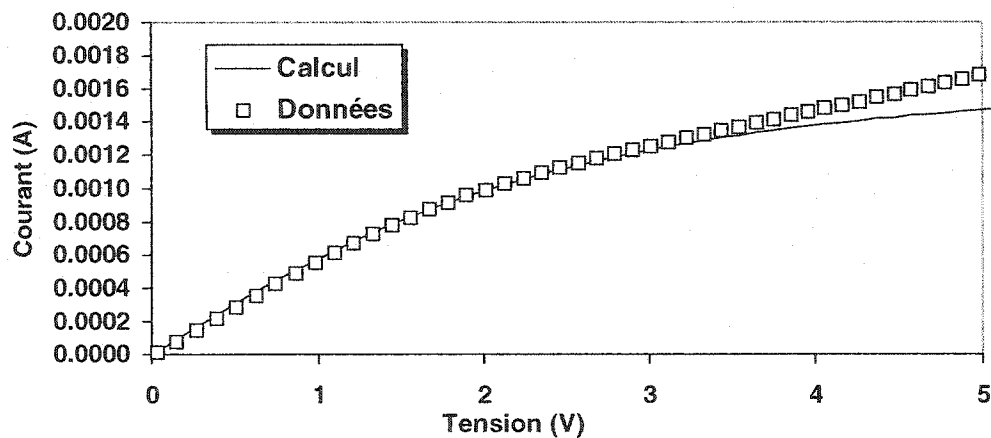


Figure 4.2 Caractéristique courant-tension pour une résistance de  $1,8\text{k}\Omega$ . La courbe calculée utilise une concentration de dopage de  $3,3 \times 10^{17}\text{cm}^{-3}$ , une longueur de  $1,7\mu\text{m}$ , une largeur de  $1,63\mu\text{m}$  et une profondeur de  $0,2\mu\text{m}$ .

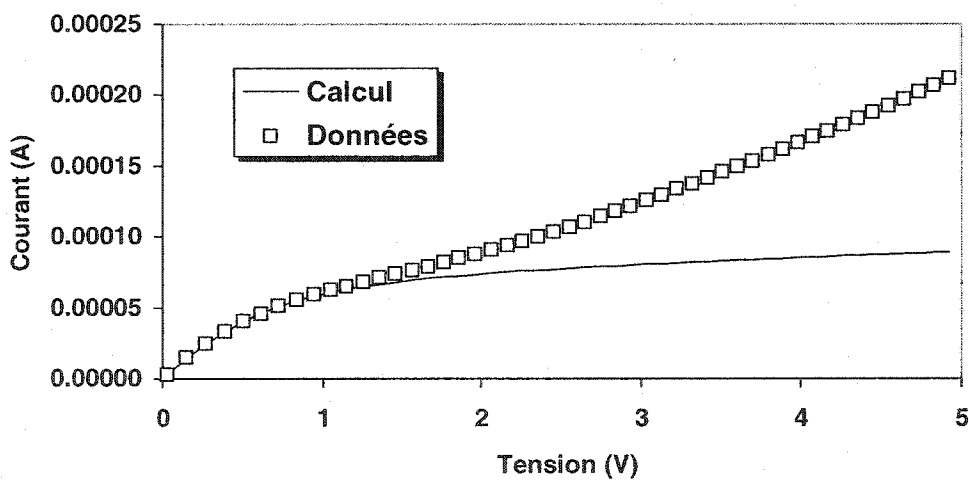


Figure 4.3 Caractéristique courant-tension pour une résistance de  $10\text{k}\Omega$ . La courbe calculée utilise une concentration de dopage de  $1,5 \times 10^{16}\text{cm}^{-3}$ , une longueur de  $1,5\mu\text{m}$ , une largeur de  $1,8\mu\text{m}$  et une profondeur de  $0,19\mu\text{m}$ .

Tableau 4.1 Valeurs utilisées dans le calcul numérique des caractéristiques J-V.

R ( $\Omega$ )	500	1800	10000
N <sub>D</sub> (cm <sup>-3</sup> )	1,42x10 <sup>18</sup>	3,3x10 <sup>17</sup>	1,5x10 <sup>16</sup>
L ( $\mu$ m)	1,93	1,7	1,5
w ( $\mu$ m)	2,05	1,63	1,8
t ( $\mu$ m)	0,29	0,2	0,19

On observe une variation des dimensions géométriques avec les valeurs de résistances fabriquées, bien que la structure initiale soit la même. Plus la valeur de la résistance est élevée, plus la valeur de la longueur est petite. Ceci s'explique par la façon dont la résistance est fabriquée. Pour fabriquer une résistance élevée, il faut un très bon contrôle du niveau de dopage dans le canal. Une façon d'obtenir ce contrôle est de fondre le silicium sur une surface assez grande durant un temps très court. Ceci a pour effet de rapprocher les deux zones fortement dopées, formant une structure similaire dont la région dopée p est beaucoup plus étroite. Il est ensuite plus facile d'ajuster finement la valeur de la résistance car on a un meilleur contrôle sur la quantité des dopants qu'on amène dans le canal. La première étape de diffusion à plus forte puissance et plus courte durée réduit de façon significative la longueur du canal. De la même façon, la dernière étape de ce processus produit une résistance moins large pour des valeurs plus élevées de résistance. En somme, les dimensions géométriques obtenues sont réalistes.

On peut voir que, pour la résistance de 500 $\Omega$ , le calcul reproduit bien les données

expérimentales. Pour la résistance de  $1,8\text{k}\Omega$ , le calcul concorde bien avec la région linéaire et le début de la saturation. Par contre, le calcul ne reproduit pas les points à plus haute tension, soit à partir de  $3\text{V}$ . Le même résultat se produit avec la résistance de  $10\text{k}\Omega$ , à l'exception des seuils de tension qui sont plus bas. Par exemple, le calcul ne reproduit plus les résultats à plus de  $1\text{V}$ . Le calcul n'est pas présenté pour la résistance de  $100\text{k}\Omega$  car aucun ensemble de paramètres n'a permis une corrélation satisfaisante avec les données expérimentales.

Le modèle prédit, pour des valeurs relativement élevées de la concentration des dopants, un comportement linéaire à faible champ électrique. À champ plus élevé, le courant sature à cause de la saturation de la vitesse des électrons. Ce comportement est principalement dû au terme de dérive des électrons

$$J_{\text{dérive}} = en v_d = en \mu_n E. \quad (4.1)$$

La figure 4.4 illustre la variation de la vitesse de dérive des électrons en fonction du champ électrique pour plusieurs concentrations des dopants dans le silicium, calculée à partir de la relation empirique utilisée par Jacobini (Jacobini et al., 1977). On peut y voir que plus la concentration des dopants est faible, plus la saturation se produit à bas champ électrique, donc à basse tension. C'est effectivement ce que l'on observe dans les résultats expérimentaux. Par exemple, pour la résistance de  $500\Omega$ , la saturation débute à  $2,5\text{V}$ , ce qui correspond à un champ électrique de  $1,3 \times 10^4 \text{V/cm}$ , et la concentration des dopants est de  $1,42 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}$ . Si on lit sur la figure 4.4 ces valeurs de la concentration



des dopants et du champ électrique, on peut voir que ce point coïncide avec le début de la saturation de la vitesse de dérive pour ces paramètres. On peut vérifier que les autres résultats sont compatibles avec ce raisonnement.

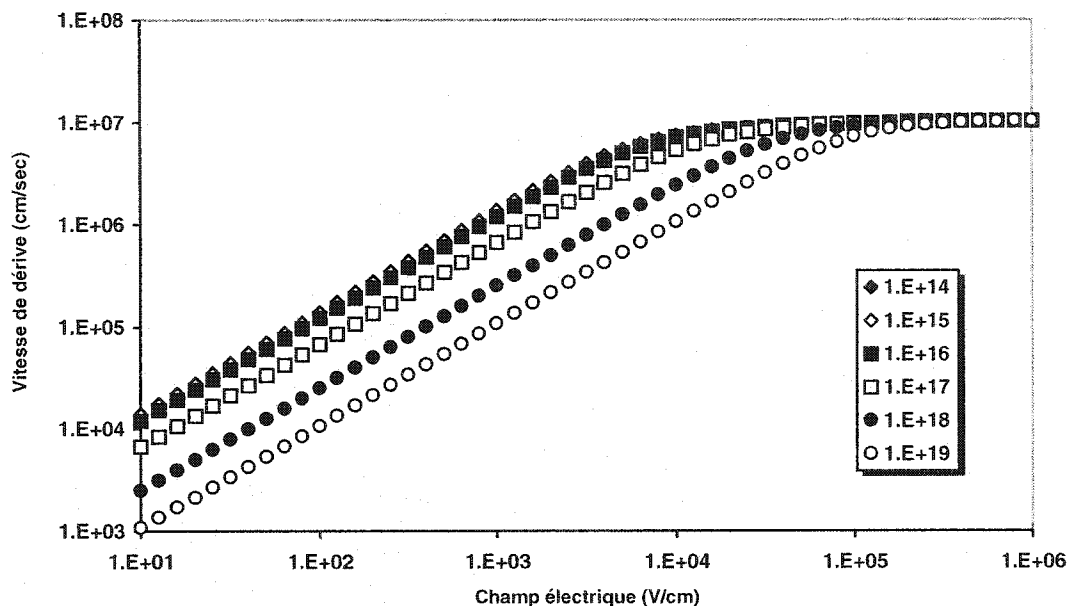


Figure 4.4 Saturation de la vitesse de dérive des électrons dans le silicium, calculée à partir de la relation empirique (d'après Jacobini et al., 1977).

