

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION, CARACTÉRISATION ET TEST  
DE RÉCEPTEURS OPTIQUES INTÉGRÉS EN TECHNOLOGIE *CMOS*

MATHIEU GAGNON  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)  
DÉCEMBRE 1998



National Library  
of Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions et  
services bibliographiques

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file Votre référence*

*Our file Notre référence*

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.

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 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.

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.

0-612-38679-1

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

CONCEPTION, CARACTÉRISATION ET TEST  
DE RÉCEPTEURS OPTIQUES INTÉGRÉS EN TECHNOLOGIE *CMOS*

présenté par: GAGNON Mathieu

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

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

M. SAVARIA Yvon, Ph. D., président

Mme KAMINSKA Bozena, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. SLAMANI Mustapha, Ph. D., membre

## REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier mon collègue et ami Guillaume Fortin pour ses conseils et discussions éclairantes tout au long de ce travail, ainsi que la révision du manuscrit. M. Romain Maciejko m'a suggéré la méthode de caractérisation par source ponctuelle et m'a permis d'obtenir certains équipements. Je voudrais aussi remercier ma directrice de recherche, Mme Bozena Kaminska, pour ses suggestions de projets stimulants et son soutien pour leur réalisation.

Je remercie M. Yves Gagnon pour avoir rendu possible la coupe au laser de certains circuits. Les circuits de photodétection évalués ont été en partie dessinés par M. Mehdi Ehsanian.

Je remercie également mon amie Stéphanie Goulet pour son soutien ainsi que sa grande patience.

Cette recherche a été réalisée grâce à une bourse du Conseil de la Recherche en Sciences Naturelles et Génie (*CRSNG*).

## RÉSUMÉ

Ce mémoire présente l'étude de circuits optoélectroniques intégrés réalisés en technologie *CMOS* («*Complementary Metal-Oxyde-Semiconductor*»). Nous couvrons plusieurs aspects de ces circuits, allant de la caractérisation d'éléments fabriqués aux méthodologies de test à haut niveau en passant par la conception de circuits de réception.

Tout d'abord, nous effectuons une caractérisation statique complète de structures photosensibles réalisées avec la technologie *CMOS*. Une procédure expérimentale simple permet d'obtenir des valeurs précises de responsivités. Cette méthode n'utilise pas d'instruments optiques sophistiqués. Nous avons analysé en profondeur les incertitudes de cette méthode, ce qui nous permet d'obtenir un intervalle de confiance précis pour les résultats.

Nous développons ensuite des modèles compatibles avec le simulateur de circuits *HSpice*. Ces modèles sont réalisés avec l'interface *Analog Artist* du logiciel *Cadence*. Ces modèles permettent de contrôler la puissance optique incidente avec une tension. Ils permettent donc de contrôler des dispositifs indépendants pour des systèmes parallèles. Nous avons aussi implémenté les procédures permettant l'extraction de ces structures après la réalisation des dessins de masques. Cela permet de simuler complètement les circuits réalisés en gardant l'accès au contrôle de la puissance optique. Nous avons réalisé des modèles permettant la simulation du bruit généré par le photocourant. Ces modèles incorporent les résultats des mesures de responsivités et de caractéristiques statiques effectuées précédemment sur les structures. Ils permettent à l'utilisateur de modifier la taille des dispositifs.

Après avoir caractérisé et modélisé les éléments optiques intégrés, nous développons quelques circuits de réception. Nous analysons entre autres les performances de récepteurs en mode courant. Nous proposons aussi l'utilisation de récepteurs différentiels pour réduire la sensibilité aux bruits d'alimentation. Nous abordons les problèmes de régénération des signaux logiques. Nous proposons un système de détecteurs de pics

compatibles avec les circuits de réception en mode courant. Deux récepteurs utilisant ce principe ont été réalisés et soumis pour fabrication. Ils permettent, entre autres, d'étudier la sensibilité aux variations d'alimentation.

Nous traitons finalement de méthodes de test compatibles avec ces circuits. De nouvelles approches sont présentées pour les circuits numériques, analogiques et mixtes. Ces méthodes permettent l'évaluation des performances des circuits dans leur environnement de fonctionnement. Elles sont compatibles avec les procédures de test standard utilisées par l'industrie.

Le concept de chaque méthode de test est vérifié expérimentalement grâce à des circuits optoélectroniques discrets. Les résultats de ces mesures sont présentés.

Nous développons une méthode de réduction du temps des tests de taux d'erreurs pour les circuits numériques. Cette méthode est spécifique aux circuits optoélectroniques intégrés et permet de maintenir le plus de précision possible lors des mesures de taux d'erreurs. Nous analysons théoriquement cette méthode pour en quantifier les avantages.

## ABSTRACT

This thesis presents a study of optoelectronic circuits realized in *CMOS* («*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*») technology. We cover many aspects of these circuits, from the characterization of fabricated optoelectronic devices up to the development of test methodologies, through the design of integrated receiver circuits.

We begin with a complete static characterization of photosensitive structures realized in *CMOS* technology. A simple experimental procedure is used, which allows us to obtain precise responsivity values. This procedure requires no sophisticated optical instruments. We make a thorough analysis of the uncertainties of this method, which allows us to get a precise confidence interval for the measurements.

We then develop simulation macro models compatible with the *HSpice* circuit simulator. These models are realized using the *Analog Artist* simulation interface of *Cadence*. These models allow the control of the optical power from a voltage source. They permit the individual control of many devices for parallel systems. We have also implemented procedures for extracting these devices from the physical layouts. This makes possible the simulation of the extracted circuits and keeps the access to the individual optical powers. The models include the noise generated by the photocurrent. The parameters of the models reflect the measurements done previously and allow the scaling of the structures.

Based on these characterizations and models, we develop and analyze some receiver circuits. We particularly look at the performances of current mode receivers. We also propose the use of differential receivers to reduce the sensitivity to power supply noise. We address the problem of logic level regeneration. We propose a peak detection system compatible with the current-mode receivers.

Two configurations of receivers using this principle have been implemented and submitted for fabrication. They allow, for instance, the analysis of the sensitivity to power supply noise.

We finally study test methods for these circuits. New test methodologies are presented for logic, analog and mixed-mode tests. These strategies allow the evaluation of the performances of the circuits in their working environment. They are compatible with the standard test procedures used by the industry.

Each of the test methodology is experimentally verified with a discrete test setup. Measurement results are presented.

We also develop and analyze a method to reduce the time required for bit error rate measurements. This method is well adapted for parallel integrated circuits. It uses the best precision possible for analog circuits while not requiring precise external stimuli. A theoretical analysis of the accuracy of this method is also performed and evaluation programs are developed.



## TABLE DES MATIÈRES

<b>REMERCIEMENTS</b> .....	iv
<b>RÉSUMÉ</b> .....	v
<b>ABSTRACT</b> .....	vii
<b>TABLE DES MATIÈRES</b> .....	ix
<b>LISTE DES ANNEXES</b> .....	xiii
<b>LISTE DES TABLEAUX</b> .....	xiv
<b>LISTE DES FIGURES</b> .....	xv
<b>CHAPITRE 1 : Introduction</b> .....	1
1.1 Environnement .....	1
1.2 Motivations .....	4
1.3 Buts .....	5
1.4 Objectifs .....	6
1.4.1 Développement d'outils de conception assistée par ordinateur .....	6
1.4.2 Caractérisation de photorécepteurs intégrés .....	6
1.4.3 Évaluation de circuits de réception intégrés .....	6
1.4.4 Stratégies de test .....	7
<b>CHAPITRE 2 : Développement d'outils de conception assistée par ordinateur</b> .....	8
2.1 Introduction .....	8
2.2 Bibliothèque de composants de base .....	9
2.2.1 Technologie 1.2 $\mu$ m .....	9
2.2.2 Technologie 1.5 $\mu$ m .....	14
2.3 Outils de conception assistée par ordinateur .....	15
<b>CHAPITRE 3 : Caractérisation de récepteurs optoélectroniques intégrés</b> .....	17
3.1 Introduction .....	17

## TABLE DES MATIÈRES (SUIVE)

3.2	Mesure de la responsivité par approximation d'un émetteur ponctuel . . . . .	18
3.2.1	Introduction . . . . .	18
3.2.2	Méthode permettant de déterminer la distance . . . . .	19
3.2.3	Évaluation de la puissance reçue . . . . .	20
3.2.3.1	Compensation des effets transitoires et de la saturation . . . . .	21
3.2.3.2	Compensation du courant noir . . . . .	21
3.2.3.3	Évaluation de la non-linéarité . . . . .	21
3.2.3.4	Évaluation de la précision du montage . . . . .	22
3.2.3.5	Évaluation de la distance initiale ( <i>linit</i> ) . . . . .	25
3.2.4	Calibrage de la source . . . . .	28
3.2.5	Calcul de la responsivité . . . . .	32
3.2.6	Effets de bord . . . . .	35
3.2.6.1	Analyse d'erreur . . . . .	35
3.2.7	Procédure expérimentale . . . . .	38
3.2.7.1	Description des photodétecteurs . . . . .	38
3.2.7.2	Sources de lumières . . . . .	39
3.2.7.3	Amplificateur à trans-conductance . . . . .	39
3.2.8	Procédure de mesure . . . . .	40
3.2.9	Résultats de mesure . . . . .	44
3.2.10	Mesure de la responsivité par fibre optique . . . . .	48
3.2.11	Introduction . . . . .	48
3.3	Modélisation des photodiodes p+/n- . . . . .	50
3.4	Modélisation des photodiodes p-/n- . . . . .	55
3.5	Modélisations des phototransistors verticaux . . . . .	56
 <b>CHAPITRE 4 : Conception de circuits de réception intégrés . . . . .</b>		 <b>58</b>
4.1	Introduction . . . . .	58
4.2	Revue de littérature . . . . .	58
4.3	Objectifs de conception . . . . .	61

## TABLE DES MATIÈRES (SUITE)

4.4	Types de circuits étudiés .....	62
4.5	Étude des récepteurs simples .....	62
4.5.1	Description des circuits étudiés .....	62
4.5.2	Analyse des miroirs de courant .....	65
4.5.3	Résultats .....	68
4.5.3.1	Performances analogiques .....	68
4.5.3.2	Performances numériques .....	70
4.5.3.3	Observations générales .....	72
4.6	Circuits d'ajustement automatiques de seuil .....	72
4.6.1	Ajustement par niveau moyen .....	73
4.6.2	Ajustement par détection de crête .....	73
4.6.3	Performances des circuits en mode courant .....	79
4.6.4	Implantation .....	84
 <b>CHAPITRE 5 : Stratégies de test</b> .....		 87
5.1	Introduction .....	87
5.2	Canaux de communication optoélectroniques .....	88
5.3	Types de pannes .....	89
5.3.1	Transmetteurs .....	89
5.3.2	Liens optiques .....	89
5.3.3	Récepteurs .....	89
5.4	Description des approches de test .....	90
5.5	Test des liens numériques .....	90
5.5.1	Circuits pour transmetteurs .....	92
5.5.2	Test des circuits de réception .....	93
5.6	Longueur de la séquence .....	95
5.7	Test d'un bus .....	95
5.8	Test de canaux individuels .....	97

**TABLE DES MATIÈRES (SUITE)**

5.9	Synchronisation .....	97
5.10	Tests des circuits en mode transitoire .....	98
5.11	Réduction du temps de test .....	98
	5.11.1 Longueur de la séquence de test .....	99
	5.11.2 Méthode proposée .....	99
5.12	Méthode proposée pour les liens optiques analogiques .....	106
	5.12.1 Méthodes proposées .....	107
	5.12.2 Résultats expérimentaux .....	109
5.13	Applications des tests analogiques aux circuits numériques .....	111
	5.13.1 Évaluation de la fréquence d'oscillation par les circuits numériques .....	112
	5.13.2 Test par oscillation des circuits de détection de crêtes .....	112
	5.13.3 Démonstration du test des détecteurs de crêtes .....	113
5.14	Conclusion .....	116
<b>CONCLUSION .....</b>		<b>118</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>		<b>121</b>

**LISTE DES ANNEXES**

Annexe I: Calcul des angles solides des récepteurs .....	129
Annexe II: Méthodes de mesure .....	134
Annexe III: Calcul des distributions statistiques.....	139
Annexe IV: Caractéristion des phototransistors .....	157
Annexe V: Résultats des caractérisations .....	161

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1:	Paramètres des transistors pouvant être modifiés .....	11
Tableau 2.2:	Paramètres des transistors calculés automatiquement .....	11
Tableau 2.3:	Constantes des modèles .....	12
Tableau 3.1:	Diamètres mesurés des ouvertures .....	30
Tableau 3.2:	Aire dessinée des photorécepteurs .....	38
Tableau 3.3:	Photodiodes utilisées .....	39
Tableau 3.4:	Responsivités obtenues par la méthode de fibre optique .....	50
Tableau 3.5:	Paramètres électriques, photodiode p+/n- 100x100 .....	51
Tableau 3.6:	Valeurs des résistances de contrôle .....	54
Tableau 3.7:	Paramètres électriques, photodiode p-/n- .....	55
Tableau 4.1:	Sommaire des circuits de réception existants .....	60
Tableau 4.2:	Performances des récepteurs sans source externe .....	70
Tableau 5.1:	Valeurs pour une distribution normale .....	105
Tableau 5.2:	Exemples d'augmentation d'erreurs .....	105
Tableau 5.3:	Fréquences des pics (tests analogiques) .....	111
Tableau 5.4:	Fréquences des pics (tests mixtes) .....	116
Tableau V.1:	Coefficients de responsivité, circuit #1, p+/n- 100x100 .....	163
Tableau V.2:	Coefficients de responsivité, circuit #1, p-/n- 100x100 .....	163
Tableau V.3:	Coefficients de responsivité, circuit #1, p+/n- et p-/n- 100x100 .....	164
Tableau V.4:	Coefficients de responsivité, circuit #1, phototransistor 100x100 .....	164
Tableau V.5:	Coefficients de responsivité, circuit #1, p+/n- 20x20 .....	165
Tableau V.6:	Coefficients de responsivité, circuit #1, p-/n- 20x20 .....	165
Tableau V.7:	Coefficients de responsivité, circuit #2, p+/n- 100x100 .....	166
Tableau V.8:	Coefficients de responsivité, circuit #2, p-/n- 100x100 .....	166
Tableau V.9:	Coefficients de responsivité, circuit #2, p+/n- et p-/n- 100x100 .....	167
Tableau V.10:	Coefficients de responsivité, circuit #2, phototransistor 100x100 .....	167
Tableau V.11:	Coefficients de responsivité, circuit #2, p+/n- 20x20 .....	168
Tableau V.12:	Coefficients de responsivité, circuit #2, p-/n- 20x20 .....	168
Tableau V.13:	Coefficients de responsivité, circuit #2, p+/n- et p-/n- 20x20 .....	169
Tableau V.14:	Coefficients de responsivité, circuit #2, phototransistor 20x20 .....	169

## LISTE DES FIGURES

Figure 2.1:	Description des paramètres des transistors . . . . .	10
Figure 2.2:	Exemple de versions paramétriques du transistor $N$ . . . . .	13
Figure 2.3:	Menu fourni à l'utilisateur pour l'ajout d'un transistor $P$ . . . . .	15
Figure 2.4:	Exemple de réseau de résistances et de capacités parasites extraites automatiquement . . . . .	16
Figure 3.1:	Montage expérimental pour la mesure de la responsivité par approximation d'une source ponctuelle . . . . .	18
Figure 3.2:	Évaluation de la linéarité du montage . . . . .	25
Figure 3.3:	Exemple de régression linéaire utilisée pour déterminer la distance initiale . . . . .	27
Figure 3.4:	Exemple de régressions d'ordre 2 utilisées pour déterminer la distance initiale . . . . .	28
Figure 3.5:	Montage expérimental utilisé pour le calibrage de la source lumineuse . . . . .	29
Figure 3.6:	Exemple de régression linéaire de calibrage d'une source de lumière . . . . .	31
Figure 3.7:	Exemple de facteur de responsivité d'une source mesuré pour plusieurs ouvertures différentes . . . . .	32
Figure 3.8:	Structure des photorécepteurs étudiés . . . . .	38
Figure 3.9:	Schéma de l'amplificateur à trans-conductance utilisé pour les mesures . . . . .	39
Figure 3.10:	Mesures possibles sur chaque structure . . . . .	41
Figure 3.11:	Panneau de contrôle des appareils de mesure . . . . .	43
Figure 3.12:	Exemple du schéma de l'interface de contrôle . . . . .	44
Figure 3.13:	Responsivité de la structure p-/n- . . . . .	46
Figure 3.14:	Responsivité de la structure p-/n- en fonction de $V_{AK}$ . . . . .	46
Figure 3.15:	Responsivités de différentes structures . . . . .	47
Figure 3.16:	Montage expérimental pour la mesure de la responsivité par fibre optique . . . . .	49

## LISTE DES FIGURES (SUITE)

Figure 3.17:	Comparaison entre le modèle électrique de la diode p+/n- et les mesures .....	51
Figure 3.18:	Symboles fabriqués pour les éléments photosensibles (1,5 $\mu$ m) .....	52
Figure 3.19:	Schéma de la photodiode p+/n- pour <i>HSpice</i> .....	53
Figure 3.20:	Menu de configuration fourni à l'utilisateur .....	55
Figure 3.21:	Comparaison entre le modèle électrique de la diode p-/n- et les mesures .....	56
Figure 3.22:	Mesures des phototransistors .....	56
Figure 3.23:	Comparaison des mesures et du modèle d'un phototransistor .....	57
Figure 4.1:	Schémas des circuits de réception étudiés .....	64
Figure 4.2:	Modèle faible signal de la photodiode .....	65
Figure 4.3:	Réponses des circuits .....	71
Figure 4.4:	Ajustement dynamique du seuil: récepteur par miroirs cascade, cas rapide, en contre-réaction .....	73
Figure 4.5:	Récepteur par mode courant avec détecteurs de crête .....	75
Figure 4.6:	Récepteur non différentiel complet .....	77
Figure 4.7:	Schéma de l'amplificateur/détecteur de crête différentiel .....	78
Figure 4.8:	Schéma du complément du récepteur .....	79
Figure 4.9:	Récepteur différentiel par mode courant avec détecteur de crête .....	79
Figure 4.10:	Charge d'un détecteur de crête .....	80
Figure 4.11:	Tension de sortie, système différentiel .....	81
Figure 4.12:	Récepteur par amplificateur à trans-impédance différentiel .....	82
Figure 4.13:	Analyse de bruit du circuit de réception différentiel en mode courant .....	83
Figure 4.14:	Circuits soumis pour fabrication, procédé à 1.2V .....	85
Figure 4.15:	Structures de test soumises pour fabrication .....	86
Figure 5.1:	Schéma-bloc simplifié d'un canal de communication optoélectronique .....	88
Figure 5.2:	Principe du test de <i>TEB</i> intégré .....	91



## LISTE DES FIGURES (SUITE)

Figure 5.3:	Schéma-bloc des circuits de test pour les transmetteurs numériques . . . . .	92
Figure 5.4:	Schéma-bloc des circuits de test pour les récepteurs numériques . . . . .	93
Figure 5.5:	Schéma des circuits de test des récepteurs numériques . . . . .	94
Figure 5.6:	Registre à décalage programmable de dimension fixe . . . . .	96
Figure 5.7:	Implantations possibles des registres à décalage . . . . .	97
Figure 5.8:	Principe de modification du seuil de décision . . . . .	100
Figure 5.9:	$(dQ(x)/dx)/Q(x)$ : Facteur d'augmentation de l'erreur relative en fonction du <i>TEB</i> partiel ( $Q(x)$ ) . . . . .	104
Figure 5.10:	Résultats de simulation Monte-Carlo ( $n=10000$ , 2 points par régression) . . . . .	106
Figure 5.11:	Stratégies de test par oscillation . . . . .	108
Figure 5.12:	Mélange normal de la fréquence du transmetteur par le récepteur . . . . .	110
Figure 5.13:	Schéma-bloc du test des détecteurs de crêtes d'un circuit numérique par la méthode de test par d'oscillation . . . . .	113
Figure 5.14:	Schéma-bloc du test de circuit logique par méthode d'oscillation . . . . .	114
Figure 5.15:	Reconfiguration d'une capacitance pour augmenter la fréquence d'oscillation . . . . .	115
Figure 5.16:	Spectre normal, test en mode mixte . . . . .	115
Figure I.1:	Représentation d'un récepteur carré . . . . .	130
Figure I.2:	Représentation d'un récepteur circulaire . . . . .	131
Figure II.1:	Schéma du tube pour le récepteur calibré . . . . .	135
Figure II.2:	Vue explosée du support pour <i>DEL</i> . . . . .	136
Figure II.3:	Montage expérimental détaillé, photorécepteur à tester . . . . .	137
Figure II.4:	Montage expérimental détaillé, photorécepteur calibré . . . . .	137

# CHAPITRE 1

## INTRODUCTION

Cette étude porte sur la conception de récepteurs optoélectroniques intégrés utilisant la technologie de fabrication *CMOS* («*Complementary Metal-Oxyde-Semiconductor*»). Ces circuits peuvent répondre à des besoins de communication à courte distance (10-100m) à haut débit (>100MHz). Dans cette introduction, nous présentons d'abord un survol du domaine d'intérêt. Nous poursuivons en indiquant les motifs qui nous poussent à utiliser la technologie optique ainsi que les avantages de l'intégration en *CMOS*. Finalement, nous définissons et expliquons les objectifs de cette étude.

### 1.1 Environnement

Plusieurs systèmes de grande taille requièrent des canaux de communication de plus en plus performants afin d'acheminer l'information d'un endroit à un autre. Nous pourrions donner comme exemple les connexions entre les différents instruments des avions, des simulateurs de vol, des ordinateurs puissants, etc. Une autre classe d'appareils qui nécessitent des canaux de communication est celle des produits d'interconnexions pour les réseaux de communication. La popularité grandissante des applications multimédias demandant des communications à longue distance (via l'Internet, par exemple) offre un marché très large pour des solutions dans ce domaine.

Traditionnellement, les informations sont transmises par des fils électriques. Cependant, ces dispositifs ont des limites physiques pour leur produit Bande passante\*distance. Cela signifie que plus l'interconnexion est longue, plus la bande passante du système est réduite à cause de l'accumulation de capacités dans le système. Par exemple, un câble *BNC* de  $50\Omega$  présentera une limite d'environ  $1\text{MHz}\cdot\text{km}$ . Toute irrégularité dans le conducteur ou toute différence d'adaptation d'impédance aux extrémités résultera en des réflexions de l'onde électro-magnétique transmise, ce qui créera de la distorsion dans le

signal. De plus, ces câbles sont encombrants, ce qui peut être un facteur important dans certains domaines, tels l'avionique.

Une solution possible à ces problèmes est l'utilisation de la lumière pour acheminer les informations. Cette solution donne d'excellents résultats pour la transmission d'informations sur de longues distances. Nous utilisons habituellement une fibre optique afin de guider la lumière entre la source et la destination. Deux facteurs principaux limitent les performances de ce guide:

- La dispersion
- L'atténuation

La dispersion peut avoir plusieurs sources et provient des différences de vitesses des diverses longueurs d'ondes et modes émis par la source, ainsi que différences entre les chemins que peut emprunter la lumière. L'atténuation est due à l'absorption de l'onde ou à sa diffusion vers l'extérieur de la fibre. Des descriptions détaillées de ces phénomènes peuvent être trouvées dans plusieurs sources (Maciejko, 1996 [36]).

Néanmoins, les fibres optiques présentent un produit Bande passante\*distance généralement bien supérieur à celui des câbles conventionnels. Certaines techniques de compensation peuvent même être utilisées pour obtenir des transmissions extrêmement rapides.

Les systèmes développés jusqu'à maintenant sont surtout orientés vers les transmissions à longue distance (plusieurs centaines de km) et à grande vitesse (10 à 40 Gbits/s). Ils doivent donc utiliser des technologies très rapides (arséniure de gallium) et des fibres spécialisées. Cependant, les applications énumérées au début de cette introduction n'ont typiquement pas besoin de performances aussi grandes. Pour être rentable dans ce domaine, une solution optique doit être possible à faible coût. Cela est difficile, car la plupart des dispositifs optoélectroniques maintenant disponibles ne sont pas ou peu

intégrés et sont fabriqués avec des technologies spécialisées. L'encapsulation de ces dispositifs coûte cher car elle nécessite l'alignement de la fibre.

De plus, plusieurs appareils requièrent des communications de plus courte distance mais avec des caractéristiques particulières de très haute densité ou de faible diaphonie (passage du signal entre des canaux différents, «crosstalk»). C'est pourquoi des réseaux d'interconnexions optiques («*Optical Backplanes*») sont développés. Pour ce type d'application, une grande densité de canaux optiques doit être prévue. Cela peut prendre la forme de «bus» de données, comme le produit «*Optobus*» de *Motorola* (jusqu'à 800Mb/s/canal, 10 canaux bidirectionnels) ou même de matrices ([59, 48]). Ce genre de système requiert un niveau d'intégration très grand pour être efficace.

Afin de réduire les coûts et de faciliter les interconnexions, les fibres à coeur de plastique peuvent aussi être envisagées. Il faut cependant étudier avec soin les limites actuelles de ces fibres (Koike, 1997 [28]).

Un autre aspect est la possibilité de tester ces systèmes. En effet, des stratégies de test efficaces existent pour tester les composantes de systèmes où les communications se font de façon électrique (chaînes de balayage, utilisation de sondes électriques, etc.). Il est donc important de se pencher sur ces aspects si nous voulons pouvoir convertir des parties d'un système vers des technologies optiques. L'utilisation de sondes n'est plus possible et la planification d'une stratégie de test de haut niveau devient incontournable, surtout si nous souhaitons garder une compatibilité avec les stratégies de test électriques déjà bien standardisées et largement utilisées.

Finalement, l'industrie des communications demande parfois l'utilisation de liens optiques complètement analogiques. De tels systèmes sont actuellement beaucoup moins communs que les systèmes numériques.

## 1.2 Motivations

Le coût supplémentaire requis pour l'utilisation de moyens optoélectroniques de transmission d'information doit être compensé par les avantages que cela procure. Comme le font remarquer Li et al. (1993 [34]), même les communications sur de courtes distances peuvent être dégradées assez fortement à cause des discontinuités des éléments électriques qu'ils doivent franchir. Ils proposent donc l'utilisation de communications optoélectroniques différentielles pour les interconnexions de module à module. Ces observations sont en accord avec des mesures et simulations que nous avons faites sur des systèmes de commutation à haute fréquence.

Le transfert des données d'une forme électrique vers une forme optique et vice-versa pose des problèmes de pertes d'énergie. En effet, les niveaux de puissance aux transmetteurs sont très élevés, alors que les niveaux de puissance aux récepteurs peuvent être très faibles. La distance maximale permise pour la transmission est d'ailleurs fortement liée au gain possible du récepteur et à son immunité au bruit.

Ces contraintes rendent très importante l'intégration du plus grand nombre d'éléments du système. Non seulement cela diminue l'encombrement, mais nous y gagnons aussi en diminuant la distorsion et les réflexions que nous tentons d'éliminer par l'utilisation de l'optique. Jusqu'à maintenant, l'intégration des composants a été surtout réalisée au niveau «mécanique». Des procédés ont été développés pour joindre dans un même boîtier des dispositifs fabriqués en utilisant des procédés différents (Oikawa, 1994; Solgaard, 1995 [45, 53]). Ces techniques sont coûteuses et complexes. Il est possible de fabriquer des récepteurs optiques (photodiodes, phototransistors, etc.) en utilisant la même technologie que celle utilisée par la majorité des dispositifs fabriqués présentement, le *CMOS*. Cette approche présente plusieurs avantages. Elle permet d'abord d'intégrer le photorécepteur et le circuit d'amplification. Cela diminue au maximum le bruit induit entre les deux, car aucun microfil inductif, soudure ou lien externe n'est utilisé. L'intégration de plusieurs récepteurs est moins complexe car ils peuvent être mis sur le même substrat.

Par ailleurs, la sensibilité du silicium à la lumière est la plus grande pour des longueurs d'ondes entre 600nm et 900nm. Cette plage est compatible avec l'utilisation de fibres optiques à coeur de plastique (Hanson, 1992 [18]).

Le prochain pas vers une intégration plus grande est d'ajouter la fonctionnalité souhaitée sur le même substrat que les photorécepteurs. Cela est envisageable lorsque nous travaillons avec la technologie *CMOS*, car sa simplicité, son accessibilité et son utilisation à grande échelle la rendent rentable.

Une fois cette partie du système intégrée, nous pouvons pousser plus loin l'intégration en y adjoignant des circuits de test intégrés. Ces circuits sont très importants lorsque nous considérons l'utilisation du dispositif dans de grands systèmes. Dans ces cas, l'accès aux noeuds internes du circuit est impossible, ce qui empêche bien souvent de vérifier la fonctionnalité de certaines parties du circuit. Le problème devient plus aigu encore lorsque des «accès» (entrées/sorties) électriques sont remplacées par des «accès» optiques. L'évaluation de la performance de liens parallèles est encore plus problématique et doit être prévue avec soin pour garantir le bon fonctionnement du système.

Le développement de tels modules de tests pourrait même conduire à leur utilisation comme blocs de base standards dans le développement de systèmes dédiés.

Bien entendu, une communication optique requiert aussi un émetteur. Ici aussi l'intégration des différentes parties du système est intéressante. Cependant, il n'existe pas de moyen pratique de générer la lumière directement avec un circuit *CMOS*, bien que certaines équipes tentent de développer des solutions à ce problème. Il reste que l'intégration des circuits de conditionnement du signal pour le photoémetteur est possible.

### **1.3 Buts**

Notre étude portera plus particulièrement sur la partie de réception des signaux optiques et leur conversion vers des signaux électriques. Nous allons tenter de déterminer la

faisabilité de l'intégration sur la même puce de plusieurs récepteurs. Nous allons aussi aborder la question du test de telles structures.

#### **1.4 Objectifs**

L'atteinte du but visé passera par la réalisation de plusieurs objectifs, à la lumière des remarques formulées à la section 1.2.

##### **1.4.1 Développement d'outils de conception assistée par ordinateur**

Un point qui n'a pas encore été traité est la conception d'outils de design nous permettant d'utiliser la technologie *CMOS* pour réaliser et analyser efficacement des circuits analogiques. Les outils fournis par la Société canadienne de Microélectronique (*SCMC*) sont en fait bien adaptés pour la réalisation de circuits logiques. Nous avons développé quelques outils essentiels à la conception structurée de circuits analogiques ou au développement de blocs logiques standards, en particulier des dispositifs paramétrisés ainsi qu'une méthode permettant d'extraire les résistances parasites. Un aperçu de ces méthodes est donné au chapitre 2.

##### **1.4.2 Caractérisation de photorécepteurs intégrés**

Après avoir soumis un projet réalisé grâce aux outils mentionnés plus haut, nous avons évalué la responsivité de photorécepteurs intégrés en *CMOS* pour savoir s'ils peuvent répondre à nos besoins. Les manufacturiers ne fournissent en effet pas de modèles pour ces dispositifs et il est difficile d'en trouver. Ces mesures expérimentales, leur analyse et les résultats obtenus sont décrits au chapitre 3. Nous y avons également développé des modèles pouvant être utilisés avec le logiciel de simulation *HSpice*.

##### **1.4.3 Évaluation de circuits de réception intégrés**

Pour pouvoir utiliser efficacement les photorécepteurs intégrés, plusieurs types de circuits de réception ont été caractérisés. Après une revue de la littérature pertinente, des circuits

de préamplification sont analysés. Puisque les circuits en mode courant permettent typiquement d'améliorer les performances en minimisant les variations de tension, nous avons tenté de caractériser ce genre de circuit de réception. Des circuits permettant la régénération de signaux logiques sont ensuite étudiés. Ces sujets sont présentés au chapitre 4.

#### **1.4.4 Stratégies de test**

Des stratégies de test intégrées avec les circuits sont présentées et analysées au chapitre 5. Des stratégies pour les systèmes analogiques et numériques y sont définies et des exemples d'implantation sont donnés. Une partie de ce travail a été présentée lors de l'«*International Test Conference*» de l'IEEE en novembre 1997.



## CHAPITRE 2

# DÉVELOPPEMENT D'OUTILS DE CONCEPTION ASSISTÉE PAR ORDINATEUR

### 2.1 Introduction

Plusieurs technologies de fabrication sont présentement offertes par une vaste gamme de manufacturiers. Au début de ce projet, notre groupe a décidé d'utiliser la technologie *CMOS* 1.2 $\mu\text{m}$  de la compagnie *Mitel* pour certaines applications analogiques et mixtes. Bien qu'il ne s'agisse pas de la technologie la plus avancée, elle offre des performances acceptables, des caractéristiques bien contrôlées, ainsi que la facilité de produire des lots commerciaux, ce qui était un atout pour certains projets. Les circuits testés au cours de ce projet ont tous été réalisés avec cette technologie. Le substrat de ces circuits est de type *P* (implantation d'accepteurs d'électrons). Cette contrainte fixe le type de photodiodes qu'il est possible de réaliser. Cela implique aussi que les transistors de type *N* doivent partager le même puits, ce qui est moins intéressant dans la plupart des applications. Nous avons aussi soumis des circuits en utilisant une technologie *CMOS* de 1.5 $\mu\text{m}$  1.2V de *Mitel*. La particularité de ce procédé est que le seuil des transistors ( $V_T$ ) est très bas (0.5V). Cela permet de réaliser facilement des circuits fonctionnant à très basses tensions; par contre, la vitesse des circuits est plus faible. Le substrat de ces circuits est de type *N*; les structures réalisées sont donc différentes des précédentes.

La fabrication de circuits microélectroniques requiert l'utilisation de plusieurs outils spécialisés. La Société canadienne de microélectronique nous permet d'utiliser à cette fin le logiciel *Cadence*, un des outils les plus performants dans le domaine. Cependant, l'emploi d'une technologie nouvelle demande de modifier la configuration du logiciel. Tout d'abord, des outils de simulation sont nécessaires pour la conception des circuits. Le fabricant (*Mitel*) nous fournit à cette fin trois modèles pour ses transistors: rapides, nominaux et lents. Afin de pouvoir les utiliser nous devons générer des «cellules» qui calculent certains paramètres d'après les longueurs et largeurs de grilles commandées. En

particulier, les aires des jonctions de drain et de source doivent être calculées à partir de la largeur du transistor et des règles de dessin de la technologie. Ensuite, les règles de dessin doivent être codées pour en permettre la vérification automatique. Finalement, les outils permettant l'extraction d'un réseau électrique équivalent à partir du dessin de masque doivent être configurés. Ces outils permettent de simuler le circuit avec les éléments parasites ainsi que de vérifier automatiquement s'il correspond au schéma de principe.

Une attention particulière doit être portée à ces configurations lorsque nous voulons utiliser ces outils pour réaliser des circuits analogiques. Puisque c'est le cas de la plupart des circuits optoélectroniques étudiés, nous présenterons brièvement ici les particularités que nous avons incorporées lors de la création de nos bibliothèques.

## **2.2 Bibliothèque de composants de base**

Les technologies que nous avons utilisées permettent de réaliser des transistors à effet de champ à grille isolée de type *P* et *N*. Le fabricant nous fournit des modèles typiques pour ces dispositifs (*Hspice*, niveau 3). Nous avons légèrement modifié les résistances de drain et de source de ces modèles pour tenir compte des dimensions du transistor sur lesquelles le fabricant s'est basé pour les caractériser (largeur de  $50\mu\text{m}$ ), de façon à pouvoir tenir compte de la distance entre les contacts de drain et la grille. Les modèles développés ont été utilisés tout au long de ce travail pour simuler les circuits.

### **2.2.1 Technologie $1.2\mu\text{m}$**

La figure 2.1 présente les dimensions de différents types de transistors.

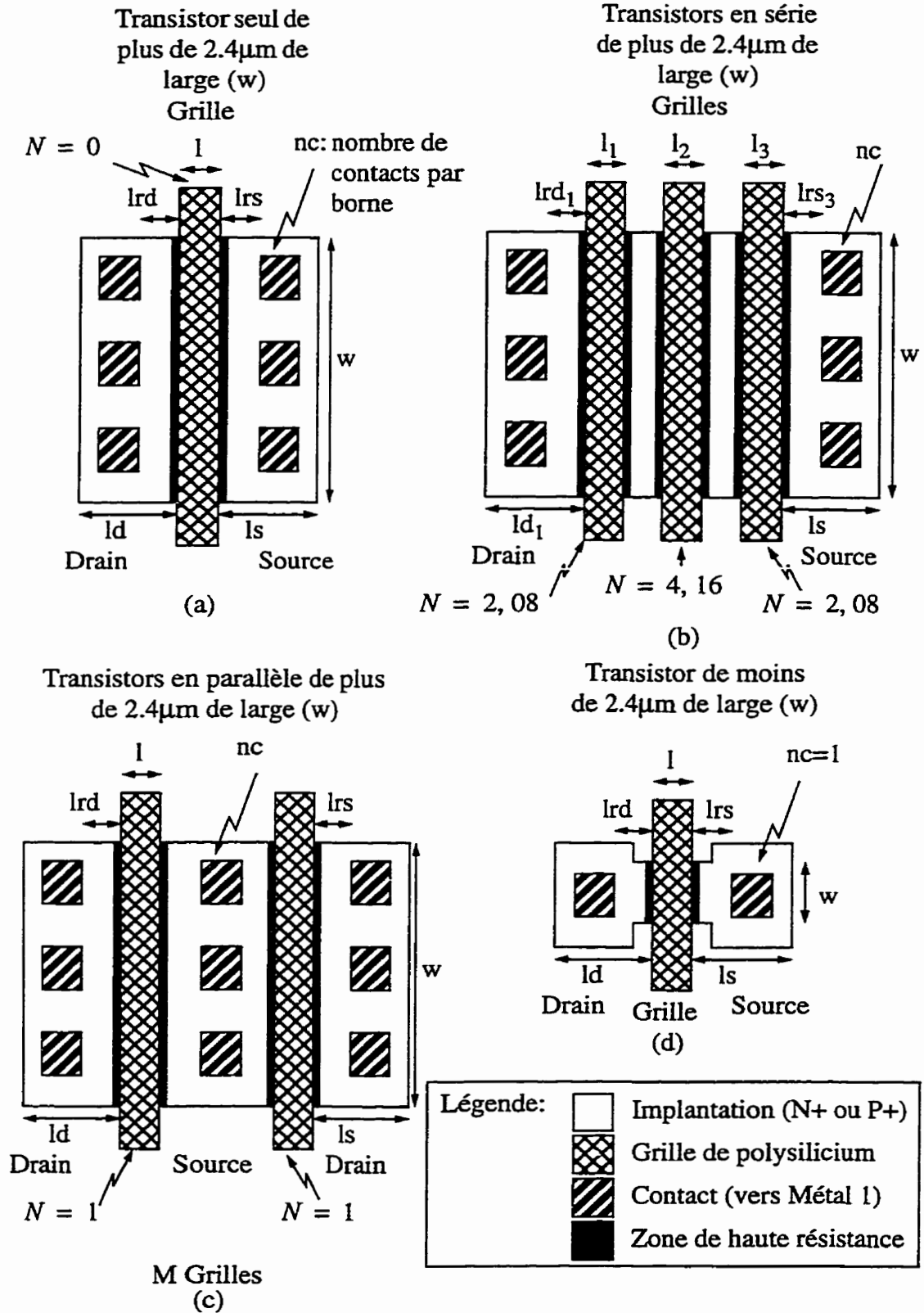


Figure 2.1: Description des paramètres des transistors

Nous remarquons qu'il peut exister un grand nombre de variantes. C'est pourquoi nous avons ajouté un paramètre qui permet d'adapter les résistances et les capacités de drain et de source en fonction de l'usage que nous comptons faire du transistor. Ce paramètre, dénoté  $N$ , est utilisé dans les formules du tableau 2.1 pour calculer les dimensions à fournir au simulateur. L'utilisateur doit tout d'abord spécifier les paramètres indiqués au tableau 2.1 pour chaque transistor.

Tableau 2.1: Paramètres des transistors pouvant être modifiés

Nom	Variable	Valeur minimale	Valeur par défaut	Valeur maximale
Longueur	$l$	$1,2\mu m$	$1,2\mu m$	-
Largeur	$w$	$1,5\mu m$	$2,4\mu m$	-
Multiplicateur	$M$	1	1	-
Nombre de transistors en série/parallèle	$N$	0	0	4,16
Longueur de résistance de diffusion de Drain	$lrd$	$1,4\mu m$	$1,4\mu m$	-
Longueur de résistance de diffusion de Source	$lrs$	$1,4\mu m$	$1,4\mu m$	-

Tableau 2.2: Paramètres des transistors calculés automatiquement

Description	Variable	Formule utilisée
Périmètre du Drain ( $\mu m$ )	$pd$	$\frac{w \cdot (M + 1) + 3,8 - 1,3N + 2lrd + (M - 1)(1,2 + 2lrd)}{M}$
Périmètre de la Source ( $\mu m$ )	$ps$	$\frac{w \cdot (M + 1) + 3,8 - 1,3N + 2lrs + (M - 1)(1,2 + 2lrs)}{M}$
Aire du Drain ( $\mu m^2$ )	$ad$	$w \cdot \frac{(1,9 + lrd - 0,65N + (0,6 + lrd)(M - 1))}{M}$
Aire de la Source ( $\mu m^2$ )	$as$	$w \cdot \frac{(1,9 + lrs - 0,65N + (0,6 + lrs)(M - 1))}{M}$
Résistance du Drain (Ohms)	$rdc$	$\frac{2 \cdot r_{contact}(M + N)}{\max\left(\left[\frac{w - 0,2}{2,4}\right], 1\right)(M + 1)} + \frac{rdiff \cdot lrd}{w}$
Résistance de la Source (Ohms)	$rsc$	$\frac{2 \cdot r_{contact}(M + N)}{\max\left(\left[\frac{w - 0,2}{2,4}\right], 1\right)(M + 1)} + \frac{rdiff \cdot lrs}{w}$

Il faut noter que *Hspice* multiplie automatiquement le périmètre et l'aire du dispositif par le facteur multiplicatif  $M$ . C'est pourquoi la plupart des formules du tableau 2.1 contiennent une division par ce paramètre. Les constantes de ces formules conviennent à des transistors dessinés aux limites des règles de dessin, avec le plus grand nombre de contacts possibles. Deux constantes sont de plus nécessaires, soient la résistance par carré des diffusions et la résistance des contacts vers ces diffusions. Le tableau 2.3 en donne les valeurs approximatives.

Tableau 2.3: Constantes des modèles

Nom	Type $N$	Type $P$
$r_{contact}$ (Ohm/contact)	10	50
$r_{diff}$ (Ohm/carré)	42	85

Nous allons commenter brièvement les types de transistors décrits à la figure 2.1.

- Transistor simple (a):

Dans ce cas, les formules sont à leur plus simple, car  $M$  et  $N$  ont leur valeur par défaut.

- Transistors en série (b):

Ici, le fait qu'il n'y ait pas de contacts entre les grilles fait que les capacités des drains et des sources sont réduites entre les grilles. Les transistors à chaque bout doivent avoir leur facteur  $N = 2,08$  pour compenser l'aire et le périmètre des capacités. Le transistor du centre doit avoir  $N = 4,16$  pour compenser ces valeurs.