À champ encore plus élevé, un autre terme dans le modèle devient significatif et le courant devrait alors continuer à augmenter avec la tension. Une augmentation du courant est effectivement observée. Par contre, elle est beaucoup plus élevée que celle prédite par le modèle. Un phénomène est manquant dans le modèle pour expliquer cette augmentation. La figure A1.6 de l'annexe 1 montre l'effet des pièges profonds sur la caractéristique courant-tension à faible champ électrique. Cette figure est reproduite à la figure 4.5 pour fins de référence.  $A$  est une constante sans dimension qui dépend de la

quantité de pièges présents dans le matériau. Plus il y a de pièges, plus  $A$  est grand. La présence des pièges profonds a pour effet d'augmenter de façon significative le courant à partir d'une tension donnée par la géométrie de la résistance, les concentrations des dopants et des pièges ainsi que d'autres paramètres.

L'existence de pièges profonds pourrait expliquer la remontée de courant qui suit la saturation. En l'absence de haut champ, on voit sur la figure 4.5 que le courant monte soudainement à une tension donnée. En présence de haut champ, il est possible que la saturation débute avant la montée de courant. Une résistance faible présente une montée de courant qui se produit à une tension plus élevée que pour une grande résistance. Selon la figure 4.5, ce comportement indique un facteur  $A$  plus élevé. Pour une résistance plus faible, ceci se traduit par une quantité de pièges plus grande. La fabrication d'une résistance plus faible demande davantage de dopants et des paramètres de fabrication plus grands, ce qui laisserait davantage de défauts dans la région resolidifiée, donc davantage de pièges.

Le modèle de Van der Ziel ne combine pas l'effet des pièges et les effets de haut champ; cela devrait être fait pour vérifier que la montée de courant est bien due à l'effet des pièges profonds. Le perfectionnement de ce modèle ne faisant pas partie des objectifs de ce mémoire, il n'est pas présenté ici.

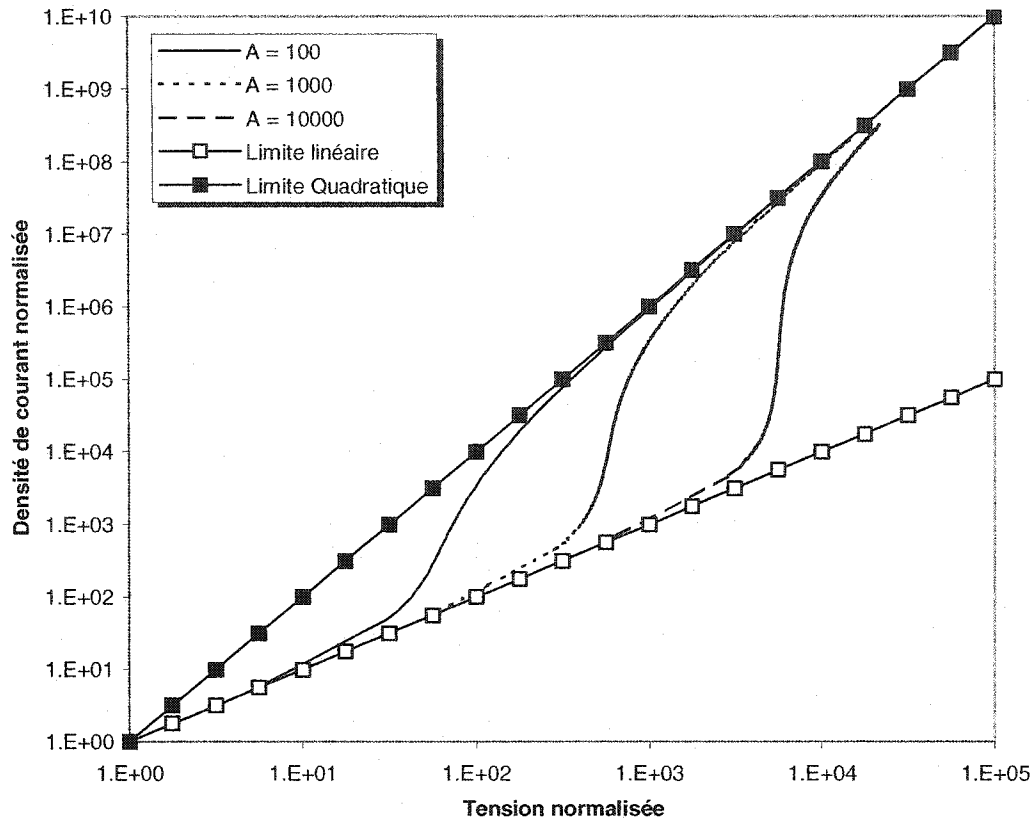


Figure 4.5 Effet des pièges profonds sur la caractéristique J-V.

#### 4.2 Discussion sur le comportement en température des résistances diffusées

Le comportement en température peut être expliqué qualitativement en le comparant à un métal, puis à un semi-conducteur. La résistance d'un semi-conducteur et d'un métal est proportionnelle à l'inverse de la mobilité et à l'inverse de la quantité d'électrons participant à la conduction. Dans le cas du semi-conducteur, la mobilité diminue avec la température, mais la quantité d'électrons générés thermiquement augmente plus rapidement que la mobilité. La résistance diminue alors avec l'augmentation de

température. Dans le cas du métal, la quantité d'électrons demeure constante avec la température ce qui fait augmenter la résistance avec la température.

Les faibles résistances possèdent une concentration de dopants élevée. La quantité d'électrons disponibles est donc élevée et constante avec la température. Ces résistances se comporteront alors comme un métal, présentant un CTR positif.

Par opposition, les résistances de valeurs élevées sont peu dopées et la quantité d'électrons est plus sujette aux variations de température. Ces résistances présenteront alors un comportement semi-conducteur avec un CTR négatif.

Entre ces deux comportements, il existe une région pour laquelle la quantité d'électrons devient dégénérée et où les deux comportements s'annulent partiellement, de manière à créer un minimum de résistance en fonction de la température. À des températures plus basses que celles du minimum, le comportement est celui d'un semi-conducteur. Au-delà de cette température, le comportement est celui d'un métal.

#### **4.3 Modélisation du comportement électrique en fonction de la température**

Cette section a pour objet d'expliquer les comportements en température observés à la section 3.3.4. L'auteur effectue d'abord une estimation de la structure et de son niveau de dopage. Il utilise ensuite ces données pour calculer les comportements en température en se basant sur les résultats de la corrélation des courbes courant-tension et sur la théorie des semi-conducteurs. La section se termine avec une discussion sur le modèle et sur ses

résultats.

Le comportement électrique d'une résistance est basé sur ses caractéristiques électriques et sur sa géométrie. La figure 4.6 illustre le processus de diffusion des dopants qui se produit au cours de la fabrication d'une résistance. La figure 4.6a schématise en une seule dimension la distribution initiale des dopants dans la structure de résistance diffusée. La structure est constituée de deux régions fortement dopées de type  $n^+$  aux extrémités et d'une région faiblement dopée de type  $p$  au centre. Les transitions d'un type de dopage à l'autre sont supposées abruptes. Les premières interventions laser ont pour objectif de rapprocher les dopants de type  $n$  pour ensuite faciliter l'ajustement fin de la résistance. Cette opération s'effectue avec des puissances relativement élevées et des durées d'impulsion relativement courtes. Les dopants avancent donc sur des distances très courtes à chaque impulsion et, comme la puissance est assez élevée et que le silicium fond sur un volume assez important, ces dopants avancent de façon assez uniforme. Le résultat est une distribution des dopants similaire à la distribution initiale, mais l'espacement entre les régions extrémités est réduit (figure 4.6b). Les interventions suivantes utilisent des puissances de plus en plus faibles et des impulsions de plus en plus courtes. D'abord, les deux régions  $n^+$  se rejoignent, puis la résistance ainsi créée est diminuée graduellement jusqu'à la valeur désirée. Cette décroissance des paramètres permet la fabrication d'une résistance de valeur précise, mais qui possède aussi une bonne uniformité du canal conducteur (figure 4.6c).