- Transistors en parallèle (c):

Cette configuration correspond à deux types différents. Il peut d'abord s'agir d'un même transistor à plusieurs grilles. Dans ce cas, il suffit d'utiliser le facteur  $M$  pour spécifier combien de grilles sont utilisées. Par contre, si les grilles sont indépendantes, nous devons utiliser un symbole de transistor différent. Dans ce cas, les capacités sont aussi réduites du fait que les contacts du centre sont utilisés pour les deux transistors. Le

facteur  $N$  doit être ajusté à 1 pour les transistors du bout, alors qu'il doit être ajusté à 2 pour un transistor entouré par deux autres (cas non illustré ici).

Une plus grande précision aurait pu être obtenue en utilisant un facteur  $N$  différent pour le drain et la source.

Plusieurs versions de ces transistors peuvent être utiles. En effet, nous pouvons vouloir utiliser un transistor dont la source est court-circuitée au substrat, ce qui doit respecter des règles de dessin spéciales. La figure 2.2 montre différentes configurations réalisées pour un transistor  $N$ . En tout, sept configurations ont été dessinées. Les mêmes variantes ont aussi été réalisées pour les transistors  $P$ . Les lignes visibles sur ces dessins sont en fait des repères pour l'outil de paramétrisation automatique.

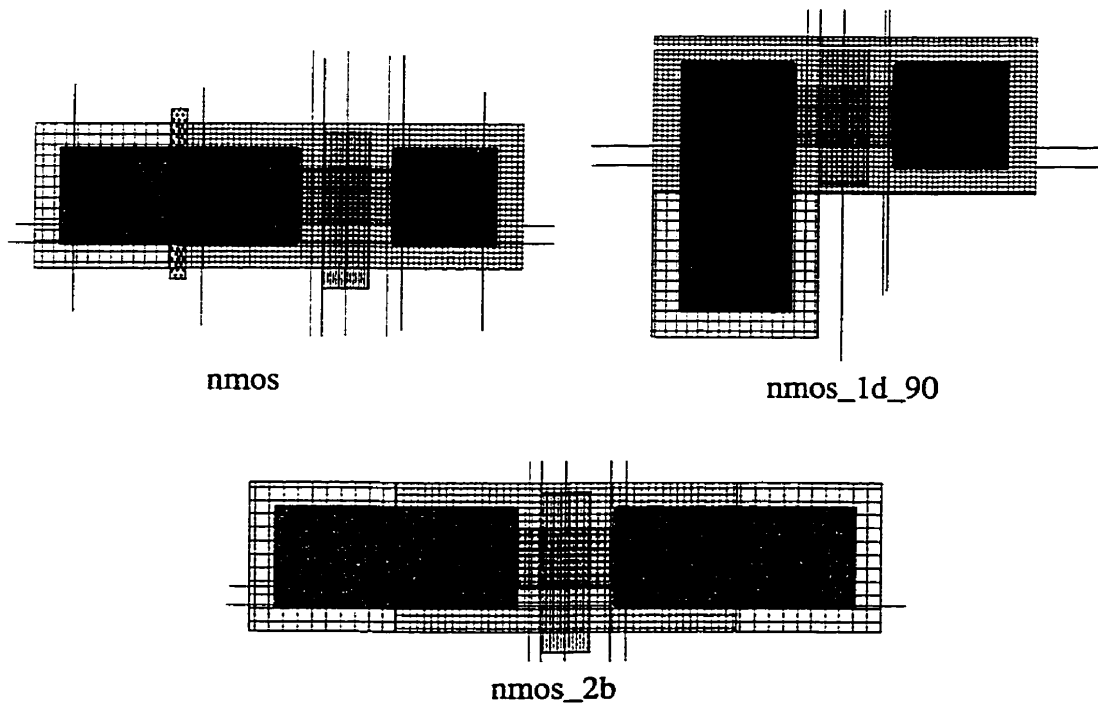


Figure 2.2: Exemple de versions paramétriques du transistor  $N$

Des cellules semblables ont aussi été réalisées pour quatre types de diodes, les capacités et les résistances. Dans ces deux derniers cas, nous avons implanté des formules qui permettent de calculer automatiquement la valeur du dispositif ou ses dimensions à partir

de ce que demande l'utilisateur. Ces formules tiennent compte de la grille minimale de dessin pour ne générer que des formes valides.

### 2.2.2 Technologie 1.5 $\mu$ m

Avec cette technologie, les calculs des paramètres ont été poussés plus loin. Une interface permettant de choisir la forme du transistor (substrat droit, à 90 degrés, etc.) a été réalisée. Le facteur  $N$  a été remplacé par des listes de choix permettant de spécifier si le drain ou la source sont partagés avec d'autres transistors. Un modèle hiérarchique a été réalisé pour le transistor  $N$ . Ce modèle incorpore la diode substrat-puits qui peut entrer en conduction dans les circuits analogiques lorsqu'un couplage capacitif est utilisé. Le calcul des paramètres a été confié à des procédures spéciales (*Callbacks*). Ces procédures ont été faites de façon à être facilement adaptables à d'autres règles de dessin, ce qui permet de les réutiliser pour d'autres technologies. La figure 2.3 illustre le menu créé pour l'utilisateur lors de l'ajout d'un transistor  $P$ .





bien la réalité. Nous pouvons aussi obtenir un réseau moins complexe, où les capacités parasites sont associées à l'une ou l'autre des extrémités de chaque résistance parasite.

Nous avons aussi implanté des procédures permettant l'extraction de tous les dispositifs optoélectroniques (phototransistors et photodiodes) ainsi que des transistors bipolaires verticaux et latéraux. L'extraction des dispositifs optoélectroniques permet, grâce à des connexions spéciales, de simuler le circuit optoélectronique en lui fournissant des stimuli optiques. Les aires éclairées de ces dispositifs (aires non obstruées par des couches de métallisations ou de polysilicium) sont aussi extraites automatiquement.

Nous avons par ailleurs développé des procédures permettant de générer des «*netlists*» pour faire des analyses de bruit thermique avec *HSpice* tout en utilisant l'environnement *Analog Artist* de *Cadence*. Nous avons aussi développé des modèles *Verilog* pour les cellules logiques. Ces modèles ont été utilisés avec succès pour simuler les circuits logiques de ce mémoire.

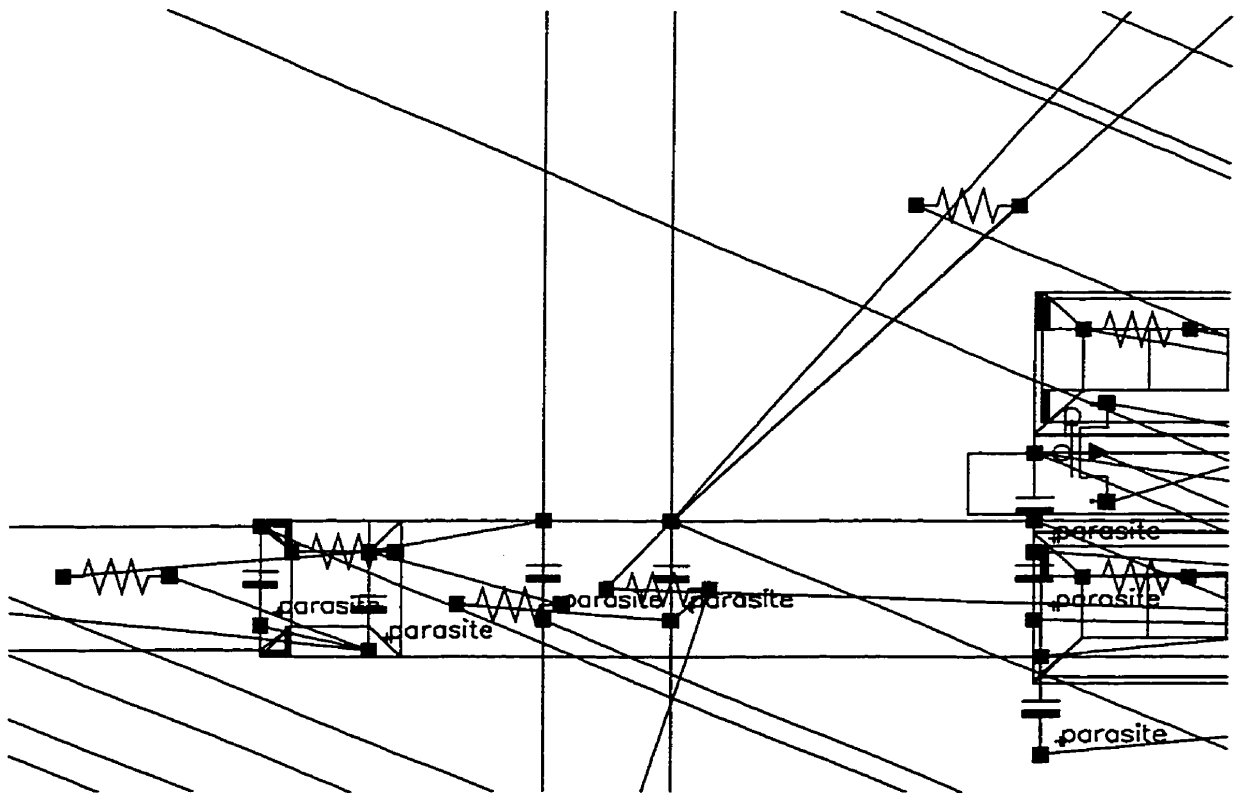


Figure 2.4: Exemple de réseau de résistances et de capacités parasites extraites automatiquement

## CHAPITRE 3

# CARACTÉRISATION DE RÉCEPTEURS OPTOÉLECTRONIQUES INTÉGRÉS

### 3.1 Introduction

La caractérisation des photorécepteurs est nécessaire afin de pouvoir les modéliser de façon précise et ainsi prévoir leur comportement dans un circuit. Plusieurs mesures peuvent être effectuées, dont les suivantes:

- Mesure de la responsivité ( $\mathcal{R}$ , A/W);
- Mesure de la réponse harmonique;
- Mesure de la linéarité;
- Mesure du temps de transit.

Ce chapitre décrit la procédure utilisée pour mesurer la responsivité de dispositifs intégrés. Ces mesures permettent de déterminer l'efficacité de la conversion de l'énergie lumineuse en courant électrique. Quelques auteurs (Clarke, 1996 [10]; Mäkynen, 1995 [37]; Soncini, 1991 [54]) ont réalisé certaines caractérisations, mais toujours avec de l'équipement spécialisé.

Une des principales difficultés associée à ces mesures est la petite taille des récepteurs ( $< 100\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$ ). Deux méthodes sont utilisées pour contourner cette difficulté. La première permet la mesure de la responsivité en utilisant un émetteur à une distance telle que la lumière qu'il émet puisse être considérée lambertienne au récepteur (paragraphe 3.2). Cette méthode permet de réaliser des mesures précises tout en ne requérant qu'un appareillage rudimentaire.

La seconde méthode utilise une fibre optique pour générer un point lumineux plus petit que le détecteur (paragraphe 3.2.10).

## 3.2 Mesure de la responsivité par approximation d'un émetteur ponctuel

### 3.2.1 Introduction

Cette méthode, décrite à la figure 3.1, consiste à utiliser un émetteur à large faisceau à une distance suffisamment grande pour que l'illumination soit uniforme sur le récepteur à tester. Nous comparons ensuite les mesures avec celles obtenues avec un photodétecteur calibré. L'émetteur est typiquement une *DEL* (Diode Électro-Luminescente).

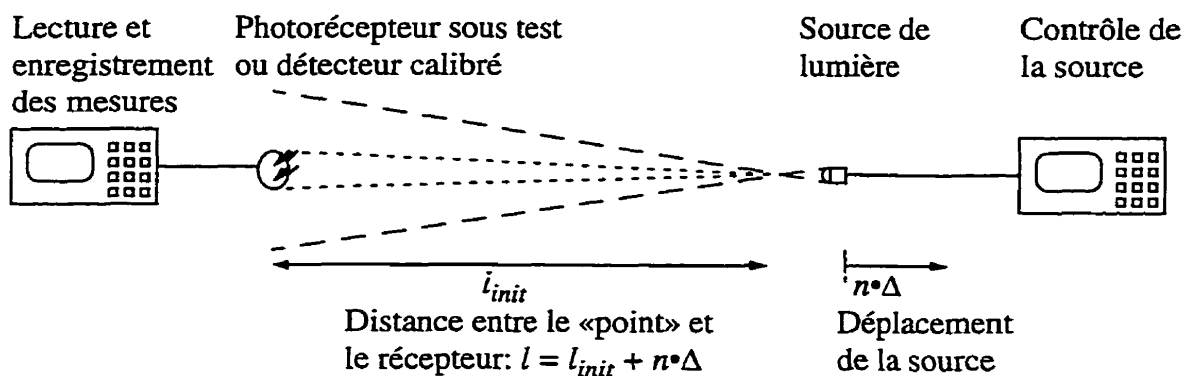


Figure 3.1: Montage expérimental pour la mesure de la responsivité par approximation d'une source ponctuelle

La puissance lumineuse reçue par un récepteur situé à une certaine distance de la source lumineuse est alors donnée par l'équation suivante:

$$P_R = \frac{\Theta_R \cdot P_S}{4\pi} \quad (3.1)$$

Où:  $P_R$  est la puissance reçue par le récepteur;

$P_S$  est la puissance émise par la source ponctuelle idéale;

$\Theta_R$  est l'angle solide intercepté par le récepteur.

Pour évaluer  $\Theta_R$ , nous supposons que le détecteur est un carré de côté  $a$  dont le centre est situé à une distance  $l$  de la source. Dans notre cas, le photorécepteur a une arête de très

petite dimension par rapport à la distance le séparant de la source. D'après l'équation (I.11) de l'annexe I, l'angle solide suit alors la loi suivante:

$$\Theta_R \approx \left(\frac{a}{l}\right)^2 \quad (3.2)$$

### 3.2.2 Méthode permettant de déterminer la distance

Notre montage ne nous permet pas de connaître  $l$  avec précision. En effet, puisque l'émetteur est encapsulé, il est impossible de mesurer précisément d'où émerge le faisceau. De plus, le recouvrement de plastique agit comme une lentille qui peut déplacer ce point et le rayonnement émis n'est pas uniforme dans toutes les directions. Enfin, la mesure même de la distance entre la source et le récepteur pose des problèmes de parallaxe et d'ajustement. Nous ne pouvons en effet pas utiliser d'objet de mesure qui toucherait au photorécepteur sans risquer de l'abîmer. Cependant, il est possible d'obtenir des variations de distance ( $\Delta$ ) assez précises en utilisant une règle graduée. Cela conduit à l'équation suivante:

$$l = l_{init} + n\Delta \quad (3.3)$$

Où:  $l_{init}$  est la distance initiale inconnue;

$\Delta$  est la distance entre chaque pas mesure;

$n$  est l'indice du pas de mesure ( $n \in \mathbb{N}$ ).

En insérant (3.3) dans (3.2) puis dans (3.1), nous obtenons, après ré-arrangement, la relation suivante:

$$l = l_{init} + n\Delta = \frac{a \sqrt{\frac{P_S}{4\pi}}}{\sqrt{P_R(n)}} \quad (3.4)$$

$P_R(n)$  représente la puissance reçue lorsque la source est séparée du récepteur par la distance associée à l'indice  $n$  (selon (3.3)). La quantité  $\sqrt{\frac{P_S}{4\pi}}$  n'est pas une quantité pouvant être mesurée car elle représente la puissance optique qu'émettrait une source ponctuelle idéale fournissant sur  $4\pi$  stéradians la même puissance par stéradian que celle mesurée au photorécepteur. Nous pouvons donc remplacer cette expression par une constante,  $k_p$ . Nous obtenons alors une équation contenant au moins deux inconnues, soient  $k_p$  et  $l_{init}$ :

$$n\Delta = \frac{ak_p}{\sqrt{P_R(n)}} - l_{init} \quad (3.5)$$

Le tracé de  $n\Delta$  en fonction de  $\frac{1}{\sqrt{P_R(n)}}$  donnera donc une droite de pente  $ak_p$  dont l'abscisse à l'origine est  $-l_{init}$ . Une régression linéaire permet d'obtenir ces valeurs lorsque plusieurs points de mesure sont disponibles.

### 3.2.3 Évaluation de la puissance reçue

La puissance reçue est évaluée en mesurant le courant généré par le photorécepteur. Cependant, cette mesure est influencée par plusieurs phénomènes, dont:

- Le courant noir;
- La linéarité du dispositif;
- La saturation de la réponse;
- La capacitance du récepteur;
- Le temps de transit des porteurs;
- La qualité des instruments de mesure.

### 3.2.3.1 Compensation des effets transitoires et de la saturation

Les effets transitoires (capacitance et temps de transit) peuvent être négligés en effectuant des mesures «lentes», c'est-à-dire en laissant quelques secondes au système pour se stabiliser. La saturation de la réponse serait quant à elle facilement repérable par le plafonnement du courant de sortie (très forte non-linéarité). De toutes façon, les niveaux de puissance utilisés ne permettront pas d'approcher cette limite.

### 3.2.3.2 Compensation du courant noir

Pour éliminer le courant noir, il suffit de le mesurer et de le soustraire. Afin d'obtenir une plus grande précision, il est préférable de mesurer ce courant noir avant chaque mesure de puissance. De cette façon, nous réduisons l'influence de variations de ce courant causées par exemple par des variations de température du récepteur.

### 3.2.3.3 Évaluation de la non-linéarité

La linéarité du dispositif est un problème plus difficile à compenser. De façon générale, nous pouvons définir selon (3.6) une fonction  $P_S(I)$  reliant la puissance  $P_{Source}$  émise par la source au courant  $I_S$  qui lui est appliqué. Nous pouvons aussi définir une fonction  $R(P)$  reliant la puissance  $P_R$  reçue par le photorécepteur au courant  $I_R$  qu'il génère, soit (3.7).

$$P_{Source} = P_S(I_S) \quad (3.6)$$

$$I_R = R(P_R) \quad (3.7)$$

Le problème principal est d'évaluer cette fonction  $R$  (ou une fonction  $R^\dagger$  lui étant proportionnelle). Une fonction proportionnelle à  $P_S$  peut quant à elle être évaluée facilement grâce à un photorécepteur linéaire calibré.

Il est possible de calculer les paramètres de la fonction  $R$  si nous connaissons sa forme. En insérant (3.7) dans (3.5), nous obtenons la forme suivante:

$$n\Delta = \frac{ak_p}{\sqrt{R^{-1}(I_R(n))}} - l_{init} \quad (3.8)$$

Où  $R^{-1}(x)$  est la fonction inverse de  $R(x)$  (c'est-à-dire  $R^{-1}(R(x)) = x$ ). Des méthodes d'approximation numériques conventionnelles peuvent alors être utilisées pour extraire les caractéristiques de  $R^{-1}(x)$  et  $l_{init}$ . Cependant, il faut alors à priori déterminer la forme de  $R^{-1}(x)$ . Nous reviendrons sur ce point lorsque la méthode sera utilisée. Le paramètre  $l_{init}$  peut aussi être déterminé par la méthode exposée au paragraphe 3.2.3.5. Le résultat final ne sera pas la responsivité absolue, mais plutôt une fonction qui y est proportionnelle. En effet, la constante  $k_p$  n'est pas connue.

#### 3.2.3.4 Évaluation de la précision du montage

Plusieurs facteurs reliés à la prise des mesures peuvent influencer les résultats. Tout d'abord, l'alignement de la source vers le récepteur est important, puisque la source n'est pas uniforme. Le déplacement de cette dernière doit s'effectuer en ligne droite. La surface sur laquelle se déplace la source doit donc être la plus plane possible.

Afin de vérifier si les non-linéarités observées sont dues au fonctionnement du récepteur plutôt qu'au montage, au moins deux méthodes peuvent être utilisées:

- Vérification grâce à un récepteur linéaire calibré;
- Comparaison par conservation de la puissance reçue.

L'utilisation du récepteur linéaire calibré est simple mais elle ne permet pas d'évaluer exactement le système complet, car il faut alors remplacer le récepteur à tester par le récepteur calibré. Nous pourrions aussi utiliser une partie du faisceau grâce à un cube séparateur, mais le système deviendrait alors plus complexe.

La seconde méthode permet de vérifier le comportement de tout le système de mesure. Elle repose sur le principe que si le montage est correct, le courant recueilli au récepteur ne sera fonction que de la puissance optique reçue. Il existe deux façons de modifier cette puissance sans modifier le montage:

- Modifier la distance entre la source et le récepteur;
- Modifier la puissance émise par la source.

En utilisant les relations (3.4), (3.6) et (3.7), nous pouvons définir une équation reliant la distance  $l$  et la puissance émise par la source ( $P_S(I_S)$ ) de façon à ce que la puissance reçue par le récepteur reste constante lors de deux mesures différentes ( $[l_1, P_S(I_{S_1})]$  et  $[l_2, P_S(I_{S_2})]$ ):

$$l_2 = l_1 \sqrt{\frac{P_S(I_{S_2})}{P_S(I_{S_1})}} \quad (3.9)$$

Cette équation est indépendante de  $R(x)$ , donc du récepteur, et ne nécessite qu'une fonction proportionnelle à  $P_S(x)$ . Elle est cependant dépendante de l'exactitude de l'approximation (3.2).

La procédure de vérification du système est la suivante:

- Mesurer la puissance générée par la source en fonction de  $I_S$  avec un récepteur calibré de façon à obtenir  $P_S(I_S)$ , ou une fonction proportionnelle à celle-ci;
- Mesurer la réponse  $I_{R_{ref}}$  du récepteur à caractériser pour une puissance  $P_S(I_{S_{ref}})$  en fonction de la distance  $l_{ref}$  entre la source et le récepteur.;
- Mesurer la réponse  $I_{R_1}$  du récepteur pour une seconde puissance  $P_S(I_{S_1})$  en fonction de la distance ( $l_1$ );
- Transformer les distances  $l_1$  en  $l_2$  grâce à (3.9), en utilisant  $P_S(I_{S_2}) = P_S(I_{S_{ref}})$  ;



- Comparer les courbes  $[I_{ref}, I_{R_{ref}}]$  et  $[I_2, I_{R_1}]$ . Nous pouvons aussi comparer avec toute fonction  $f(I_R)$ , pour avoir  $[I_{ref}, f(I_{R_{ref}})]$  et  $[I_2, f(I_{R_1})]$ . En particulier, la fonction:

$$f(I_R) = \frac{1}{\sqrt{P_R(I_R)}} \quad (3.10)$$

donnera une droite lorsque (3.2) est valide. Pour cette étude, nous pouvons approximer  $P_R$  même s'il n'est pas connu précisément.

La figure 3.2 montre l'application de cette méthode à un dispositif non-linéaire (phototransistor). Nous remarquons que les courbes mesurées avec des puissances émises différentes concordent bien, ce qui démontre que les non-linéarités sont dues au photorécepteur plutôt qu'au montage lui-même.

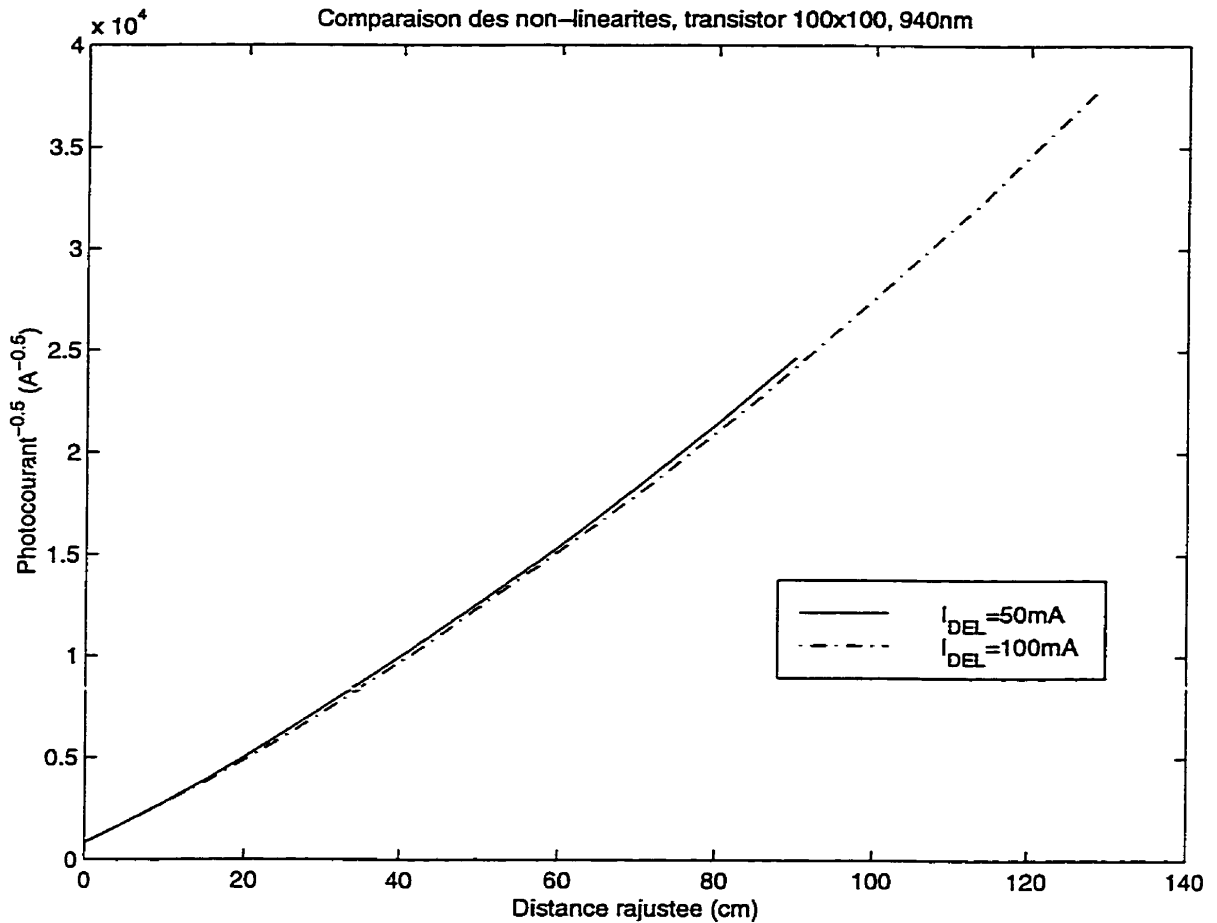


Figure 3.2: Évaluation de la linéarité du montage

### 3.2.3.5 Évaluation de la distance initiale ( $l_{init}$ )

La méthode exposée au paragraphe 3.2.3.4 contient comme paramètre la distance entre la source et le récepteur. Comme nous en faisons mention au paragraphe 3.2.2, il est difficile de mesurer cette distance avec précision. La procédure du paragraphe 3.2.3.4 est influencée par au moins trois phénomènes:

- La validité de (3.2), nécessaire pour obtenir (3.9);
- La précision des mesures de distance;
- L'invariance de la forme de la radiation de la source en fonction de la puissance émise.

Il est en théorie possible qu'une irrégularité dans le système de mesure, invalidant (3.2), ait les mêmes conséquences qu'un décalage des distances. Cependant, si le système fonctionne correctement avec un photodétecteur linéaire, il y a de fortes chances que seule une imprécision sur la mesure des distances soit présente dans le cas d'un récepteur sous test. Dans ce cas, nous pouvons ré-écrire (3.9) de la façon suivante:

$$l_2 = (l_{init} + n\Delta) \sqrt{\frac{P_S(I_{S2})}{P_S(I_{S1})}} \quad (3.11)$$

Nous pouvons ensuite comparer les points  $[l_{ref}, f(I_{R_{ref}})]$  et  $[l_2(l_{init}), f(I_{R_1})]$  pour trouver la valeur de  $l_{init}$  qui minimise la différence. Nous avons alors avantage à utiliser une fonction  $f(I_R)$  comme en (3.10) pour que les courbes soient le plus droites possibles. En effet, pour comparer les courbes, il sera nécessaire de faire des interpolations entre les points, et cette opération sera d'autant plus précise que la courbe est connue.

Cette méthode suppose que la lumière est émise par la source avec la même distribution spatiale quelque soit le courant qui lui est envoyé. Cela assure que seule la distance initiale  $l_{init}$  sera responsable des variations de la courbe. Pour vérifier cette hypothèse, plusieurs puissances différentes peuvent être utilisées (comme décrit au paragraphe 3.2.3.4).

En pratique, nous réalisons des régressions linéaires pour obtenir rapidement la valeur de  $l_{init}$  qui permet le meilleur ajustement des données avec la fonction  $f(I_{R_1})$ . La figure 3.3 montre un exemple d'une telle régression pour un dispositif linéaire. Dans ce cas,  $f(I_{R_1}) = I_R$ . Nous remarquons la très bonne linéarité des points et leur bon agencement sur la droite (ligne pleine). Le dernier point de cette figure correspond à un courant total de 0,37nA. Les premiers points doivent aussi parfois être ignorés comme ce fut le cas ici. Nous remarquons que la courbe pointillée reliant les points de mesure remonte en effet pour la mesure la plus proche (-2cm, échelle relative; 1.81cm échelle absolue). Cela signifie qu'il y a moins de courant que prévu; cet effet est dû à la non-uniformité et/ou à

un mauvais alignement du faisceau. Ces imperfections ont plus d'impact lorsque la source de lumière est très près du photodétecteur.

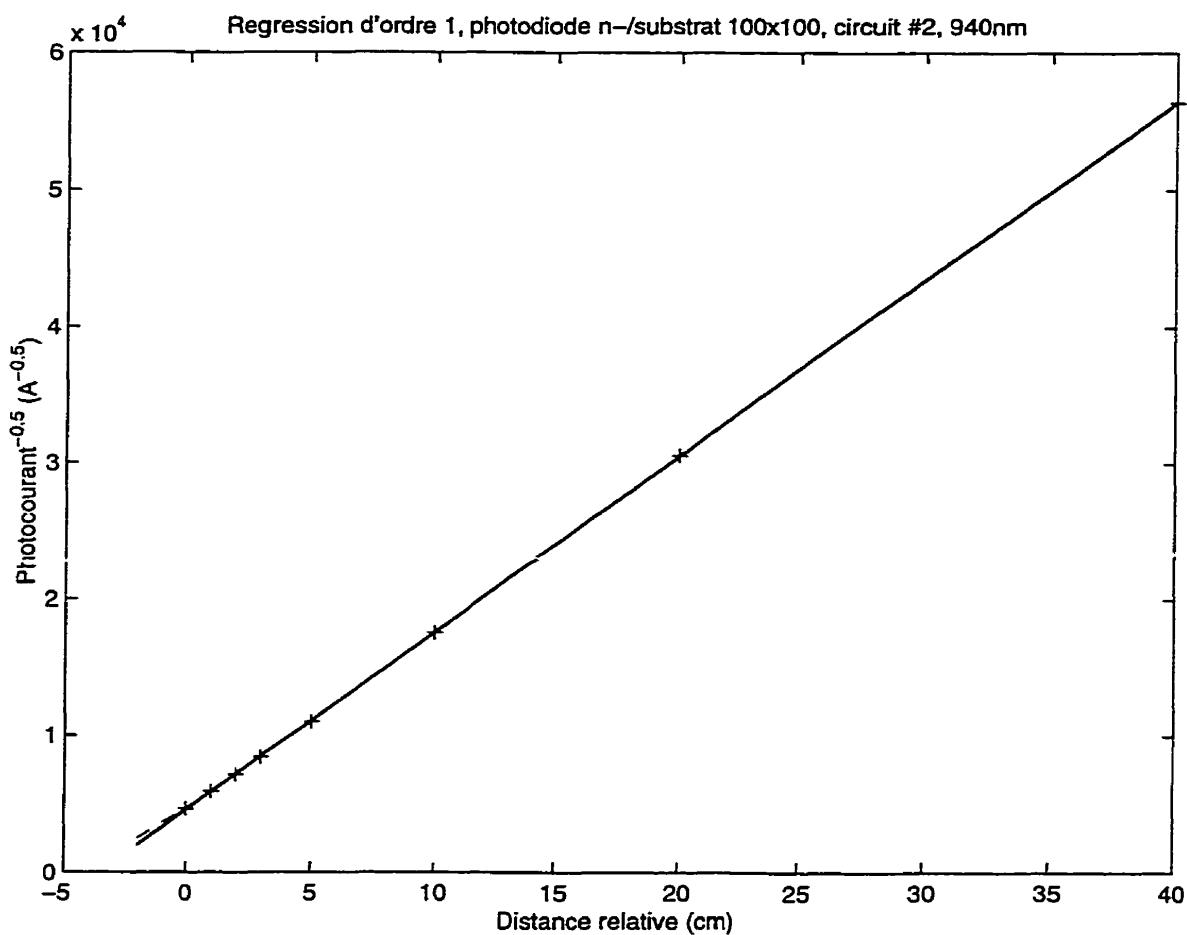


Figure 3.3: Exemple de régression linéaire utilisée pour déterminer la distance initiale

Lorsque le récepteur n'est pas linéaire et que la fonction reliant la puissance au courant est inconnue, l'application de la méthode précédente est difficile. Dans ces cas, nous avons utilisé des régressions d'ordre 2 pour tenir compte des non-linéarités. La procédure décrite à l'annexe IV nous a permis d'obtenir un estimateur pour la distance initiale. La figure 3.4 montre un exemple de ces régressions.

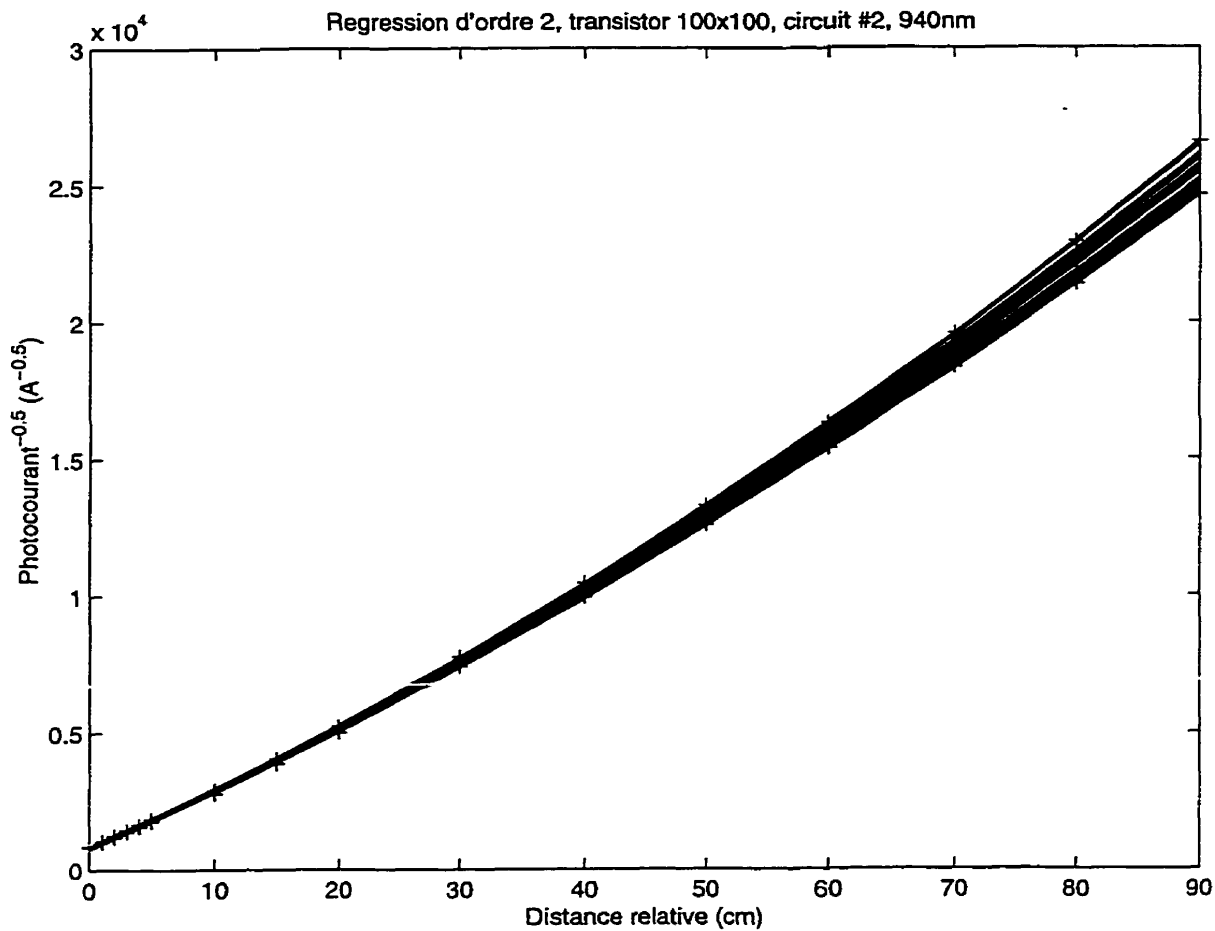


Figure 3.4: Exemple de régressions d'ordre 2 utilisées pour déterminer la distance initiale

### 3.2.4 Calibrage de la source

Afin de calibrer la source, le montage de la figure 3.1 est modifié légèrement pour que nous puissions contrôler l'aire soumise à l'éclairage de la source. La figure 3.5 illustre cette expérience.

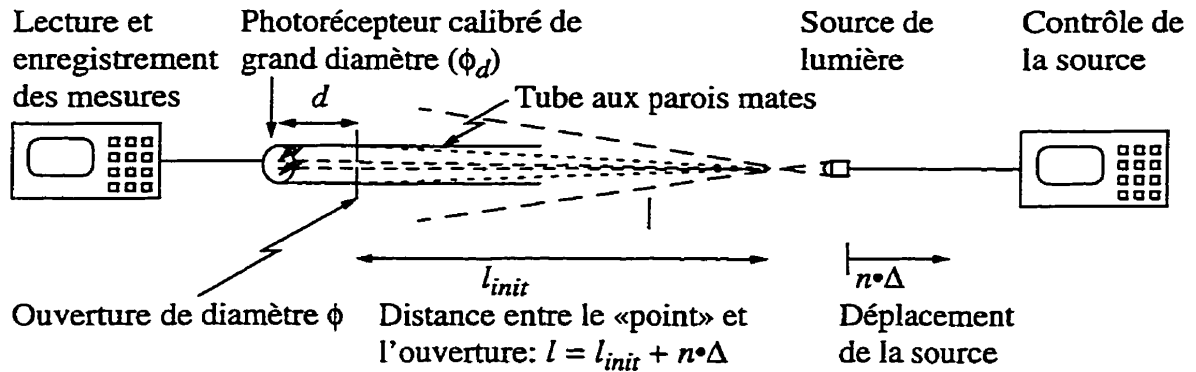


Figure 3.5: Montage expérimental utilisé pour le calibrage de la source lumineuse

La distance importante est ici la celle entre le point d'émission de la lumière et l'ouverture. Cette ouverture est utilisée pour diminuer le diamètre effectif du photodétecteur. Cela permet de n'éclairer que le centre du photorécepteur, ce qui améliore son uniformité. De plus, le diamètre peut alors facilement être mesuré. Une ouverture circulaire est choisie pour la simplicité de sa réalisation.

La condition suivante permet d'assurer que les rayons qui passent à travers l'ouverture iront tous sur le photodétecteur (si nous négligeons la diffraction):

$$l \geq \frac{d \cdot \phi_d}{\phi_d - \phi} \quad (3.12)$$

Par ailleurs, l'analyse de l'angle solide d'un récepteur circulaire effectuée à l'annexe I permet d'établir la relation suivante entre le diamètre de l'ouverture et l'angle solide intercepté:

$$\Theta_R = 2\pi \left( 1 - \frac{l}{\sqrt{l^2 + \left(\frac{\phi}{2}\right)^2}} \right) \quad (3.13)$$

Cette relation peut être utilisée pour obtenir la relation exacte entre la puissance reçue et la distance source-récepteur. Cependant, il est alors nécessaire de faire appel à des algorithmes de résolutions de systèmes non-linéaires pour déterminer les valeurs de  $l_{init}$  et de  $P_S$  (équation (3.1)). Il est encore possible de faire appel à l'approximation donnée

par (I.21) et d'utiliser le même principe que pour un récepteur carré. Nous arrivons à une forme semblable à (3.5):

$$n\Delta = \frac{\phi k_p \sqrt{\pi}}{2\sqrt{P_R(n)}} - l_{init} \quad (3.14)$$

La valeur de  $k_p$  sera la même que dans le cas du photorécepteur carré si la même source lumineuse est utilisée dans les mêmes conditions. Si le photorécepteur est linéaire,  $P_R(n) = \mathfrak{R}_{cal}^{-1}(I_R(n))$  (après soustraction du courant noir). La responsivité  $\mathfrak{R}_{cal}$  du récepteur calibré est donnée par le fabricant en fonction de la longueur d'onde de la source de lumière. Plusieurs ouvertures de diamètres différents peuvent être utilisées pour obtenir une valeur plus précise de  $k_p$ .

La figure 3.6 montre un exemple d'une caractérisation de la source de lumière de 940nm. La régression linéaire est utilisée pour obtenir la distance initiale et le «facteur de responsivité» de la source (annexe III). Ce facteur correspond à la pente de la régression. Puisque les ouvertures sont grandes, les courants recueillis sont aussi très grands, ce qui assure une excellente précision sur les mesures. Des mesures prises à plusieurs jours d'intervalle indiquent aussi que le système est très stable et que les résultats peuvent être répétés.

Six ouvertures de diamètres différents ont été utilisées pour caractériser chaque source de lumière. Le tableau 3.1 indique les diamètres mesurés de ces ouvertures. Le diamètre

**Tableau 3.1: Diamètres mesurés des ouvertures**

	# 1	# 2	# 3	# 4	# 5	# 6
Diamètre minimal (mm)	2,3	6,31	5,51	4,49	3,94	1,91
Diamètre nominal (mm)	2,315	6,34	5,525	4,58	3,955	1,925
Diamètre maximal (mm)	2,33	6,37	5,54	4,67	3,97	1,94

nominal a été calculé à partir des autres, c'est pourquoi il a parfois plus de chiffres significatifs.