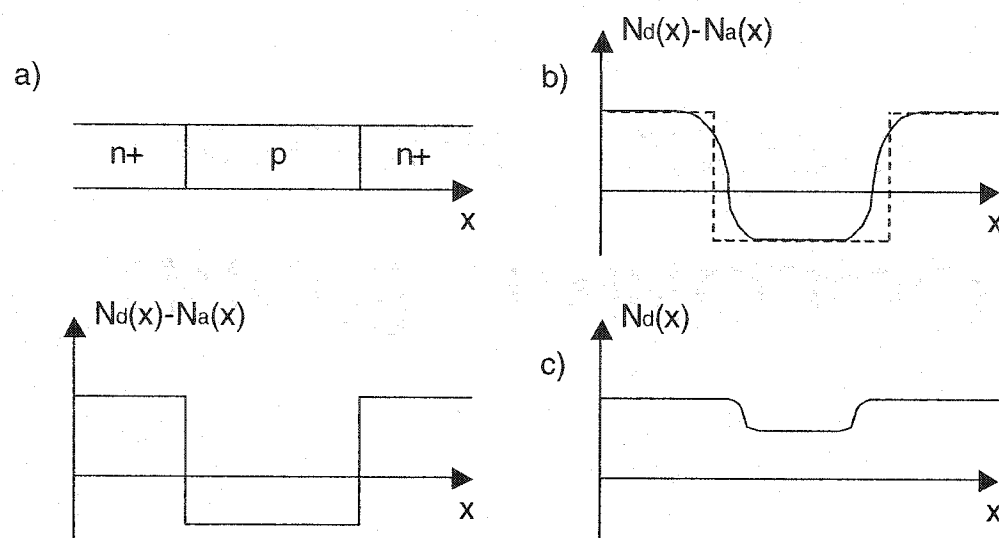


Figure 4.6 Processus de diffusion des dopants au cours de la fabrication d'une résistance diffusée : a) schéma de la distribution initiale des dopants, b) distribution idéale des dopants après quelques interventions laser, c) distribution des dopants après complétion du processus d'ajustement.

Il est raisonnable de croire que le processus de recristallisation qui suit la fusion laisse d'autres phases dans le silicium que sa phase cristalline, comme la phase polycristalline et la phase amorphe. Il a été mentionné plus tôt que la fabrication des résistances diffusées pouvait laisser des phases poly-cristallines ou amorphes dans la région resolidifiée. Or, il est connu que de telles phases sont constituées de défauts structuraux et électroniques créant ainsi des états localisés dans la bande interdite du semiconducteur. Si ces défauts sont en quantité assez grande, le matériau présentera des comportements particuliers. Un de ces comportements est la conductivité métallique minimum à partir

de laquelle la conductivité du matériau ne varie plus avec la température. Étant donné que la structure des résistances est sensiblement la même et que le minimum de résistance en fonction de la température survient toujours entre  $1\text{k}\Omega$  et  $2\text{k}\Omega$ , il est possible que les résistances diffusées comportent assez de défauts pour présenter une conductivité métallique minimum.

Il est possible d'estimer cette conductivité métallique minimum et d'en déduire la concentration des dopants de la région centrale faiblement dopée. Pour simplifier les calculs, on utilisera la structure simplifiée présentée à la figure 4.7. Les régions fortement dopées situées aux extrémités sont considérées comme des courts circuits. Les dimensions  $L$ ,  $t$  et  $w$  représentent respectivement la longueur, l'épaisseur et la largeur de la région de conduction. La résistance  $R$  et la conductivité  $\sigma$  sont estimées à l'aide des équations suivantes

$$R = \frac{L}{\sigma tw} \quad (4.2)$$

$$\sigma = \frac{L}{Rwt} \quad (4.2a)$$

Pour estimer la valeur de la conductivité, les paramètres utilisés dans l'équation (4.2a) peuvent être estimés aux valeurs présentées dans le tableau 4.2. Les dimensions géométriques sélectionnées sont celles utilisées dans le calcul de corrélation avec la résistance de  $1,8\text{k}\Omega$  car cette résistance présente un minimum. On obtient une valeur de la conductivité de  $29\Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$  (tableau 4.2).

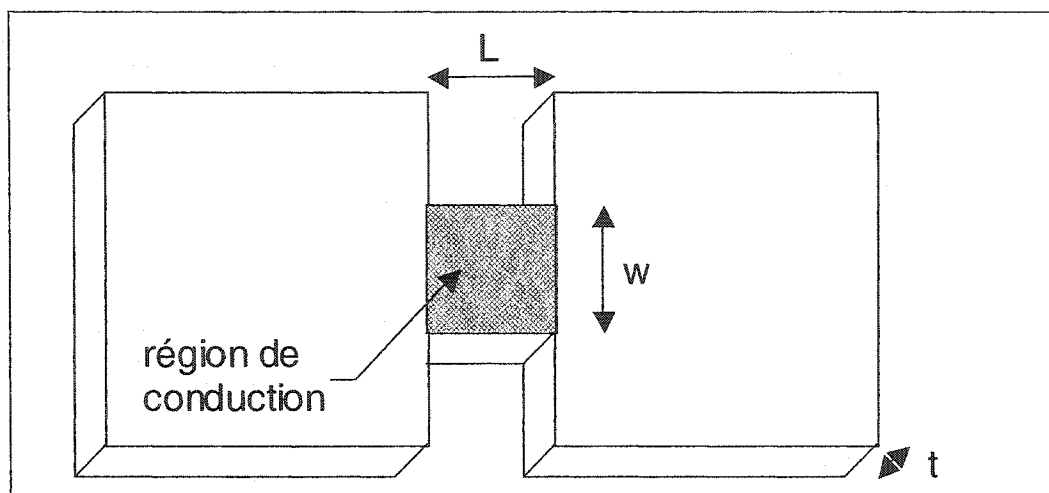


Figure 4.7 Structure simplifiée d'une résistance diffusée utilisée dans la modélisation.

Tableau 4.2 Valeurs estimées pour calculer la conductivité et résultat du calcul.

Paramètres	Valeurs
L	1,7 $\mu\text{m}$
R	1,8k $\Omega$
t	0,2 $\mu\text{m}$
w	1,63 $\mu\text{m}$
$\sigma$	29 $\Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$

Ensuite, on suppose que la conductivité calculée correspond à la conductivité métallique minimum et l'on en déduit la valeur de la concentration des dopants de la région centrale faiblement dopée. La conductivité métallique minimum est donnée par (Elliot, 1983)



$$\sigma_{\min} \cong \left( \frac{e^2}{3\hbar a_E} \right) \Gamma^2 \quad (4.3)$$

où  $\Gamma$  est une constante qui vaut environ 1/3,  $e$  est la charge élémentaire,  $\hbar$  est la constante de Planck et  $a_E$  est la distance sur laquelle la fonction d'onde perd la mémoire de sa phase, ce que l'on peut approximer, pour un cristal dopé, à la distance moyenne entre les dopants. Pour calculer  $a_E$ , on fait l'hypothèse que

$$a_E \cong \frac{1}{\sqrt[3]{N_D}}. \quad (4.4)$$

En reportant (4.4) dans (4.3) et en réarrangeant, on obtient

$$N_D \cong \left( \frac{3\hbar\sigma_{\min}}{\Gamma^2 e^2} \right)^3. \quad (4.5)$$

Utilisant la conductivité calculée précédemment, on obtient une concentration de dopants de  $3,3 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ . Cette valeur est beaucoup plus élevée que celle obtenue au tableau 4.1. La densité obtenue ne représente donc pas la concentration des dopants, mais plutôt la concentration des états provenant des défauts laissés par la fabrication du lien diffusé par le faisceau laser. En considérant ce fait, la valeur obtenue est alors raisonnable.

Il a été démontré à la section 4.1 que le comportement électrique à basse tension est gouverné par la dérive des électrons dans le canal. Ce terme est donné par

$$I_{\text{dérive}} = J_{\text{dérive}} \cdot wt = env_d \cdot wt = en\mu_n E \cdot wt = en\mu_n \frac{V}{L} \cdot wt \quad (4.6)$$

où  $V$  est la tension appliquée sur la résistance diffusée et  $L$  est la longueur de cette résistance. Le rapport entre la tension et le courant est la résistance qui ne dépend ici que de la géométrie, de la concentration des électrons et de la mobilité des électrons.

$$R = \frac{L}{\sigma t w} = \frac{L}{e n \mu_n w t} \quad (4.7)$$

On fait l'hypothèse qu'il n'y a pas de défauts électroniques et de pièges. Avec ces défauts, on aurait  $n < N_D^+ - \frac{n_i^2}{n}$ . Dans le cas présent, la concentration des électrons est égale à

$$n = N_D^+ - \frac{n_i^2}{n} \quad (4.8)$$

où  $n_i$  est la concentration intrinsèque des électrons et  $N_D^+$  est la concentration des électrons provenant des dopants ionisés, qui est approximativement égal à  $N_D$  à la température ambiante. Comme  $N_D \gg n_i$  sur toute la plage de température considérée, soit entre 25°C et 200°C, on peut poser

$$n \cong N_D. \quad (4.9)$$

La mobilité des électrons est donnée par (Pierret, 1987)

$$\mu(N, T) = \mu_{\min} + \frac{\mu_0}{1 + (N/N_{ref})^\alpha} \quad (4.10)$$

dans laquelle  $\mu$  est la mobilité,  $N$  est la concentration des dopants et toutes les autres quantités sont des paramètres variant avec la température. Ces paramètres possèdent une dépendance de la forme

$$A = A_0 (T/300)^n \quad (4.11)$$

où  $A_0$  est une constante indépendante de la température,  $T$  est la température en Kelvin et  $n$  est une constante. Les constantes de la relation empirique sont données dans le tableau 4.3 pour les électrons.

Tableau 4.3 Constantes de la relation empirique de la mobilité (d'après Pierret, 1987).

Paramètre	Facteur $A_0$	Exposant $n$
$N_{\text{ref}} (\text{cm}^{-3})$	$1.30 \times 10^{17}$	2.4
$\mu_{\text{min}} (\text{cm}^2/\text{V-s})$	92	-0.57
$\mu_0 (\text{cm}^2/\text{V-s})$	1268	-2.33
$\alpha$	0.91	-0.146

On a donc la relation suivante

$$R = \frac{L}{e N_D \mu(N, T)_{wt}} \quad (4.12)$$

Pour effectuer le calcul, on utilise les mêmes dimensions géométriques et la même concentration de dopants que celles utilisées de la résistance de  $1,8\text{k}\Omega$  données dans le tableau 4.1. Le résultat du calcul est présenté à la figure 4.8.

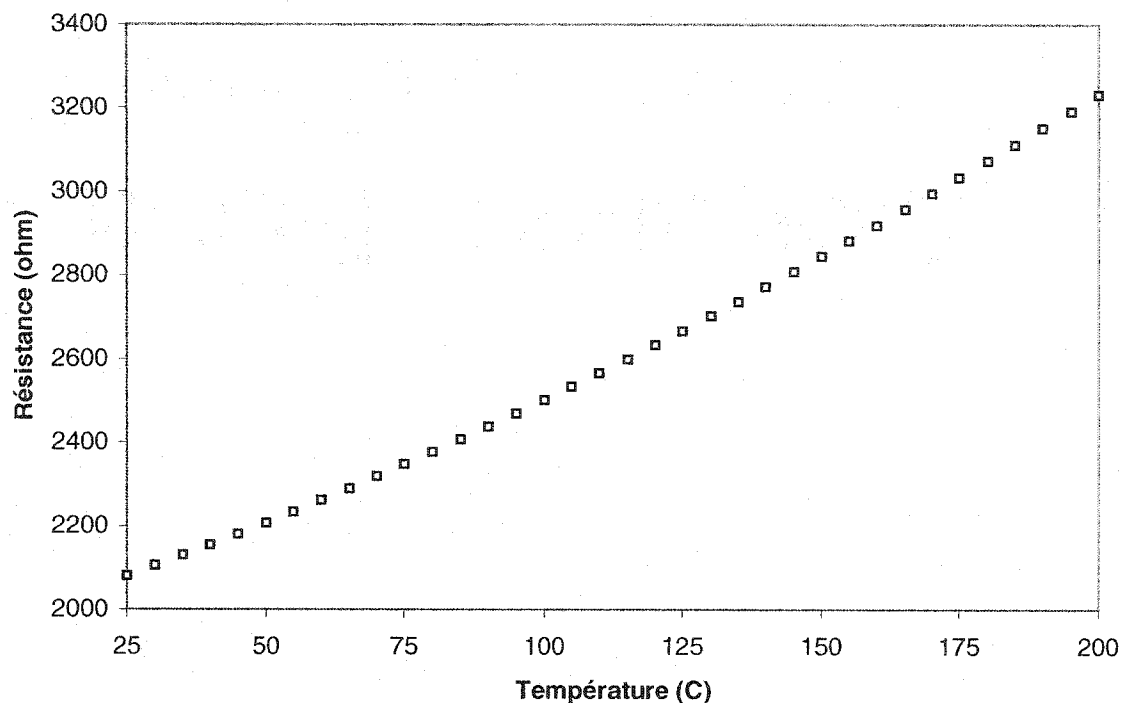


Figure 4.8 Calcul théorique de la courbe résistance-température ( $N_D=3,3 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ ,  $L=1,7 \mu\text{m}$ ,  $w=1,63 \mu\text{m}$  et  $t=0,2 \mu\text{m}$ ).

La résistance calculée possède une résistance à  $25^\circ\text{C}$  de  $2,08 \text{ k}\Omega$ , ce qui est près de la valeur réelle qui est de  $1,8 \text{ k}\Omega$ . Cependant, la courbe calculée ne présente aucun minimum de résistance. Dans le modèle développé, le seul paramètre qui varie avec la température est la mobilité des électrons dont le comportement en température est déterminé par la concentration des dopants. On pourrait donc être porté à croire que la concentration utilisée dans le calcul n'est pas celle qui produira un minimum de résistance. La figure 4.9 montre le même calcul effectué pour plusieurs concentrations de dopants, allant de  $10^{15}$  à  $10^{19} \text{ cm}^{-3}$ . On peut y voir qu'aucune concentration de dopants ne

produit un minimum dans la plage de température considérée. Cela est dû au fait que la mobilité ne possède aucun maximum dans cette plage de température. Il est donc impossible avec ce modèle d'obtenir un minimum de résistance et d'expliquer ce comportement. Le modèle n'est donc pas adéquat.

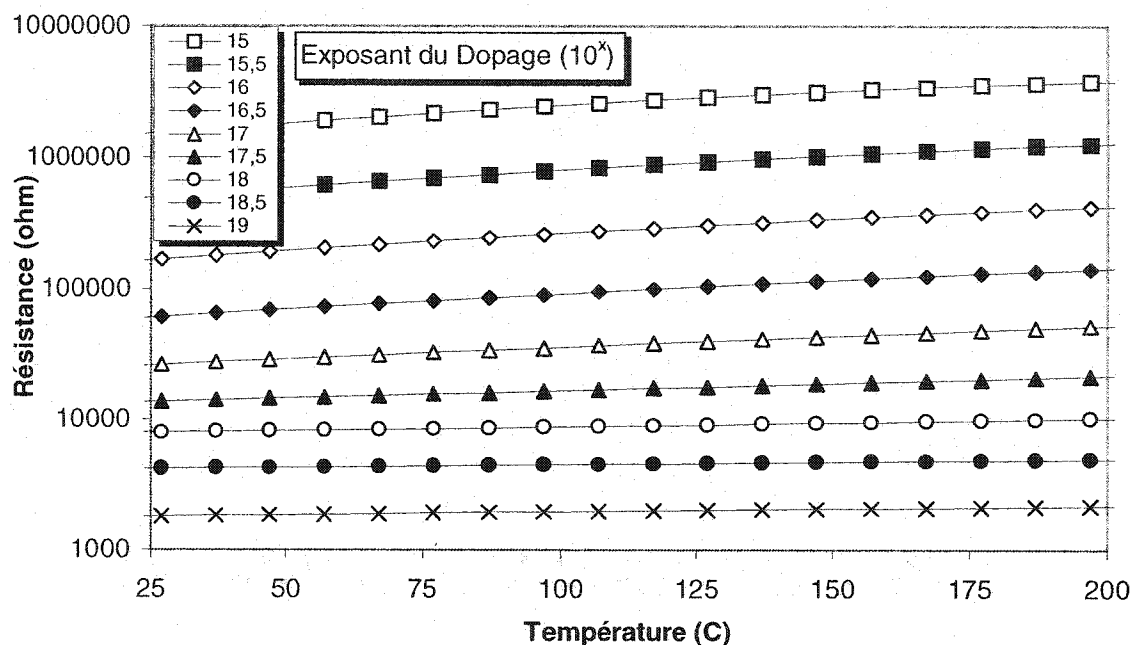


Figure 4.9 Calcul théorique de la résistance en fonction de la température pour plusieurs concentrations de dopants.