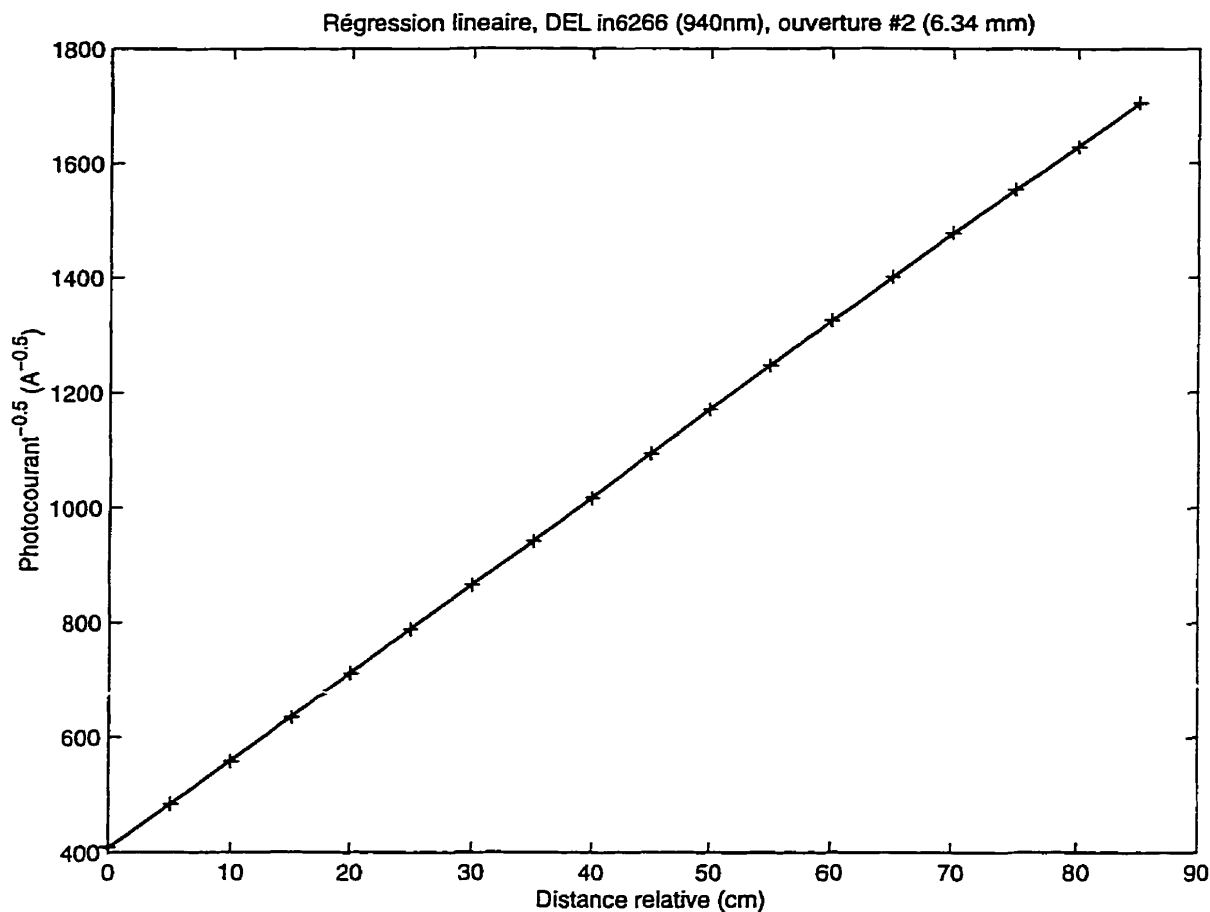


Figure 3.6: Exemple de régression linéaire de calibrage d'une source de lumière

La figure 3.7 montre un exemple des facteurs de responsivité mesurés pour la même source pour des ouvertures de diamètres différents. Ce «facteur de responsivité» ( $W$ ) est en fait le produit de la pente de régression par le diamètre de l'ouverture. Les mesures se sont échelonnées sur deux jours mais elles sont tout de même restées très précises.

Les incertitudes dues à la précision du photorécepteur calibré (2%) ainsi que celles causées par l'incertitude sur le diamètre de l'ouverture sont indiquées par les traits verticaux entre les deux croix. Le carré qui les entoure comprend en plus l'incertitude due aux régressions linéaires. Nous remarquons donc que la procédure expérimentale est très précise par rapport aux mesures de diamètre et à la précision du photodétecteur calibré. La bande centrale indique la valeur moyenne du facteur de responsivité dérivé de ces mesures et son incertitude.



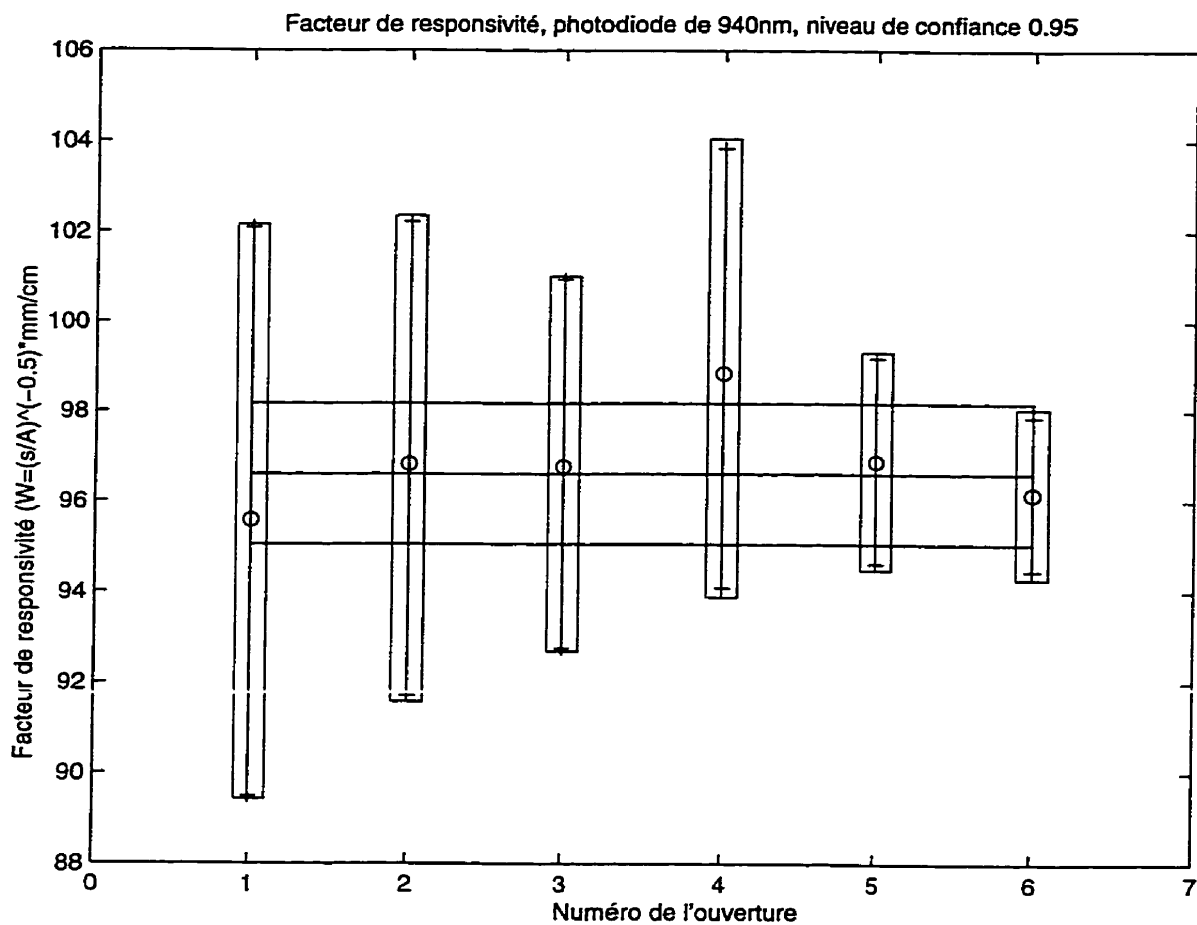


Figure 3.7: Exemple de facteur de responsivité d'une source mesuré pour plusieurs ouvertures différentes

### 3.2.5 Calcul de la responsivité

Une fois le système caractérisé et que la valeur de  $l_{init}$  est connue pour chaque série de mesures ainsi qu'une fonction  $R(P_R)$  pour chaque récepteur, nous pouvons déterminer la responsivité du photodétecteur si la source utilisée a été caractérisée grâce à un récepteur

calibré. Nous avons alors les paramètres de deux équations, une pour le récepteur sous test et l'autre pour le récepteur calibré soumis à la même source:

$$n_{test}\Delta_{test} = \frac{ak_p}{\sqrt{R^{-1}(I_{R,test}(n_{test}))}} - l_{init,test} \quad (3.15)$$

$$n_{cal}\Delta_{cal} = \frac{\phi k_p \sqrt{\pi}}{2\sqrt{\mathfrak{R}_{cal}^{-1}(I_{R,cal}(n_{cal}))}} - l_{init,cal} \quad (3.16)$$

Puisque la seconde équation nous fournit  $k_p$ , nous pouvons directement extraire la fonction  $R(P_R)$  de (3.15). En pratique cependant, les paramètres de ces deux équations seront extraits grâce à des régressions linéaires réalisées d'après le courant mesuré ou une fonction proportionnelle à  $R(P_R)$ , soit  $R^\dagger(P_R)$ ; nous définissons ici les paramètres  $Y$  qui seront réutilisés plus tard

$$Y_{test} = \frac{1}{\sqrt{R^{\dagger-1}(I_{R,test}(n_{test}))}} = m_{test}(n_{test}\Delta_{test}) + b_{test} \quad m_{test} = (ak_p)^{-1} \quad (3.17)$$

$$Y_{cal} = \frac{1}{\sqrt{I_{R,cal}(n_{cal})}} = m_{cal}(n_{cal}\Delta_{cal}) + b_{cal} \quad m_{cal} = \left( \frac{\phi k_p \sqrt{\pi \eta_{cal}}}{2} \right)^{-1} \quad (3.18)$$

Le problème consiste à déterminer la constante  $\mathfrak{R}_{test}$  telle que:

$$R(P_R) = \mathfrak{R}_{test} R^\dagger(P_R) \quad (3.19)$$

Lorsque nous extrayons  $k_p$  de (3.18) et que nous l'utilisons avec (3.17) pour déterminer  $\eta_{test}$ , nous obtenons:

$$m_{test} = \frac{2a \cdot m_{cal}}{\phi \sqrt{\pi \mathcal{R}_{cal}}} \quad (3.20)$$

$$\frac{m_{cal}}{\sqrt{R^{\dagger-1}(I_{R, test}(n_{test}))}} = \frac{2a \cdot m_{test}}{\phi \sqrt{\pi \mathcal{R}_{cal}} \sqrt{\mathcal{R}_{test}^{-1} R^{\dagger-1}(I_{R, test}(n_{test}))}} \quad (3.21)$$

$$\mathcal{R}_{test} = \frac{\phi^2 \pi \mathcal{R}_{cal} m_{cal}^2}{4a^2 m_{test}^2} \quad (3.22)$$

L'équation (3.22) donne le coefficient de la responsivité du récepteur. La responsivité est donc:

$$\bar{\mathcal{R}}(\bar{P}_R) = \bar{\mathcal{R}}_{test} \bar{R}(P_R) \quad (3.23)$$

Cette méthode a l'avantage d'être insensible à la distance absolue ( $l_{init}$ ) une fois que la régression linéaire a été effectuée pour obtenir  $m$  et  $b$  et que la forme de  $R^{\dagger}(x)$  est connue (habituellement,  $R^{\dagger}(x) = x$ ). Afin de calculer les pentes grâce à des régressions linéaires, il faut déterminer la variable indépendante. Dans notre cas, le photocourant dépend de la distance. Donc, la régression linéaire peut se faire directement selon les équations (3.17) et (3.18).

Puisque nous avons mesuré plusieurs détecteurs calibrés, nous avons obtenu plusieurs valeurs de  $m_{cal}$  et de  $\phi$ . Une stratégie a été développée à l'annexe III pour déterminer une valeur moyenne pour les produits des deux (les «facteur de responsivité»). Cette valeur est dénotée  $W$ . La responsivité voulue devient donc:

$$\mathcal{R}_{test} = \frac{\pi \mathcal{R}_{cal} W^2}{4a^2 m_{test}^2} \quad (3.24)$$

Pour utiliser les équations exactes (par exemple (3.13)), nous avons utilisé une procédure itérative qui compense le courant en fonction de l'estimé initial de la distance absolue.

Cette procédure améliore quelque peu les résultats obtenus lorsque le photodétecteur est très proche de la source de rayonnement, mais son effet est assez négligeable pour les autres résultats ( $<1/1000$ ).

### 3.2.6 Effets de bord

Un photorécepteur convertit la lumière en fonction de sa structure physique. Puisqu'il a une dimension finie, les bords du dispositif risquent de donner une réponse différente du centre du dispositif. Nous pouvons tenir compte de cette variation en étudiant des récepteurs de dimensions différentes. En première approximation, nous pouvons supposer que la responsivité sera fonction de l'aire du dispositif ainsi que de son périmètre, selon l'équation suivante:

$$A_{eff} = k_1 A_d + k_2 p \quad (3.25)$$

Où:  $A_{eff}$  est l'aire effective du dispositif

$A_d$  est l'aire réelle

$p$  est le périmètre

$k_1$  et  $k_2$  sont deux constantes à déterminer expérimentalement

Ce modèle simplifié ne tient pas compte de l'influence des coins pour un détecteur carré. En utilisant plusieurs détecteurs de dimensions différentes, nous pouvons résoudre (3.25) par des méthodes connues de régressions linéaires.

#### 3.2.6.1 Analyse d'erreur

L'analyse des résultats requiert un processus complexe pour calculer la responsivité. En résumé, les étapes suivantes sont effectuées:

1. Mesure du courant en fonction de la distance ( $I(x)$ );

2. Calcul du paramètre  $Y$ :  $Y(x) = \frac{1}{\sqrt{I(x) - I_{\text{noir}}}}$ ;
3. Calcul de la droite de régression  $Y = A + m_{\text{test}}x$ ;
4. Répétition des étapes 1 à 3 pour le récepteur calibré, pour chaque ouverture de diamètre connu, de façon à obtenir  $m_{\text{cal},n}$  ( $n$  identifie l'ouverture en question);
5. Calculer la moyenne des «facteurs de responsivité»,  $\overline{W_{\text{cal}}}$ , à partir des  $m_{\text{cal},n}$  et des diamètres, en favorisant les mesures les plus précises (voir annexe III);
6. Calcul de la responsivité à partir de l'aire du photorécepteur ( $A_d$ ):

$$\mathfrak{R}_{\text{test}} = \frac{\pi \mathfrak{R}_{\text{cal}}}{4A_d} \cdot \left( \frac{\overline{W_{\text{cal}}}}{m_{\text{test}}} \right)^2$$

Les sources d'erreurs suivantes sont présentes à chaque étape (la description détaillée est fournie à l'annexe III):

1.  $I(x)$  :

Deux types d'erreurs sont possibles:

- Bruit lors de la mesure de  $I$ .
- Imprécision sur la distance  $x$ .

L'imprécision sur la distance peut être transférée à une erreur sur  $Y$ . En effet,  $I$  est proportionnel à  $x^{-2}$ , alors que  $Y$  est fonction de  $I^{-0,5}$ . Ces deux erreurs seront supposées distribuées normalement.

2.  $Y(x)$  :

Tel que mentionné précédemment, l'erreur sur  $x$  est reportée à  $Y$ , ce qui la rendra linéaire à ce point. Il est possible de convertir la variance sur les mesures de  $I$  avec une assez bonne précision.

3.  $m_{test}$ :

Si  $Y(x)$  est distribué normalement autour de sa valeur moyenne (donnée par l'équation de la droite de régression évaluée aux valeurs de  $x$ ), la distribution d'une fonction de  $m_{test}$  suivra aussi une loi « $T$ » de Student dont les caractéristiques sont connues (Bazinet, 1990 [5]). Nous avons développé une méthode permettant aussi d'inclure les effets du bruit dû aux mesures du courant. Cette méthode est présentée à l'annexe III.

4.  $m_{cal,n}$ :

Les mêmes facteurs que ceux influençant  $m_{test}$  sont aussi présents. Comme les niveaux de puissance sont beaucoup plus grands, le facteur déterminant pour l'erreur sera l'imprécision sur la distance.

5.  $\overline{W_{cal}}$ :

Lors du calcul de  $\overline{W_{cal}}$ , les distributions de probabilités sont estimées par les lois utilisées pour les calculs d'erreurs. L'incertitude sur les mesures des diamètres est utilisée pour obtenir des valeurs extrêmes.

6.  $\mathfrak{R}_{test}$ :

Une approximation de la distribution statistique du rapport  $\langle \overline{W_{cal}}/m_{test} \rangle^2$  a été calculée (annexe III). Cette formule permet d'établir des intervalles de confiance autour de la valeur moyenne du précédent rapport, pour un niveau de confiance donné. Les résultats présentés ici ont été calculés pour un niveau de confiance de 95% (ce qui veut dire que la valeur réelle de la responsivité sera en dehors de l'intervalle dans 5% des cas, soit 1 fois sur 20). Les valeurs extrêmes calculées à partir des incertitudes sur les mesures de l'aire des photorécepteurs et des ouvertures de calibrage sont prises en compte, ainsi que l'incertitude sur la responsivité du photorécepteur calibré. Comme il s'agit de valeurs extrêmes, elles n'affectent pas le niveau de confiance.

### 3.2.7 Procédure expérimentale

#### 3.2.7.1 Description des photodétecteurs

Pour la présente expérience, nous disposons de deux structures de photorécepteurs, que nous nommerons 100x100 et 20x20. Elles ont la configuration suivante:

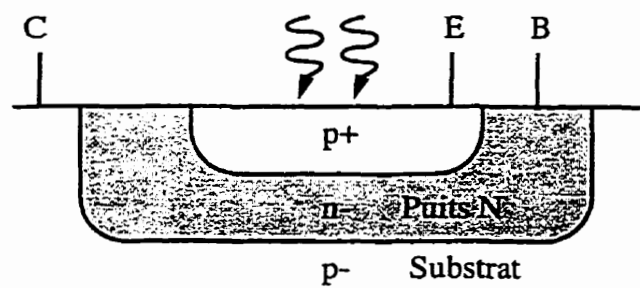


Figure 3.8: Structure des photorécepteurs étudiés

Il s'agit en fait de transistors *pn<sub>p</sub>* réalisés dans le substrat d'un circuit *CMOS*. Une couche spéciale de métallisation a été rajoutée sur tout le circuit, à l'exception des photorécepteurs, pour éliminer tout courant parasite. La surface exposée a les dimensions indiquées au tableau 3.2:

Tableau 3.2: Aire dessinée des photorécepteurs

Photorécepteur	Aire p+/n- ( $\mu\text{m}^2$ )	Aire p-/n- ( $\mu\text{m}^2$ )
100 × 100	17959,8	9566,3
20 × 20	952,115	370,19

Le schéma initial de ces photodétecteurs comprenait aussi des diodes de protection contre les décharges électrostatique sur les plots. Ces diodes relient en fait les photorécepteurs et les alimentations du circuit. Comme il existait d'autres circuits reliés sur ces alimentations, les mesures risquaient d'être faussées. Nous avons pu couper les lignes de métal reliant les plots des photodétecteurs aux diodes de protection à l'aide d'un laser pour le circuit #1.

### 3.2.7.2 Sources de lumières

Les photodiodes commerciales énumérées au tableau 3.3 ont été montées sur une plaque de circuit imprimé.

Tableau 3.3: Photodiodes utilisées

Nom	Longueur d'onde nominale (nm)	Intervalle considéré (nm)	Puissance nominale (mW)	Courant Maximal (mA)	Angle d'émission (degrés)
LED55BQT	940	890-990	3,5	100	40
Verte (numéro inconnu)	530 <sup>a</sup>	490-570	—	—	—
Rouge (numéro inconnu)	675 <sup>a</sup>	650-700	—	—	—
IN6266QT	940	890-990	25	100	10
F5D1QT	880	830-930	12	100	10

a. Approximatif

Cette plaque permet d'allumer individuellement chaque photodiode. Elles sont reliées par leur anode à un bus commun.

### 3.2.7.3 Amplificateur à trans-conductance

Afin de fournir une puissance optique constante au récepteur, un amplificateur à trans-conductance a été construit. Une grande attention a été apportée à sa conception de façon à assurer la plus grande stabilité possible des sources. Le schéma de cet amplificateur est illustré à la figure 3.9.

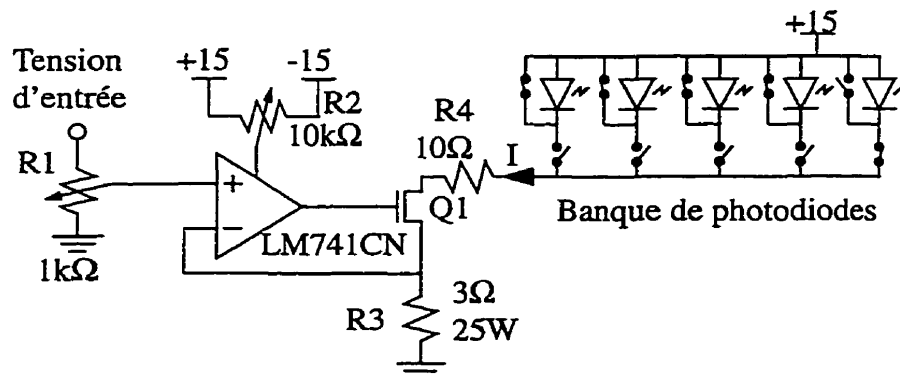


Figure 3.9: Schéma de l'amplificateur à trans-conductance utilisé pour les mesures



Ce circuit a été conçu pour permettre un ajustement précis et stable du courant de sortie. La trans-conductance est ajustée grâce à la résistance  $R1$ , alors que le décalage de tension est compensé par  $R2$ . Ce circuit a été calibré de façon à fournir de 0 à 100mA aux photodiodes pour une variation de la tension d'entrée de 0 à 2V. Cette tension maximale permet à la résistance  $R1$  de ne pas s'échauffer et donc de garder sa stabilité. La résistance  $R3$  est aussi très importante. En effet, un fort courant la traverse et elle doit garder toujours la même valeur. Les résistances au carbone ont été essayées, mais même si nous n'excédons pas leur puissance maximale, la variation de leur valeur est très grande lorsqu'elles s'échauffent. Même des résistances à film métalliques ne donnaient pas de bons résultats. Nous avons finalement utilisé une résistance de puissance (25W) montée sur un échangeur de chaleur (*Dale RH-25*). Cette configuration nous permet de garder une valeur de courant très stable et reproductible. Le transistor a lui aussi été choisi pour pouvoir tolérer le courant sans problème. La résistance  $R4$  n'est qu'une protection contre des transitoires lors de la mise sous tension du circuit. Plusieurs capacitances de découplage ont aussi été utilisées. Le transistor  $Q1$  est un transistor *VN0300M* de *Siliconix*, capable de tolérer un courant d'au moins 100mA en continu.

Les commutateurs ont été placés de façon à pouvoir changer de photodiode sans enlever l'alimentation. En court-circuitant les photodiodes avant de les brancher ou de les débrancher, nous nous assurons que le courant qui les parcourt n'excède pas celui programmé par la tension de contrôle. Ce ne serait pas le cas si nous branchions directement les photodiodes sur un circuit ouvert; nous risquerions de les endommager. Nous avons mis un commutateur en parallèle avec chaque photodiode de façon à pouvoir la court-circuiter lorsqu'elle n'est pas utilisée. En effet, ces dispositifs sont sensibles aux décharges électro-statiques.

### 3.2.8 Procédure de mesure

Toutes les mesures de courant ont été réalisées grâce à un appareil de mesures de caractéristiques statiques modèle 236 de *Keithley*. Cet appareil permet de mesurer des courants de quelques femto-ampères jusqu'à 100mA. Il peut aussi fournir une tension en

même temps qu'il mesure le courant ou vice-versa. Nous devons cependant nous assurer de bien filtrer le signal car le bruit recueilli est très important pour les très faibles courants. De plus, le temps de stabilisation de l'appareil entre chaque mesure doit être respecté.

La figure 3.10 indique les quatre mesures différentes qui peuvent être réalisées sur chaque structure. Dans cette figure, les gros cercles représentent les quantités mesurées (courant ou tension), sauf le courant de base du phototransistor qui est forcé. Les petits cercles représentent les tensions de polarisation appliquées.

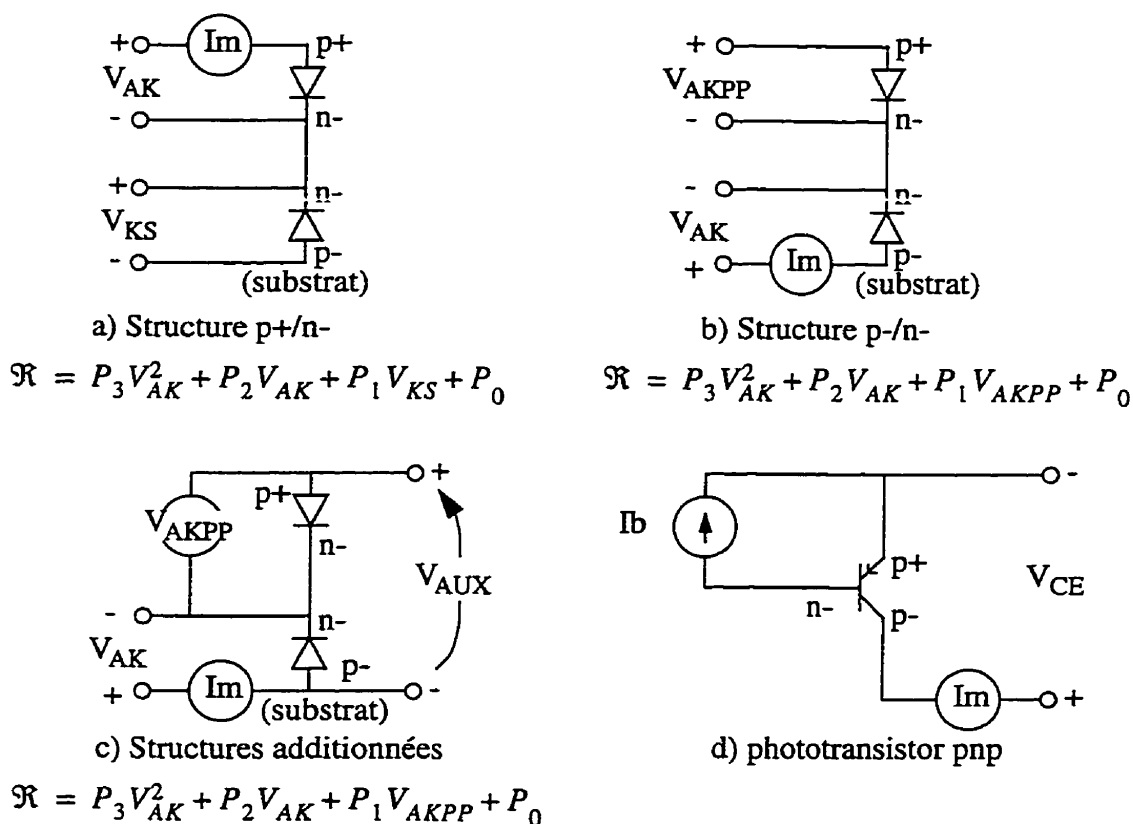


Figure 3.10: Mesures possibles sur chaque structure

Chaque structure nous permet d'obtenir un polynôme décrivant la responsivité de celle-ci en fonction des tensions de polarisation qui y sont appliquées. Ce polynôme est indiqué sous les figures.

La mesure de la responsivité du phototransistor ne requiert pas de courant de polarisation; par contre, la caractérisation statique du phototransistor en requiert un de l'ordre des micro-ampères. Pour le générer de façon précise, nous avons changé la résistance  $R3$  de l'amplificateur à trans-conductance de la figure 3.9 pour une résistance de  $1,6k\Omega$ .

La mesure de la responsivité du phototransistor est compliquée par sa non-linéarité. L'annexe IV décrit les calculs effectués pour calculer les trois paramètres caractéristiques permettant de relier la puissance optique reçue au photocourant. Une fois la puissance optique reçue connue, nous pouvons aussi calculer le gain optoélectronique en nous basant sur les responsivités connues des structures p+/n- et p-/n-. Nous pouvons aussi évaluer l'effet de la tension de polarisation  $V_{CE}$  sur le gain.

Une des tensions de polarisation est toujours fournie par le *Keithley 236*. Les autres sont fournies par une source de tension/courant programmable, le *HP6623A*. La précision de cet appareil est beaucoup moins bonne que celle du *Keithley*, soit de l'ordre du millivolt. Trois sources indépendantes sont disponibles, chacune ayant des tensions maximales et une précision variable. Il est possible d'utiliser cet appareil pour relire les tensions qu'il génère.

La figure 3.11 présente l'interface réalisée pour le contrôle de ces appareils.

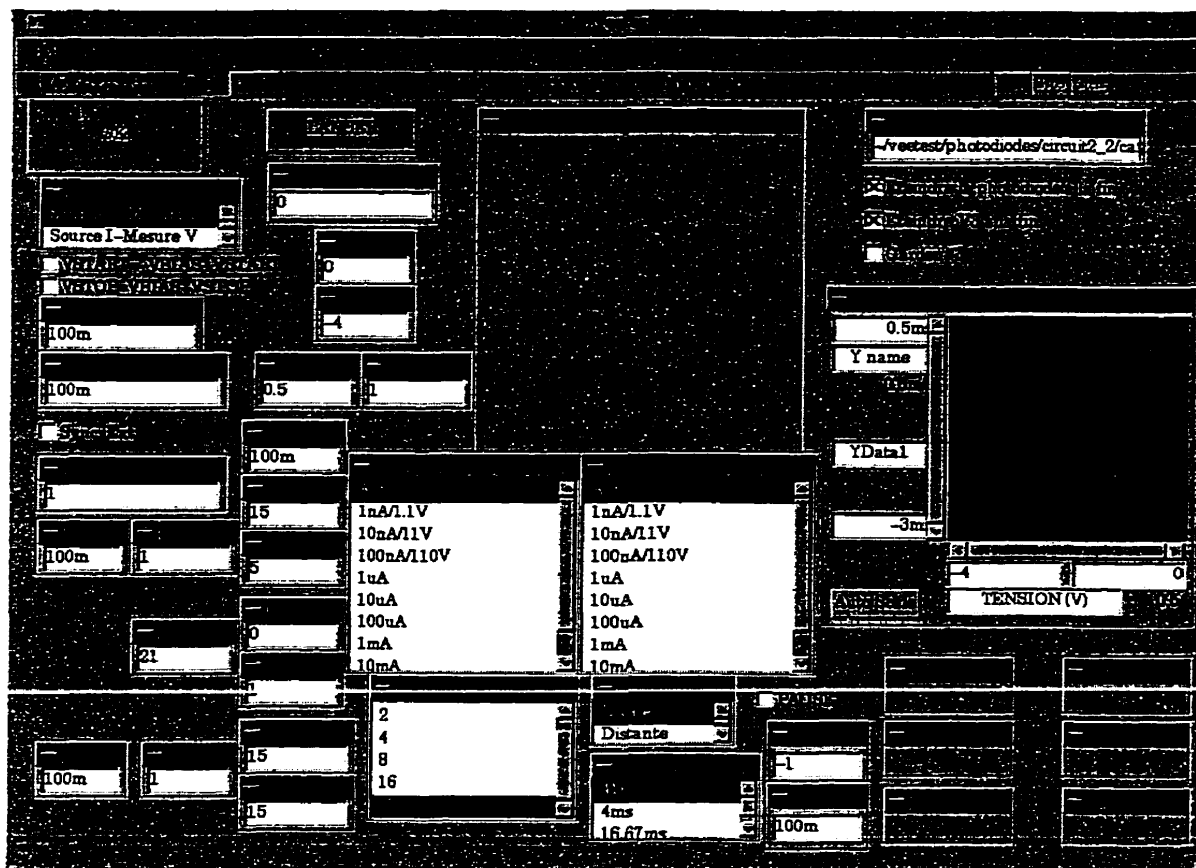


Figure 3.11: Panneau de contrôle des appareils de mesure

Cette interface a été réalisée avec le logiciel «*veetest*» de *Hewlett Packard*. Elle permet de contrôler toutes les fonctions du *Keithley 236* via le bus *HP-IB* ainsi que les trois sources du *HP6623A*. Elle permet de faire des mesures automatiques ou semi-automatiques. Elle sauve toutes les données recueillies (y compris les tensions de polarisation et la configuration des appareils) dans un fichier de format texte. Elle affiche aussi les derniers résultats sur un graphique afin de pouvoir vérifier sur le champ la validité des mesures. Le gros bouton «OK» permet de se servir de la souris (en enlevant la balle) pour contrôler des séquences de mesures dans l'obscurité sans devoir allumer l'écran. La programmation de cette interface est réalisée en interconnectant des blocs de commandes tel qu'illustré à la figure 3.12. Cela est avantageux pour les petits programmes mais devient vite difficile à gérer pour les plus gros.

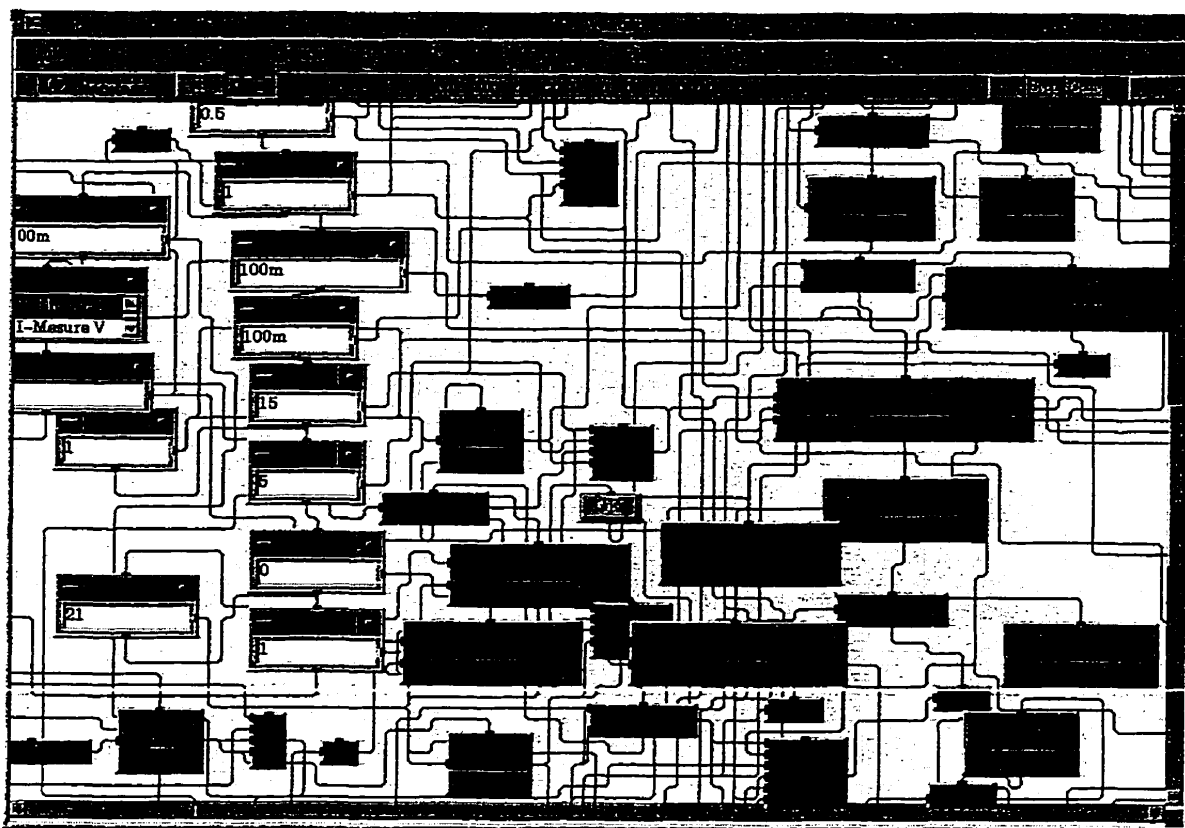


Figure 3.12: Exemple du schéma de l'interface de contrôle

Nous avons utilisé un photodétecteur calibré modèle *818-SL* de *Newport*. Ce photodétecteur de  $1\text{cm}^2$  est utilisable pour des longueurs d'onde de  $400\text{nm}$  à  $1100\text{nm}$ .

Nous avons aussi fabriqué un support pour les *DEL* pouvant s'ajuster selon deux axes de rotation. Cela permet d'aligner chaque *DEL* au maximum de son émission. Nous pouvons ainsi obtenir des résultats beaucoup plus précis même en plaçant la *DEL* très près du photodétecteur.

Plus de détails sur les montages utilisés pour réaliser ces caractérisations sont fournis à l'annexe II.

### 3.2.9 Résultats de mesure

Nous avons analysé les structures provenant de deux circuits différents. Les deux ont été fabriqués dans le même lot mais provenaient de tranches différentes. Comme nous l'avons

mentionné au paragraphe 3.2.7.1, le circuit #1 a été séparé des structures de protection à l'aide d'un faisceau laser.

Ces deux circuits ont été caractérisés grâce à 4718 configurations de mesures résultant en 18701 mesures de courant/tension. Cela nous a permis de caractériser les structures à la fois selon la longueur d'onde de la lumière reçue et selon les tensions de polarisation. La manipulation d'un tel nombre de données demande une très grande rigueur et de conserver le plus possible la même configuration. Cela n'est pas toujours possible, car chacun des deux circuits demande des branchements différents, et donc une analyse différente. Le traitement des résultats a été réalisé entièrement grâce au logiciel *Matlab*. En plus d'un script individuel par série de mesure (une série par structure par circuit et par source de lumière: plus de 84 scripts), plus de 140 scripts ont aussi été développés pour analyser les structures, en extraire les caractéristiques, calculer les intégrales des incertitudes et finalement extraire les valeurs pour les modèles pour les simulateurs de circuits.

La source de tension *HP6623A* a du être branchée avec soin car nous nous sommes rendu compte qu'elle présentait une résistance parallèle d'environ  $1M\Omega$ . Cette résistance est habituellement négligeable, mais nuit à la mesure de pico-ampères.

Les figures 3.13, 3.14 et 3.15 montrent des exemples des résultats obtenus lors de ces caractérisations.

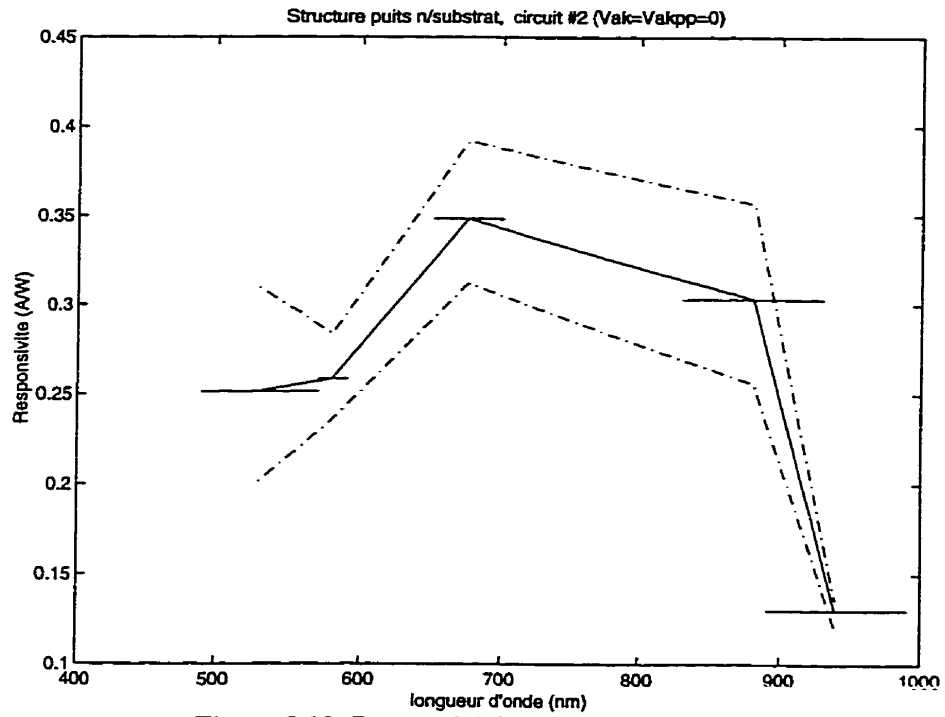


Figure 3.13: Responsivité de la structure p-/n-100x100

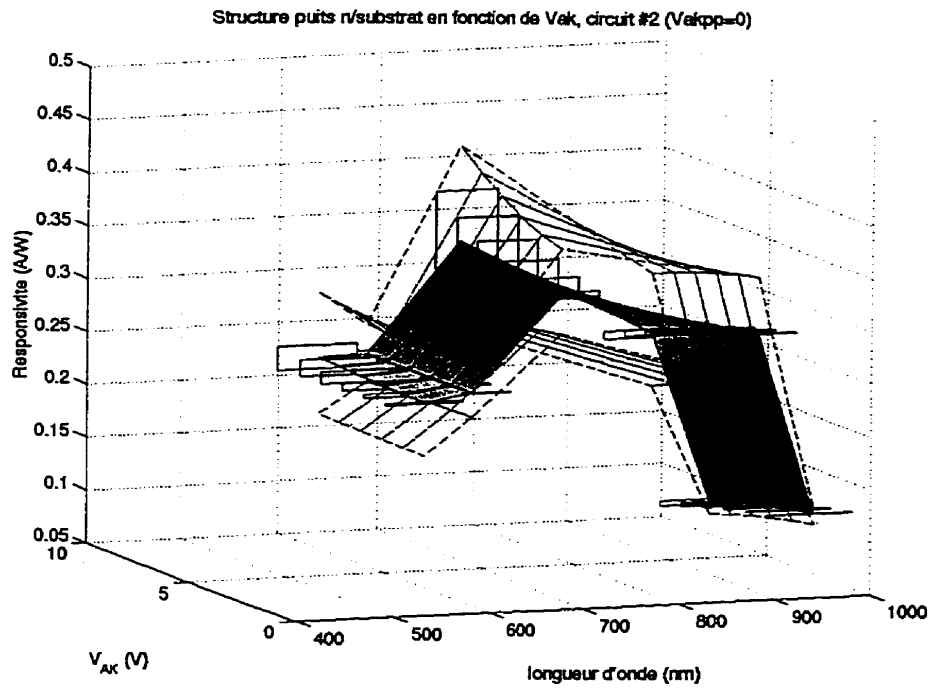
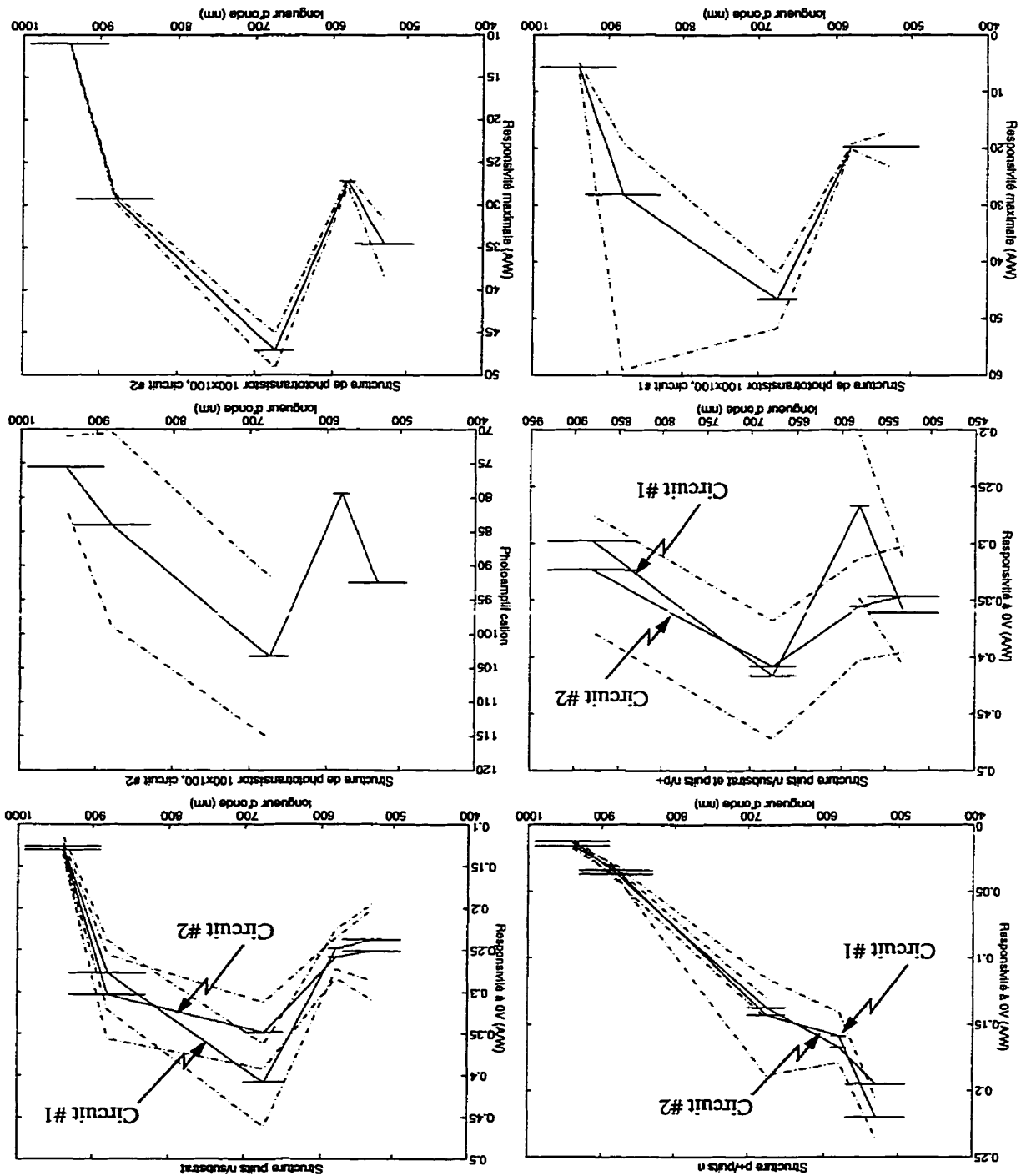


Figure 3.14: Responsivité de la structure p-/n- en fonction de  $V_{AK}$

Les courbes en pointillé montrent l'incertitude de la valeur absolue de la responsivité. Les boîtes encadrent, pour chaque point de mesure, les incertitudes relatives de ce point. Là où il n'y a pas de ligne pointillée aucune borne d'erreur n'a pu être calculée.

Figure 3.15: Responsivités de différentes structures





Nous remarquons la différence importante entre l'évolution des responsivités des structures p+/n- et p+/n+. La correspondance entre les réponses des deux circuits est excellente, toujours à l'intérieur de l'incertitude calculée. Cela n'est même pas nécessaire, puisqu'il s'agit de deux circuits différents. La responsivité des deux structures en parallèle est aussi très proche de la somme des deux responsivités individuelles.

Les caractérisations effectuées permettent aussi d'évaluer les effets de la tension de polarisation sur la responsivité, comme illustré à la figure 3.14. Ces variations sont assez faibles.

L'efficacité quantique (rapport entre le nombre de photons reçus et le nombre d'électrons générés) monte jusqu'à environ 66% pour la structure p-/n-, ce qui est assez bon pour ce genre de structure. L'union des deux structures donne quant à elle des efficacités quantiques aussi élevées que 75%.

Tous les résultats de mesures sont détaillés à l'annexe V. Les mesures des structures p+/n- 20x20 et du phototransistor 20x20 du circuit #1 n'y figurent pas, car elles n'étaient pas valides. En effet, une résistance parasite semble être présente dans ces circuits. Cet effet est d'ailleurs observé dans le modèle de la structure p-/n- 20x20 (tableau 3.5).

### **3.2.10 Mesure de la responsivité par fibre optique**

#### **3.2.11 Introduction**

La méthode présentée auparavant permet d'obtenir des résultats intéressants avec un appareillage rudimentaire, ainsi que de déterminer l'influence des bords du dispositif. Pour pallier à la petitesse du récepteur, nous pouvons aussi tenter de générer un point lumineux plus petit que la surface active du récepteur. Un montage possible pour réaliser cette expérience avec une fibre optique est présenté à la figure 3.16:

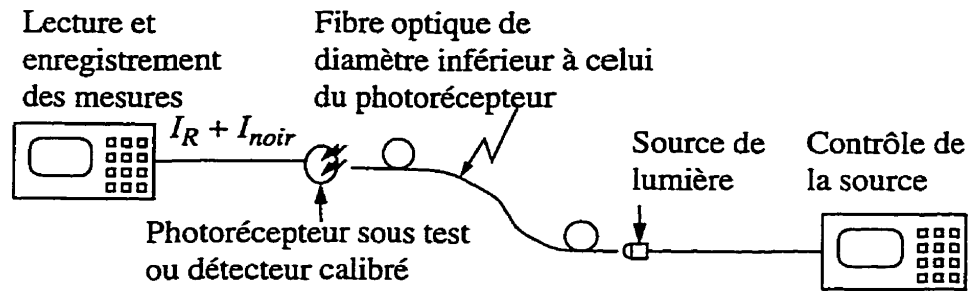


Figure 3.16: Montage expérimental pour la mesure de la responsivité par fibre optique

Il suffit alors de comparer le courant généré par le photorécepteur avec celui d'un récepteur calibré pour obtenir sa responsivité:

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_{cal} \frac{I_{R, test}}{I_{R, cal}} \quad (3.26)$$

Le courant mesuré ne doit pas inclure le courant noir. Nous pouvons effectuer les mesures pour plusieurs puissances émises de façon à obtenir la fonction de responsivité dans le cas d'un récepteur non-linéaire.

Même si cette méthode est en théorie beaucoup plus simple que la précédente, elle a le désavantage de nécessiter une fibre optique très bien ciliée qui doit être manipulée très près du récepteur. Cela rend les mesures précises très difficiles à réaliser. En effet, la moindre non-uniformité au bout de la fibre résultera en un couplage imparfait, ce qui faussera la responsivité mesurée. Puisque le signal lumineux diverge fortement à la sortie de la fibre, cette dernière doit être approchée au maximum du détecteur. Cela augmente les chances de la briser, car elle est aussi très fragile lorsque dépourvue de sa gaine.

Quelques mesures ont été réalisées avec une fibre dont le coeur a un diamètre de 50 $\mu$ m. Toutes ont souffert d'une fibre au bout émoussé. Lorsque la première mesure a été réalisée, le bout de la fibre a dû être pressé directement sur le récepteur. Cela a courbé la

fibres qui s'est cassée lorsque nous l'avons reculée. Les responsivités obtenues lors de ces mesures sont résumées au tableau 3.4.

**Tableau 3.4: Responsivités obtenues par la méthode de fibre optique**

Structure	Longueur d'onde (nm)	Responsivité (A/W)	Responsivité de la première méthode
p-/n-, circuit #1, 100x100 essai #1	880	0,1531	Min: 0,2390 Nom: 0,2773 Max: 0,3211
p-/n-, circuit #1, 100x100 essai #2		0,2025	
p-/n-, circuit #1, 100x100 essai #3		0,2229	
p+/n-, circuit #1, 100x100 essai #1	880	0,0171	Min: 0,0310 Nom: 0,0344 Max: 0,0391
p-/n-, circuit #1, 100x100	580	0,1085	Min: 0,2255 Nom: 0,2483 Max: 0,2732

Nous remarquons que cette méthode est très imprécise; trois essais avec les mêmes caractéristiques donnent en fait 3 mesures différentes. Les données recueillies de cette façon sont toujours plus faibles que les autres et cela confirme bien le fait que le couplage avec la fibre n'est pas parfait. Tout de même, les mesures sont du même ordre de grandeur pour les deux méthodes, ce qui en confirme donc la validité. L'annexe II fournit des informations supplémentaires sur la méthode utilisée pour réaliser ces mesures.

### 3.3 Modélisation des photodiodes p+/n-

En plus des mesures effectuées pour connaître le comportement des diodes lorsque soumises à la lumière, nous avons caractérisé leur réponse électrique. Pour cela, nous avons réutilisé les mêmes appareils que précédemment. Nous avons extrait de ces mesures la valeur des paramètres utilisés par *Hspice* pour simuler ces dispositifs. Les valeurs des capacitances ont été copiées de celles données par la fonderie pour les transistors MOS.

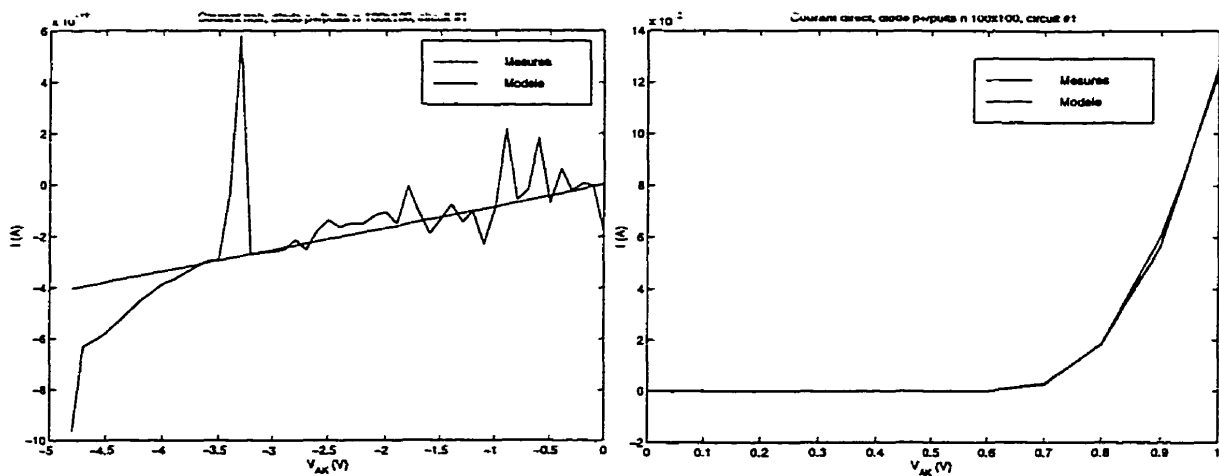
Les paramètres extraits à partir des mesures sont inscrites au tableau 3.5. Des routines

**Tableau 3.5: Paramètres électriques, photodiode p+/n- 100x100**

Nom	Mnémonique	Circuit #1	Circuit #2
Courant de fuite	IS	7,7470e-16 A	7,4572e-14 A
Coefficient d'émission	N	0,9841	1,1033
Courant d'inflexion	IK	154,6 $\mu$ A	112,8 mA
Résistance série	RS	10,4541 $\Omega$	2,1539 $\Omega$
Résistance parallèle	--	1,188 T $\Omega$	1,3676 T $\Omega$

d'extraction ont été développées dans *Matlab* directement. Le modèle du circuit #2 devrait être moins précis car il comprend aussi les diodes de protection.

La figure 3.17 montre la comparaison entre les mesures effectuées sur la diode et le modèle obtenu.



**Figure 3.17: Comparaison entre le modèle électrique de la diode p+/n- et les mesures**

Nous observons une très bonne correspondance entre les deux courbes. Les mesures de courant noir (figure de gauche) indiquent qu'il est très faible, de l'ordre de quelques pico-ampères. Cela est intéressant car le bruit qui y est associé sera aussi faible. Par contre, la mesure de celui-ci est difficile. Les mesures de la figure 3.17 ont été prises avec un temps de stabilisation de 5 secondes et le plus de filtrage possible (32 mesures de 16,67ms). Malgré cela, des pointes sont clairement visibles. Cela donne un aperçu de la précision requise pour mesurer les photocourants présentés au cours de cette étude.

La pente du courant noir est de plus si faible (de l'ordre de  $(1,2T\Omega)^{-1}$ ) qu'elle risque de dépasser la précision du simulateur. En effet, *Hspice* ajoute par défaut une résistance de  $1T\Omega$  en parallèle avec chaque dispositif pour l'aider à converger. Nous pouvons augmenter cette valeur mais des difficultés de convergence peuvent alors survenir. Nous remarquons aussi un début d'effet d'avalanche lorsque la tension inverse dépasse 3,5V.

Afin de pouvoir utiliser cette photodiode pour les simulations, nous avons ajouté les symboles spéciaux de la figure 3.18 à la bibliothèque de pièces précédemment créée.

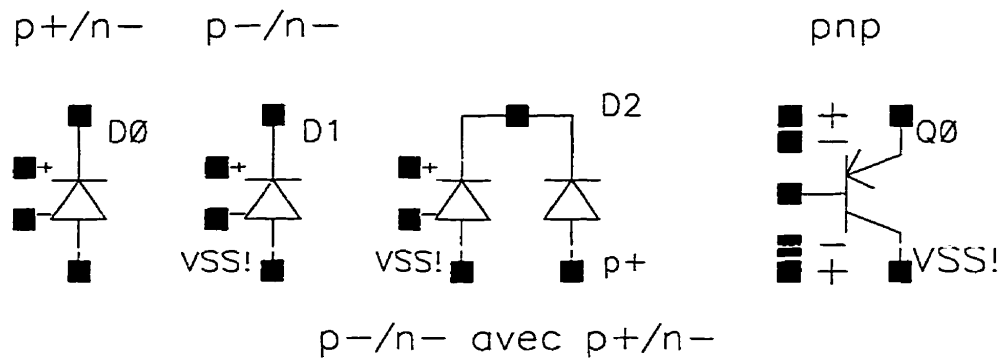


Figure 3.18: Symboles fabriqués pour les éléments photosensibles (1,5µm)

Ces symboles contiennent tous deux bornes supplémentaires, notées ici «+» et «-». Ces bornes permettent d'ajouter une tension dont la valeur est égale à la puissance optique par mètre carré qui frappe le photodétecteur. Le phototransistor a été fait avec deux contrôles indépendants pour chacune des jonctions, mais ils sont habituellement connectés ensembles. Des couches de reconnaissance spéciales ont été ajoutées dans le fichier de technologie de façon à ce que l'extracteur puisse avoir accès à ces signaux de contrôle. Cela permet de faire des simulations optoélectroniques à partir des dessins de masques. Nous pouvons aussi utiliser ces pièces directement pour faire des comparaisons masques/schémas.

Pour les simulations, le schéma de la figure 3.19 a été développé. La diode *D0* appelle le modèle statique développé précédemment, sauf pour la résistance parallèle. Cette dernière est simulée par *R4*, dont la valeur est ajustée automatiquement en fonction de l'aire de la photodiode.

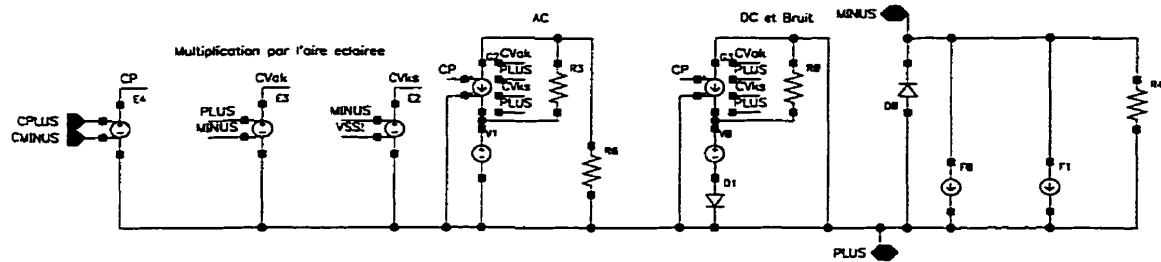


Figure 3.19: Schéma de la photodiode p+/n- pour HSpice

La tension proportionnelle à la puissance optique arrive par les bornes CPLUS et CMINUS. La source de tension  $E4$  multiplie cette puissance optique par l'aire éclairée du dispositif. Cette aire peut être spécifiée directement sur le symbole car le langage «AEL» (*Analog Artist Expression Language*) a été utilisé pour permettre le passage de ce paramètre. Lorsque le symbole est extrait d'un dessin de masque, l'aire éclairée est mesurée automatiquement.

La tension CP générée par  $E4$  est ensuite acheminée aux sources de courant  $G2$  et  $G3$ . Ces sources de courant ont été développées spécialement pour incorporer les polynômes caractéristiques développés lors des mesures. Nous avons dû écrire des fonctions de génération de «netlist» car les sources polynômiales n'existent pas dans la bibliothèque standard d'*Analog Artist*. Nous nous sommes inspirés de fonctions fournies avec la bibliothèque de la technologie *BiCMOS* (bipolaire et *CMOS*  $0,8\mu\text{m}$  de *Nortel*) car la documentation de ces fonctions n'est pas accessible. Nous les avons aussi paramétrisées de façon à ce que nous puissions facilement en modifier les coefficients.

Les sources  $G2$  et  $G3$  génèrent un courant donné par l'équation:

$$I = CP (P_3 V_{AK}^2 + P_2 V_{AK} + P_1 V_{KS} + P_0) \quad (3.27)$$

Dans cette équation, toutes les tensions ( $CP$ ,  $V_{AK}$ ,  $V_{KS}$ ) sont référencées au noeud PLUS. Les paramètres  $P_x$  sont les coefficients de régression caractéristiques.

Les sources de courant  $F0$  et  $F1$  sont commandées respectivement par les courants qui circulent à travers les sources de tension de  $0V$   $V0$  et  $V1$ .

Chacune de ces sources de tension voit passer le photocourant induit par la puissance optique reçue selon le type de simulation. Les résistances  $R0$ ,  $R3$  et  $R6$  contrôlent ce choix.

En effet, ces résistances ont des valeurs différentes pour les simulations statiques ( $DC$ ) et transitoires que pour les analyses fréquentielles ( $AC$ ) ou de bruit ( $NOISE$ ). Le tableau 3.6 indique leurs valeurs dans chaque cas:

**Tableau 3.6: Valeurs des résistances de contrôle**

Résistance	« $DC$ »	« $AC$ »
$R0$	$1T\Omega$	$10\mu\Omega$
$R3$	$10\mu\Omega$	$1T\Omega$
$R6$	$1T\Omega$	$10\mu\Omega$

Grâce à cette configuration, la source  $V0$  est traversée par le courant de  $G2$  lors de l'analyse fréquentielle ( $AC$ ) tandis que la source  $VI$  reçoit le courant de  $G3$ . Cela fournit le photocourant pour les analyses statiques ( $DC$ ) et transitoires. Ces deux sources sont nécessaires pour que le courant de bruit généré par la diode  $DI$  soit utilisé. En effet, la résistance  $R0$  a, pour l'analyse de bruit, une valeur « $AC$ » de  $10\mu\Omega$ , ce qui permet au courant de bruit de  $DI$  de passer par la boucle  $R0-D0-VI$ . Cependant, tout photocourant « $AC$ » généré par  $G3$  sera aussi court-circuité dans  $R0$ , d'où la nécessité d'ajouter  $G2$ . Les résistances  $R3$  et  $R6$  ne permettent qu'au courant « $AC$ » généré par  $G2$  de passer à travers  $V0$ .

La diode  $DI$  n'est donc utilisée que pour générer le bruit dû au photocourant. Son modèle ne doit contenir aucune capacitance pour que tout le photocourant y passe. Le reste du modèle a peu d'importance, mis à part les paramètres de bruit  $I/f$ ,  $AK$  et  $KF$ . Puisque nous n'avons pas de valeurs pour ces constantes, nous les avons ignorées.

La figure 3.20 illustre les paramètres que l'utilisateur peut modifier lorsqu'il appelle ce modèle. Des fonctions spéciales permettent de calculer automatiquement la largeur et la hauteur d'un détecteur carré qui correspond le plus à l'aire et au rapport hauteur/largeur demandé tout en s'adaptant à la grille.

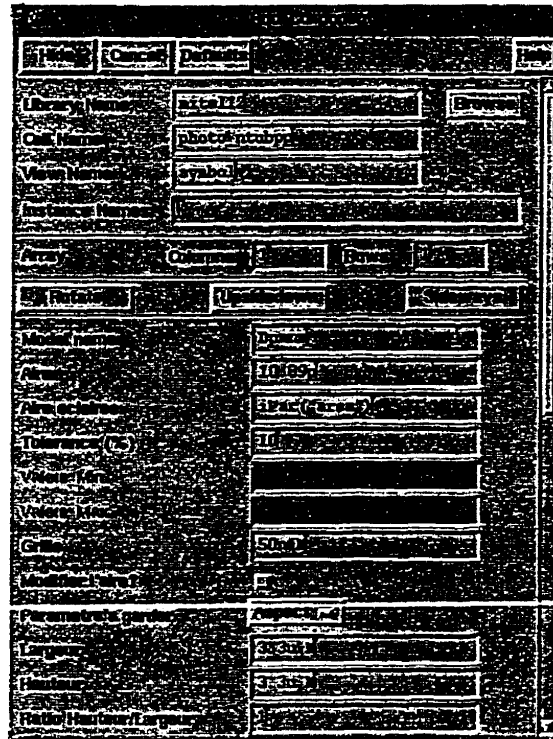


Figure 3.20: Menu de configuration fourni à l'utilisateur

### 3.4 Modélisation des photodiodes p-n-

La même procédure que précédemment a été utilisée pour modéliser la photodiodes p-n-. Les paramètres obtenus sont donnés au tableau 3.5.

Tableau 3.7: Paramètres électriques, photodiode p-n-

Nom	Mnémonique	Circuit #1 100x100	Circuit #2 100x100	Circuit #1 20x20
Courant de fuite	IS	1,2819e-13 A	1,9548e-14 A	2,414e-14 A
Coefficient d'émission	N	1,0576	0,544	1,0602
Courant d'inflexion	IK	39,537 $\mu$ A	0,746 $\mu$ A	22,73 $\mu$ A
Résistance série	RS	4,0883 $\Omega$	52,544 $\Omega$	9,2295 $\Omega$
Résistance parallèle	--	1,1928 T $\Omega$	0,26796 T $\Omega$	686,82 k $\Omega$

Nous remarquons que la présence des diodes parasites semble avoir amené la routine d'optimisation hors des limites acceptables pour le circuit #2. Le circuit #1 20x20 a quant à lui une résistance parallèle beaucoup trop faible. Cette structure semblait avoir en effet



un défaut car les mesures de ce phototransistor étaient impossibles. Il serait intéressant de déterminer si la coupe au laser a pu causer ces problèmes. Le modèle du circuit #1 est tout de même valide comme en font foi les graphiques de la figure 3.21. Nous y remarquons que le courant noir mesuré subit un effet d'avalanche à partir de -2,5V. Il faudra donc éviter cette région si le bruit et le courant noir sont importants.

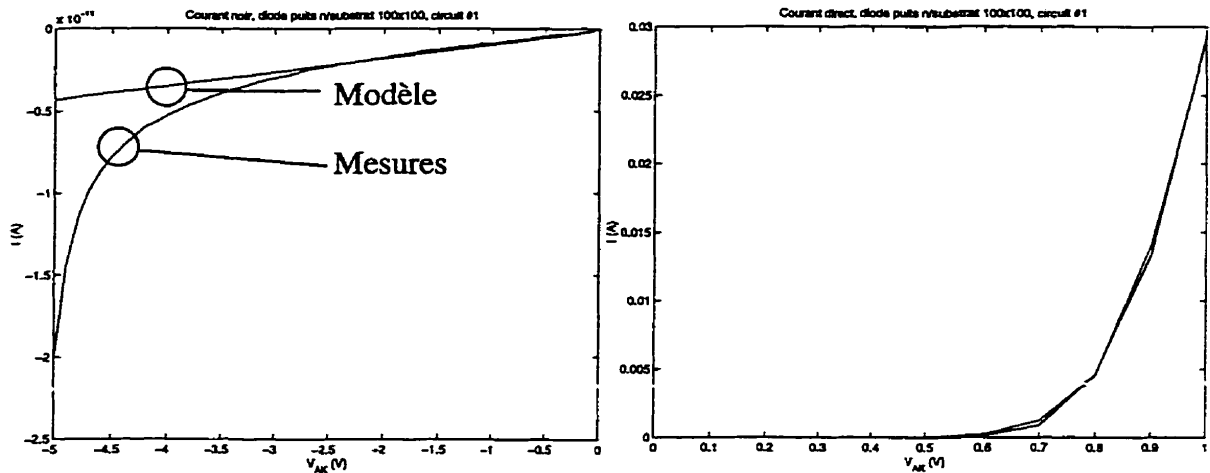


Figure 3.21: Comparaison entre le modèle électrique de la diode p-n- et les mesures

### 3.5 Modélisations des phototransistors verticaux

Ces structures sont plus complexes à caractériser que les diodes. Nous avons tenté d'obtenir un modèle de niveau 2 pour *HSpice*. Les mesures sont illustrés à la figure 3.22.

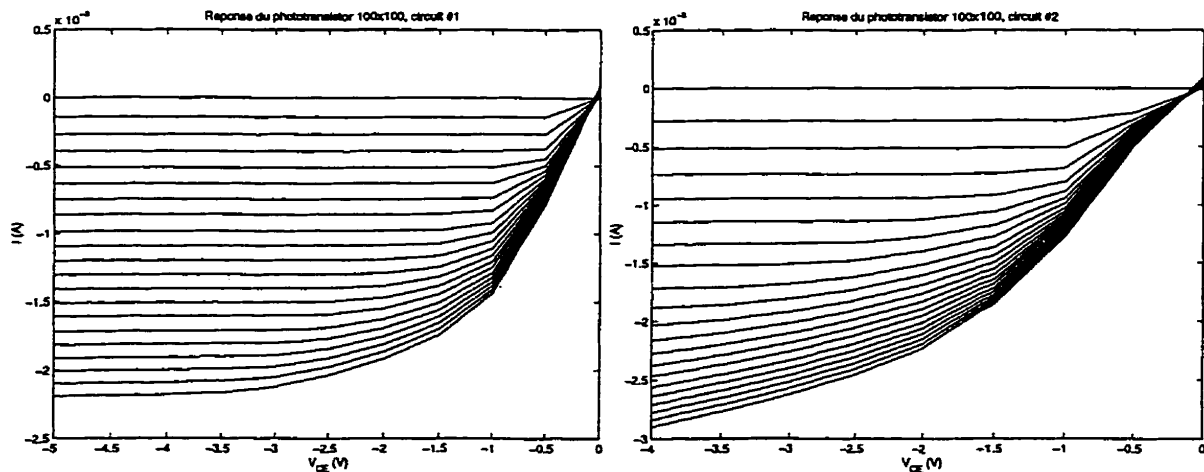


Figure 3.22: Mesures des phototransistors

Les deux familles de courbes mesurées nous indiquent que la zone de saturation s'étend bien au-delà de  $-0,3V$  comme pour les transistors de bonne qualité ou les modèles que fournissent certaines fonderies. La modélisation de ces effets est très difficile; le modèle du circuit #2 (figure 3.23), suit correctement les courbes pour de faibles courants; cependant, plus le courant augmente, plus la zone de saturation arrondie s'éloigne du modèle. Cet effet est moins prononcé pour le phototransistor du circuit #1. Il vaut donc mieux utiliser ces dispositifs pour des courants en dessous de  $1mA$ .

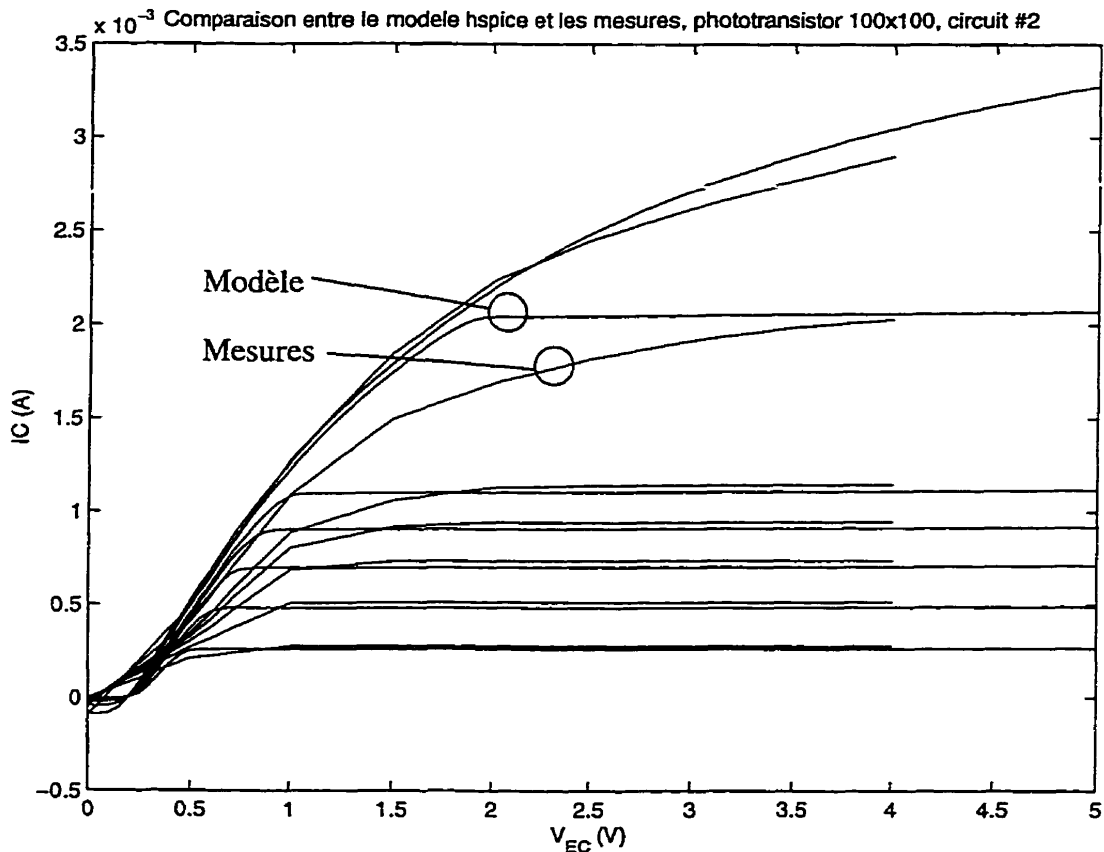


Figure 3.23: Comparaison des mesures et du modèle d'un phototransistor

## CHAPITRE 4

### CONCEPTION DE CIRCUITS DE RÉCEPTION INTÉGRÉS

#### 4.1 Introduction

La conception de circuits de réception optoélectroniques demande plusieurs attentions particulières. En effet, ces circuits doivent convertir le courant très faible provenant du photodétecteur en une tension d'amplitude assez grande pour être utilisable par le reste du circuit. Un autre problème important est l'absence de référence de niveau pour les circuits numériques non différentiels. Cela nous oblige à générer un signal de seuil très précis.

Le bruit généré par les circuits peut aussi limiter leurs performances.

#### 4.2 Revue de littérature

Il existe une littérature assez abondante sur les circuits de réception et de transmission optoélectroniques. Cependant, la plupart de ces articles traitent de circuits réalisés avec des technologies à l'arséniure de gallium afin d'obtenir les plus hautes performances possibles. Par exemple, une liste importante d'articles traitant des modulateurs pour phototransmetteurs est fournie par Fortin (1997 [15]). Certains travaux ont cependant porté sur l'intégration en *CMOS* de circuits de réception. Une des premières analyses sur un circuit simple est fournie par Huang et Kostuk (1989, 1992 [21, 22]). Une approche par miroir de courant est présentée par Gadiri (1995 [16]). Ces circuits simples prévus pour des applications numériques n'ont pas de circuit permettant d'ajuster le niveau de comparaison. Leur performance sera donc très dépendante des variations du procédé de fabrication. Leur utilisation en mode discontinu («*burst mode*»), où une salve de données est envoyée après un long temps d'attente, pose plusieurs problèmes de temps de stabilisation. Leur non-linéarité les empêche d'être utilisés pour des applications analogiques. Des circuits de préamplification plus efficaces ont été proposés par quelques équipes. Pietruszynski et al. (1988 [49]) ont proposé un circuit intéressant basé sur un amplificateur à trans-impédance. Ils fournissent une solide analyse théorique pour la

conception de leur amplificateur. Leur système complet offre une performance de 50Mb/s avec une technologie de  $1.75\mu\text{m}$ . Leur grande plage dynamique de 60dB explique en partie l'aire importante ( $16\text{mm}^2$ ) occupée, car ils ont besoin de plusieurs étages de gain. Ce circuit ne peut répondre en mode discontinu, mais la compensation automatique de gain (CAG) permet de récupérer les basses fréquences. L'équipe de Ingels, Steyaert et al. (1992, 1993, 1994 [55, 51, 24]) a utilisé des circuits de réception semblables sans CAG. La polarisation de leur circuit de réception pose aussi un problème, mais la fréquence d'opération atteint environ 150Mb/s (procédé de  $0.8\mu\text{m}$ ). L'équipe de Lee et Brooke (1995, [33, 32]) a quant à elle utilisé un amplificateur par mode courant pour réaliser une performance similaire.

L'équipe de Krishnamoorthy et Woodward (1995, 1996 [63, 30]) a rapporté deux travaux intéressants. Tout d'abord un récepteur intégré à une seule fibre atteignant 622Mb/s. Ce petit circuit ( $30\mu\text{m} \times 35\mu\text{m}$ ) doit cependant être alimenté par une source de lumière adaptée à la vitesse de transmission. Un récepteur intégré fait pour des transmissions différentielles comble une part de ces lacunes avec des performances environ deux fois meilleures. Cependant, la puissance entre les modulateurs ne doit pas être différente de plus de 3dB.

L'équipe de Nakamura (1994, 1995 [42, 43]) propose quant à elle une solution élégante au problème de la génération du seuil. Leur approche est basée sur une technique de compensation vers l'avant («*Feed-Forward*»), qui leur permet à la fois de régler le problème des décalages de niveaux dues aux variations de température et de procédé, ainsi que d'obtenir une gamme dynamique et une sensibilité impressionnantes. Leur circuit peut surtout supporter des salves de signal discontinues. Cependant, leur système est basé sur des étages différentiels et sa vitesse est assez basse (29Mb/s), en plus d'être assez volumineux (environ  $4\text{mm}^2$ ).

Lim et al. (1993, [35]) proposent l'utilisation d'un photorécepteur intégré fabriqué avec un procédé *BiCMOS* (bipolaire et *CMOS*). Leur préamplificateur utilise un étage de gain de courant et un étage différentiel pour amplifier le signal. La sortie est différentielle et ne

semble être qu'une partie d'un système global. Il n'y a pas de possibilité d'ajuster le gain ni le décalage. Leur système était prévu pour une longueur d'onde de 850nm et la responsivité obtenue était faible, de l'ordre de 0.07A/W.

À titre de comparaison, un circuit réalisé avec une technologie bipolaire (Ota et Swartz, 1990 et 1993 [57, 46, 58]) obtient des résultats comparables à ceux décrits précédemment. Il faut noter que leur stratégie de compensation de salves initiale demandait des ajustements externes. Les performances environ 3 fois plus faibles de leur version de 1993 semblent être le prix à payer pour rendre le système complètement automatique.

Le tableau 4.1 résume certaines caractéristiques des articles précédemment cités. La trans-impédance indiquée est celle du préamplificateur.

Certains auteurs (Gray et Hu, 1993 [20]; Banu et Dunlop, 1993 [3]; Chen et Waldron, 1993 [9]; Ewan et al., 1995 [14]) ont conçu des circuits spécialisés en *CMOS* pour traiter un signal de transmission régénéré par un circuit d'amplification. L'exemple de Gray et Hu a été inclus à la fin du tableau car il contient en plus des circuits de *CAG* et il pourrait être un complément intéressant au circuit de Lim décrit plus haut.

Tableau 4.1: Sommaire des circuits de réception existants

Équipe	Procédé	$F_{max}$ (Mb/s)	Sensibilité/ Trans- impédance	Gamme Dyna- mique	Mode Discon- tinu	CAG	Photo- récepteur intégré
Pietruszynski	1,75 $\mu$ m	50	-43dBm	60dB	N	O	N
Steyaert	0,8 $\mu$ m	150	-40dBm	-	N	N	N
Lee	1,2 $\mu$ m	125	12k $\Omega$	-	N	N	N
Krishnamoorthy	0,8 $\mu$ m	550	-19,4dBm	-	N	N	hybride
Woodward	0,8 $\mu$ m	1000	-21,5dBm/ canal <sup>a</sup>	>20dB <sup>a</sup>	N	N	hybride
Nakamura	0,8 $\mu$ m	29	-42dBm/ 150dB $\Omega$	25dB	O	Inutile	N
Lim	0,45 $\mu$ m	531	-14,8dBm/ 3k $\Omega$	20dB	-	N	O
Swartz	Bipolaire	500	-29,5dBm <sup>b</sup>	26dB <sup>b</sup>	O	N	N
Hu	1,2 $\mu$ m	480	18mV	40dB	N	O	N

a. À 622Mb/s

b. À 200Mb/s

Nous remarquons que l'analyse et la comparaison des différents circuits publiés n'est pas simple. Aucun n'a intégré toutes les fonctions nécessaires à l'utilisation sans ajustement requise pour l'intégration à grande échelle de ces circuits. La plupart requièrent d'ailleurs l'utilisation de récepteurs externes ou collés sur le substrat, ce qui complique la fabrication et risque d'augmenter les coûts.

### 4.3 Objectifs de conception

Afin de produire un circuit viable, plusieurs objectifs doivent être rencontrés. Tout d'abord, la taille et la consommation de puissance doivent être réduits. Cela permet l'implantation avec d'autres éléments. L'immunité aux bruits d'alimentation doit être la plus grande possible, de façon à ce que le reste de la puce puisse fonctionner sans crainte de corrompre les signaux. La vitesse d'opération du circuit doit être la plus élevée possible, sans quoi les communications par voie électriques posent beaucoup moins de problèmes de fabrication et de facilité d'utilisation. La sensibilité du circuit est importante dans le cas où des fibres optiques de plastique à forte atténuation sont utilisés. De plus, cela permet de diminuer la puissance transmise. L'automatisation complète des compensations doit être assurée pour les circuits numériques.

L'utilisation de fibres à coeur de plastique impose un diamètre important pour le photorécepteur. Hewlett-Packard (Hanson, 1992 [18]) utilise une photodiode de 0.45mm de diamètre. Bien que réalisable, une telle structure occuperait une taille très grande sur le circuit. Nous allons donc nous pencher sur l'étude des performances d'un circuit avec une photodiode d'un diamètre de 62.5 $\mu$ m, plus familier pour les fibres à coeur de verre.

L'immunité aux perturbations de l'alimentation est un facteur très important pour la réalisation de circuits parallèles intégrés, afin d'assurer l'intégrité des signaux. Baumgartner et al. (1997 [4]) ainsi que Hayes et al. (1995 [19]) ont étudiés ces effets. L'équipe de Baumgartner a en effet utilisé une zone d'isolation de plusieurs centaines de microns pour éviter le couplage entre l'émetteur et le récepteur.

Afin de réaliser des circuits analogiques requis pour certaines tâches, la linéarité du gain doit être la meilleure possible de façon à ne pas introduire trop de distorsion.

#### **4.4 Types de circuits étudiés**

Plusieurs types d'architectures peuvent être utilisées pour réaliser de tels circuits. Nous allons tout d'abord regarder les transmissions numériques. Puisque le photorécepteur génère un courant, des techniques d'amplification par mode courant seront étudiées. Afin d'augmenter la réjection du bruit d'alimentation, des structures différentielles seront abordées. Nous allons ensuite comparer ces réalisations avec des circuits plus conventionnels d'amplificateurs à trans-impédance.

Les caractéristiques importantes pour les transmissions analogiques seront aussi étudiées pour les amplificateurs des circuits précédents.

#### **4.5 Étude des récepteurs simples**

Puisqu'un des buts de cette recherche est de réaliser des récepteurs les plus simples possibles pour en favoriser une utilisation à grande échelle, nous allons tout d'abord étudier le comportement de structures de base pour la préamplification. Cela nous permettra de déterminer les limites de ces structures.

##### **4.5.1 Description des circuits étudiés**

Six types de circuits de réception ont été étudiés. La figure 4.1 présente ces circuits. La charge active (figure 4.1.a) est la plus simple. La structure par miroirs de courant (figure 4.1.b), déjà étudiée par Gadiri (1995, [16]) pour les circuits logiques, ne peut être utilisée que dans ce cas. Il a déjà été démontré que cette architecture peut donner de meilleurs résultats qu'une simple charge active dans le cas d'une transmission logique. Comme avec toutes les structures à miroir de courant, le point d'opération de tension doit être fixé par des composants externes pour les transmissions analogiques. À cette fin,

l'ajout d'un amplificateur à trans-impédance a été étudié (figure 4.1.c). Des sources «cascode» présentent aussi une amélioration de la stabilité (figure 4.1.d).

Le circuit de la figure 4.1.e présente le branchement d'un amplificateur à trans-impédance directement sur la photodiode. L'amplificateur se stabilise à environ la moitié de la tension d'alimentation.

Finalement, le circuit de la figure 4.1.f montre un récepteur différentiel par miroirs de courant. Ce circuit est utilisé avec deux amplificateurs à trans-impédance (comme en c), suivis d'un comparateur différentiel pour les applications logiques. Un deuxième circuit non illuminé peut être branché tête-bêche (OUTP sur OUTM et vice-versa) pour annuler les différences de courants de polarisation.



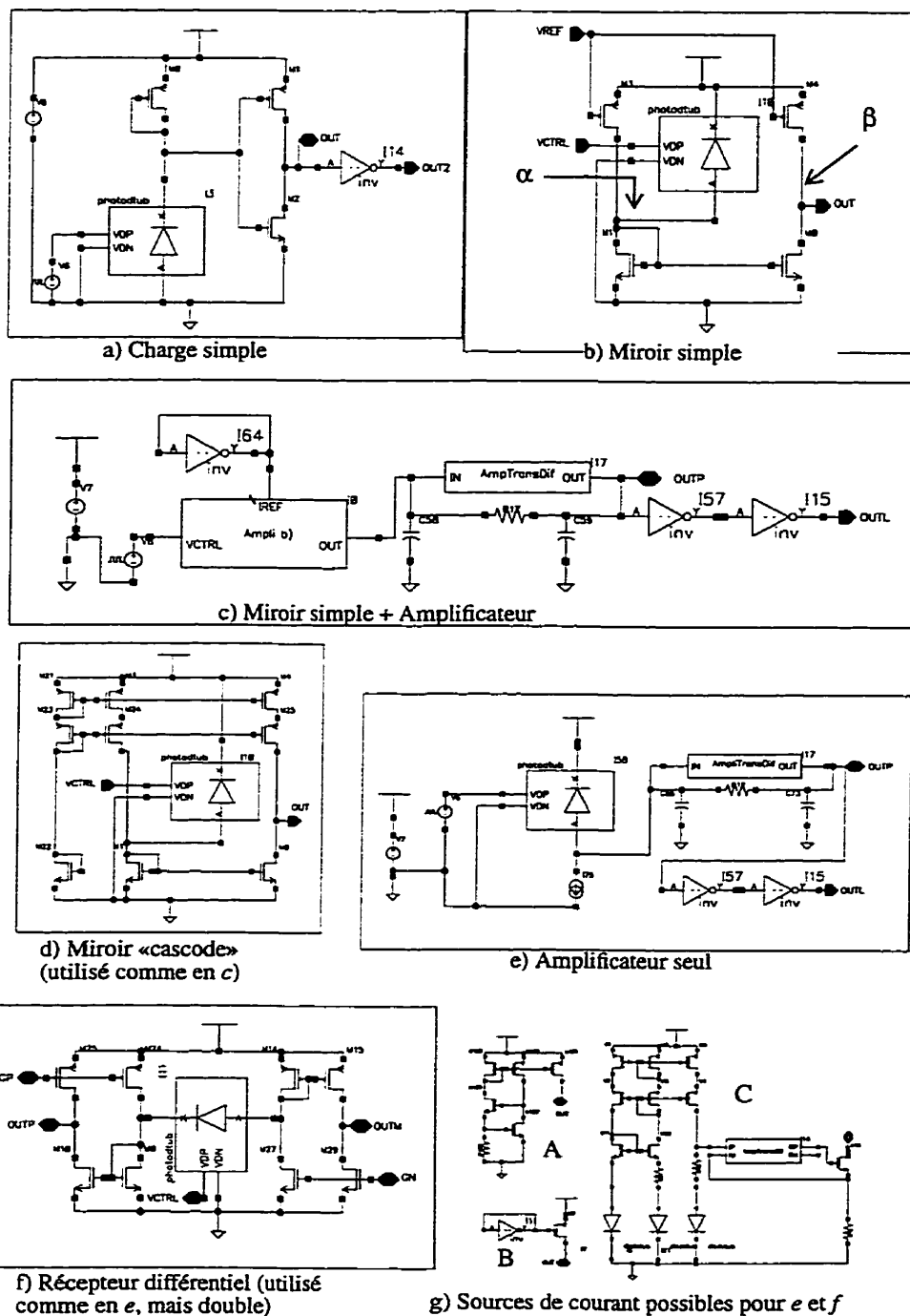


Figure 4.1: Schémas des circuits de réception étudiés

#### 4.5.2 Analyse des miroirs de courant

Afin d'obtenir des paramètres optimaux pour les circuits à miroirs de courant, nous avons développé un modèle approximatif «faible signal» du circuit de miroir de courant, présenté à la figure 4.2. La capacité  $C_T$  est formée surtout des capacités de grille des transistors  $P$ , de la source de courant ainsi que des capacités drain-substrat. Les capacités de chevauchement drain-grille et grille-source ont été négligées, ainsi que les résistances de contact et de diffusion des transistors. La résistance  $R_T$  est l'inverse de la trans-conductance du transistor. Nous supposons que la source de courant est formée en court-circuitant le drain et la grille du transistor  $P$ . Une opération à basse fréquence permettrait d'y inclure un amplificateur. Les valeurs de  $R_D$  et  $C_D$  sont la résistance série et la capacité de la photodiode. La résistance parallèle à  $C_D$  du modèle de Melchior (1970, [38]) a été négligée pour cette analyse.