Le modèle ne considère qu'une géométrie simple et que le comportement de la mobilité pour expliquer le comportement en température des résistances diffusées. En réalité, le problème est beaucoup plus complexe. Les jonctions ne sont fort probablement pas abruptes et la distribution des dopants dans le canal n'est pas uniforme. Un modèle plus développé devrait tenir compte de la distribution des dopants et de l'effet des défauts

structurels provenant de phases poly-cristallines ou amorphes créées lors de la fabrication des résistances diffusées.

Le calcul de la conductivité métallique minimum et de la concentration de dopants qui en découle a démontré que l'hypothèse des défauts, dus à la présence d'une phase polycristalline ou amorphe ou à une concentration de dopants élevée, est plausible étant donné que les valeurs obtenues par ce calcul sont très réalistes. La présence de ces défauts vient renforcer l'hypothèse de la présence de pièges profonds qui seraient responsables de la remontée de courant à haut champ électrique. Un modèle plus évolué devrait inclure l'effet de ces défauts sur le comportement en température. Les résultats récents ont démontré que le comportement en température de la résistance dépend fortement de la tension appliquée sur cette résistance. On en conclut donc que le comportement en température ne dépend pas seulement des propriétés physiques du silicium dopé, mais il doit dépendre aussi de la distribution des dopants dans la résistance diffusée. Malheureusement, la distribution des dopants est inconnue et des travaux devraient être effectués pour la déterminer. Des mesures de microscopie à balayage capacitif (SCM) pourraient donner une mesure de la distribution des dopants à la surface du silicium. Des analyses de microscopie électronique à transmission de coupes transversales des résistances pourraient révéler la distribution des dopants en profondeur. La connaissance de cette distribution est nécessaire pour développer un modèle solide qui permettra d'expliquer le comportement en température des résistances diffusées.

## Conclusion

Il existe plusieurs méthodes d'ajustement de résistance. La méthode des résistances diffusées par faisceau laser présentée dans ce mémoire et découlant du travail de Gagnon, Meunier et Savaria possède les principaux avantages d'utiliser très peu de surface et d'être compatible avec les procédés CMOS conventionnels. Un contrôle adéquat des paramètres de fabrication permet d'ajuster facilement la résistance.

La caractéristique courant-tension des résistances diffusées est linéaire pour les résistances de faible valeur et cette caractéristique devient de plus en plus non-linéaire à tension élevée avec l'augmentation de la valeur de la résistance. La caractéristique courant-tension est linéaire à basse tension, tend à saturer à haute tension et, à plus haute tension, le courant augmente rapidement avec la tension. La partie linéaire et la saturation des courbes courant-tension sont dues à la dérive des électrons sous l'effet du champ électrique. Le phénomène à l'origine de la remontée du courant est inconnu.

La variation de la résistance à faible polarisation avec la température présente un coefficient en température de résistance (CTR) positif pour les résistances de faible valeur et négatif pour les résistances de valeur élevée. Entre ces deux extrêmes, la résistance passe par un minimum de résistance en fonction de la température; ce minimum se produit autour de 2 k $\Omega$ . Un résultat récent a démontré que la variation de la résistance en fonction de la température dépend de la tension appliquée aux bornes de cette résistance.

La caractérisation de la résistance en tension et en température a permis de connaître le comportement des résistances diffusées. Cette connaissance est essentielle pour connaître le comportement d'un circuit électronique utilisant une résistance diffusée. Par contre, cette caractérisation est limitée parce qu'elle ne combine pas les effets de la tension et de la température sur la résistance et que la méthode de mesure utilisée n'isole pas la résistance diffusée de la résistance d'interconnexion.

Il est nécessaire de poursuivre les travaux sur la méthode d'ajustement des résistances diffusées par faisceau laser. Les instabilités du système laser utilisé a limité la progression de cette recherche en rendant les résultats peu répétables. Le système sera amélioré durant l'été 2001 par l'achat d'appareil et de pièces de haute qualité. Une étude devrait être faite sur les effets combinés des paramètres de fabrication. La compréhension des comportements observés permettra de bien contrôler la fabrication des résistances diffusées. Des travaux sont présentement en cours pour comprendre la dynamique de diffusion en jeu dans la fabrication de ces résistances et pour mieux comprendre la caractéristique courant-tension. Il serait aussi essentiel d'étudier la fabrication des résistances diffusées des technologies CMOS plus récentes



## Références et bibliographie

BADRI NARAYANA, T., et al. (1992). Mechanism for Downward Trimming of Polymer Resistors. Journal of Physics D: Applied Physics, 25, 4, avril 1992, 717-721.

BERNSTEIN, J.B., et COLELLA, B.D. (1995). Laser-formed metallic connections employing a lateral link structure. IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology-Part A, 18, 3, 690-692.

BERNSTEIN, J.B., VENTURA, T.M. et RADOMSKI, A.T. (1994). High-density laser linking of metal interconnect. IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology-Part A, 17, 4, 590-593.

CALDER, I.D. et NAGUIB, H.M. (1985). Activation of polysilicon connections by selective cw laser annealing. IEEE Electron Device Letters, EDL-6, 10, 557-559.

CANTER, J.M., CHAPMAN, G.H., MATHUR, B., NAIMAN, M.L. et RAFFEL, J.I. (1986). A laser-induced ohmic link for wafer-scale integration in standard CMOS processing. IEEE Transactions on Electron Devices, ED-33, 11, 1861.

CHAPMAN, G.H. (1992). Laser interconnection techniques for defect avoidance in large-area restructurable silicon systems. Microelectronics Journal, 23, 267-272.

CHAPMAN, G.H. (1998). Laser applications to IC defect correction. Accepted by SPIE Photonics West: Lasers as Tools for Manufacturing of Durable Goods and Microelectronics, SanJose, 1998.

COHEN, S.S., WYATT, P.W., CHAPMAN, G.H. et CANTER, J.B. (1988). Laser-induced diode linking for wafer-scale integration. IEEE Transactions on Electron Devices, 35, 9, 1533-1550.

COHEN, S.S., WYATT, P.W., CHAPMAN, G.H. et CANTER, J.B. (1989). The resistance of laser-diffused diode links. IEEE Transactions on Electron Devices, 36, 6, 1220-1223.

ELECCION, M. (1972). Materials processing with lasers. IEEE Spectrum, avril 1972, 62-72.

ELLIOT, S.R. (1983). Physics of amorphous materials, Longman, London, 173-245.

ERDI, G. (1975). A Precision Trim Technique for Monolithic Analog Circuits. IEEE J. Solid-State Circuits, SC-10(6), 412-416.

FEHLHABER, P. (1971). Laser trimming of silicon-chromium thin-film resistors. Solid State Electronics, Juillet 1971, 33-36.

FELDBAUMER, D.W. et al. (1995). Pulse Current Trimming of Polysilicon Resistors. IEEE Transactions on Electron Devices, 42(4), 689-695.

GAGNON, Y., MEUNIER, M. et SAVARIA, Y. (1999). Method and apparatus for iteratively selectively tuning the impedance of integrated semiconductor devices using a focused heating source. US Patents 09/332,059, par LTRIM Technologies Inc.

JACOBONI, C., CANALI, C., OTTAVIANI, G. et ALBERIGI QUARANTA, A. (1977).

A review of some charge transport properties of silicon. Solid-State Electronics, 20, 77-89.

KODERA, H (1963). Diffusion coefficients of impurities in silicon melt. Japanese Journal of Applied Physics, 2, 4, 212-219.

MARSHALL, C. (1979). Temperature coefficients of resistance: a new approach. IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, CHMT-2, 2, 265-269.