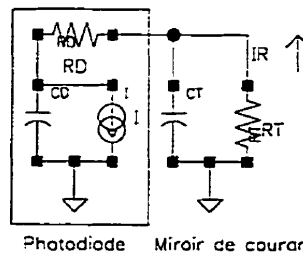


Figure 4.2: Modèle faible signal de la photodiode

Nous obtenons alors la fonction de transfert suivante:

$$\frac{I_R(s)}{I(s)} = \frac{1}{s^2 C_T R_T C_D R_D + s(C_D R_T + C_T R_T + C_D R_D) + 1} \quad (4.1)$$

En associant les paramètres à l'équation caractéristique d'ordre deux ( $\omega_N$ , la pulsation naturelle, et  $\delta$ , le facteur d'amortissement), nous obtenons:

$$\omega_N = \frac{1}{\sqrt{C_T R_T C_D R_D}} \quad (4.2)$$

$$\delta = \frac{(C_D R_T + C_T R_T + C_D R_D) \omega_N}{2} \quad (4.3)$$

Pour relier ces paramètres aux dimensions des transistors, définissons les constantes suivantes:

$$C_T = WC_L \quad C_L \approx 2LC_{OX} + C_J L_D + 2C_{JSW} \quad (4.4)$$

$$R_T = \frac{k_R}{W} \quad k_R = \frac{L}{\mu C_{OX} (|V_{GS} - V_T|)} \quad (4.5)$$

Où:

$W, L$  = Largeur, longueur du transistor de source de courant

$L_D$  = Longueur de l'implantation du drain (aire du drain =  $W \cdot L_D$ );  $W \gg L_D$

$\mu$  = Mobilité des porteurs de la source de courant

$C_{OX}$  = Capacité de grille par unité de surface ( $\epsilon_{OX}/T_{OX}$ )

$C_J$  = Capacité de drain par unité de surface

$C_{JSW}$  = Capacité de drain latérale (par unité de longueur)

Si nous remplaçons  $R_T$  et  $C_T$  par les expressions précédentes, nous obtenons:

$$\omega_N = \frac{1}{\sqrt{C_L k_R C_D R_D}} \quad (4.6)$$

$$\delta = \frac{\left( \frac{k_R C_D}{W} + k_R C_L + C_D R_D \right) \omega_N}{2} \quad (4.7)$$

Nous savons que la fréquence (de pulsation  $\omega_X$ ) où les asymptotes à haute fréquence et à basse fréquence se rencontrent sera (si  $\delta < 1$ ):

$$\omega_X = \omega_N \left( \delta - \sqrt{\delta^2 - 1} \right) \quad (4.8)$$

De plus, nous pouvons démontrer que la valeur de résistance qui rendrait le facteur d'amortissement  $\delta$  égal ou inférieur à 1 (système sous-amorti) impliquerait une résistance  $R_T$  imaginaire, ce qui est donc impossible.

Sous les approximations précédentes, nous remarquons que:

- $\omega_N$  reste constant et ne dépend que des caractéristiques de la diode, du type de transistor et de la technologie utilisée.
- Il y aura deux pôles réels, car  $\delta > 1$ .
- Nous avons avantage à minimiser  $\delta$  afin d'obtenir une réponse la plus rapide possible. Le pôle dominant produit alors une fréquence de coupure  $\omega_x/2\pi$ . Ceci ne peut être atteint qu'en augmentant  $W$ ;  $\delta_{min}$  est atteint si  $W \rightarrow \infty$ .

L'augmentation de la largeur  $W$  pour améliorer la vitesse du circuit implique cependant une augmentation du bruit thermique généré par le circuit de réception. Le compromis fondamental entre le bruit et la bande passante surgit alors. En effet, la variance de l'amplitude du courant de bruit thermique équivalent à l'entrée du circuit augmente proportionnellement à l'inverse de la racine de la résistance de charge du photodétecteur. Puisque nous diminuons cette résistance (en augmentant  $W$ ), nous augmentons aussi le bruit.

Pour le système différentiel, la valeur de la capacité due aux transistors sera multipliée par un facteur variant entre 1 et 2, dépendant des tailles relatives des transistors  $N$  et  $P$ . La résistance  $R_T$  sera aussi plus élevée. Cependant, la trans-conductance des transistors  $N$  étant typiquement trois fois plus grande que celle des transistors  $P$ ,  $R_T$  devrait augmenter au plus par un facteur 1.33 si les dimensions de  $N$  et  $P$  sont égales. Le meilleur compromis serait d'avoir  $W_N = 0,58 W_P$ , ce qui correspond à minimiser le produit  $R_T C_T$ . Les tensions grille-source ( $V_{GS}$ ) des miroirs pourront être plus élevées, si la diode est placée dans le sens indiqué auparavant.

L'amplificateur à trans-impédance devra avoir un grand gain et une marge de phase suffisantes pour un gain unitaire. Nous avons utilisé un gros inverseur à cette fin.

Dans les schémas, les inverseurs utilisés comme référence de tension ne sont pas nécessairement centrés sur  $V_{dd}/2$ .

Finalement, le bruit des structures par miroir de courant va nécessairement être plus important que celui des amplificateurs normaux car le courant qui polarise ces miroirs de courant rajoute du bruit directement sur la photodiode.

### 4.5.3 Résultats

#### 4.5.3.1 Performances analogiques

Nous avons optimisé les performances de chaque récepteur pour la technologie *CMOS* 1.2 $\mu\text{m}$ , double polysilicium, double métal avec écran à lumière (métal 3), pour un photocourant variant entre 0 et 100 $\mu\text{A}$ . Nous avons fait cela à l'aide de simulations avec *HSpice* en utilisant les modèles définis au chapitre 2. Des analyses transitoires et fréquentielles (*AC*) ont été réalisées.

L'optimisation visait à obtenir la plus grande bande passante ainsi que le plus de gain possible. La consommation de puissance n'était pas le point le plus important. Les circuits ont une source de courant centrant la réponse à 2.5V dans le cas nominal à 25°C, pour un photocourant de 50 $\mu\text{A}$ . Cette source est soit extérieure au circuit (*e, f*), soit réalisée en variant les tailles relatives des miroirs de courant (*b, c, d*). La réjection des alimentations est mesurée en mettant une source sinusoïdale sur l'alimentation et en regardant la tension variationnelle à la sortie (la tension soustraite de sa valeur constante). Les différentes architectures ont été simulées avec les modèles lents et rapides. Les variations de températures ont été extrêmes: de +110°C à -55°C. Les circuits *a* et *b* ont été optimisés pour un fonctionnement logique puisqu'ils ne sont pas linéaires et que nous ne pouvons pas leur appliquer l'analyse précédente.

Le tableau 4.2 résume les performances obtenues pour les circuits. La bande passante varie beaucoup selon les cas technologiques, typiquement d'un facteur 1.5 ou 0.75. Il est difficile d'en évaluer précisément la valeur car plusieurs circuits n'étaient plus dans leur zone d'opération linéaire dans ces cas. Les tolérances à la température et aux cas technologiques sont calculées en mesurant la variation de la tension de sortie analogique (OUP ou différence de tension pour le circuit *f*) pour un photocourant de 50 $\mu$ A. Plus la valeur est faible, mieux le circuit se comporte. Cette caractéristique sera reprise dans les applications logiques.

Nous remarquons que les circuits *c*, *d* et *e* ont approximativement les mêmes performances au plan du produit gain\*bande passante. Cependant, chacun a son avantage. En effet, le circuit *d* (par miroirs «cascode») offre une meilleure stabilité en température que les autres. Par contre, il varie le plus selon les cas technologiques. Le circuit *e*, quant à lui, a une meilleure linéarité, est plus rapide et consomme moins. Il faut être prudent cependant, car la linéarité peut être meilleure que celle de la diode, ce qui ne procurerait plus d'avantage notable sur ce point. Le circuit *c* a une meilleure bande passante que le circuit *d* mais est plus sensible aux variations de température. Si nous pouvons envisager d'ajuster les circuits au départ, la sensibilité à la température pourrait être plus importante que la sensibilité aux variations technologiques. Cette caractéristique dépend de la source de courant pour les circuits *e* et *f*. Nous pouvons aussi améliorer les caractéristiques du circuit *d* en balançant ses transistors et en utilisant une source de courant externe. Les circuits *c*, *d* et *f* permettent par ailleurs l'interface en mode courant avec gain de courant.

Le circuit différentiel *f* a l'avantage de rejeter le plus les bruits d'alimentation. Cependant, son gain et sa fréquence de coupure sont faibles, car beaucoup de courant est consommé par le circuit «image». En effet, pour avoir un gain de courant appréciable, nous devons utiliser de grands transistors. L'impédance de sortie de ceux-ci devient vite assez faible par rapport à celle des amplificateurs, ce qui diminue leur courant. Si nous voulons diminuer la taille de ces transistors, nous devons augmenter la valeur de la résistance des amplificateurs, ce qui n'améliore pas la bande passante pour le même gain.

Tableau 4.2: Performances des récepteurs sans source externe

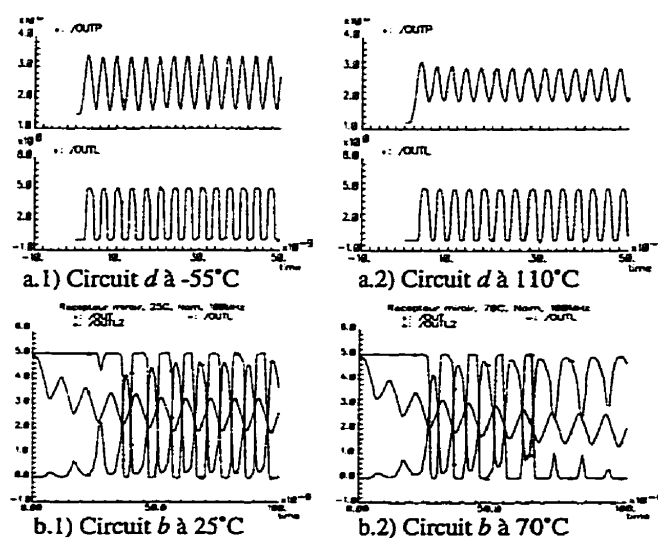
Circuit	Rejet d'alimentation (dB)	Gain de courant @ $f_c(I_{out})$ (MHz)	Trans-impédance (Ohms) @ $f_c(V_{out})$	Linéarité (dB)	Stabilité en température (Nom) ( $\Delta$ VDC)	Tolérance au procédé ( $\Delta$ VDC)	Puissance statique (mW)
<i>a</i>	-9.9	-	682K @ 20.6MHz	-	3.68	4.35	1.4
<i>b</i>	-13.3	-	292K @ 17.2MHz	-	3.35	3.92	1.2
<i>c</i>	-8.63	3.6 @ 278MHz	20.26K @ 278MHz	-63	400m	1.03	51.6
<i>d</i>	+3.85	4.0 @ 222MHz	22.76K @ 222MHz	-60	15.5m	1.20	32
<i>e</i>	-1.33	-	22.73K @ 295MHz	-87	262m	1.18	6
<i>f</i>	-32	2.3 @ 240MHz	9.749K @ 222MHz	-69	34m	227m	174

Nous n'avons pas tenu compte ici de la plus faible responsivité de la structure de photorécepteur qui devra être utilisée avec le circuit *f*.

#### 4.5.3.2 Performances numériques

Lorsque les circuits précédents sont utilisés pour régénérer un signal logique, la stabilité en température et par rapport aux variations de procédé est particulièrement critique. En effet, le niveau de signal régénéré n'excède pas 2.3 Volts, alors que la valeur moyenne peut varier de 1.2V. Comme un inverseur (comparateur rapide) a un seuil qui varie d'environ 100mV de façon contraire à la variation de la valeur moyenne, l'emplacement de la comparaison peut changer de 1.3V sur 2.3V au total. Les niveaux de gigue sont alors inacceptables. En plus, le gain chute lorsque la valeur moyenne se déplace trop, car les transistors ne sont plus saturés. Cela fait que, dans certains cas, le circuit ne fonctionne plus du tout. Pour les circuits *e* et *f*, la source de courant fixe la variation relative. Le tableau 4.2 montre le cas d'une source simple de type B (figure 4.1.g). La source A ne procure que peu d'avantages et la source C pose des problèmes de point d'opération. Nous avons simulé les circuits avec des sources «cascode» dont le courant de référence est externe et de très bons résultats ont été obtenus pour les circuits *b*, *c* et *f*.

Le circuit *d* présente une bonne insensibilité à la température. En effet, la haute impédance des sources «cascade» empêche qu'une variation de tension induise une variation de courant. Une fois ajusté pour les variations du procédé, ce circuit présenterait donc une bonne immunité à la température de fonctionnement. La fréquence maximale d'opération pour une technologie donnée dépend donc, entre autres, du type de circuit, de la puissance optique minimale, de la gigue maximale admissible, de la taille du photorécepteur, de son efficacité quantique, de la plage de température d'opération, de la possibilité ou non d'ajuster le circuit (dynamiquement ou pas) et de la puissance minimale reçue. La figure 4.3 présente, par exemple, la réponse du circuit *d* à  $-55^{\circ}\text{C}$  et  $110^{\circ}\text{C}$ , pour le cas nominal. Nous remarquons une grande stabilité, à l'opposé du circuit *b* qui ne fonctionne plus pour une variation de  $45^{\circ}\text{C}$  avec une source de courant de type B à seulement 100MHz (figure 4.3.b) (Dans cette figure, la sortie OUTL correspond à celle d'un inverseur suivant la sortie OUT; OUTL2 correspond à la sortie d'un second inverseur branché sur OUTL). Cependant, le circuit *b* est stable en température et en cas technologiques si une source externe est utilisée. Chaque circuit pourra recevoir une fréquence maximale qui dépendra donc des conditions d'utilisation possibles, de la possibilité d'ajustement et du rendement permis.



**Figure 4.3: Réponses des circuits :**  
a) Circuit *d* à  $-55^{\circ}\text{C}$  et  $110^{\circ}\text{C}$  (nominal), à 294 MHz;  
b) Circuit *b* à  $25^{\circ}\text{C}$  et  $70^{\circ}\text{C}$  (nominal) avec source B, à 100MHz



### 4.5.3.3 Observations générales

Tous les circuits étudiés sont très sensibles aux variations du procédé et à la température dans le cas de la régénération d'un signal logique si aucun ajustement n'est permis. Certains circuits permettent cependant un ajustement initial et gardent une bonne stabilité en température. Il faudrait donc envisager soit des communications différentielles, soit de comparer le photocourant avec un étalon optique ou généré par une source de courant externe. Ces deux solutions peuvent amener des problèmes de diaphonie. Par contre, si un circuit de contre-réaction peut être utilisé, plusieurs configurations permettent un fonctionnement acceptable. Ces circuits d'ajustement automatique sont étudiés au paragraphe 4.6.

De tous les circuits étudiés, la détection par amplificateur à trans-impédance seul (circuit *e*) donne la meilleure bande passante tout en gardant des performances très intéressantes sur tous les autres plans pour le haut niveau de photocourant ( $100\mu\text{A}$ ) utilisé ici. Cependant, l'idée d'amplification différentielle (circuit *f*) est intéressante pour rejeter les bruits d'alimentation. Cela peut être un grand avantage lorsque le détecteur est intégré dans un circuit bruyant. Par contre, la responsivité d'une photodiode différentielle est de deux à quatre fois plus faible que celle d'une photodiode référencée au substrat. Par contre, la double utilisation du courant dans le circuit différentiel diminue l'écart. L'utilisation de deux amplificateurs à trans-impédance pourrait être un compromis intéressant à envisager. La comparaison devra se faire en tension plutôt qu'en courant, ce qui peut diminuer la bande passante à ce niveau. Nous reparlerons des performances de tels circuits au paragraphe 4.6.3 et verrons aussi l'avantage de l'utilisation des amplificateurs en mode courant lorsque les photocourants sont faibles.

## 4.6 Circuits d'ajustement automatiques de seuil

Plusieurs types de circuits peuvent être utilisés pour ajuster automatiquement le seuil de comparaison des circuits de réception logiques.

#### 4.6.1 Ajustement par niveau moyen

Si nous forçons les transmetteurs à émettre une puissance moyenne constante (par un protocole spécial), nous pouvons utiliser des circuits de contre-réaction pour ajuster dynamiquement le seuil. Cette expérience a été tentée avec succès avec tous les circuits sauf *a* (par exemple, voir la figure 4.4). Cependant, moins le système est sensible aux variations de ses paramètres, moins le circuit de compensation devra avoir une grande plage dynamique, ce qui permettra de réduire le temps d'ajustement et d'imposer moins de contraintes sur la transmission. Les circuits *a* et *b* ne se centrent pas dès la première transition autour de leur point d'équilibre quand leur faible bande passante est excédée. Ceci fait que la première impulsion d'une séquence a plus de gigue que les autres, ou n'apparaît pas (figure 4.3.b). Cela est vrai même si le circuit *b* est alimenté par une source de courant externe.

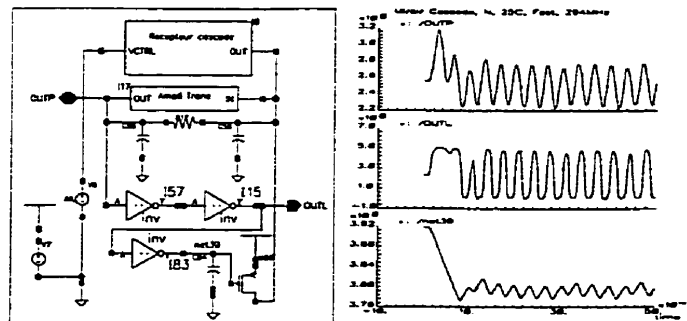


Figure 4.4: Ajustement dynamique du seuil: récepteur par miroirs cascade, cas rapide, en contre-réaction

#### 4.6.2 Ajustement par détection de crête

L'ajustement automatique des seuils peut se faire grâce à des circuits détectant les valeurs minimales et maximales des signaux reçus. Ces circuits ont l'avantage de minimiser la gigue sur les données en fournissant un niveau de comparaison bien centré. La vitesse de ces circuits est critique pour permettre un fonctionnement acceptable en mode discontinu.

Plusieurs approches permettent de réaliser ces circuits. Les circuits présentés dans la littérature utilisent habituellement une détection des tensions crêtes générées après l'amplificateur à trans-impédance.

Avec des circuits de réception en mode courant, nous pouvons aussi utiliser des structures de détection des courants maximal et minimal. Deux circuits basés sur ce principe de fonctionnement ont été simulés et fabriqués. Le schéma du récepteur simple est présenté à la figure 4.5.

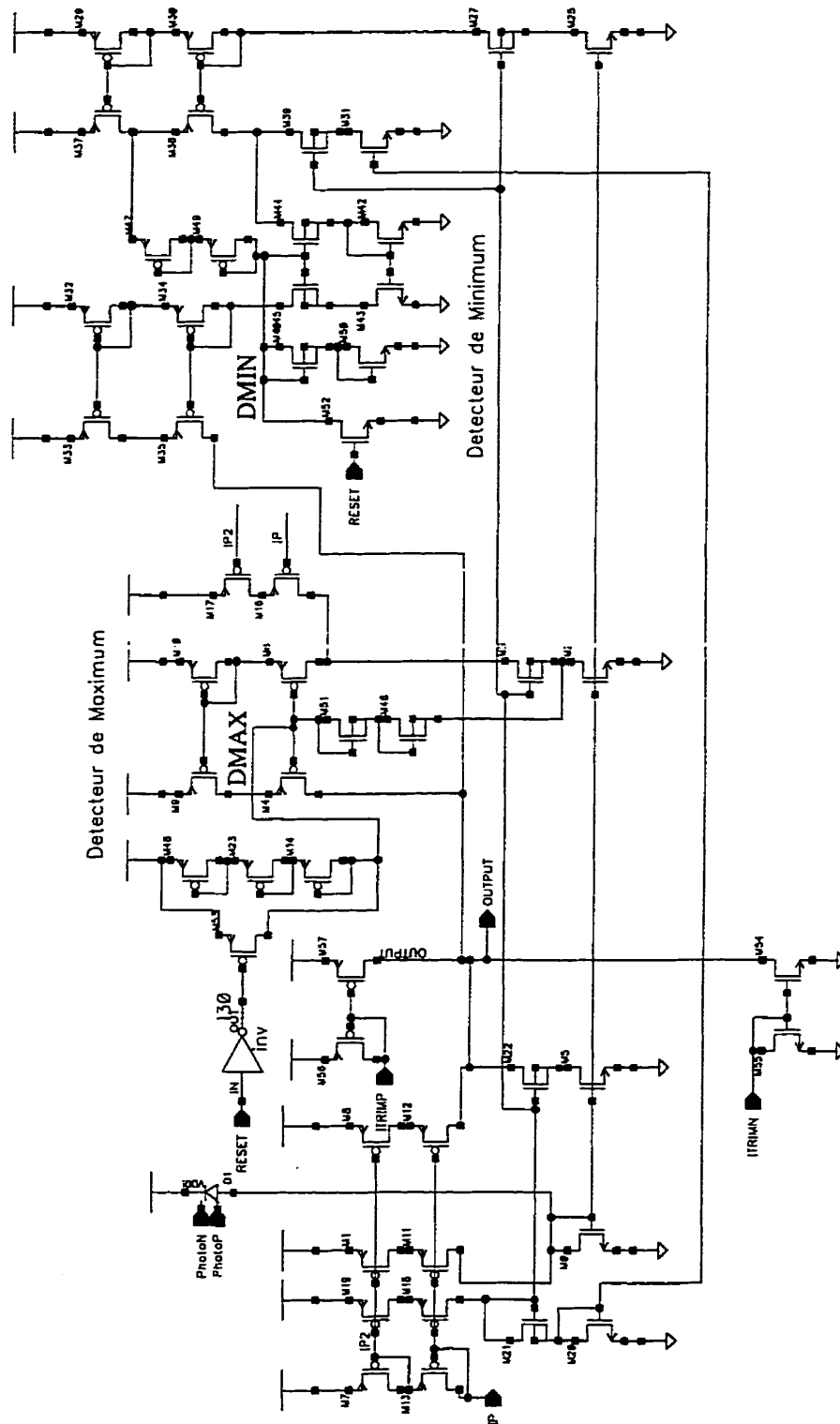


Figure 4.5: Récepteur par mode courant avec détecteurs de crête

Ce circuit fonctionne comme ceux étudiés précédemment pour la réception, sauf que des transistors en cascode ont été utilisés pour les miroirs de courant. Puisqu'il a été réalisé avec une technologie possédant un très bas  $V_T$ , il peut, malgré les sources cascode, être utilisé à 3,3V.

Les détecteurs de crête répliquent le photocourant (par M43, M2 et M37, M38 via le miroir M27, M25 et M29, M30). Ce courant est envoyé vers un autre miroir de courant (M6, M10 avec M4, M9 ainsi que M45, M43 avec M44, M42) à travers les transistors  $N$  (M46 et M51) ainsi que les transistors  $P$  (M47 et M49). Ces quatre derniers agissent comme éléments non-linéaires qui, grâce au gain de tension des miroirs de courant, ne chargent les noeuds DMAX et DMIN que lorsqu'un courant maximal ou minimal est rencontré. La rétroaction pour stabiliser ce courant maximal s'effectue par les transistors M6 et M44. Les sources de courant  $P$  M4, M9 et M33, M35 répliquent vers la sortie la moitié du courant crête gardé sur les transistors M10, M6 et M43, M45. Cela fait que le courant de polarisation de sortie reste centré entre le courant maximal et le courant minimal. Le courant de sortie est donc nul lorsque le photocourant est entre le maximum et le minimum. La capacité des grilles des sources de courant (M6, M4 et M44, M45) est utilisée pour garder les valeurs crêtes des tensions reproduisant les courants crêtes observés. Ces capacités pourraient être augmentées pour diminuer le temps de décharge; par contre, le temps de charge sera aussi augmenté. Un circuit de précharge des détecteurs de pics a aussi été inclu.

Puisque le courant de polarisation est ajusté à la sortie sans rétroaction, il s'agit d'une stratégie de «rétroaction vers l'avant» comme celle utilisée par Nakamura et al., mais en mode courant plutôt que tension. Le gain de tension des miroirs de courant est utilisé pour régler rapidement le courant de polarisation.

Nous avons fait suivre cet étage d'un amplificateur à trans-impédance, tel qu'illustré à la figure 4.6. Cet amplificateur est constitué simplement d'un inverseur *CMOS*. Il pourrait être intéressant de lui adjoindre des sources de courant pour en limiter la consommation. Il est suivi par 3 autres étages identiques qui fournissent un maximum de gain. Seules les

variations locales de paramètres vont changer les points de transition. Ce circuit de test contient aussi deux sources de courant que nous pouvons contrôler de l'extérieur (AJUST\_I\_N et AJUST\_I\_P). Cela nous assurera de pouvoir le faire fonctionner et d'évaluer l'impact des variations locales des points de transition.

La barre sous la résistance  $R3$  indique que les capacités parasites sont déjà incluses dans son modèle.

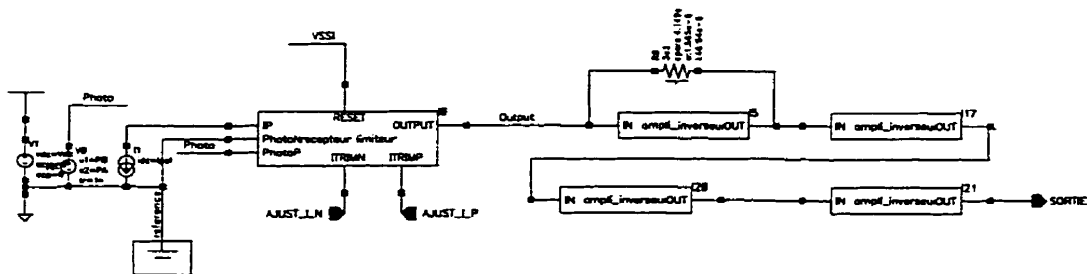


Figure 4.6: Récepteur non différentiel complet

Afin de bénéficier pleinement de l'avantage des circuits en mode courant, nous devons les utiliser de façon différentielle. Les schémas illustrés aux figures 4.7 et 4.8 permettent cette utilisation.

Le principe de fonctionnement est le même que pour le circuit non-différentiel sauf que les transistors  $P$  de polarisation sont maintenant contrôlés par le circuit de la figure 4.8.

L'utilisation de miroirs de courant en cascade nous permet aussi de n'utiliser que des transistors  $N$ , plus rapides.

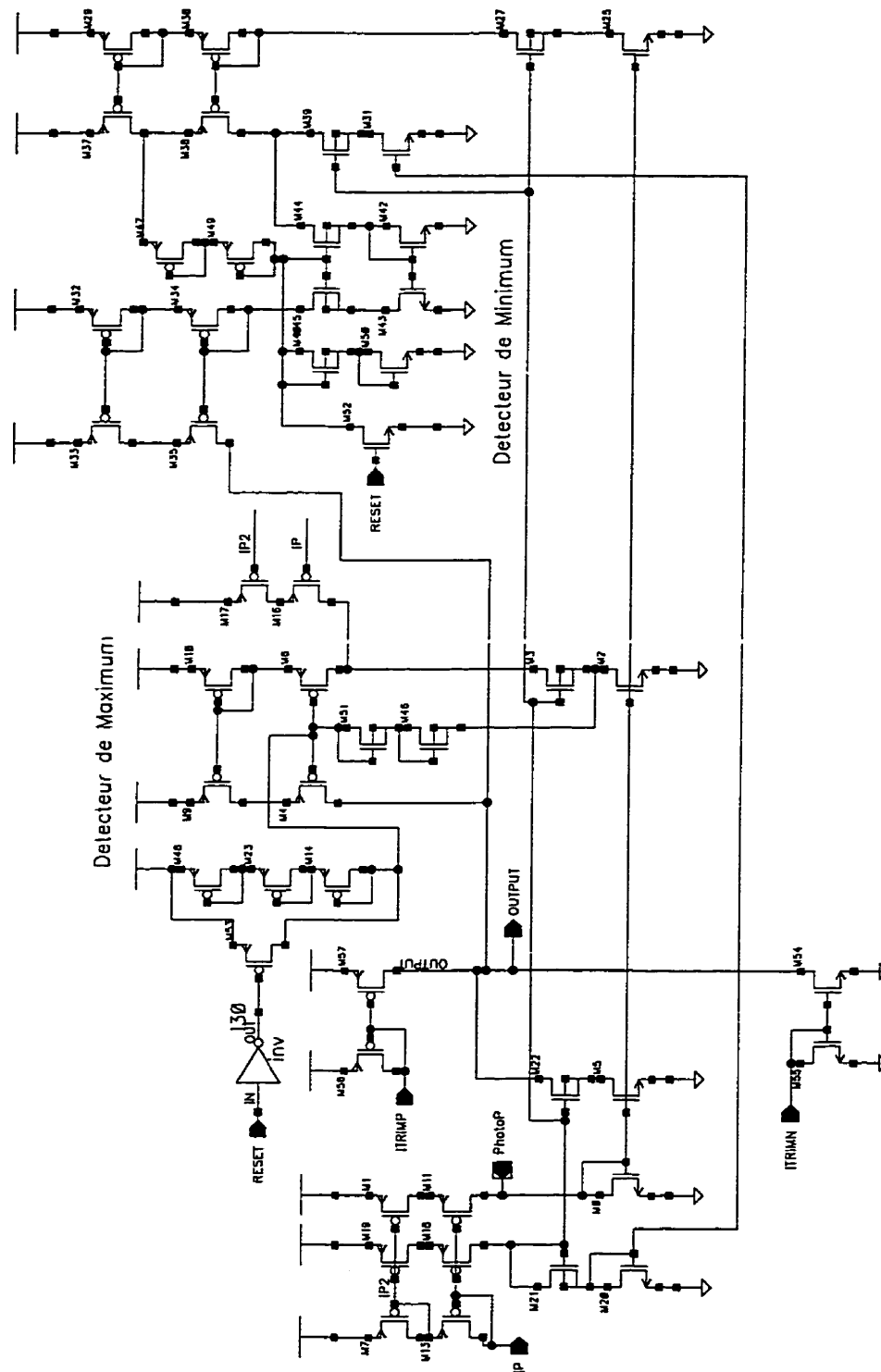


Figure 4.7: Schéma de l'amplificateur/détecteur de crête différentiel

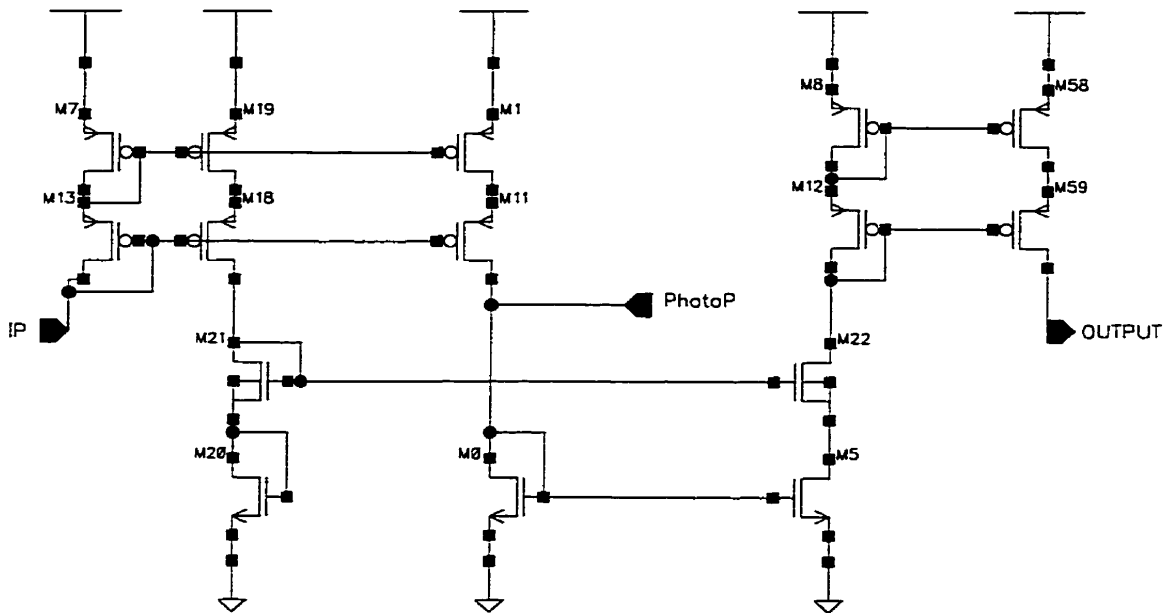


Figure 4.8: Schéma du complément du récepteur

Les schémas des figures 4.7 et 4.8 sont utilisés avec le même type d'étage de sortie qu'auparavant.

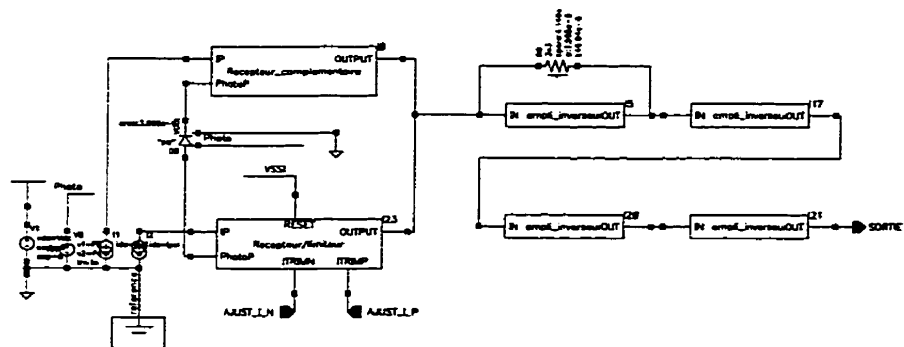


Figure 4.9: Récepteur différentiel par mode courant avec détecteur de crête

Le circuit de la figure 4.9 est un circuit différentiel semblable au circuit *f* présenté à la figure 4.1. Cependant, seuls les transistors de type *N* ont été utilisés comme charge, ce qui améliore les performances.

#### 4.6.3 Performances des circuits en mode courant

Les performances de ces circuits sont plus faibles que celles des précédentes, car la technologie est optimisée pour la tension d'alimentation (1.2V) et qu'elle est de 1.5 $\mu$ m.



Les circuits ont aussi été simulés avec une puissance variant entre  $14.6\text{kW/m}^2$  et  $7.3\text{kW/m}^2$ , ce qui génère des photocourants de  $7.5\mu\text{A}$  et  $3.75\mu\text{A}$  pour la photodiode des circuits différentiels. Les photocourants des circuits non-différentiels sont environ quatre fois plus grands. La puissance optique maximale est de  $45\mu\text{W}$ . Les résultats pour la technologie précédente ont été obtenus pour un photocourant de  $100\mu\text{A}$ . Deux puissances ont été utilisées pour bien illustrer l'action des détecteurs de maximum et de minimum.

Le temps de charge des détecteurs de crête est illustré à la figure 4.10.

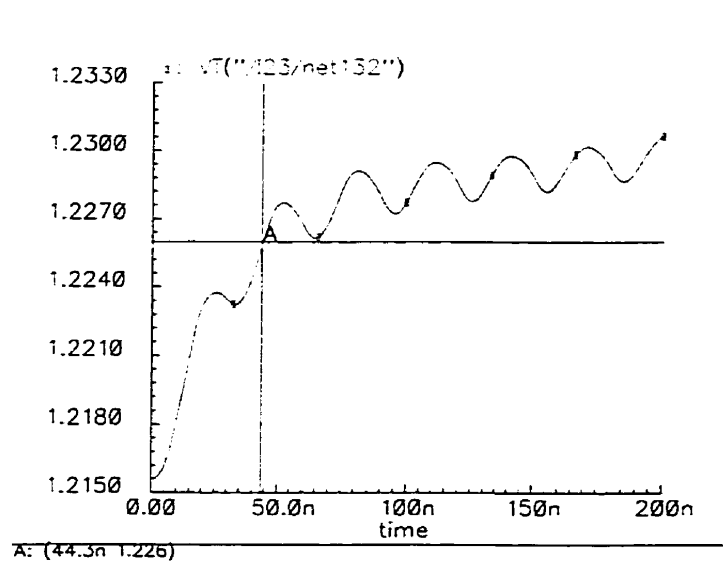
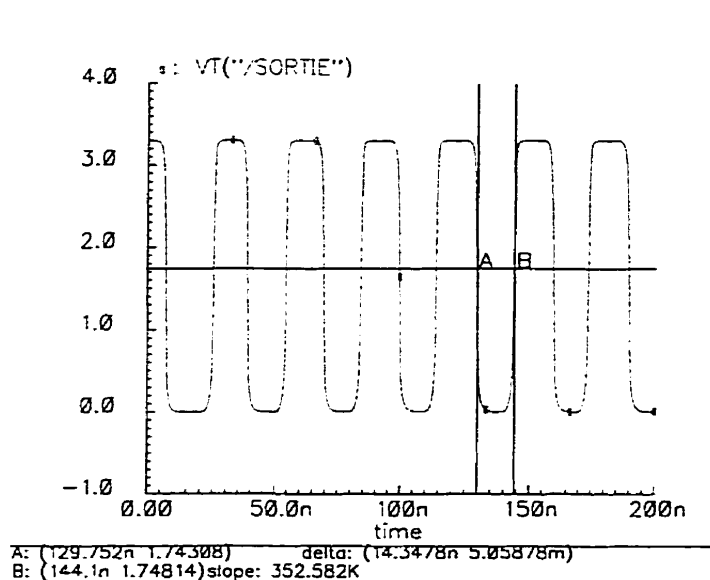


Figure 4.10: Charge d'un détecteur de crête

La sortie du système (figure 4.11) indique bien que la gigue de phase a été minimisée.



**Figure 4.11: Tension de sortie, système différentiel**

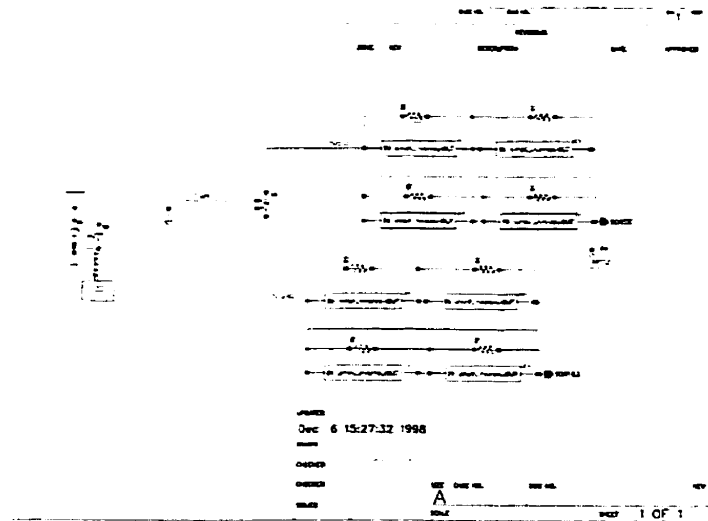
La fréquence de coupure du circuit différentiel est d'environ 30MHz. Des séquences logiques jusqu'à environ 100Mbits/s peuvent être régénérées. Le détecteur de crête fonctionne jusqu'à un minimum de 1MHz environ. Le temps de charge de ce circuit prend environ 100ns, ce qui indique un ratio de 10:1 entre la période d'opération minimale et le temps de charge.

La transconductance de ce circuit est d'environ  $8M\Omega$

La réalisation d'amplificateurs opérationnels différentiels avec cette technologie nous impose une limite d'environ 2 à 10MHz de fréquence de coupure pour garantir la stabilité en boucle fermée. Cela nous indique donc que la fréquence d'opération obtenue avec la méthode de courant est intéressante.

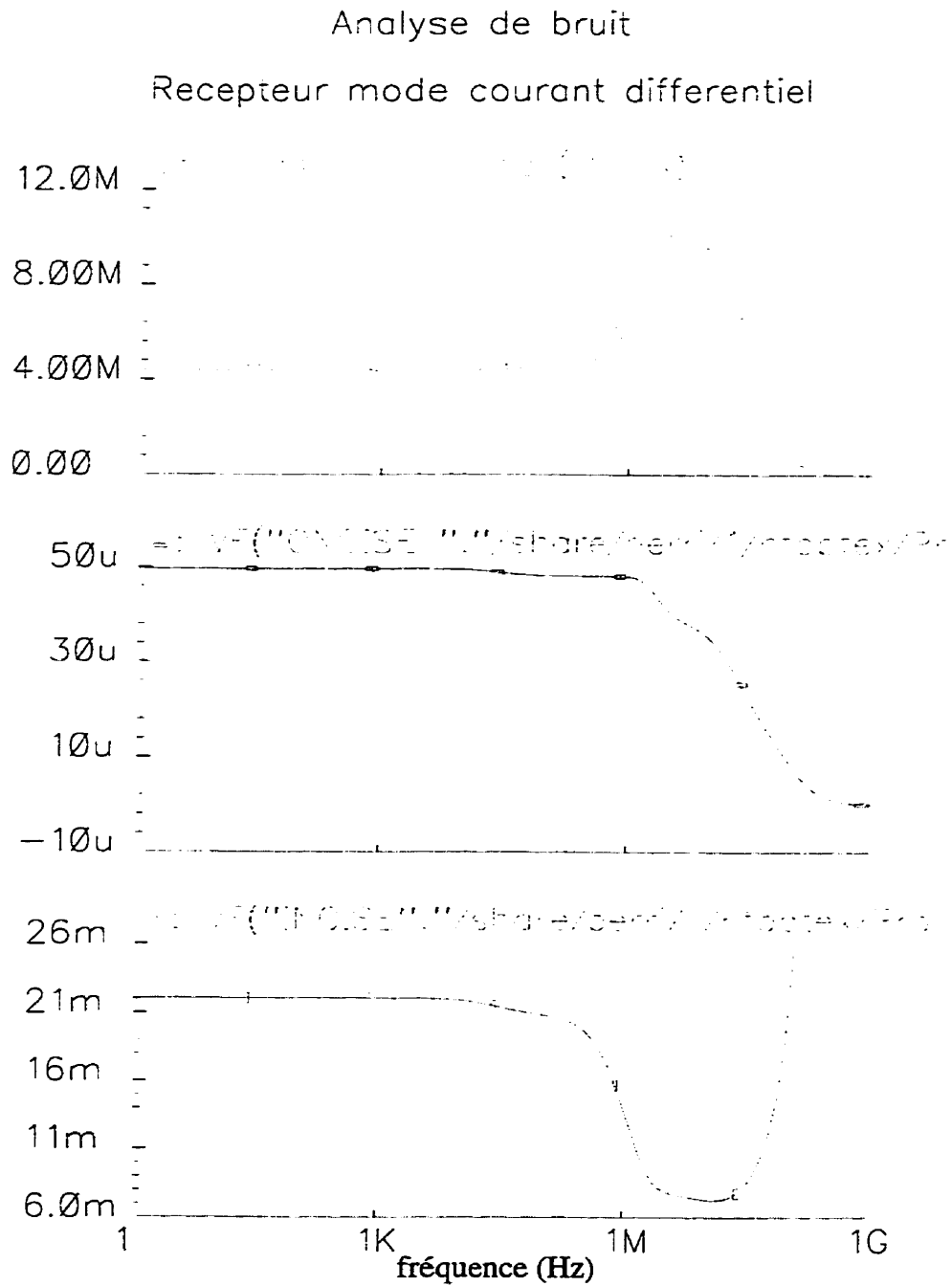
Une version par amplificateur à trans-impédance différentiel a aussi été essayée (figure 4.12). La fréquence d'opération possible avec ce genre de circuit est beaucoup plus faible que celle obtenue par le circuit en mode courant précédent. En effet, des résistances de  $220k\Omega$  (R0 et R7) ne permettent une fréquence de coupure que de 2MHz. (Les autres résistances ne servent qu'à obtenir un point d'opération correct pour les analyses fréquentielles). Les amplificateurs à trans-impédance sont donc meilleurs pour les cas où

le photocourant est élevé, mais les circuits en mode courant deviennent plus rapides lorsque le photocourant est faible.



**Figure 4.12: Récepteur par amplificateur à trans-impédance différentiel**

Un autre aspect important de ces circuits est le bruit qu'ils génèrent. Des analyses de bruit ont été réalisées sur ces circuits, ce qui nous donne des résultats comme ceux présentés à la figure 4.13.



**Figure 4.13: Analyse de bruit du circuit de réception différentiel en mode courant**

Le bruit équivalent à l'entrée est exprimé ici en  $\text{Watts/m}^2/\text{Hz}^{0.5}$ ; la valeur dans la plage utile ( $7.4\text{mW/m}^2/\text{Hz}^{0.5}$ ; 1MHz - 25MHz) correspond à un bruit équivalent d'environ  $3.8\text{pA}/\text{Hz}^{0.5}$  au photodétecteur. Le photocourant de ces simulations est de  $3.75\mu\text{A}$ . Cette valeur est environ 7 fois supérieure au bruit généré par le circuit par amplificateur à

trans-impédance de la figure 4.12. Il est aussi environ deux fois plus élevé que le bruit généré par un circuit en mode courant non-différentiel ( $3.78\text{mW}/\text{m}^2/\text{Hz}^{0.5}$ ). Notez que le bruit équivalent à l'entrée est le rapport entre le bruit à la sortie et le gain du circuit. Cela explique pourquoi cette valeur augmente beaucoup lorsque la bande passante est excédée: le gain diminue plus vite que le bruit à la sortie. Cela est dû au fait que du bruit est généré par chaque étage de gain; il reste donc toujours un niveau minimal de bruit à la sortie alors que le gain tend vers zéro.

#### **4.6.4 Implantation**

Ces circuits ont été soumis pour fabrication. Les dessins de masques présentés à la figure 4.14 ont été réalisés. Les tailles de chaque circuit (peu optimisés), incluant un photorécepteur, sont approximativement de  $0,117\text{mm}^2$  (circuit non différentiel) et de  $0,197\text{mm}^2$  (différentiel).

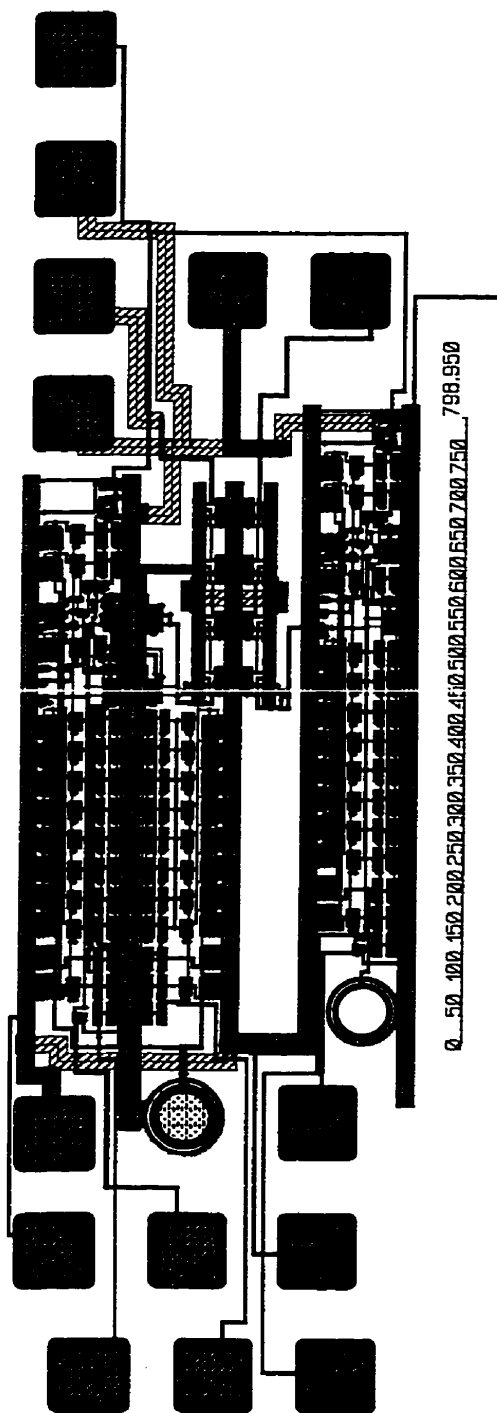


Figure 4.14: Circuits soumis pour fabrication, procédé à 1.2V

De plus de nouvelles structures de test ont été soumises (figure 4.15). Ces structures permettront de mieux caractériser les photorécepteurs. Les dimensions de ces

photorécepteurs ont été ajustées pour minimiser les capacités parasites, d'où leur forme ronde. Des plots prévus pour les dimensions des micro-sondes ont cette fois été intégrés, ce qui permettra une caractérisation précise du comportement fréquentiel de ces structures. Une multitude d'autres structures de test ont aussi été soumises afin de pouvoir caractériser précisément plusieurs autres structures: phototransistors, transistors bipolaires latéraux et verticaux, références de calibrage pour sondes, etc.

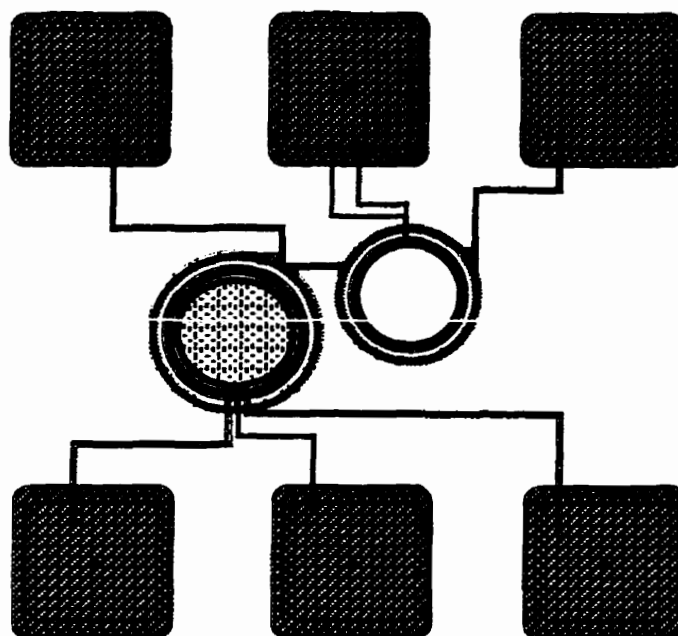


Figure 4.15: Structures de test soumises pour fabrication

## CHAPITRE 5

### STRATÉGIES DE TEST

#### 5.1 Introduction

Le test de structures intégrées comme celles présentées au chapitre 4 devient problématique lorsque nous ne pouvons plus avoir accès directement aux bornes du circuit. Les circuits optoélectroniques présentent un défi encore plus complexe car il est très difficile de tester le signal optique lui-même. Lorsque nous envisageons des structures optiques très compactes, comme les réseaux de connexions optiques («*optical backplanes*») proposés par Szymanski et al. (1994 [59]), le problème devient encore pire. L'évaluation de la performance des systèmes en situation d'opération réelle est alors presque impossible à mesurer manuellement dans un temps raisonnable.

Traditionnellement, les canaux de communication optoélectroniques ont surtout porté sur des liens à très haute vitesse et à longue distance comportant peu de liens en parallèle. Un exemple de procédure de test pour de tels systèmes est fournie par DeFoster et al. (1996 [11]). Puisque ces systèmes sont habituellement fabriqués à partir de composants discrets pour augmenter le rendement et obtenir des propriétés optiques optimales, des méthodes *ad hoc* qui ressemblent à celles utilisées pour tester les systèmes de transmission radio sont utilisées. L'obligation de se conformer à des standards stricts impose que des tests de taux d'erreur sur les bits (*TEB*) et d'ouverture d'oeil soient faits sur chaque canal. Ces tests requièrent quant à eux un équipement très sophistiqué et dispendieux ainsi que le développement de matériel de test et de procédures pour chaque nouveau produit. De plus, la synchronisation entre l'équipement et le système à tester doit être exempte de bruits.

Quelques solutions de test intégrés ont été proposés pour résoudre certains de ces problèmes. Cela inclut des générateurs de séquences pseudo-aléatoires intégrés ainsi que des détecteurs d'erreurs comme ceux présentés par Bußmann et al. (1994 [8]). Chen et



Waldron (1993 [9]) ont aussi ajouté des fonctions d'auto-test intégrés pour des circuits de régénération d'horloge visant les transmissions optiques à longue portée.

Cependant, des stratégies de test pour les systèmes parallèles de transmission optiques n'ont, à notre connaissance, pas été proposés par d'autres équipes.

## 5.2 Canaux de communication optoélectroniques

Afin de bien définir les systèmes que nous souhaitons étudier, un diagramme-bloc est présenté à la figure 5.1. Dans cette section, le terme «lien» (lien numérique, lien analogique) sera utilisé à la place de «canal de communication» pour décrire le canal de communication optoélectronique. Le terme «lien optique» sera par exception réservé aux éléments optiques du système.

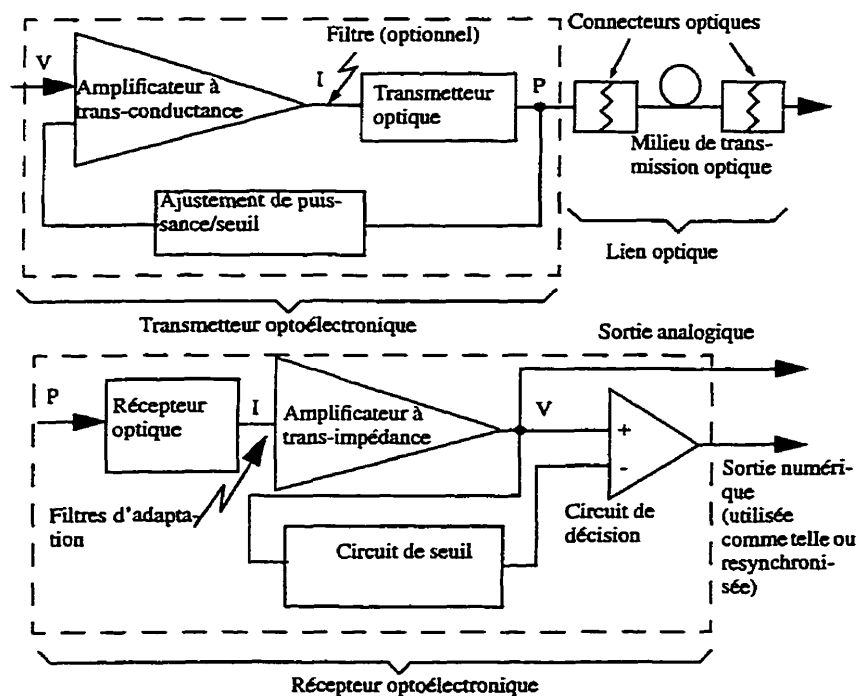


Figure 5.1: Schéma-bloc simplifié d'un canal de communication optoélectronique

## 5.3 Types de pannes

### 5.3.1 Transmetteurs

Les transmetteurs peuvent souffrir de pannes à plusieurs niveaux. Le problème peut tout d'abord provenir d'avant le transmetteur. Bien que ce ne soit pas un problème du transmetteur comme tel, l'observation de la panne cause un problème car elle doit être faite à travers le transmetteur. Le circuit d'excitation peut aussi être fautif. De grands courants sont habituellement nécessaires, ce qui cause de l'échauffement et même de l'électromigration. La diaphonie peut être un problème important pour les systèmes parallèles. L'élément photo-générateur peut avoir des défauts: temps de mise en marche trop longs, puissance insuffisante, etc. Ces dispositifs vieillissent et leur puissance maximale décroît avec l'usage, sans compter que le seuil d'émission peut varier. La possibilité de tester le système après qu'il soit implanté est donc de mise. Puisque le système de transmission contient des blocs analogiques de haute puissance et de haute performance, les variations du procédé et de la température peuvent jouer un rôle important.

### 5.3.2 Liens optiques

Les liens optiques peuvent présenter une atténuation trop grande à cause de mauvaises interconnexions et de défauts internes. Comme le précisent DeFoster et al. (1996 [11]), le couplage de la fibre au dispositif optoélectronique est une tâche complexe. Du bruit peut être généré par plusieurs phénomènes (Yoshino et al., 1990 [64]). Différents types de dispersion «arrondissent» les impulsions et limitent éventuellement le produit Bande passante•distance.

### 5.3.3 Récepteurs

Comme nous l'avons vu au chapitre 4, les signaux reçus sont très faibles. Donc, le bruit que le récepteur génère est très important pour la performance du système. Lorsque des filtres analogiques sont utilisés pour diminuer le bruit reçu, leurs valeurs doivent être bien

adaptées au reste du système pour ne pas occasionner de pénalités de bruit. Comme plusieurs parties de ces systèmes sont analogiques, les variations du procédé de fabrication peuvent directement affecter le comportement des circuits. La régénération d'un niveau de comparaison pour les circuits numériques est particulièrement sensible au bruit. Un test doit donc idéalement pouvoir être réalisé dans des conditions normales d'opération.

#### **5.4 Description des approches de test**

Tel que décrit à la figure 5.1, un canal de communication optoélectronique comporte plusieurs parties qui peuvent être numériques, analogiques ou les deux à la fois. Le canal comme tel peut être utilisé pour acheminer de l'information analogique ou numérique. Une stratégie de test pour les liens numériques sera présentée à la section 5.5. Une méthode permettant de diminuer le temps de ces tests sera proposée à la section 5.11. La section 5.12 proposera une approche de test pour les liens analogiques en utilisant des tests par oscillation. Deux méthodes seront ensuite présentées pour utiliser les tests analogiques avec des circuits numériques (section 5.13).

#### **5.5 Test des liens numériques**

Les tests effectués sur les systèmes de communication à longue distance à canal unique requièrent habituellement au moins deux étapes: le diagramme de l'oeil et le taux d'erreur sur les bits (*TEB*). Le diagramme de l'oeil, qui consiste à tracer la réponse «analogique» du circuit soumis à un train de bits aléatoire est difficile à réaliser en parallèle car il requiert un équipement externe rapide et précis. La sortie du récepteur doit être disponible et l'évaluation des résultats (test de masque) est presque impossible à intégrer. Ce test donne cependant une évaluation précise des caractéristiques analogiques du circuit. Il existe cependant une correspondance théorique entre l'ouverture de l'oeil et le *TEB*. Donc, un test de *TEB* intégré pourrait donner une intéressante couverture des pannes paramétriques et catastrophiques au niveau système.

Nous proposons donc d'intégrer les circuits nécessaires à ce test avec les circuits optoélectroniques, tel qu'illustré à la figure 5.2.

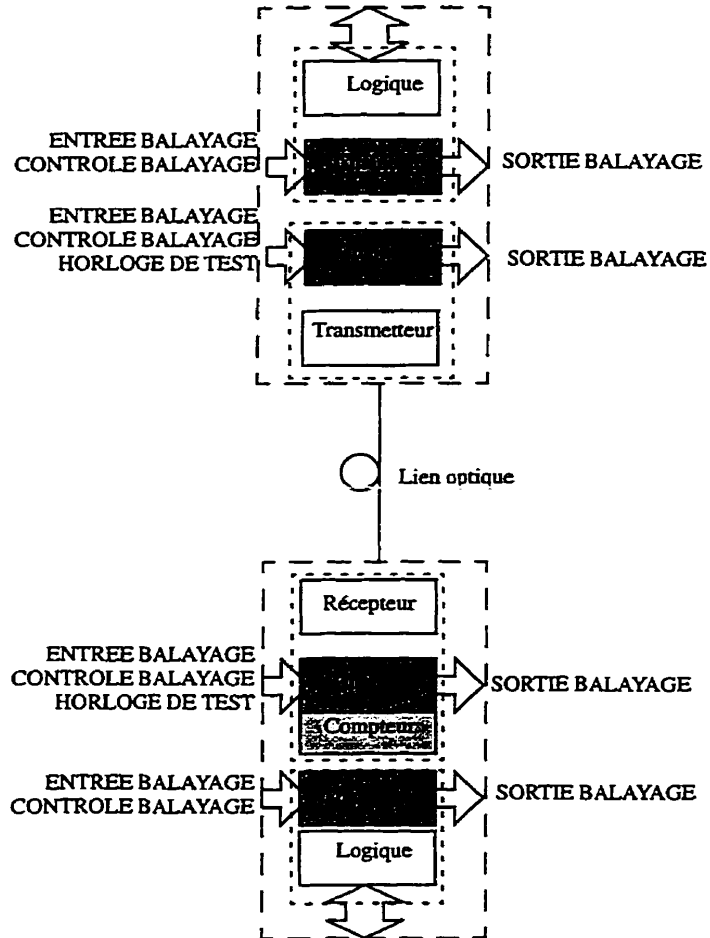


Figure 5.2: Principe du test de *TEB* intégré

Dans ce diagramme, nous avons ajouté deux chaînes de balayage («*T*», «*LT*» et «*R*», «*LR*», ombragées) à chaque circuit optoélectronique. Deux de ces chaînes, «*Lx*», ont pour but de tester la réponse des circuits logiques internes sans le lien optique. Les autres permettent le test de *TEB*.

### 5.5.1 Circuits pour transmetteurs

La figure 5.3 montre le schéma-bloc de la logique de test proposée pour le transmetteur. La chaîne «*LT*» est en fait une demi cellule de chaîne de balayage («*Boundary Scan*»). L'autre moitié est remplacée par une cellule d'un registre à décalage à rétroaction linéaire (*RDRL*) («*Linear-Feedback Shift Register*» ou *LFSR*) qui peut être reconfigurée en chaîne de balayage. Le schéma détaillé d'une telle cellule est présenté à la figure 5.6.a. En mode de test, la sortie de ce *RDRL* est branché directement au transmetteur optoélectronique. Une bascule pourrait être placée entre les deux (comme dans les chaînes de balayage conventionnelles), mais ce n'est pas strictement nécessaire. L'utilisation de deux chaînes de balayage indépendantes («*LT*» et «*T*») rend possible le test simultané de la logique interne et un test à haute fréquence du lien optoélectronique. Le nombre de plots d'entrée/sortie pourrait cependant être légèrement diminué si les deux chaînes sont reliées ensemble.

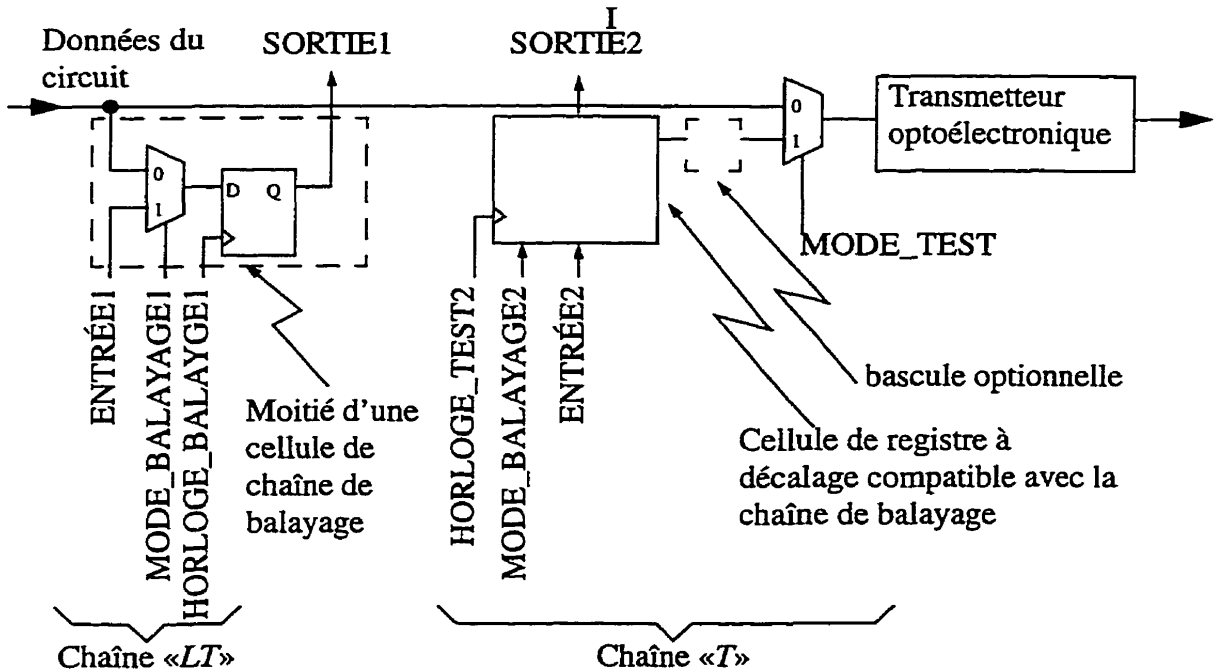


Figure 5.3: Schéma-bloc des circuits de test pour les transmetteurs numériques

### 5.5.2 Test des circuits de réception

La figure 5.4 montre le schéma-bloc des circuits de test proposés pour les récepteurs.

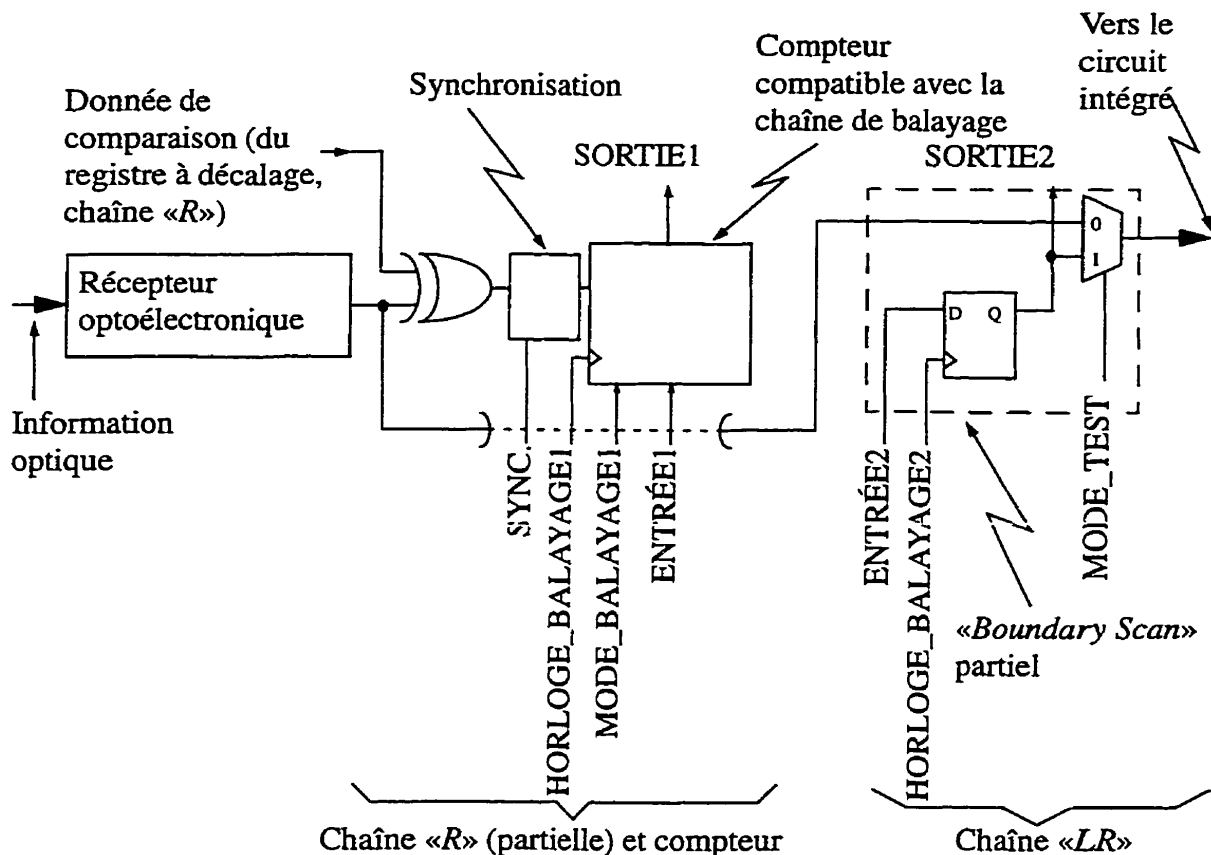


Figure 5.4: Schéma-bloc des circuits de test pour les récepteurs numériques

Le «même» RDRL que dans la chaîne «T» doit être présent au récepteur pour comparer les données reçues et détecter les erreurs. Lorsque des récepteurs et des transmetteurs sont utilisés sur la même puce, la même chaîne peut être utilisée pour les deux circuits. Dans certains cas, les transmetteurs et les récepteurs peuvent même être testés en même temps, si la synchronisation est possible avec les autres puces du système. En plus, un compteur est requis pour chaque récepteur pour enregistrer le nombre d'erreurs.

Puisqu'une horloge de test doit être fournie, elle peut être arrêtée afin de garder la sortie de la chaîne à une valeur constante.

Les compteurs doivent être simples et rapides. Puisque la sortie du compteur n'a pas à être lue de façon synchrone, nous proposons l'utilisation d'un compteur asynchrone en cascade. Le dernier bit est utilisé pour garder le débordement afin qu'il n'y ait pas d'aléas possibles (lorsque le nombre d'erreurs est plus grand que la capacité du compteur). La figure 5.5 donne le schéma d'un tel circuit.

Le nombre de bits requis dans ce compteur est un paramètre majeur qui déterminera l'aire supplémentaire requise par ces circuits. Un compromis doit être fait entre la précision du test et l'aire. Afin de tester ce compteur de façon fonctionnelle, une courte séquence d'erreurs peut être facilement générée et le nombre d'erreurs lues. Ce type de compteur doit être utilisé avec précaution pour éviter le risque d'aléas et il requiert une valeur de départ unique. D'autres types plus robustes (mais plus grands) peuvent être préférés dans certains cas.

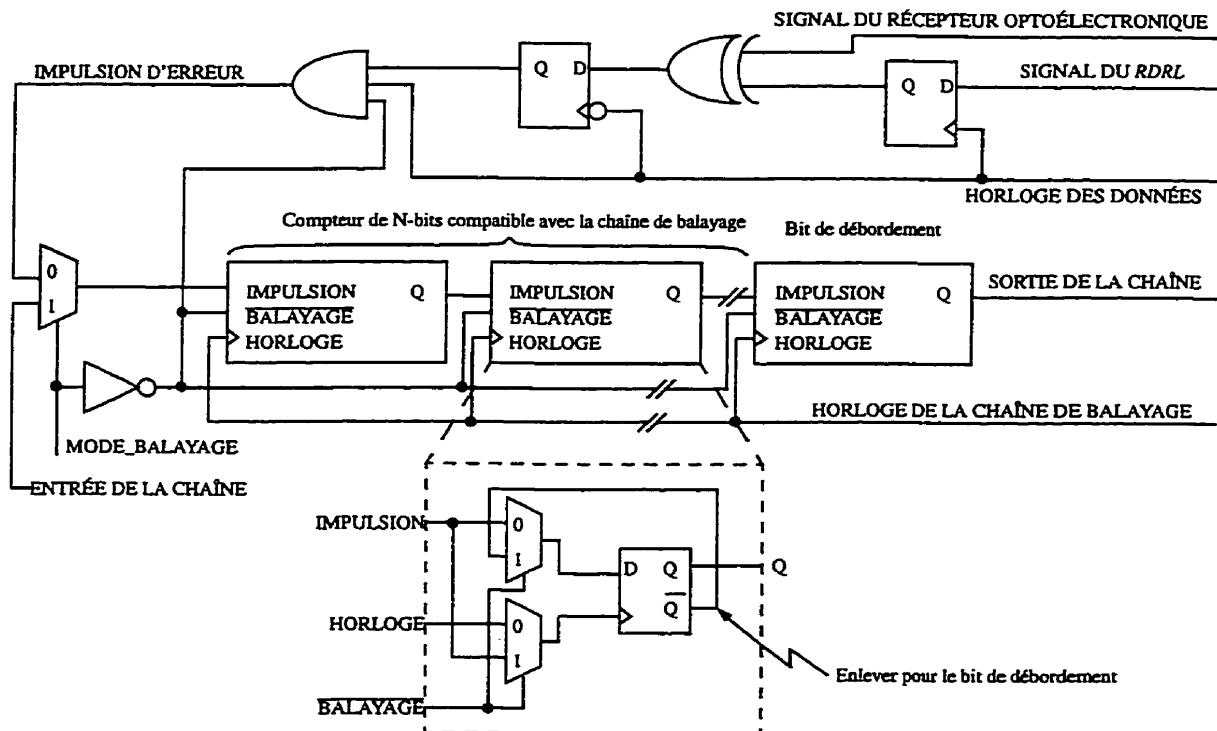


Figure 5.5: Schéma des circuits de test des récepteurs numériques

## 5.6 Longueur de la séquence

Lors du test de *TEB*, une séquence de longueur minimale est requise. Plusieurs auteurs (DeFoster, 1996 [11]; Bergano, 1993 [6]; Ota, 1990 [46]) utilisent une longueur minimale de  $2^{15}-1$  bits pour atteindre un *TEB* stable, alors qu'une séquence de  $2^{23}-1$  semble être favorisée lorsque possible (Woodward, 1995 [63]; Nakamura, 1995 [43]). Cela signifie qu'au moins 15 bascules seront requises pour former la chaîne. Ces bascules doivent donc être partagées entre plusieurs receveurs/transmetteurs. Cela est possible, car un *RDRL* peut générer plusieurs sorties en parallèle. Si un tel circuit existe déjà pour encoder les bits, il peut être avantageusement réutilisé ici.

## 5.7 Test d'un bus

Un bus de signaux a l'avantage de fournir plusieurs signaux qui proviennent d'une même origine et qui arrivent habituellement ensemble sur une autre puce. Le générateur pseudo-aléatoire peut produire des séquences pour tous les transmetteurs de ce bus et la même séquence peut être utilisée au récepteur. Cette séquence pourrait à la limite être standardisée pour simplifier la conception des *RDRL*.

Lorsqu'un bus est séparé vers plusieurs récepteurs, la correspondance entre les récepteurs n'est pas aussi évidente. L'utilisation d'un *RDRL* programmable peut partiellement résoudre ce problème. Cela permet à chaque lien ou groupe de liens d'être testés un à la fois; les autres transmettent pendant ce temps une séquence pseudo-aléatoire qui n'est pas nécessairement évaluée. Le point important est que tous les liens transmettent en même temps; ils contribuent donc tous au bruit qui risque d'influencer le résultat du test.

Lorsque plusieurs transmetteurs sont branchés au même *RDRL*, leurs sorties ne sont pas indépendantes. L'utilisation d'un polynôme caractéristique simple (peu de rétroactions) a pour effet que plusieurs transmetteurs adjacents ont le même train de bits en sortie, mais décalé dans le temps. Ces dépendances peuvent artificiellement améliorer le *TEB*, mais



l'utilisation de polynômes complexes peut assurer un test plus fidèle. Cela peut se faire sans circuits supplémentaires lorsqu'un *RDRL* est déjà implanté.

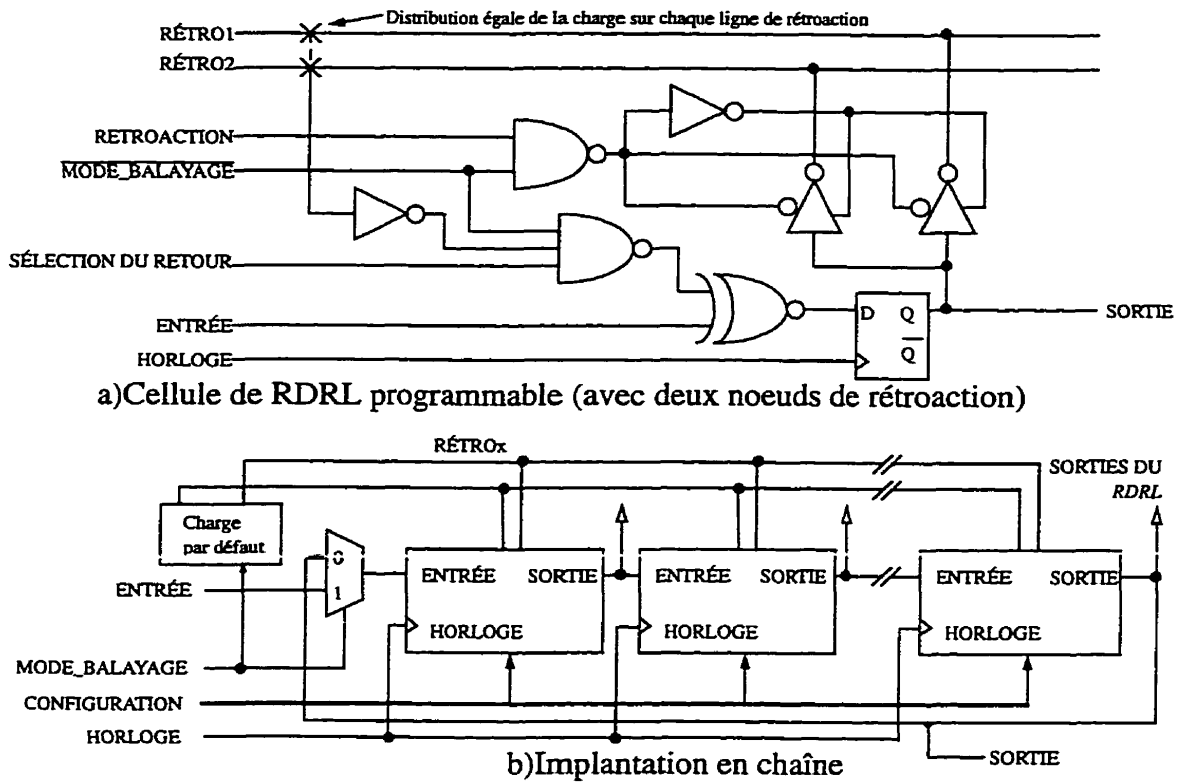


Figure 5.6: Registre à décalage programmable de dimension fixe

Un *RDRL* peut être fabriqué de plusieurs façons. Afin de minimiser les distances entre les cellules, nous proposons d'utiliser les stratégies illustrées à la figure 5.7. L'utilisation de plusieurs lignes pour le retour du signal peut diminuer la charge que celles-ci représentent pour augmenter la vitesse d'opération possible. Cette technique est utilisée à la figure 5.6. Des structures multiplexées ont aussi été proposées par Bußmann et al. (1994 [8]).

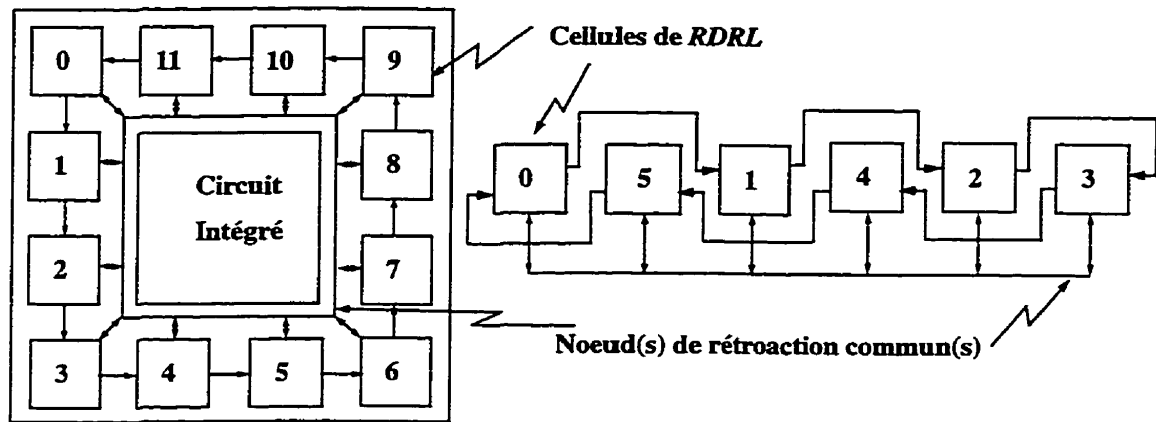


Figure 5.7: Implantations possibles des registres à décalage

### 5.8 Test de canaux individuels

Le test de canaux individuels présente le problème de la surface de circuit supplémentaire nécessaire à l'intégration du test. Un registre programmable a l'avantage de permettre n'importe quelle séquence de test sur ce canal (tant que le nombre de cellules de la séquence est le même pour le transmetteur et le récepteur). Cependant, le nombre de signaux de reconfiguration élevés requis pour cette structure la rendent intéressante seulement si elle peut être partagée avec d'autres canaux.

### 5.9 Synchronisation

Les générateurs de séquences de test des circuits de transmission et de réception doivent être synchronisés afin de pouvoir fonctionner, de façon à ce que les données transmises soient comparées avec les mêmes données aux récepteurs, plutôt qu'une version décalée de ces données. Lorsque le système est synchrone, cet aspect est aussi important pour le fonctionnement normal du circuit. Donc, cette horloge rapide devra elle aussi être transmise par un canal optique. Nous proposons d'utiliser cette horloge pour synchroniser les séquences de test. Ce circuit sera alors testé indirectement: s'il est fautif, un très grand taux d'erreur sera présent sur tous les canaux qu'il synchronise.

### 5.10 Tests des circuits en mode transitoire

Plusieurs circuits optoélectroniques ont un comportement transitoire qui doit être caractérisé. Par exemple, les circuits présentés par plusieurs auteurs (Banu, 1993 [3]; Nakamura, 1995 [43]; Ota et Swartz, 1990, 1993 [46, 58]) peuvent tolérer une séquence de uns ou de zéros plus ou moins longue tout en restant capable de capter sans erreur la transition suivante. La méthode de test que nous proposons peut vérifier cet aspect de ces circuits en arrêtant l'horloge de test. Une courte séquence peut être envoyée après le temps d'attente maximal permis pour vérifier que le circuit le tolère sans erreur. Nous pouvons aussi continuer la séquence si le diagnostic n'est pas important et que la lecture des résultats (à travers toute la chaîne de balayage) est trop longue.

Les circuits ne permettant qu'une bande réduite de fréquence d'opération (Ingels, 1994 [24]) peuvent subir le même test mais nous devons tolérer un nombre minimal d'erreur. Comme nous pouvons le voir à la figure 5.3, le chargement de la chaîne (possiblement à une fréquence plus basse) peut servir à initialiser ce type de circuit avant le lancement du test, lorsque la bascule optionnelle n'est pas présente.

### 5.11 Réduction du temps de test

Les circuits présentant un taux d'erreur très faible requièrent des séquences de test très longues. Par exemple, une règle utilisée fréquemment (Palacharla, 1996 [47]) consiste à générer un nombre suffisant de codes pour recueillir au moins dix erreurs. En supposant le bruit gaussien, cela n'assure qu'une précision relative de +163% et -39%, 19 fois sur 20. Par exemple, un lien d'une capacité de 500Mb/s testé pour un taux d'erreur de  $10^{-9}$  demanderait une séquence d'au moins 20 secondes, alors qu'un taux de  $10^{-12}$  demanderait 5.5 heures. Des stratégies doivent donc être développées pour réduire ce temps de test.

### 5.11.1 Longueur de la séquence de test

La longueur minimale de la séquence de test ( $N$ ) à appliquer à un circuit pour vérifier un taux d'erreur  $p$  avec une précision relative  $r$  peut se calculer facilement comme suit:

$$N > \left( \frac{z_{\alpha/2}}{r} \right)^2 \cdot \frac{(1-p)}{p} \quad \text{si:} \quad N \cdot p > 5 \quad (5.1)$$

où  $z_{\alpha/2}$  est la valeur de l'abscisse d'une distribution normale qui borne une aire de  $\alpha/2$  (l'autre borne est l'infini).  $\alpha$  est le niveau de confiance du test. Habituellement,  $(1-p)$  peut être remplacé par 1. Cette formule suppose que la probabilité d'une erreur est distribuée selon une loi de Bernoulli (Bazinet, 1990 [5]). La précision relative  $r$  de cette formule est relative au vrai taux d'erreur. Lorsque la précision est faible, le rapport entre la précision et le taux d'erreur expérimental peut être beaucoup plus faible, comme dans l'exemple donné au paragraphe 5.11.

### 5.11.2 Méthode proposée

Plusieurs méthodes ont été proposées pour accélérer le test de *TEB*, entre autres:

- Addition de bruit externe (Palacharla, 1996 [47]);
- Modification du seuil de décision (Bergano, 1993 [6]; Palacharla, 1996 [47]);
- Diminution de la puissance optique transmise;
- Augmentation de la fréquence de test.