MEUNIER, M. et al. (2001). Novel laser trimming technique for microelectronics. Proceedings of SPIE, 4274, janvier 2001.

NORTON, P. et BRANDT, J. (1978). Temperature coefficient of resistance for p- and n-type silicon. Solid-State Electronics, 21, 7, 969-974.

OAKES, M. (1978). An Introduction to Thick Film Resistor Trimming by Laser. Optical Engineering, 17(3), 217-224.

PARKER, D.L. et al. (1984). Laser Polysilicon Link Making. IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, CHMT-7(4), 438-442.

PARKER, D.L. and WEILING, H. (1990). Polysilicon Resistor Trimming by Laser Link Making. IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, 3(2), 80-83.

PIERRET, R.F. (1987). Advanced semiconductor fundamentals, Modular Series on Solid State Devices, 4, Addison-Wesley, 181-217.

RASERA, R.L. et BERNSTEIN, J.B. (1996). Laser linking of metal interconnect: linking dynamics and failure analysis. IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology-Part A, 19, 4, 554-561.

SÄCKINGER, E., GUGGENBÜHL, W. (1988). An Analog Trimming Circuit Based on a Floating-Gate Device. IEEE J. Solid-State Circuits, SC-23(6), 1437-1440.

SCHILLER, S. et al. (1975). Electron-Beam Trimming of Thin and Thick Resistor Networks. Solid State Technology, July, 38-44.

SHEN, Y.-L., SURESH, S. et BERNSTEIN, J.B. (1996). Laser linking of metal interconnects: analysis and design considerations. IEEE Transactions on Electron Devices, 43, 3, 402-410.

SHIER, J. (1988). A Finite-Mesh Technique for Laser Trimming of Thin-Film Resistors. IEEE J. Solid-State Circuits, SC-23(4), 1005-1009.

TOBITA, T. and TAKASAGO, H. (1991). New Trimming Technology of a Thick Film Resistor by the Pulse Voltage Method. IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, 14(3), 613-617.

VAN DER ZIEL, A. (1979). Semiconductors and semimetals : Lasers, Junctions, Transport, 14, Chapitre 3: Space-charge-limited solid-state diodes, Academic Press, New York, 195-214.

WAITS, R.K. (1973). Silicon-Chromium Thin-film Resistor Reliability. Thin Solid

Films, 16, 237-247.

WATERS, R.L. and WEINER, M.J. (1970). Resistor Trimming and Micromachining with a Yag Laser. Solid State Technology, April, 43-49.

## Annexe 1 : Caractéristique J-V de la structure $n^+-v-n^+$

### A1.1. Présentation du problème

La présente annexe détaille le calcul de la caractéristique J-V, soit la densité de courant en fonction de la tension appliquée, de la structure  $n^+-v-n^+$ . Le calcul, qui est une version simplifiée du traitement de A. Van der Ziel (1979), n'est présenté ici que pour la structure de type n et n'inclut pas la dépendance temporelle. La structure  $n^+-v-n^+$  est formée de deux régions fortement dopées de type n aux extrémités, appelées  $n^+$ , et d'une région centrale faiblement dopée aussi de type n, appelée v (figure A1.1).

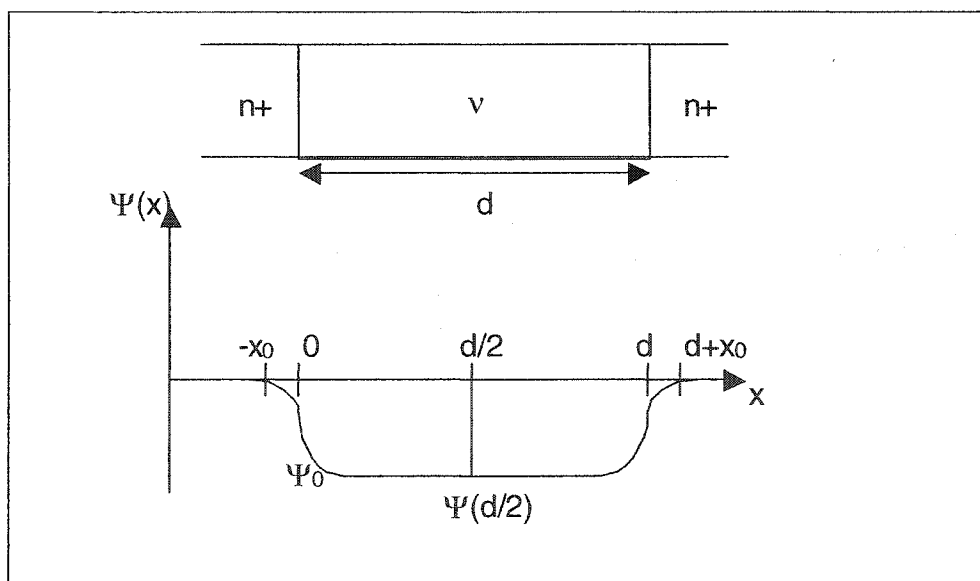


Figure A1.1 Schéma du potentiel dans une structure  $n^+-v-n^+$  unidimensionnelle.

Pour simplifier le calcul, on effectuera les approximations suivantes : a) la structure est

unidimensionnelle, b) les deux jonctions v-n<sup>+</sup> sont abruptes, c) d est la largeur de la région faiblement dopée, d) N<sub>D</sub> et N<sub>d</sub> sont les concentrations de dopage des régions n<sup>+</sup> et v respectivement et N<sub>d</sub> << N<sub>D</sub>, e) il y a formation des deux régions de charge d'espace entre -x<sub>0</sub> et 0 et entre d et d+x<sub>0</sub>. L'équation décrivant ce problème, si aucune tension n'est appliquée aux bornes du dispositif, est

$$J_n = e\mu_n nE + \mu_n kT \frac{dn}{dx} = 0 \quad (\text{A1.1})$$

dans laquelle J<sub>n</sub> est la densité de courant, e est la charge élémentaire, μ<sub>n</sub> est la mobilité des électrons, n est la concentration des électrons, E est le champ électrique, k est la constante de Boltzmann, T est la température et x est la position le long du dispositif. En prenant Ψ=0 dans les régions n<sup>+</sup>, on a

$$n = N_D \exp\left(\frac{e\Psi}{kT}\right). \quad (\text{A1.2})$$

L'application d'un potentiel positif à x=d aura pour effet de créer un minimum de potentiel près de x=0 (voir figure A1.1) qui va limiter le courant passant dans le dispositif.

### A1.2. Calcul de la caractéristique J-V

Pour simplifier le calcul, on négligera d'abord les effets de haut champ et l'effet des pièges qui peuvent être présents dans le matériau. L'effet de haut champ sera ajouté à la prochaine section et l'effet des pièges sera présenté dans la dernière section.

On prendra le courant comme positif dans la direction des  $x$  positifs (voir figure A1.1) et on supposera que la région  $v$  est dopée uniformément à  $N_d$ . On a donc l'équation de transport suivante

$$J_n(x) = e\mu_n nE + eD_n \frac{\partial n}{\partial x} \quad (\text{A1.3})$$

dans laquelle  $D_n$  est la constante de diffusion. Sur la majorité de la région allant de  $x=0$  à  $d$ , le terme de dérive est dominant par rapport au terme de diffusion. Ce dernier n'est significatif que dans la région du minimum du champ électrique. On peut donc négliger le terme de diffusion sans ajouter une grande erreur. On a donc

$$J_n(x) = e\mu_n nE. \quad (\text{A1.3a})$$

Le champ électrique est lié à la charge par la loi de Gauss

$$\frac{\partial E}{\partial x} = -\frac{e(n - N_d)}{\epsilon\epsilon_0} \quad (\text{A1.4})$$

où  $\epsilon$  et  $\epsilon_0$  sont la permittivité relative du silicium et la permittivité du vide. En reportant  $n$  de l'équation précédente dans l'équation (A1.3a), on a

$$J_n(x) = -\frac{1}{2}\epsilon\epsilon_0\mu_0 \frac{\partial(E^2)}{\partial x} + e\mu_0 N_d E \quad (\text{A1.5})$$

où  $\mu_0$  est la mobilité des électrons à faible champ. Puisqu'on cherche la caractéristique J-V en courant continu, on pose



$$\begin{cases} J_n(x) = J_0 \\ E = E_0 \\ V = V_0 \end{cases} \quad \text{où on a considéré que } E = -\frac{\partial V}{\partial x}. \quad (\text{A1.6})$$

On a donc

$$J_0 = -\frac{1}{2} \epsilon \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial(E_0^2)}{\partial x} + e \mu_0 N_d E_0 \quad (\text{A1.7})$$

pour laquelle  $E_0=0$ ,  $V_0=0$  à  $x=0$  et  $V_0=V_a$  à  $x=d$ .