Les mesures de *TEB* sont en fait des mesures indirectes du rapport Signal/Bruit (*RSB*). Donc, toute technique doit tenir compte du fait que c'est le très faible bruit du système que nous voulons mesurer et non le bruit généré par des dispositifs externes. Une méthode intégrée est alors toute indiquée pour cette tâche. Sans source de bruit externe, nous devons modifier le *RSB* du circuit pour que son taux d'erreur change. La précision de cette modification est elle aussi très importante. En effet, sous l'approximation d'une distribution gaussienne du bruit, le *TEB* est relié au *RSB* par la fonction d'erreur

complémentaire. Cette fonction est fortement non linéaire, et une légère incertitude sur la modification du *RSB* se traduit par une grande incertitude sur le *TEB* extrapolé.

L'ajout d'une source de bruit bien contrôlée intégrée au circuit est difficile à réaliser de façon pratique. Puisque nous voulons réduire le temps de test, nous voulons aussi réaliser le moins de mesures possibles. Cela nous limite dans l'utilisation de régressions avec un grand nombre de mesures pour compenser la précision de l'accélération.

Nous proposons plutôt de modifier les circuits de régénération de niveaux automatiques pour accélérer les mesures. Ce genre de circuit est très souvent utilisé pour augmenter la gamme dynamique du récepteur. Nous nous concentrerons sur les circuits à détection de crêtes, comme celui présenté à la figure 5.8. Nous proposons d'utiliser un sélecteur pour modifier le seuil de décision de part et d'autre du seuil normal. Cette méthode permet d'utiliser un réseau de résistances identiques pour générer ces différents seuils. Lorsque ces résistances sont fabriquées sur un circuit intégré, le rapport de leurs valeurs peut être très précis, de l'ordre de 0.1%. Nous pouvons donc compter sur cette approche pour obtenir une variation précise du seuil. Puisque peu de (ou aucun) courant passe dans le sélecteur, il n'influence pas la précision du système lorsque réalisé en *CMOS*.

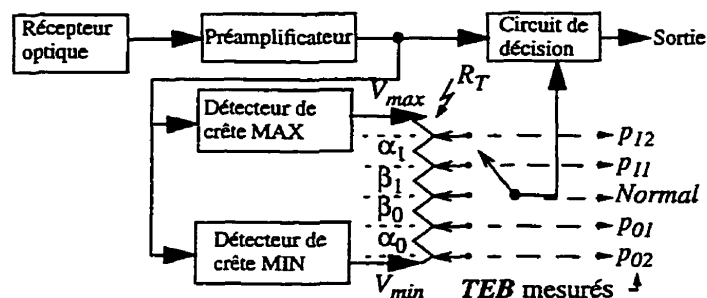


Figure 5.8: Principe de modification du seuil de décision

Un des désavantages de cette méthode est qu'elle doit être appliquée à la fois aux niveaux hauts et aux niveaux bas (pour obtenir les  $p_{1x}$  et les  $p_{0x}$ ), ce qui double le temps requis.

Nous ferons ici une analyse de premier ordre pour illustrer l'importance de la précision des résistances. De façon à calculer le *TEB* normal par cette méthode, nous allons assumer

que la probabilité d'erreur  $p_n$  sur chaque niveau  $n$  ( $p_0$  et  $p_1$ ) est reliée au rapport des tensions (Signal)/(Écart-type du bruit) ( $V_n/\sigma_n$ ) par une fonction  $Q_n$  connue:

$$p_n = Q_n\left(\frac{V_n}{\sigma_n}\right) \quad n = 0, 1 \quad (5.2)$$

Le rapport ( $V_n/\sigma_n$ ) peut ne pas dépendre uniquement du bruit, mais aussi inclure des «pénalités» induites par d'autres phénomènes, par exemple des filtres non appareillés. La seule contrainte est que  $\sigma_n$  ne dépende pas de la tension de comparaison du circuit.

Lorsque nous modifions le seuil de décision de façon à ce qu'il soit plus près d'un des niveaux maximums, la probabilité qu'une erreur se produise lors de la réception d'un bit de niveau contraire chute très rapidement. Nous pouvons donc considérer séparément les équations pour les deux niveaux. Puisque deux quantités ( $V_n$  et  $\sigma_n$ ) sont inconnues, nous avons besoin de deux équations pour chaque niveau pour résoudre le système. Cela se traduit simplement par les deux équations suivantes:

$$Q_n\left(\frac{V_{n1}}{\sigma_n}\right) = p_{n1} \quad Q_n\left(\frac{V_{n2}}{\sigma_n}\right) = p_{n2} \quad (5.3)$$

où  $n=\{0,1\}$  et  $p_{nx}$  signifie la mesure du *TEB*  $x$  sur le niveau logique  $n$ . Comme illustré à la figure 5.8, le rapport des résistances est tel qu'une résistance  $\alpha_n R$  est présente entre les endroits du réseau utilisés pour mesurer  $p_{n1}$  et  $p_{n2}$ , où  $R$  est la valeur de la résistance de base à géométrie contrôlée et  $\alpha_n$  est un entier. De façon similaire, la valeur  $\beta_n R$  représente la résistance entre le seuil de décision normal et celui utilisé pour la mesure de  $p_{n1}$ . Nommons la tension présente aux bornes du réseau  $\Delta = V_{max} - V_{min}$ . Ce réseau a une résistance totale  $R_T$ . Représentons la tension présente aux bornes d'une résistance contrôlée  $R$  par  $\Delta_R$ . La différence entre deux tensions de seuil est alors:

$$|V_{n1} - V_{n2}| = \alpha_n \cdot R \cdot \frac{\Delta}{R_T} = \alpha_n \cdot \Delta_R \quad (5.4)$$

Nous souhaitons calculer le *TEB* lorsque le seuil est modifié par  $\beta_n \cdot \Delta_R$  volts de celui utilisé pour mesurer  $p_{n1}$ . Lorsque nous supposons  $\sigma_n$  constant, le résultat est:

$$p_n = Q_n \left( Q_n^{-1}(p_{n1}) + \frac{\beta_n}{\alpha_n} (Q_n^{-1}(p_{n1}) - Q_n^{-1}(p_{n2})) \right) \quad (5.5)$$

où  $Q_n^{-1}$  est la fonction réciproque de  $Q_n$  (c'est-à-dire  $Q_n^{-1}(Q_n(x)) = x$ ). Le *TEB* total sera obtenu en additionnant les erreurs sur chaque niveau (la fonction  $Q$  incorpore déjà le facteur 0.5 de probabilité conditionnelle):

$$TEB = p = p_0 + p_1 \quad (5.6)$$

Pour évaluer l'effet des incertitudes des taux d'erreur mesurés sur l'incertitude du *TEB* extrapolé, nous devons réaliser une analyse détaillée de distribution de probabilité. Cela est complexe à cause de l'effet des fonctions  $Q$  et  $Q^{-1}$  qui vont modifier ces distributions. Pour illustrer l'importance de la précision des résistances, nous allons plutôt utiliser une analyse linéaire des cas extrêmes. En différentiant (5.5), nous obtenons:

$$\begin{aligned} dp_n = & \frac{dQ(V_n/\sigma_n)}{d(V_n/\sigma_n)} \cdot \left\{ \frac{dQ^{-1}(p_{n1})}{dp_{n1}} \cdot dp_{n1} \right. \\ & + \frac{\beta}{\alpha} \cdot \left( \frac{dQ^{-1}(p_{n1})}{dp_{n1}} \cdot dp_{n1} - \frac{dQ^{-1}(p_{n2})}{dp_{n2}} \cdot dp_{n2} \right) \\ & \left. + \left( Q^{-1}(p_{n1}) - Q^{-1}(p_{n2}) \right) \cdot \left( \frac{d\beta_n}{\alpha_n} - \frac{\beta_n}{\alpha_n^2} d\alpha_n \right) \right\} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Le rapport  $V_n/\sigma_n$  est le rapport «théorique» Signal/Bruit (tension) au point  $p_n$ , extrapolé par (5.5). Ce n'est pas nécessairement une quantité physique, car elle peut inclure des pénalités de puissance dues au système, comme mentionné précédemment. L'incertitude totale sur le *TEB* est calculée en sommant les contributions absolues ( $dp_n$ ) de chaque niveau. Les bornes pour ces variations absolues ( $dp_n$ ) dépendent du nombre de bits ( $N$ ) envoyés pour chaque mesure. Elles correspondent à  $r \cdot p$ , selon (5.1).

L'équation (5.7) nous renseigne sur l'importance d'avoir des résistances de valeurs appareillées. Le dernier terme de cette équation est en fait une notation pour représenter les variations des résistances à géométries contrôlées, puisque  $\alpha$  et  $\beta$  sont des entiers:

$$\frac{d\beta_n}{\alpha_n} - \frac{\beta_n}{\alpha_n^2} d\alpha_n = \frac{\beta_n}{\alpha_n} \cdot \left( \frac{dR_{\beta n}}{R} - \frac{dR_{\alpha n}}{R} \right) \quad (5.8)$$

où  $dR_{\beta n}$  et  $dR_{\alpha n}$  sont les moyennes des variations des résistances unitaires dans les sections  $\beta_n$  et  $\alpha_n$  du réseau, respectivement. Cela signifie donc que des résistances appareillées (ayant le même  $dR$ ) rendront ce terme d'erreur nulle.

Lors d'une analyse de cas extrême, le signe négatif de la seconde ligne de (5.7) doit être remplacé par une addition, car  $dp_{n2}$  n'est pas corrélé avec  $dp_{n1}$ . Le terme de cette seconde ligne va augmenter proportionnellement à  $\beta/\alpha$ . Donc, il faut garder  $\beta$  le plus petit possible. Cela est normal, puisque nous mesurons alors de plus en plus le vrai *TEB*, mais le temps de test devient plus long. L'augmentation de  $\alpha$  est aussi une solution, mais il faut que les erreurs ne soient causées que par le bruit et non par des séquences de bits.

Lorsque nous assumons une distribution normale du bruit et un signal sans retour à zéro (*NRZ*), la fonction  $Q$  est donnée par:

$$Q = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{V}{\sigma \sqrt{2}} \right) \right) \quad (5.9)$$

où *erfc* est la fonction d'erreur complémentaire (Beyer, 1991 [7]). Le facteur 1/2 devant l'équation tient compte de la probabilité de se trouver sur un des niveaux (les niveaux 1 et 0 de la séquence de bit sont supposés équiprobables et les erreurs sont considérées sur un niveau à la fois). La dérivée de cette équation, requise dans (5.7), est petite. Cependant, la valeur vraiment intéressante est le rapport  $\left( \frac{dQ(x)}{dx} \right) / Q(x)$  qui est directement relié à la variation de l'erreur relative. La figure 5.9 montre l'évolution de ce rapport en fonction de  $Q(x)$ .



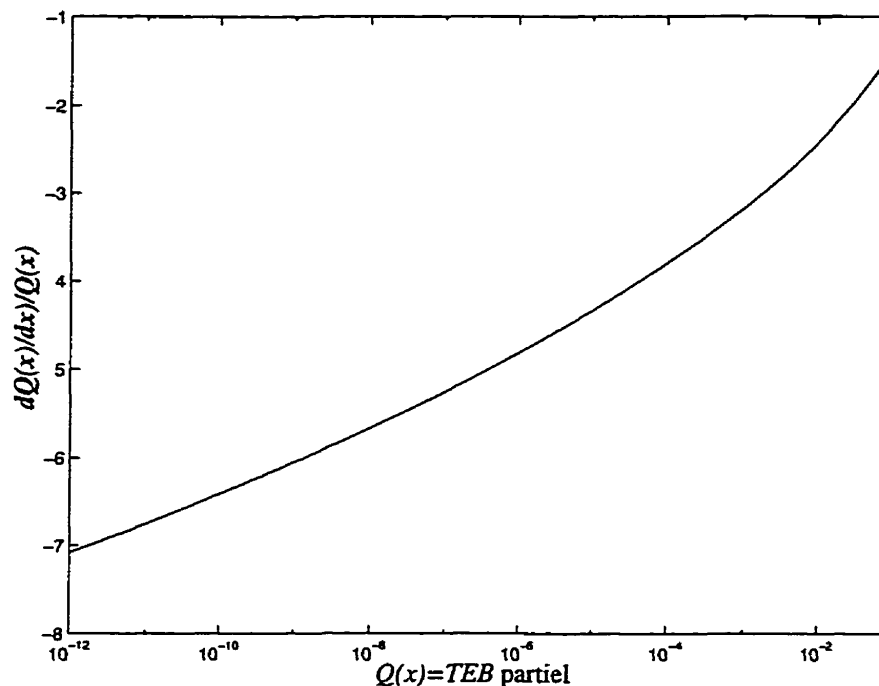


Figure 5.9:  $(dQ(x)/dx)/Q(x)$ : Facteur d'augmentation de l'erreur relative en fonction du TEB partiel ( $Q(x)$ ).

Nous remarquons que plus le TEB diminue, plus la valeur absolue de ce rapport augmente. Cela signifie que la précision relative sera de plus en plus affectée à mesure que le TEB du système est petit et que les mesures sont réalisées loin de ce TEB. Les tableaux 5.1 et 5.2 présentent un exemple de l'application cette méthode pour une expérience hypothétique où  $\alpha = \beta = 1$  et que les TEB  $p_{n2}$  et  $p_{n1}$  mesurés sont de  $10^{-4}$  et  $10^{-6}$ , respectivement. Les erreurs relatives  $dp_{nx}/p_{nx}$  sont supposées égales. Le TEB partiel extrapolé est  $3.32 \cdot 10^{-9}$ , ce qui correspond à de vrais résultats de mesures, comme ceux de Bergano (1993 [6]). L'utilisation de cette méthode aurait accéléré le test d'un facteur 75 environ (de  $(2 \cdot 3.32 \cdot 10^{-9})^{-1}$  à  $2 \cdot (10^{-4} + 10^{-6})$ ).

L'erreur sur  $\beta$  doit être soustraite des autres sources pour obtenir le pire cas, puisque  $dQ(x)/dx$  est négatif. L'erreur la plus intéressante est celle qui augmente le TEB, ce qui nous permet d'accepter des valeurs au dessus de 100%. Nous devons donc user de prudence quant à la précision de ces prévisions.

Tableau 5.1: Valeurs pour une distribution normale

$Q(x) = p_n = TEB_n$	$x = V/\sigma$	$dQ(x)/dx$	$\frac{(dQ(x)/dx)}{Q(x)}$
$p_{n2}=1\cdot 10^{-4}$	3,540	$-3,789\cdot 10^{-4}$	-3,789
$p_{n1}=1\cdot 10^{-6}$	4,611	$-4,811\cdot 10^{-6}$	-4,811
$p_n=3,32\cdot 10^{-9}$	5,683	$-1,940\cdot 10^{-8}$	-5,849

Tableau 5.2: Exemples d'augmentation d'erreurs

$dR$	Erreur relative sur le TEB extrapolé si $(dp_{nx})/p_{nx} = 10\%$	Erreur relative sur le TEB extrapolé si $(dp_{nx})/p_{nx} = 50\%$
0% (résistances appareillées)	40%	200%
5%	71%	231%
10%	102%	262%

Les erreurs relatives calculées ci-haut sont valides pour chaque *TEB* partiel. L'incertitude sur le *TEB* total peut être calculée en appliquant les formules d'incertitudes standard sur l'équation (5.6).

Cette méthode des cas extrêmes montre donc l'importance d'utiliser des résistances appareillées. De façon générale, elle illustre la sensibilité de ces mesures à la précision des modifications apportées au circuit. Des sources de courant appareillés auraient pu être utilisées aussi, ce qui rend cette méthode compatible avec les circuits présentés au chapitre 4.

Puisque nous avons fait une analyse de cas extrême, le niveau de confiance du résultat final est beaucoup plus grand que celui obtenu pour la même probabilité d'erreur. Par exemple, si nous supposons que l'erreur sur nos mesures sera plus faible que la borne que nous calculons dans 95% des cas, la probabilité que l'erreur totale soit due à deux cas extrêmes en même temps sera plus petite que 5% car les deux conditions extrêmes doivent être présentes en même temps. Pour évaluer de façon plus précise les erreurs, nous pouvons soit résoudre numériquement des intégrales complexes comprenant la fonction d'erreur complémentaire, soit faire des simulations Monte-Carlo. Les résultats de ce dernier type d'analyse (figure 5.10) montrent que les intervalles de confiance sont plus

petits que ceux calculés. Pour un intervalle de confiance de 95%, le *TEB* maximal aurait été d'environ  $3.9 \cdot 10^{-9}$  (18%) pour des intervalles correspondants à  $(dp_{nx})/p_{nx} < 10\%$  19 fois sur 20, si les résistances sont exactement appareillées ( $dR_{\alpha} = 0$ , figure 5.10.a). Les analyses précédentes prévoyaient une variation de 40%. Notons que l'augmentation du nombre de mesures entre les deux mêmes extrêmes ne diminue presque pas l'incertitude car elle reste dominée par les caractéristiques de ces deux points extrêmes. La figure 5.10.b montre l'effet d'une résistance non appareillée de -5% ( $dR_{\alpha}$ ) pour le même cas que précédemment. Nous remarquons que l'espérance du *TEB* mesuré s'est déplacée de  $3,32 \cdot 10^{-9}$  vers  $6,2 \cdot 10^{-9}$ . Cela correspond à une variation de 86%, qui est encore plus grande que la différence de 31% (71%-40%) calculée au tableau 5.2. Une variation de +5% déplace quant à elle la moyenne d'environ 40%. Les scripts *Matlab* qui permettent de calculer ces simulations pour des situations générales ont été développés.

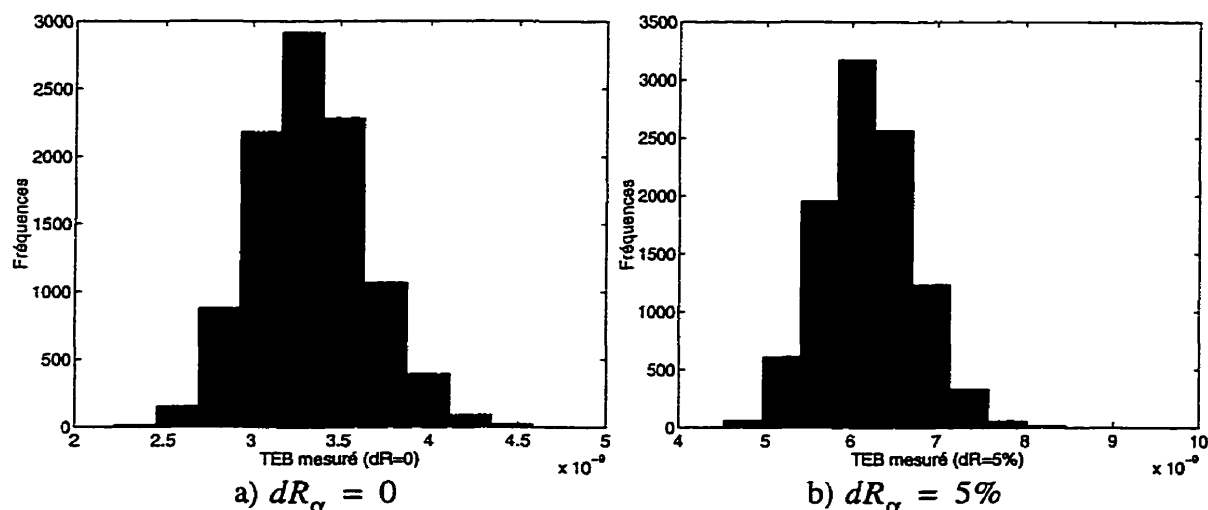


Figure 5.10: Résultats de simulation Monte-Carlo ( $n=10000$ , 2 points par régression)

### 5.12 Méthode proposée pour les liens optiques analogiques

Le test de structures analogiques est beaucoup plus complexe que celui de systèmes numériques. Beaucoup plus de paramètres doivent être évalués et il peut être très difficile d'isoler certaines parties du système pour les évaluer complètement. Dans plusieurs cas, l'inclusion d'un point de test externe est impossible car cela dégraderait beaucoup trop les performances du circuit. Les circuits optoélectroniques intégrés restreignent encore plus

l'accès aux noeuds internes car l'interface n'est même plus électrique. Lorsque nous considérons plusieurs circuits intégrés ensembles, le problème ne fait qu'empirer. Une méthode permettant d'évaluer le plus complètement possible les performances de tels systèmes se doit donc d'être intégrée avec le reste du circuit. La nécessité d'évaluer les circuits même une fois assemblés dans un système complexe, afin d'assurer les standards de qualité requis aujourd'hui, demande aussi l'inclusion permanente des circuits de test.

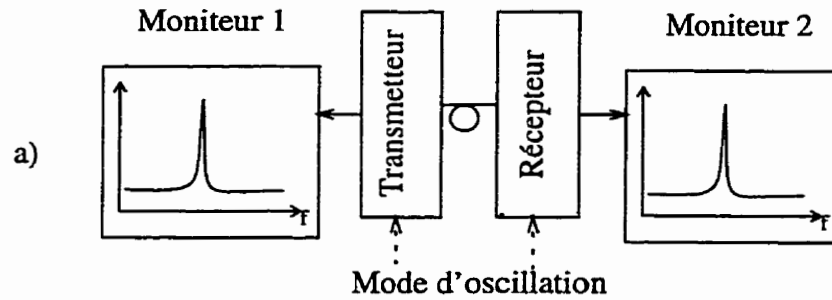
### 5.12.1 Méthodes proposées

Une méthode répondant à ces critères est la méthode de test par oscillation, présentée par Arabi (1996, 1997 [1, 2]). Cette méthode est basée sur la reconfiguration du circuit de façon à ce que la sortie soit une oscillation en mode de test. La fréquence et l'amplitude de cette oscillation sont fixées par les paramètres des composants du circuit. En évaluant ces simples caractéristiques, nous pouvons déterminer si les composants internes ont des valeurs répondant aux spécifications visées. Cette méthode élimine le recours à une génération externe de vecteurs de test. Plusieurs reconfigurations du circuit peuvent permettre d'isoler certaines parties du circuit de façon à couvrir le mieux possible toutes les caractéristiques importantes et de diminuer la probabilité de masquer des fautes.

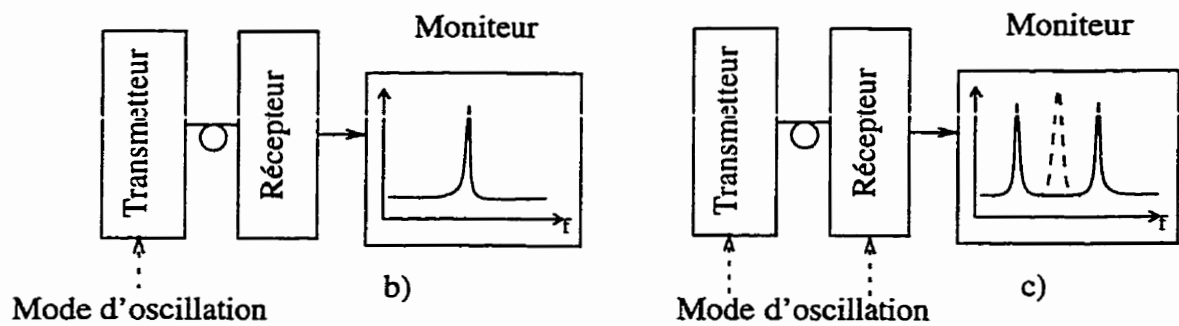
Nous pouvons appliquer cette stratégie directement aux circuits optoélectroniques (figure 5.11.a), mais le canal optique entre le transmetteur et le récepteur n'est pas évalué. Deux points d'évaluation sont aussi requis. Afin de tester plus à fond le circuit, nous proposons deux configurations:

- Le transmetteur oscille et la sortie du récepteur est utilisée pour évaluer ce signal de test (figure 5.11.b);
- Le transmetteur et le récepteur sont reconfigurés en oscillateurs et le récepteur incorpore le signal du transmetteur en agissant comme un mélangeur (figure 5.11.c). Plusieurs stratégies peuvent être utilisées pour réaliser ce mélange. De façon générale,

toute non-linéarité appliquée à la somme de deux signaux génère un mélange des harmoniques de ces signaux (car l'expansion en série de Taylor de la fonction de transfert de la non-linéarité contiendra des termes d'ordre supérieur à un).



a) Test par oscillation original. Le lien optique n'est pas testé.



b) Le transmetteur est reconfiguré en oscillateur et la sortie du récepteur est utilisée pour vérifier son fonctionnement.

c) Le transmetteur et le récepteur sont reconfigurés et oscillent chacun à leur fréquence propre. Le récepteur agit comme mélangeur et sa sortie permet l'évaluation des deux fréquences simultanément.

Figure 5.11: Stratégies de test par oscillation

Chaque stratégie possède ses avantages et ses inconvénients. L'analyse de chaque situation permet de déterminer laquelle répond le mieux à nos besoins. La stratégie du mélangeur (c) a l'avantage d'incorporer les caractéristiques des deux parties du système dans une même mesure tout en permettant tout de même de les évaluer séparément. Toutefois, la mesure est plus complexe, nécessitant un léger traitement pour déterminer l'emplacement des pics du spectre de fréquence.

Une autre aspect intéressant est la possibilité de générer une fréquence basse en mélangeant deux fréquences élevées rapprochées. Nous pouvons donc faire un test à la fréquence d'opération et récupérer un signal qu'il sera plus facile d'évaluer à l'extérieur. Bien entendu, cela élimine de l'information, mais l'utilisation de plusieurs reconfigurations différentes peut nous permettre de diminuer la probabilité de masquer des fautes. Cette stratégie peut donc être intéressante à utiliser avec le nouveau standard IEEE 1149.4 définissant un «bus» de test analogique (Sunter, 1995 [56]).

Une vraie multiplication de deux signaux sinusoïdaux de fréquences  $f_1$  et  $f_2$  ( $f_1 > f_2$ ) est l'équivalent de l'addition de deux sinus de fréquences  $f_1 - f_2$  et  $f_1 + f_2$ . Cependant, lorsqu'une non-linéarité est utilisée pour mélanger les signaux, il reste toujours une composante à  $f_1$  (pic pointillé de la figure 5.11.c). Il n'est donc pas nécessaire d'évaluer le spectre au-delà de  $f_1$  pour en obtenir toute l'information nécessaire.

L'utilisation de méthodes d'évaluation de la sensibilité permettent de déterminer les noeuds les moins sensibles aux modifications à apporter pour rendre le circuit testable. De telles stratégies sont proposées par exemple par Saab et al. (1996 [50]).

### 5.12.2 Résultats expérimentaux

Afin de vérifier la méthode proposée pour les circuits analogiques, nous avons réalisé un petit circuit de démonstration avec des composants discrets. Le circuit réalisé correspond au schéma-bloc de la figure 5.1. Les éléments optoélectroniques étaient simplement une diode électroluminescente et un phototransistor avec un lien dans l'air. Les performances étaient limitées principalement par la réponse en fréquence des éléments optiques. La stratégie de test par mélange de fréquence a été étudiée. Nous avons recueilli les résultats grâce à un oscilloscope *Hewlett-Packard* modèle 54616B doté d'une carte d'acquisition et de traitement de données. Nous avons transféré les tensions mesurées et les avons analysées avec *Matlab*. Une interface «*veetest*» pour réaliser ce transfert a été réalisée. Les fonctions *Matlab* permettant la lecture des données récupérées par l'interface «*veetest*» ont aussi été programmées.

En mode de test, l'amplificateur à trans-conductance du transmetteur a été reconfiguré en oscillateur à l'aide d'un commutateur *CMOS*. L'amplificateur à trans-impédance du récepteur a aussi été reconfiguré en oscillateur; l'ajout d'un transistor *NMOS* dans la boucle a fourni la non-linéarité requise pour le mélange des fréquences. Le test du circuit de réception seul oscillait à 154kHz lorsque le transmetteur n'oscillait pas.

Ce dernier avait une fréquence d'oscillation de 24kHz. La figure 5.12 présente le spectre normal lorsque le transmetteur et le récepteur sont reconfigurés en mode de test. Nous y remarquons une fréquence centrale de 167kHz, alors que les pics sont séparés par la fréquence du transmetteur, soit 24kHz. Le déplacement de la fréquence du récepteur (de 154kHz à 167kHz) est causé par la variation des caractéristiques du photorécepteur en fonction du signal optique qu'il reçoit. Bien que cette situation complique l'analyse des résultats, cela peut être utile pour caractériser le photorécepteur. Nous pouvons aussi compenser cet effet facilement, comme nous le montrerons plus loin.

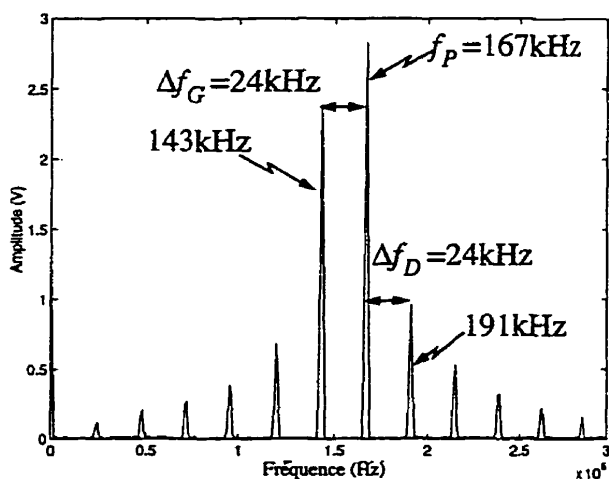


Figure 5.12: Mélange normal de la fréquence du transmetteur par le récepteur

Des fautes paramétriques (moins que 50% de déviation sur certaines résistances du système) ont été introduites sur le récepteur, le transmetteur ou les deux. La position des pics résultants est présentée au tableau 5.3. Nous remarquons qu'il est très facile de déterminer si le transmetteur contient une faute en observant la différence entre les fréquences des pics ( $\Delta f_G$  ou  $\Delta f_D$ ). Cependant, la fréquence du récepteur est influencée par le signal du transmetteur. La dernière colonne du tableau 5.3 nous montre qu'il est tout

de même possible de savoir si le récepteur est fautif ou non en compensant sa fréquence d'après la fréquence du transmetteur. Une table de correspondance entre les caractéristiques du signal du transmetteur (connu par les harmoniques du spectre) et la variation de la fréquence du récepteur nous permet de compenser la fréquence mesurée du récepteur pour enlever l'effet du transmetteur sur le photorécepteur. Par exemple, notre cas suggère que la variation de la fréquence du récepteur ( $\Delta f_p$ ) est d'environ 8.5kHz lorsque les caractéristiques du transmetteur fautif sont présentes. Puisque cet effet dépend directement de la reconfiguration choisie et de l'élément photorécepteur, il ne sera pas toujours nécessaire d'effectuer la compensation. Un phototransistor comme celui utilisé ici est très certainement plus sujet à ces problèmes que les photodiodes plus simples utilisées habituellement. Nous pouvons aussi caractériser d'abord le récepteur seul.

**Tableau 5.3: Fréquences des pics (tests analogiques)**

<b>Emplacements des fautes</b>	<b><math>f_p</math> (kHz 500Hz)</b>	<b><math>\Delta f_G</math> (kHz <math>\pm 1</math>kHz)</b>	<b><math>\Delta f_D</math> (kHz <math>\pm 1</math>kHz)</b>	<b><math>\Delta f_P</math> (kHz <math>\pm 1</math>kHz)</b>
aucun	167	24	24	-9
transmetteur	158	21	22	
récepteur	182	24	24	
transmetteur et récepteur	174	22	22	-8

Lorsque le récepteur a une faute catastrophique, le comportement du transmetteur ne peut être observé par ce test. Des fautes catastrophiques au niveau du transmetteur peuvent néanmoins être observées lorsque le récepteur fonctionne correctement.

### 5.13 Applications des tests analogiques aux circuits numériques

Comme nous l'avons souligné précédemment, les circuits optoélectroniques numériques doivent habituellement comprendre une partie analogique. Nous pouvons donc penser à adapter les stratégies de test analogiques présentées précédemment pour ce type d'application. Plusieurs raisons motivent cette approche. Tout d'abord, l'utilisation de ces tests peut permettre d'identifier rapidement des parties fautives du circuit sans devoir attendre aussi longtemps qu'un test de *TEB*. De plus, nous pouvons reconfigurer le circuit



de plusieurs façons, ce qui nous permet de nous concentrer sur ses composants les plus sensibles.

### **5.13.1 Évaluation de la fréquence d'oscillation par les circuits numériques**

La combinaison de la stratégie de test par oscillation présentée à la figure 5.11.b avec les circuits pour le test intégré du *TEB* (figure 5.2) permet de mesurer directement la fréquence d'oscillation. En effet, si l'amplitude du signal d'oscillation est assez grande, la sortie du récepteur peut être envoyée directement au compteur en désactivant le comparateur. Le contrôle du temps du test permet d'obtenir la fréquence du circuit reconfiguré en mode d'oscillation en lisant l'état final du compteur. Nous obtenons aussi un peu d'information sur l'amplitude de l'oscillation, car elle doit déclencher une réponse logique. L'utilisation de périodes de temps différentes pour le test permet de réduire des incertitudes de recouvrement («*aliasing*») possibles lorsque la capacité du compteur est excédée.

### **5.13.2 Test par oscillation des circuits de détection de crêtes**

Nous proposons ici un exemple d'une adaptation des tests analogiques aux circuits de détection de crêtes d'un récepteur numérique. Le schéma-bloc du circuit réalisé est présenté à la figure 5.13. Des amplificateurs opérationnels discrets ont été utilisés pour sa fabrication, avec des commutateurs *CMOS* discrets. Des transistors *NMOS* et *PMOS* ont été utilisés à la sortie d'amplificateurs opérationnels pour fournir les non-linéarités requises aux détecteurs de crêtes (mode tension). Les éléments optiques utilisés étaient une *DEL* infra-rouge couplée par un lien dans l'air à un phototransistor. Des circuits de contre-réaction spéciaux ont dû être ajoutés pour permettre la reconfiguration (par les commutateurs *CMOS*) en mode d'oscillation. Les fautes paramétriques ont été ajoutés à ces circuits de contre-réaction. Un comparateur discret a été utilisé pour régénérer les niveaux logiques après une comparaison avec les tensions de crête par un autre amplificateur opérationnel.

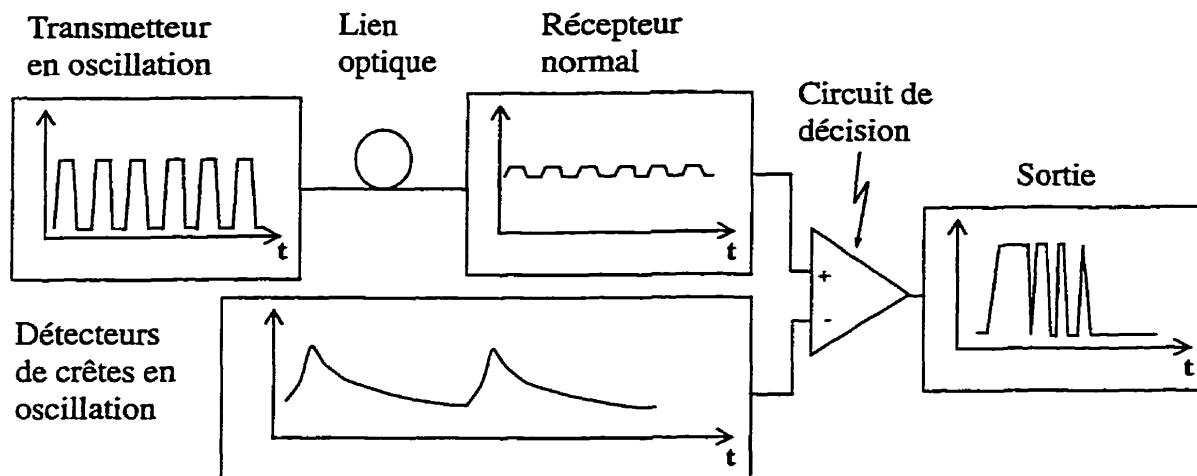


Figure 5.13: Schéma-bloc du test des détecteurs de crêtes d'un circuit numérique par la méthode de test par d'oscillation

Le circuit de décision numérique est utilisé comme un mélangeur à découpage, ce qui génère beaucoup d'harmoniques.

### 5.13.3 Démonstration du test des détecteurs de crêtes

Un circuit de test discret a aussi été réalisé pour tester la faisabilité de l'application des méthodes de test analogiques aux circuits numériques. Nous avons ajouté les circuits de détection de crêtes et de décision au montage réalisé pour tester les méthodes analogiques (paragraphe 5.5.2). Afin de choisir le détecteur de crêtes contrôlant le circuit de décision, nous avons aussi étendu le sélecteur de niveaux utilisé pour accélérer les test de *TEB* (figure 5.8). La ré-utilisation de ces circuits pour les deux tests (*TEB* et test analogique) permet de ne pas augmenter trop la complexité. Le schéma-bloc résultant correspond à celui de la figure 5.14.

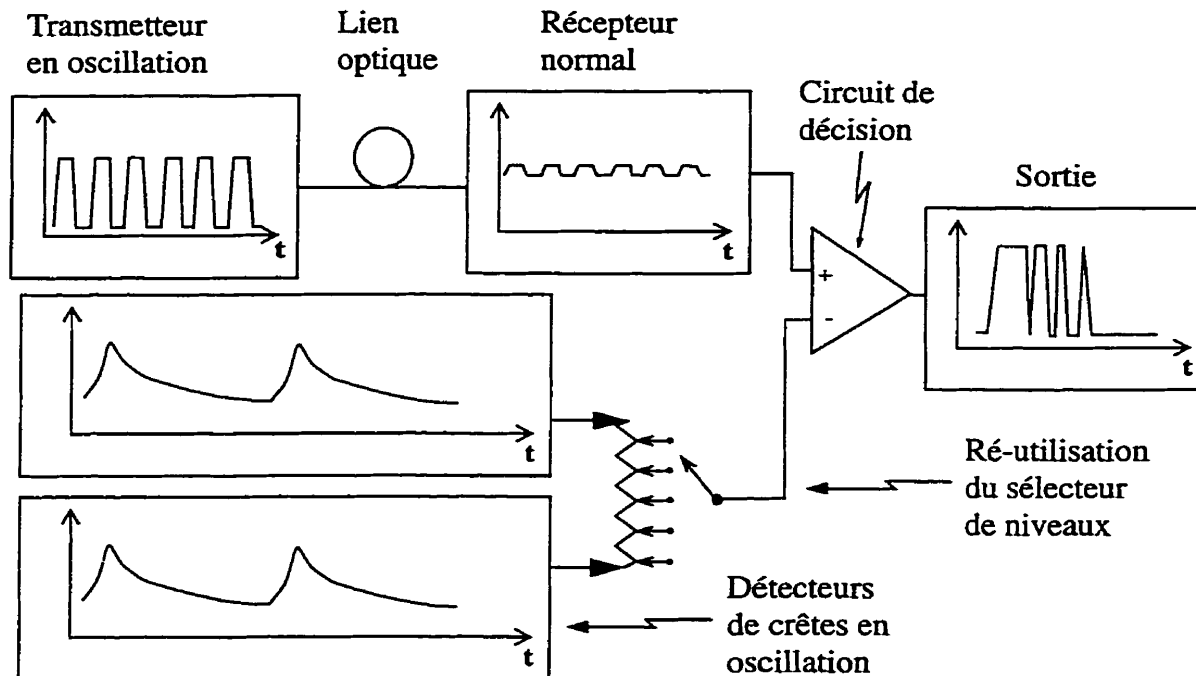


Figure 5.14: Schéma-bloc du test de circuit logique par méthode d'oscillation

Afin d'obtenir une fréquence d'oscillation correcte des circuits de détection de crêtes, il peut être nécessaire de modifier la valeur des capacitances servant à maintenir les niveaux maximums. Il est assez facile de réaliser une telle modification du circuit pour des circuits intégrés car les capacitances de grandes valeurs sont habituellement réalisées comme un agencement de petites cellules identiques. Leur valeur peut être facilement diminuée par un facteur  $n^2$ , où  $n$  est le nombre de cellules. Il suffit de placer des commutateurs permettant de relier les cellules en série plutôt qu'en parallèle, tel qu'illustré à la figure 5.15. Cette méthode permet aussi, en utilisant plusieurs types de reconfiguration, d'évaluer l'influence des capacités parasites. Elle est limitée par les caractéristiques parasites ( $RC$ ) des commutateurs.

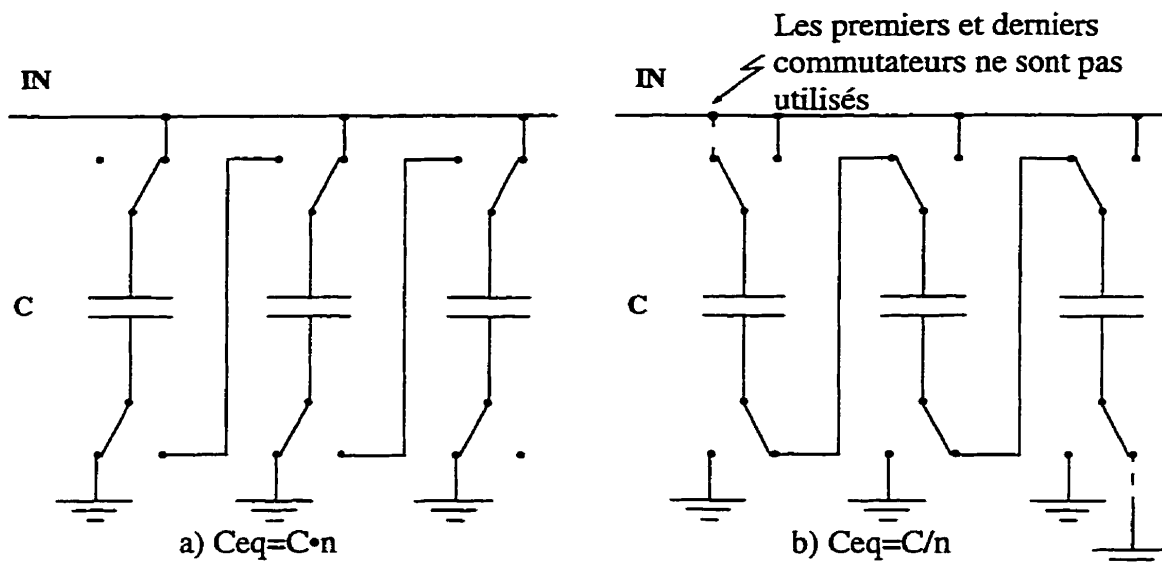


Figure 5.15: Reconfiguration d'une capacitance pour augmenter la fréquence d'oscillation

Dans notre montage discret, nous avons remplacé ces capacitances par d'autres de plus faibles valeurs pour simuler cet effet.

Pour cette démonstration, la fréquence d'oscillation du transmetteur a été fixée à 24kHz et les détecteurs de crêtes produisaient une fréquence de 114kHz. Le spectre normal mesuré est montré à la figure 5.16. Le circuit de sélection de seuil permet de tester chaque partie du circuit de décision (détection du crête minimale ou maximale).