Si  $V_a$  est faible, l'injection est faible et le premier terme de (A1.7) est négligeable, ce qui donne, étant donné que  $E_0 = -V_a/d$

$$-J_0 = -e \mu_0 N_d E_0 = e \mu_0 N_d V_a / d = J_a \quad (\text{A1.8})$$

Si  $V_a$  est grand, l'injection domine et le second terme de (A1.7) est négligeable, ce qui donne, par intégration,

$$-J_0 = \frac{2}{8} \epsilon \epsilon_0 \mu_0 V_a^2 / d^3 = J_b. \quad (\text{A1.9})$$

Donc, en négligeant les effets de haut champ et l'effet des pièges, la densité de courant s'exprime linéairement ( $J_a$ ) avec la tension lorsque cette dernière est faible et ensuite quadratiquement ( $J_b$ ) lorsque la tension est plus élevée.

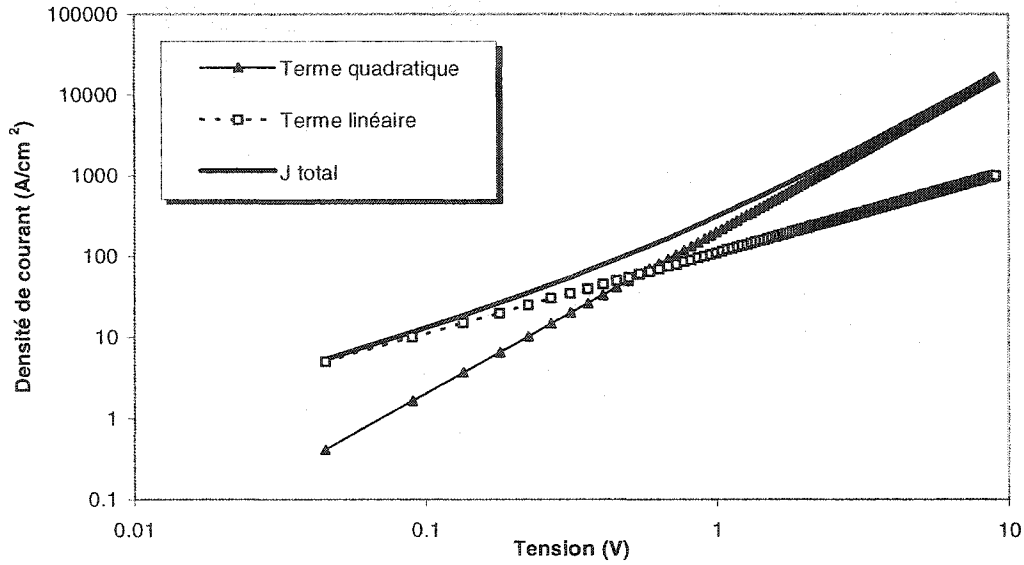


Figure A1.2 Caractéristique J-V calculée à partir de (A1.8) et (A1.9) pour du silicium,  $N_d = 1 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  et  $d = 2 \mu\text{m}$ .

### A1.3. Caractéristique J-V à champ élevé

Lorsque le champ devient élevé, la mobilité diminue avec l'augmentation de  $|E|$ . En définissant la vitesse de dérive des électrons comme

$$v_d(|E_0|) = -\mu_n(|E_0|)E_0 = \mu_n(|E_0|)|E_0|, \quad (\text{A1.10})$$

l'équation (A1.7) devient

$$J_0 = \varepsilon \varepsilon_0 v_d \frac{d|E_0|}{dx} - e N_d v_d. \quad (\text{A1.11})$$

Prenant soin de ne pas oublier que  $-J_0$  est positif, la résolution de (A1.11) selon  $dx$  donne

$$dx = \epsilon \epsilon_0 \frac{v_d}{(-J_0) - eN_d v_d} d|E_0| \quad (\text{A1.12})$$

Une fois (A1.12) intégrée selon  $x$  entre 0 et  $d$ , on obtient

$$d = \epsilon \epsilon_0 \int_0^{|E_a|} \frac{v_d}{(-J_0) - eN_d v_d} d|E_0| \quad (\text{A1.13})$$

où  $|E_a|$  est la valeur absolue du champ électrique à l'anode ( $x=d$ ). En intégrant maintenant le champ, on obtient la tension

$$V_a = \int_0^d |E_0| dx = \epsilon \epsilon_0 \int_0^{|E_a|} \frac{v_d}{(-J_0) - eN_d v_d} |E_0| d|E_0|. \quad (\text{A1.14})$$

Pour calculer la caractéristique J-V à partir de (A1.13) et (A1.14), on fixe une valeur pour  $(-J_0)$  et on intègre numériquement (A1.13) jusqu'à l'obtention de  $d$ , ce qui permettra de trouver la valeur de  $|E_a|$  associée. L'intégration de (A1.14) avec cette valeur donnera la tension associée. On trace la caractéristique J-V complète en itérant pour plusieurs valeurs du courant.

Ce calcul est imprécis lorsque  $(-J_0)$  est petit relativement au terme  $eN_d v_d$ . Par contre, dans ce cas, le calcul est simplifié à

$$-J_0 = eN_d v_d (|E_0|). \quad (\text{A1.15})$$

À très faible champ électrique, la vitesse de dérive des électrons est linéaire avec le champ et on a

$$-J_0 = eN_d \mu_0 V_a / d \quad (\text{A1.16})$$

qui est linéaire. D'ailleurs, si le champ est assez élevé, le courant devient beaucoup plus important que  $eN_d v_d$  et on a

$$-J_0 = \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{d} \int_0^{|E_a|} v_d d|E_0| \quad (\text{A1.17})$$

$$V_a = \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{(-J_0)} \int_0^{|E_a|} v_d |E_0| d|E_0| \quad (\text{A1.18})$$

Entre ces deux extrêmes, il y a une transition dont le comportement varie selon la valeur de  $N_d$  :

$N_d$  petit : la caractéristique J-V est d'abord linéaire, puis quadratique (tel que décrit à la section précédente) et ensuite présente la forme à champ élevé (A1.17-18).

$N_d$  grand : la caractéristique J-V passe de linéaire à sous-linéaire (effet de la saturation de la vitesse de dérive à haut champ) à la forme à champ élevé (A1.17-18).

Entre ces deux extrêmes, il existe une mince plage de  $N_d$  pour laquelle la caractéristique passe directement de la forme linéaire à la forme à champ élevé (A1.17-18).

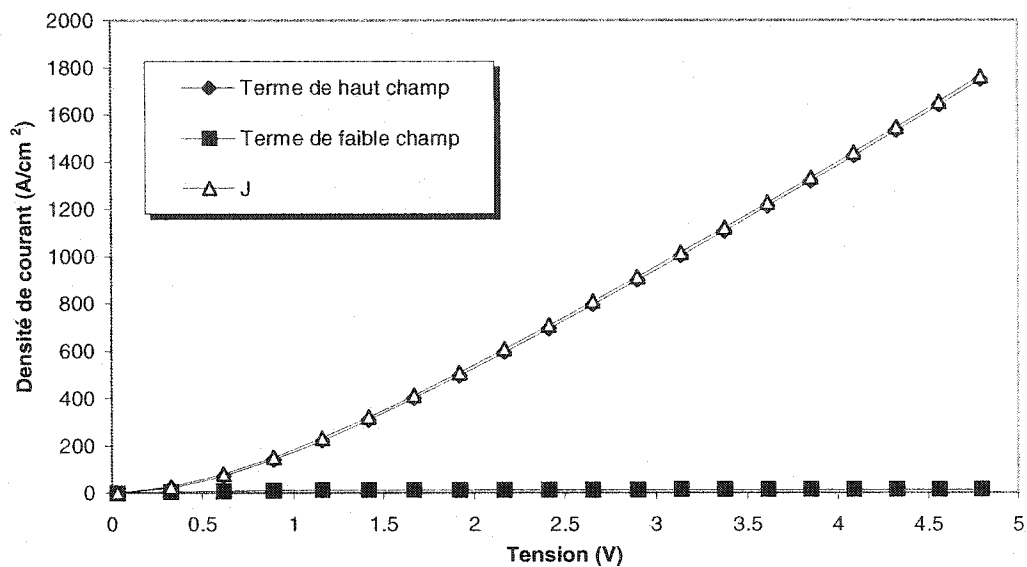


Figure A1.3 Caractéristique J-V calculée à partir des équation (A1.13) à (A1.18) pour du silicium, une concentration de dopants de  $1 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$  et  $d = 2 \mu\text{m}$ .

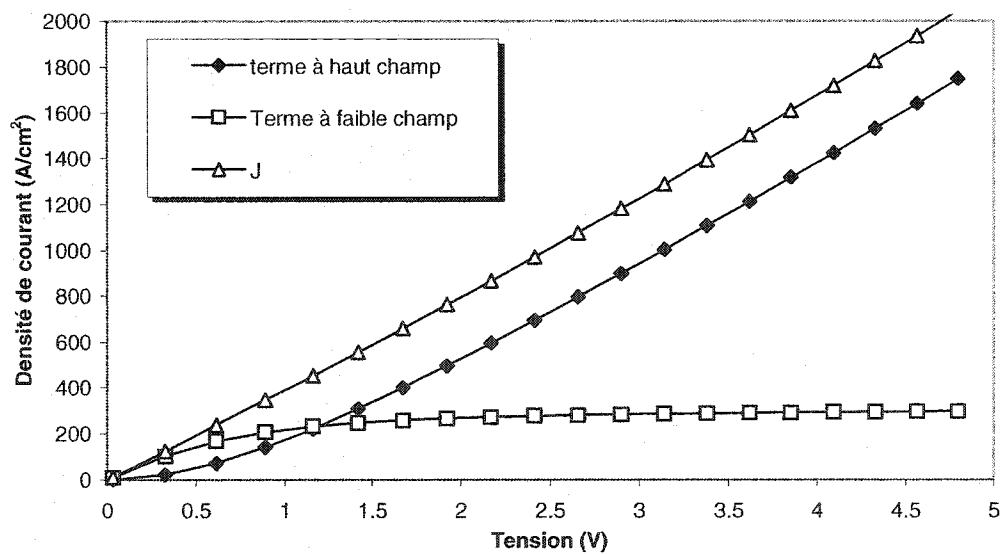


Figure A1.4 Caractéristique J-V calculée à partir des équation (A1.13) à (A1.18) pour du silicium, une concentration de dopants de  $2 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  et  $d = 2 \mu\text{m}$ .

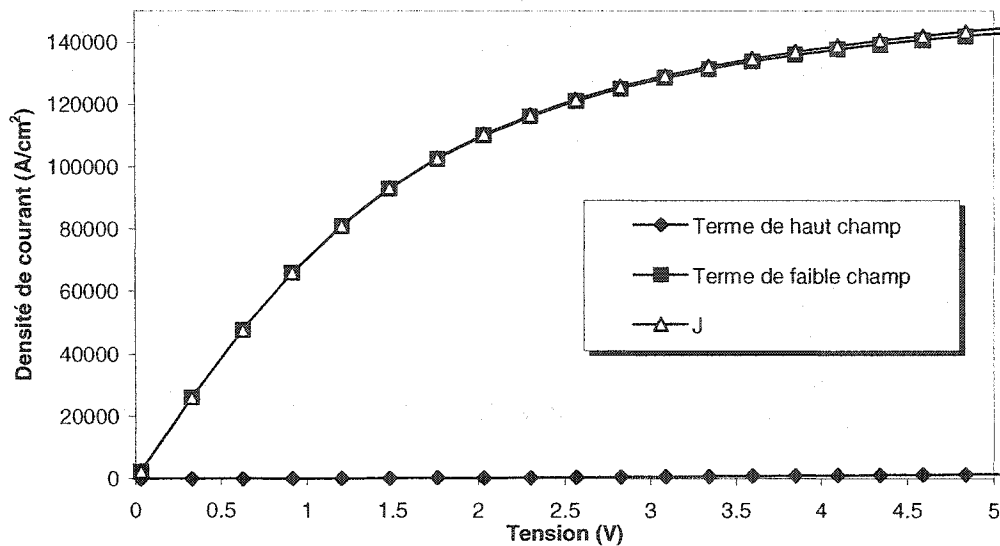


Figure A1.5 Caractéristique J-V calculée à partir des équation (A1.13) à (A1.18) pour du silicium, une concentration de dopants de  $1 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  et  $d=2 \mu\text{m}$ .

#### A1.4. Effet des pièges

Le calcul de la caractéristique J-V incluant l'effet des pièges ne sera pas présenté ici car son développement serait trop long et trop complexe pour les objectifs de ce mémoire. Le lecteur est par contre invité à lire la référence fournie sur ce sujet (Van der Ziel, 1979).

Selon le calcul effectué par Van der Ziel, la caractéristique J-V incluant l'effet des pièges profonds a pour effet de modifier la transition entre la partie linéaire et la partie quadratique du résultat présenté à la section A1.2, causant une augmentation abrupte de la densité de courant (voir la figure A1.6). Ce calcul ne considère qu'un seul niveau

énergétique pour les pièges. Avec plusieurs niveaux, le problème se complique davantage. À mesure que  $A$  augmente, la transition abrupte se déplace vers les tensions plus élevées et elle devient plus abrupte.  $A$  est une constante sans dimension mesurant la quantité de pièges présents dans le matériau. Elle est définie par

$$A = \frac{p_{t,0}}{n_0} \quad (\text{A1.19})$$

où  $p_{t,0}$  est la concentration à l'équilibre thermique des pièges inoccupés par des électrons et  $n_0$  est la concentration à l'équilibre thermique des électrons non piégés. Plus il y a de pièges, plus  $A$  est grand.

Par contre, les pièges peu profonds n'ont pour effet que de modifier légèrement la caractéristique J-V du cas absent de piège, conservant ainsi son comportement linéaire et quadratique.

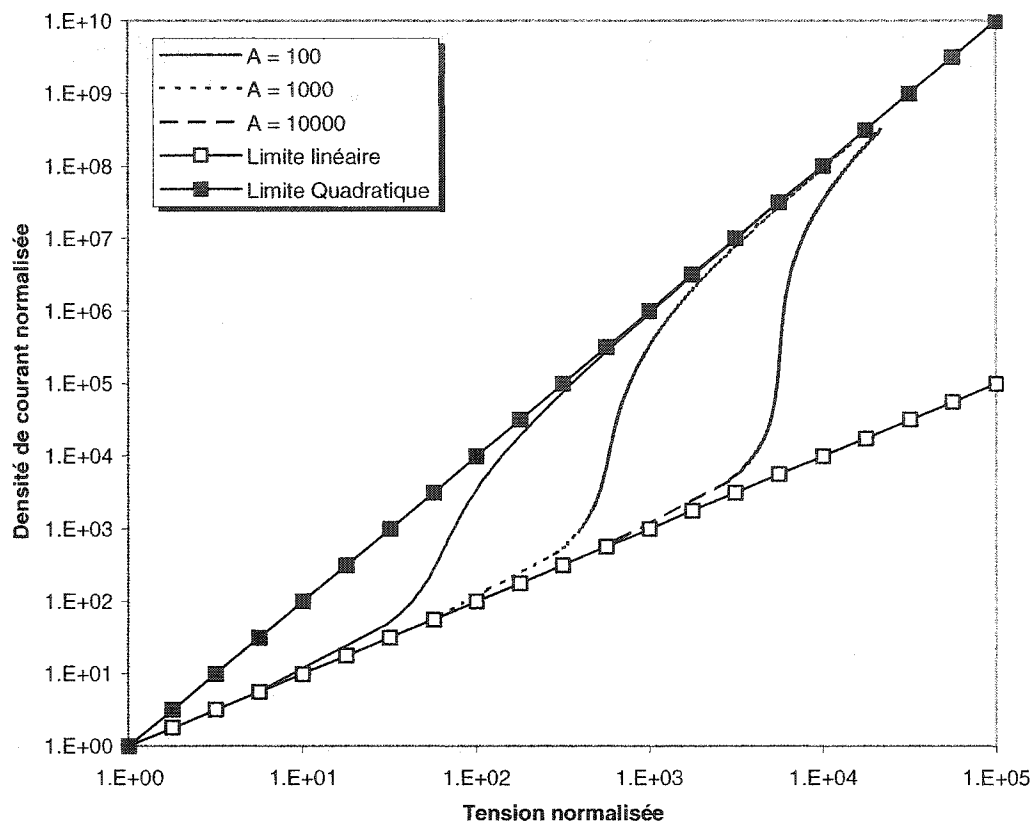


Figure A1.6 Effet des pièges profonds sur la caractéristique J-V.