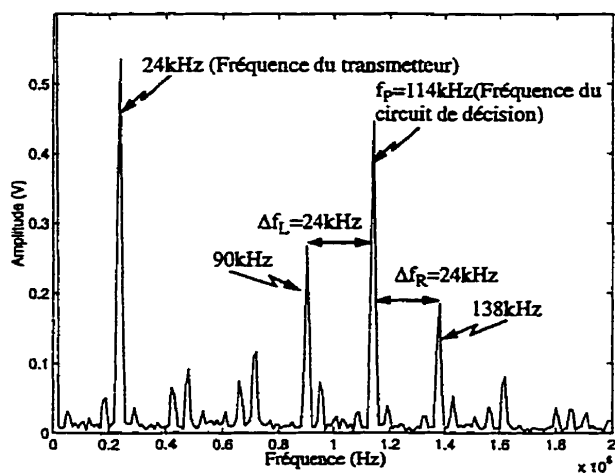


Figure 5.16: Spectre normal, test en mode mixte

Tel que nous nous y attendions, la fréquence centrale est bien celle du circuit de détection de crêtes, soit 114kHz. La distance entre les pics du spectre est aussi de 24kHz, la fréquence du transmetteur. Nous remarquons aussi que la fréquence du transmetteur peut être observée directement sur le spectre final. Ce circuit a aussi été soumis à des pannes paramétriques dans plusieurs de ses éléments. Le tableau 5.3. résume ces mesures. Nous y

**Tableau 5.4: Fréquences des pics (tests mixtes)**

Emplacements des fautes	$f_p$ (kHz 500Hz)	$\Delta f_G$ (kHz $\pm 1$ kHz)	$\Delta f_D$ (kHz $\pm 1$ kHz)
aucun	114	24	24
transmetteur	114	27	27
détecteur de crêtes	119	24	23
transmetteur et détecteur de crêtes	119	27	26

remarquons qu'il est facile de déterminer si un circuit est fautif ou non. De plus, il n'est pas nécessaire de compenser la fréquence du détecteur de crêtes comme ce fut le cas pour la fréquence du récepteur dans les tests analogiques. Cela s'explique facilement par le fait que le photorécepteur ne fait pas partie de la boucle d'oscillation.

#### 5.14 Conclusion

Dans cette section, nous avons présenté des méthodes de test intégrés pour les circuits de communications optoélectroniques. Des approches ont été proposées pour les systèmes numériques et analogiques. Ces approches génèrent elles-mêmes leurs vecteurs de test et permettent de tester les circuits aussi bien en tant que composants individuels que lorsqu'ils sont implantés dans un système.

Pour les systèmes numériques, le test de taux d'erreur sur les bits (*TEB*) a été proposé. Des circuits compatibles avec les standards de tests des frontières («*Boundary Scan*») ont été développés. La génération du test ainsi que l'analyse des résultats se fait de façon intégrée. Cela permet à des systèmes parallèles d'être testés simultanément, dans des conditions proches des conditions normales d'opération. Une méthode permettant de

diminuer le temps de ce test a aussi été proposée et analysée. Puisqu'elle ne demande seulement que les caractéristiques des composants soient bien appareillées, elle est compatible avec l'intégration en microélectronique.

L'utilisation de méthodes de tests par oscillations a été proposée pour le test de systèmes analogiques. La faisabilité de la méthode a été démontrée par un circuit de composants discrets. Puisque les circuits optoélectroniques numériques contiennent souvent des parties analogiques, l'application de cette méthode de test aux circuits numériques a aussi été proposée et son principe a été vérifié expérimentalement.

Cette étude a mis l'emphase sur l'importance de considérer le système tout entier pour implanter des méthodes de test efficaces de circuits optoélectroniques à haute densité.

## CONCLUSION

Au cours de ce travail, nous avons tout d'abord implémenté les outils informatiques pour permettre l'utilisation des technologies voulues. Nous avons aussi développé des procédures d'extraction et de vérification spécialisées permettant de travailler avec des éléments photosensibles intégrés.

Nous avons ensuite développé les outils physiques et informatiques nous permettant de réaliser des caractérisations optoélectroniques à faible coût et en utilisant un minimum d'équipement. Une analyse d'erreur très approfondie a été réalisée, ce qui nous permet d'obtenir des bornes d'incertitudes précises pour les mesures effectuées. Nous avons ensuite complètement caractérisé 4 structures de deux circuits différents, ce qui a nécessité l'analyse de plus de 18000 points de mesure. Les excellentes responsivités mesurées (jusqu'à 66% d'efficacité quantique) indiquent que les technologies CMOS usuelles peuvent être utilisées avec grande efficacité dans des systèmes optiques.

Des modèles ont par la suite été extraits à partir des mesures. Ces modèles sont compatibles avec les outils de CAO largement utilisés (*Analog Artist* de *Cadence*, simulateur *HSpice*). Ils sont paramétrisés et peuvent être utilisés avec tous les outils pertinents, de la simulation des schémas à celle des dessins de masques.

Une fois ces étapes franchies, nous avons développé des circuits permettant d'amplifier les signaux recueillis pour régénérer soit des signaux analogiques, soit des signaux logiques. L'utilisation d'un amplificateur à trans-impédance reste un choix sûr, mais nous avons démontré qu'il est aussi possible d'obtenir de bons résultats avec des structures différentielles en mode courant. Ce choix diminue la bande passante et augmente le bruit thermique mais améliore l'immunité au bruit des alimentations.

Nous avons aussi analysé brièvement des méthodes de régénération de niveaux logiques. Une méthode de compensation vers l'avant en mode courant a été proposée. Elle s'intègre directement aux récepteurs en mode courant déjà développés.

Nous avons soumis pour fabrication un circuit différentiel et un circuit non différentiel qui opèrent tous deux en mode courant, afin de pouvoir en évaluer les performances et d'en déterminer les avantages par rapport à l'immunité au bruit. Ces circuits sont dotés de miroirs de courant nous permettant de toujours les faire opérer dans leur plage normale en forçant le courant qu'il faut. Ces structures permettront aussi d'évaluer la sensibilité des circuits d'amplification aux variations des paramètres des transistors sur les circuits.

Finalement, des stratégies de test de haut niveau ont été développées pour les circuits optoélectroniques autant numériques, analogiques que mixtes. Ces méthodes répondent aux exigences de la fabrication en parallèle de plusieurs composantes optiques sur un même substrat. Des mesures démontrant le fonctionnement des méthodes analogiques et mixtes ont aussi été réalisées avec succès.

Nous avons de plus proposé et analysé une méthode permettant l'accélération des tests de taux d'erreur sur les bits pour les circuits numériques. Cette méthode est compatible avec l'intégration des circuits en technologie *CMOS* et permet de ne pas avoir recours à des moyens externes pour accélérer ces tests. Nous devons maintenant appliquer ces méthodes aux circuits proposés et en évaluer les impacts.

Notre approche nous a permis d'attaquer le problème de la fabrication de récepteurs optoélectroniques intégrés de façon bien ordonnée. Il reste encore quelques étapes à franchir pour réaliser des circuits commercialement viables. Certaines configurations de circuits de réception (par exemple, des circuits différentiels basés sur des amplificateurs à trans-impédance) doivent être évaluées plus à fond. Les circuits de détection de pics en tension, qui sont abondamment utilisés dans ce domaine, doivent aussi être comparés aux structures obtenues. Finalement, nous devons évaluer l'impact des méthodes de test proposées sur les performances des circuits.

L'analyse de l'influence du bruit thermique généré par les circuits de réception a été effectuée avec les outils que nous avons développés, qui permettent la simulation avec *HSpice* dans *Analog Artist*. Ils montrent que le bruit est plus important pour les circuits en



mode courant que pour les amplificateurs à trans-impédance; par contre, la vitesse d'opération peut être plus grande lorsque les photocourants sont faibles.

L'analyse des méthodes d'encapsulation doit être envisagée pour ces circuits et constitue en elle-même un sujet de recherche. La génération des signaux optiques demande aussi une attention particulière.

Cette étude nous a également permis de nous servir des instruments de test et de créer des scripts automatisés qui ont souvent été réutilisés à d'autres fins par plusieurs étudiants et chercheurs.

L'utilisation de fibres optiques dans les systèmes est une question complexe qui mérite une bonne évaluation des avantages et des inconvénients qu'elle amène. Nous croyons avoir aidé à une utilisation plus importante de ces technologies en démontrant que des mesures simples peuvent être faites pour les modéliser. Nous avons démontré qu'il est possible de profiter des économies d'échelle offertes par l'utilisation de procédés *CMOS* conventionnels en recourant à l'intégration des récepteurs tout en augmentant leurs possibilités de test.

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] ARABI, K., KAMINSKA, B. (1996). Oscillation-Test Strategy for Analog and Mixed-Signal Integrated Circuits. 14<sup>th</sup> VLSI Test Symposium, 476-482.
- [2] ARABI, K., KAMINSKA, B. (1997). Oscillation Built-In Self Test (OBIST) Scheme for Functional and Structural Testing of Analog and Mixed-Signal Integrated Circuits. IEEE International Test Conference, 786-795.
- [3] BANU, M., DUNLOP, A. (1993). A 660Mb/s CMOS Clock Recovery Circuit with Instantaneous Locking for NRZ Data and Burst-Mode Transmission. ISSCC 1993, 102-103.
- [4] BAUMGARTNER S., FREITAG, L., PASCHAL, M., SILJENBERG, D. (1997). An integrated 1.25 Gbit/s Laser Driver/Post Amplifier IC. IEEE 1997 Custom Integrated Circuit Conference, 17-20.
- [5] BAZINET, J. (1990). Notes de cours de statistiques (GIN 115), Université de Sherbrooke.
- [6] BERGANO, N.S., KERFOOT, F.W., DAVIDSON, C.R. (1993). Margin Measurements in Optical Amplifier Systems. IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 5, No. 3, 304-306.
- [7] BEYER, W.H. (1991). CRC Standard Mathematical Tables and Formulae. CRC Press, 29.
- [8] BUßMANN, M., LANGMANN, U., HILLERY, W.J., BROWN, W.W. (1994). PRBS Generation and Error Detection Above 10 Gb/s Using a Monolithic Si Bipolar IC. Journal of Lightwave Technology, Vol. 12, No. 2, 353-359.
- [9] CHEN, D.L., WALDRON, R. (1993). A Single-Chip 266Mb/s CMOS Transmitter/Receiver for Serial Data Communications. ISSCC, Session 6, 100-101, 269.

- [10] CLARKE, D.E., PERRY, R., ARORA, K. (1996). Characterization of CMOS IC Photodiodes Using Focused Laser Sources. Proceedings of the 1996 Southeast Conference, 381-384.
- [11] DEFOSTER, S., KARST, D., PETERSON, M., SENDELBACH, P., KOTTSCHADE, K. (1996). Manufacturing Test of Fibre Channel Communications Cards and Optical Subassemblies. IEEE International Test Conference, Washington, 127-134.
- [12] EG&G VACTEC (1993). Optoelectronics Data Book; Silicon Photodiodes, 13.
- [13] ERMAN, M., RIGLET, PH., JARRY, PH., MARTIN, B.G., RENAUD, M., VINCHANT, J.F., CAVAILLÈS, J.A. (1991). Optical circuits and integrated detectors. IEEE Proceedings-J, Vol. 138, No. 2, 101-108.
- [14] EWEN, J., WIDMER, A., SOYUER, M., WRENNER, K., PARKER, B., AINSPAN, H. (1995). Single-Chip 1062Mbaud CMOS Transceiver for Serial Data Communication. ISSCC, Session 2, 32-33.
- [15] FORTIN, G. (1997) Circuits en AsGa pour la transmission de données sur fibre optique. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Québec, Canada.
- [16] GADIRI, A., SAVARIA, Y., KAMINSKA, B. (1995). An optimized CMOS Compatible Photoreceiver. Canadian Conference on Electrical Engineering 1995.
- [17] GAGNON, M., KAMINSKA, B. (1997). Optical Communication Channel Test Using BIST Approaches. IEEE International Test Conference, 626-635.
- [18] HANSON, D. (1992). Wiring with Plastic. IEEE Magazine of Lightwave Telecommunication Systems, Février 1992, 34-39.

- [19] HAYES, J.D., NEIFELD, M.A., SRIDHARAN, S.K., ZIOLOWSKI, R.W. (1995). Adjacent detector cross talk in CMOS smart detector arrays. Integrated Optics and Microstructures II, 102-107.
- [20] HU, T., GRAY, P. (1993). A Monolithic 480Mb/s Parallel ABC/Decision/Clock-Recovery Circuit in 1.2 $\mu$ m CMOS. ISSCC, Session 6, 98-99.
- [21] HUANG, Y.-T., KOSTUK, R. (1989). A low-impedance Load Detector Circuit for Optical Interconnects. IEEE International Conference on Computer Design, 66-71.
- [22] HUANG, Y.-T. (1992). Low-impedance complementary metal-oxide-semiconductor optical receivers for optical interconnects. Applied Optics, Vol. 31, No. 20, 4623-4624.
- [23] HULLET, L., MOUSTAKAS, S. (1981). Optimum transimpedance broadband optical preamplifier design. Optical and Quantum Electronics, Vol. 13, 65-69.
- [24] INGELS, M., VAN DER PLAS, G., CROLS, J., STEYAERT, M. (1994). A CMOS 18 THz $\Omega$  240Mb/s Transimpedance Amplifier and 155 Mb/s LED-Driver for Low Cost Optical Fiber Links. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 29, No. 12, 1552-1559.
- [25] ISHIGURE, T., NIHEI, E., KOIKE, Y. (1994). Graded-index polymer optical fiber high-speed data communication. Applied Optics, Vol. 33, No. 19.
- [26] KAMINSKA, B., FORTIN, G., SOKOLOWSKA, E., ROY, C. (1997). Switched Optical Transmission: Exploration of Trade-offs between Packaging Options. MCMC 1997.
- [27] KAUERT, R., BUDDE, W., KALZ, A. (1995). A Monolithic Field Segment Photo Sensor System. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 30, No. 7, July 1995, 807-810.

- [28] KOIKE, Y. (1997). Broadband polymer optical fibers for communication use. OFC 1997, Session FK1.
- [29] KRAMER, J., SEITZ, P., STEIGMEIER, E.F., AUDERSET, H., DELLEY, B., BALTES, H. (1993). Light-emitting devices in industrial CMOS technology. *Sensors and Actuators A*, Nos. 37-38, 527-533.
- [30] KRISHNAMOORTHY, A.V., WOODWARD, T.K., GOOSSEN, K.W., WALKER, J.A., LENTINE, A.N., CHIROVSKY, L.M.F., HUI, S.P., TSENG, B., LEIBENGUTH, R., CUNNINGHAM, J.E., JAN, W.Y. (1996). Operation of a single-ended 550Mbits/s 41fJ, hybrid CMOS/MQW receiver-transmitter. Electronics Letters, Vol. 32, No. 8, 764-765.
- [31] KUCHTA, D.M., AINSPAN, H.A., CANORA, F.J., SCHNEIDER, R.P. Jr. (1995). Performance of fiber-optic data links using 670-nm cw VCSELs and a monolithic Si photodetector and CMOS preamplifier. IBM Journal of Research and Development, Vol. 39, No. 1/2, 63-72.
- [32] LEE, M., BROOKE, M. (1994) Design, Fabrication, and Test of a 125Mb/s Transimpedance Amplifier Using MOSIS 1.2mm Standard Digital CMOS Process. IEEE 37th Midwest Symposium on Circuits & Systems, Vol. 1, 155-157.
- [33] LEE, M., VENDIER, OL, BROOKE, M., JOKERST, N.M., LEAVITT, R.P. (1995). CMOS Optical Receiver with INtegrated Compound Semiconductor Thin-Film INverted MSM Detector Operating at 155 Mbps. LEOS 1995, Vol. 1, 47-48.
- [34] LI, C.-S., STONE, H.S., KWARK, Y., OLSEN, C.M. (1993). Fully Differential Optical Interconnections for High-Speed Digital Systems. IEEE Transactions on VLSI Systems, Vol. 1, No. 2, 151-163.

- [35] LIM, P., TZENG, A., CHUANG, H., ST. ONGE, A. (1993). A 3.3-V Monolithic Photodetector/CMOS Preamplifier for 531Mb/s Optical Data Link Applications. ISSCC, Session 6, 96-97.
- [36] MACIEJKO, R. (1996). Optoélectronique-Deuxième édition. Notes du cours PHS6203.
- [37] MÄKYNEN, A.J., KOSTAMOVAARA, J.T., RAHKONEN, T.E. (1994). CMOS Photodetectors for Industrial Position Sensing. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 43, No. 3, 489-492.
- [38] MELCHIOR, H., Photodetectors for optical communications systems, proceedings of the IEEE, Vol. 58, No. 10, Octobre 1970, 1466-1486.
- [39] MILLER, D.A.B. (1995). Hybrid SEED - Massively Parallel Optical Interconnections for Silicon ICs. Proceedings of the Second International Conference on Massively Parallel Processing Using Optical Interconnections.
- [40] MUOI, T.V., (1984). Receiver Design for High-Speed Optical-Fiber Systems. Journal of Lighthwave Technology, Vol., LT-2, No. 3, 243-265.
- [41] NAKANO, F., OGOU, S., MURANKA, M., FURUICHI, M., ISHITOBI, M., KURIMOTO, Y. (1992). A CMOS 8:1 MUX/LDD Chip Set for 622Mb/s Fiber Optic Transmission Systems. IEEE 1992 Custom Integrated Circuits Conference, 29.2.1-4.
- [42] NAKAMURA, M., ISHIHARA, N., AKAZAWA, KIMURA, H. (1994). A Wide-Dynamic-Range and Extremely High-sensistivity CMOS Optical Receiver IC using Feed-Forward Auto-Bias Adjustment. IEEE 1994 Custom Integrated Circuits Conference, 629-632.

- [43] NAKAMURA, M., ISHIHARA, N., AKAZAWA, Y., KIMURA, H. (1995). An Instantaneous Response CMOS Optical Receiver IC with Wide Dynamic Range and Extremely High Sensitivity Using Feed-Forward Auto-Bias Adjustment. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 30, No. 9, 991-997.
- [44] NILSON, C., DARLING, R., PINTER, R. (1994). Shunting Neural Network Photodetector Arrays in Analog CMOS. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 29, No. 10, 1291-1296.
- [45] OIKAWA, Y., KUWATSUKA, H., YAMAMOTO, T., IHARA, T., HAMANO, H., MINAMI, T. (1994). Packaging Technology for a 10-Gb/s Photoreceiver Module. Journal of Lightwave Technology, Vol. 12, No. 2, 343-351.
- [46] OTA, Y., SWARTZ, R.G. (1990). Burst-Mode Compatible Optical Receiver With A Large Dynamic Range. Journal of Lightwave Technology, Vol. 8, No. 12, 1897-1903.
- [47] PALACHARLA, P., CHROSTOWSKI, J., NEUMANN, R., GALLENBERGER, R.J. (1995). Techniques for Accelerated Measurement of Low Bit Error Rates in Computer Data Links. 14<sup>th</sup> Annual International Phoenix Conference on Computers and Communication, 184-190.
- [48] PEDROTTI, K., BECCUE, S., HABER, W., BRAR, B., ROBINSON, G., KILCOYNE, K. (1990). 16x16 optical fiber crossbar switch operating at 0.85 $\mu$ m. OFC'90, 53.
- [49] PIETRUSZYNSKI, D., STEININGER, J., SWANSON, E. (1988). A 50-Mbit/s CMOS Monolithic Optical Receiver. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 23, No. 6, 1426-1432.
- [50] SAAB, K., HAMIDA, N., MARCHE, D., KAMINSKA, B. (1996). LIMSoft: Automated Tool for Sensitivity Analysis and Test Vector Generation. IEEE International Test Conference, Washington, Octobre 1996, 571-580.

- [51] SEVENHANS, J., DELBARE, W., STEYAERT, M., INGELS, M., VANDEWEGE, J. (1993). CMOS LED-driver and PIN-receiver for fiber optical communication at 155Mbit/s. Annales des Télécommunications, Vol. 48, Nos. 3-4, 148-152.
- [52] SHEINBERG, N., BAYRUNS, R.J., LAVERICK, T.M. (1991). Monolithic GaAs Transimpedance Amplifiers for Fiber-Optics Receivers. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 26, No. 12, 1834-1839.
- [53] SOLGAARD, O., DANEMAN, M., TIEN, N.C., FRIEDBERGER, A., MULLER, R.S., LAU, K.Y. (1995). Optoelectronic Packaging Using Silicon-Micromachined Alignment Mirrors. IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 7, No. 1, 41-43.
- [54] SONCINI, G., ZEN, M., RUDAN, M., VERZELLES, G. (1991). On the electro-optical characteristics of CMOS compatible photodiodes. Proceedings of the 1991 Mediterranean Electrotechnical Conference, Vol. 1, 111-113.
- [55] STEYAERT, M., INGELS, M. (1992). 150 Mbit/s CMOS LED-driver and PIN-receiver IC for Optical Communication. IEEE 1992 Custom Integrated Circuits Conference, 23.6.1-4.
- [56] SUNTER, S. (1995). The P1149.4 Mixed Signal Test Bus: Costs and Benefits. IEEE International Test Conference, Washington, 1995, 444-450.
- [57] SWARTZ, R.G., OTA, Y. (1990). A DC-500Mb/s Burst Mode Preamplifier for Optical Data Links. IEEE 1990 Bipolar Circuits and Technology Meeting, 240-243.
- [58] SWARTZ, R.G., OTA, Y., TARSIA, M.J., ARCHER, V.D. (1993). A Burst Mode, Packet Receiver with Precision Reset and Automatic Dark Level Compensation for Optical Bus Communications. IEEE Symposium on VLSI Circuits, 67-70.
- [59] SZYMANSKI, T., HINTON, H.S. (1994). Architecture of a Terabit Free-Space Photonic Backplane. IEEE/LEOS/OSA International Conference on Optical Computing, Edinbourg, Écosse.



- [60] VELLA-COLEIRO, G.P. (1988). Optimization of the Optical Sensitivity of p-i-n FET Receivers. IEEE Electron Devices Letters, Vol. 9, No. 6, 269-271.
- [61] WANG, C., HUANG, P.C., HUANG, C.Y. (1995). A Fully Differential CMOS Transconductance-Transimpedance Wideband Amplifier. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 42, No. 11, 745-748.
- [62] WEDDING, B., SCHLUMP, D., SCHLAG, E., PÖHLMANN, W., FRANZ, B., (1990). 2.24-Gbit/s 151-km Optical Transmission System Using High-Speed Integrated Silicon Circuits. Journal of Lightwave Technology, Vol. 8, No. 2, 227-234.
- [63] WOODWARD, T.K., LENTINE, A.L., CHIROVSKY, L.M.F. (1995). 1 Gb/s Operation and Bit-Error Rate Studies of FET-SEED Diode-Clamped Smart-Pixel Optical Receivers. IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 7, No. 7, 763-765.
- [64] YOSHINO, T., MAYUMI, A., HIRANO, N. (1991). Degradations of Bit-Error Ratio due to Echo in Optical OOK Communication Systems. Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 74, No. 11, 42-53.
- [65] YU, C.G., GEIGER, R. (1994). An Automatic Offset Compensation Scheme with Ping-Pong Control for CMOS Operational Amplifiers. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 29, No. 5, 601-610.

**ANNEXE I**

**CALCUL DES ANGLES SOLIDES DES RÉCEPTEURS**

## I.1 Récepteur carré

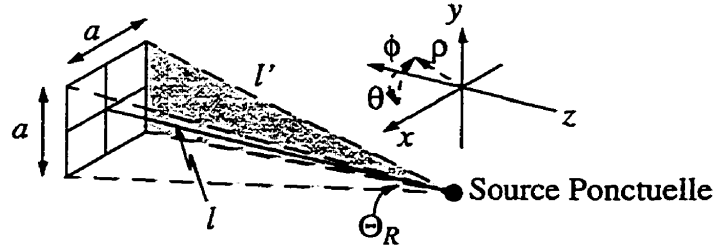


Figure I.1: Représentation d'un récepteur carré

Les règles de transformation entre le système de coordonnées cartésien et le système de coordonnées sphérique représenté à la figure I.1 sont:

$$x = \rho \sin \theta \cos \varphi \quad (\text{I.1})$$

$$y = \rho \sin \theta \sin \varphi \quad (\text{I.2})$$

$$z = \rho \cos \theta \quad (\text{I.3})$$

$$\varphi = \arcsin\left(\frac{y}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}}\right) \quad (\text{I.4})$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{z}\right) \quad (\text{I.5})$$

$$\rho = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad (\text{I.6})$$

Pour évaluer  $\Theta_R$ , nous supposons que le détecteur est un carré de côté  $a$  dont le centre est situé à une distance  $l$  de la source dans le plan x-y (figure I.1). Par construction géométrique, nous obtenons les équations suivantes:

$$\Theta_R = \frac{1}{l^2} \int_{\theta = -\arctan\left(\frac{a}{2l}\right)}^{\theta = \arctan\left(\frac{a}{2l}\right)} \int_{\varphi = -\arctan\left(\frac{a \cos \theta}{2l}\right)}^{\varphi = \arctan\left(\frac{a \cos \theta}{2l}\right)} (l^2 \cdot \cos \theta) d\varphi d\theta \quad (\text{I.7})$$

$$l = \sqrt{l^2 + \frac{a^2}{2}} \quad (\text{I.8})$$

Il est possible d'effectuer analytiquement les deux intégrations, ce qui donne les résultats suivants:

$$\Theta_R = \int_{\theta = -\text{atan}\left(\frac{a}{2l}\right)}^{\theta = \text{atan}\left(\frac{a}{2l}\right)} \frac{2a \cos \theta}{\sqrt{4l^2 + a^2 \cos^2 \theta}} d\theta \quad (\text{I.9})$$

$$\Theta_R = 4 \text{asin}\left(\frac{a^2}{4l^2 + a^2}\right) \quad (\text{I.10})$$

Nous pouvons également faire quelques approximations utiles. Si le côté du récepteur ( $a$ ) est beaucoup plus petit que la distance entre la source et le récepteur ( $l$ ), nous pouvons simplifier (I.10) de la façon suivante:

$$\Theta_R \approx 4 \text{asin}\left(\frac{a^2}{4l^2}\right) = \left(\frac{a}{l}\right)^2 \quad \left| \quad a \ll l \quad (\text{I.11}) \right.$$

## I.2 Récepteur circulaire

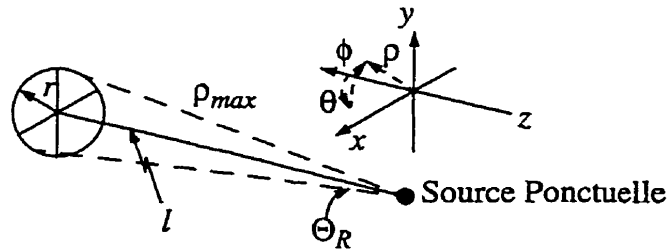


Figure I.2: Représentation d'un récepteur circulaire

Pour un cercle de rayon  $r$  situé à une distance  $d$  de la source, les équation délimitant la région sont:

$$\theta = \left[-\operatorname{atan}\left(\frac{r}{l}\right), \operatorname{atan}\left(\frac{r}{l}\right)\right] \quad (\text{I.12})$$

$$\varphi = \left[-\operatorname{asin}\left(\sqrt{\frac{r^2 - l^2 \tan^2 \theta}{l^2 + r^2}}\right), \operatorname{asin}\left(\sqrt{\frac{r^2 - l^2 \tan^2 \theta}{l^2 + r^2}}\right)\right] \quad (\text{I.13})$$

$$\rho_{\max} = \sqrt{l^2 + r^2} \quad (\text{I.14})$$

Cela conduit à l'intégrale suivante:

$$\Theta_R = \int_{\theta = -\operatorname{atan}\left(\frac{r}{l}\right)}^{\theta = \operatorname{atan}\left(\frac{r}{l}\right)} \int_{\varphi = -\operatorname{asin}\left(\sqrt{\frac{r^2 - l^2 \tan^2 \theta}{l^2 + r^2}}\right)}^{\varphi = \operatorname{asin}\left(\sqrt{\frac{r^2 - l^2 \tan^2 \theta}{l^2 + r^2}}\right)} \cos \varphi \cdot d\varphi d\theta \quad (\text{I.15})$$

La première intégrale s'effectue aisément; nous obtenons le résultat suivant:

$$\Theta_R = 2 \int_{\theta = -\operatorname{atan}\left(\frac{r}{l}\right)}^{\theta = \operatorname{atan}\left(\frac{r}{l}\right)} \sqrt{\frac{r^2 - l^2 \tan^2 \theta}{l^2 + r^2}} \cdot d\theta \quad (\text{I.16})$$

Nous pouvons alors effectuer le changement de variable suivant (possiblement en deux étapes):

$$r \sin \xi = l \tan \theta \quad (\text{I.17})$$

Cela conduit à l'intégrale suivante:

$$\Theta_R = \frac{2lr^2}{\sqrt{l^2 + r^2}} \int_{\xi = -\frac{\pi}{2}}^{\xi = \frac{\pi}{2}} \frac{\cos^2 \xi}{l^2 + r \sin^2 \xi} d\xi \quad (\text{I.18})$$

Cette intégrale peut se résoudre en faisant d'autres substitutions ou directement grâce aux tables d'intégrales (Beyer, 1991 [7]):

$$\Theta_R = 2 \operatorname{atan} \left( \frac{\sqrt{l^2 + r^2} \tan \xi}{l} \right) - \frac{2l\xi}{\sqrt{l^2 + r^2}} \Bigg|_{\xi = -\frac{\pi}{2}}^{\xi = \frac{\pi}{2}} \quad (\text{I.19})$$

La première intégrale donne  $\pm\pi/2$  (arctangente de  $\pm\infty$ ), ce qui conduit au résultat suivant:

$$\Theta_R = 2\pi \left( 1 - \frac{l}{\sqrt{l^2 + r^2}} \right) \quad (\text{I.20})$$

La limite lorsque la distance est nulle nous donne bien  $\Theta_R=2\pi$  (la moitié d'une sphère), alors que nous pouvons utiliser une expansion en série de Taylor pour obtenir la valeur lorsque  $r$  est beaucoup plus petit que  $l$ :

$$\Theta_R = \frac{1}{2!} \frac{2\pi l}{(l^2)^{3/2}} r^2 = \frac{\pi r^2}{l^2} \quad (\text{I.21})$$

Le résultat est donc en accord avec ce que nous attendions (aire d'un cercle/distance au carré).

Lorsque les trous présentent une asymétrie, nous pouvons les comparer à une ellipse plutôt qu'à un cercle. Malheureusement, l'équation  $x^2 + \frac{y^2}{b^2} = r^2$  d'une ellipse change le terme constant  $\sqrt{l^2 + r^2}$  du dénominateur de (I.16) par  $\sqrt{l^2 + b^2 r^2 + (1 - b^2) l^2 \tan^2 \theta}$ . L'intégrale devient en partie une intégrale elliptique du troisième type qui ne s'évalue pas de façon analytique. Une approximation consiste à remplacer le rayon du cercle par une valeur  $r'$  qui rendrait l'aire du cercle égale à celle de l'ellipse:

$$\pi r'^2 = \pi b r^2 \quad (\text{I.22})$$

$$r' = r \sqrt{b} \quad (\text{I.23})$$

Cette valeur correspond à la moyenne géométrique entre le grand axe et le petit axe de l'ellipse.

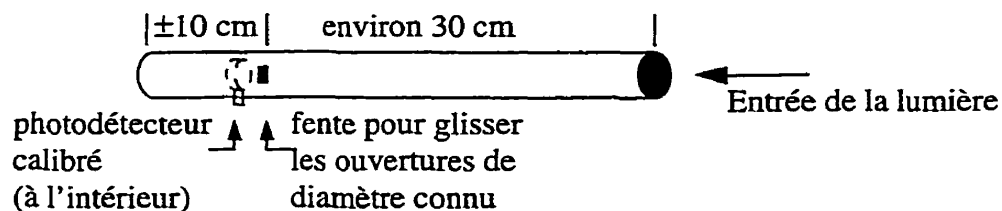
**ANNEXE II**  
**MÉTHODES DE MESURE**

## II.1 Mesure de la responsivité par une source ponctuelle

Afin de mesurer la responsivité, nous avons utilisé l'équipement suivant:

- Table de travail plane;
- Règle graduée en aluminium (1m):  
Fixée sur le côté de la table pour la laisser dépasser. Sert aussi de guide au support pour les *DEL* pour les déplacer en ligne droite.
- Photodétecteur calibré *Newport 818-SL*;
- Tube de aux parois internes mates (figure II.1):

Réalisé par l'assemblage de deux tubes de cartons dont l'intérieur est recouvert de papier construction noir mat. Une fente permet d'y glisser des ouvertures de diamètre connu. Deux disques de papier mat sont placés de chaque côté de la fente. Ils sont troués d'une ouverture plus grande que la plus grande ouverture calibrée à utiliser. La barrette contenant les ouvertures est glissée dans la fente entre ces deux disques, lesquels empêchent la lumière ambiante de se faufiler par la fente.



vue explosée du tube à l'endroit de la fente, montrant les disques internes situés de chaque côté de la fente (les disques sont en fait aussi rapprochés l'un de l'autre que possible).

Figure II.1: Schéma du tube pour le récepteur calibré

- Ouvertures de diamètres connus percées dans une mince plaque de plastique noir;
- Support pour la barrette contenant les ouvertures:  
Un support à micro-sondes de marque *allesi* modèle MH5 2858-9, sans le bras manipulateur, a été utilisé.



- Support pour *DEL* ajustable (figure II.2):

Un support *allesi* identique au précédent a été utilisé. Il permet des déplacements latéraux et verticaux précis. Une plaque de bakélite trouée pour recevoir les visses du support y a été adjointe en plus d'un bloc de mousse agissant comme ressort. L'ajustement des visses permet de contrôler le lacet et le tangage des LED de façon à aligner leur maximum d'intensité avec le récepteur.

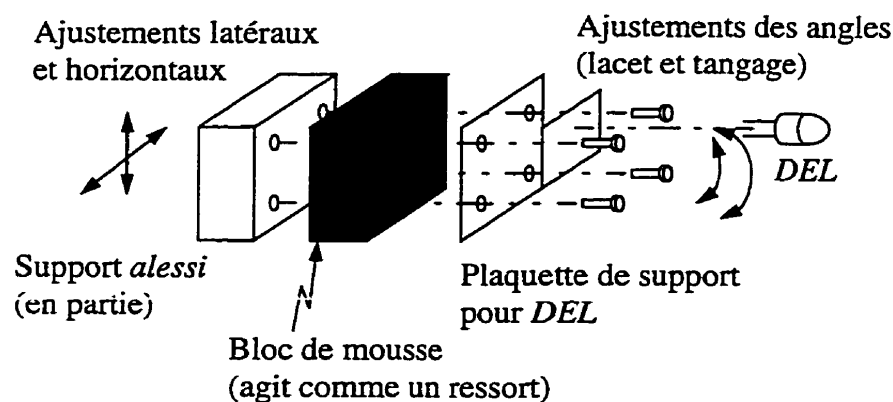


Figure II.2: Vue explosée du support pour *DEL*

- Support pour la plaquette de circuit de photoréception:

Un étau a été utilisé pour maintenir le circuit perpendiculaire à la table. Le circuit était préalablement fixé sur une plaquette perforée («*breadboard*») qui permet de brancher facilement les fils électriques. Cet étau a aussi été utilisé pour maintenir le photodétecteur calibré et le tube.

- Amplificateur à trans-conductance et bloc d'alimentation;
- Appareil de mesure *Keithley 236*;
- Source de tension programmable *HP6623A*;
- Interface de mesure «*veetest*» (*mesphot.vee*).

Les figures II.3 et II.4 montrent le branchement et la disposition des appareils pour les mesures.

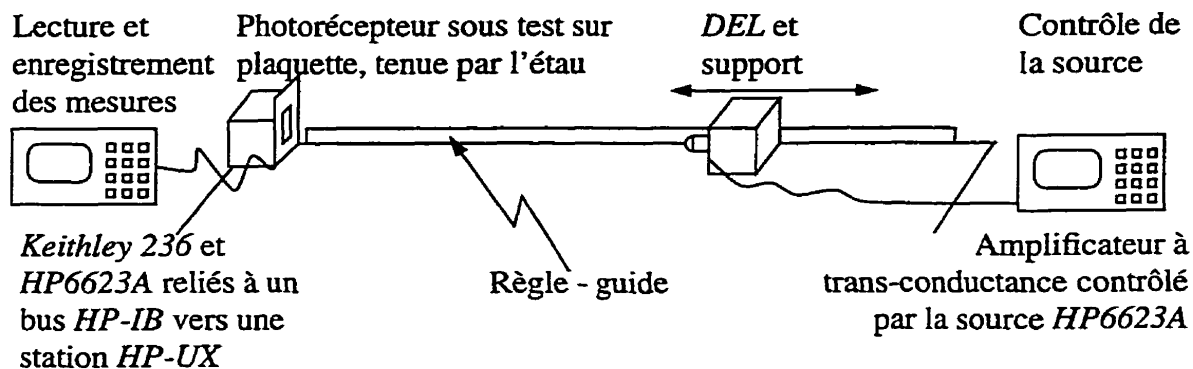


Figure II.3: Montage expérimental détaillé, photorécepteur à tester

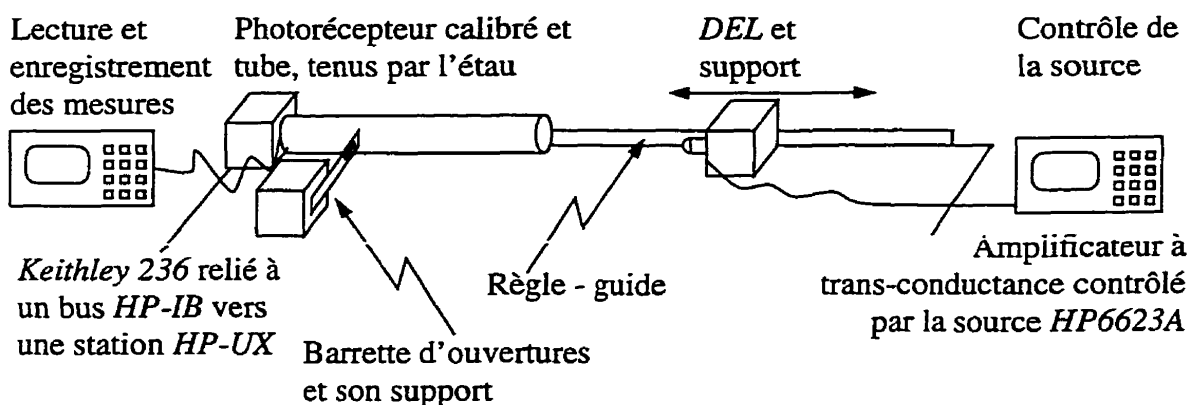


Figure II.4: Montage expérimental détaillé, photorécepteur calibré

Les étapes de mesure sont les suivantes:

- Réchauffement de la *DEL*:

Choisir la *DEL* voulue, la brancher et la laisser se stabiliser pendant 15 minutes environ.

- Ajustement de la *DEL*:

Utiliser le montage de la figure II.4 et ajuster la position de l'ouverture voulue ainsi que la position de la *DEL* pour que le faisceau soit bien aligné. Il faut pour cela déplacer la *DEL* et vérifier que l'intensité lumineuse recueillie est toujours maximale. Il faut faire attention aux maximums locaux dans le faisceau de la *DEL*.

- **Caractérisation du photorécepteur:**

Le montage de la figure II.3 est maintenant utilisé. Le courant noir est mesuré; le photocourant est mesuré pour 5 distances différentes au moins. On peut caractériser les variations de la responsivité du photodétecteur en fonction de sa polarisation en gardant la *DEL* le plus près possible. Il n'est pas nécessaire de refaire les mesures pour chaque distance.

- **Caractérisation de la *DEL*:**

Il faut mesurer le courant noir ainsi que le photocourant pour au moins 5 distances différentes entre la *DEL*. Le courant noir est mesuré en obstruant l'entrée du tube avec un morceau de carton opaque et épais. Il faut utiliser le maximum de filtrage pour enlever le bruit lors des mesures de faibles courants. Il faut aussi laisser suffisamment de temps à l'appareil de mesure pour se stabiliser (jusqu'à 10 secondes).

- **Répétition:**

Les mesures peuvent être répétées en utilisant des ouvertures de diamètres différents pour calibrer la *DEL*. Plusieurs *DEL* peuvent être utilisées pour obtenir une réponse à plusieurs longueurs d'ondes.

Des mesures complémentaires doivent aussi être faites pour calibrer l'amplificateur à trans-conductance, vérifier le temps de stabilisation des *DEL* ainsi que ceux de l'appareil de mesure.

## **II.2 Mesure de la responsivité par une fibre optique**

Le montage de cette méthode est très simple. La fibre optique est tenue devant la *DEL* grâce à deux plaques qui la serrent et la supportent. Nous nous assurons que le reste de la lumière de la *DEL* n'atteint pas le photorécepteur en l'isolant de façon appropriée. Un support ajustable *allessi* est utilisé avec un deux autres plaques pour aligner et approcher l'autre extrémité de la fibre du photorécepteur calibré ou sous test. La fibre est approchée du photorécepteur tant que le courant recueilli n'est pas au maximum.

**ANNEXE III**

**CALCUL DES DISTRIBUTIONS STATISTIQUES**

### III.1 Introduction

Cette annexe décrit les calculs et les approximations utilisées pour évaluer la distribution de probabilité de la responsivité mesurée par la méthode de la source ponctuelle (paragraphe 3.2). Nous allons utiliser une notation semblable à celle de Bazinet (1990 [5]) pour différencier les catégories de variables utilisées:

- Alphabet majuscule ( $X$ ): Variables aléatoires;
- Alphabet minuscule ( $x$ ): Une réalisation (mesure expérimentale) d'une variable aléatoire ou une constante;
- $\mu_X = E(X)$  : L'espérance mathématique (la moyenne théorique) de la variable aléatoire  $X$ ;
- $\sigma_X^2 = E((X - \mu_X)^2)$  : La variance de la variable aléatoire  $X$  (aussi  $Var(X)$ );
- $\bar{x}$ : La moyenne des réalisations de  $X$ ;
- $s_X^2$ : La variance échantillonnale des réalisations de la variable  $X$ .

### III.2 Distribution de $Y(X) = \frac{1}{\sqrt{I(X) - I_{noir}}}$

Comme point de départ, nous ferons deux hypothèses:

1. Lors des mesures de  $I(X)$ , le bruit mesuré est distribué normalement et additif, de variance  $\sigma_I'^2$ .

Cette affirmation est justifiée par le fait que la plupart du bruit est généré par les fils reliant le dispositif et l'appareil de mesure (par induction électromagnétique). L'appareil utilisé (*Keithley* 236) intègre le signal sur une période de 60 Hertz afin d'éliminer le bruit provenant des lignes d'alimentation, et fait la moyenne de 32 mesures. Cela aide donc à atténuer le bruit, qui est tout de même important par rapport aux faibles niveaux de signal parfois recueillis. Le bruit de certains dispositifs opto-électroniques est parfois fonction

du niveau de puissance qu'ils reçoivent. Tant que ce bruit reste faible par rapport à celui dû au monde externe, l'approximation sera valide.

Par définition:

$$Y(X) \equiv \frac{1}{\sqrt{I(X) - I_{noir}}} \quad (\text{III.1})$$

$I_{noir}$  sera aussi distribué normalement, de variance  $\sigma_I'^2$ . Donc,  $I(X) - I_{noir}$  sera aussi distribué normalement, de variance  $\sigma_I^2 = 2\sigma_I'^2$ . Cependant,  $Y(X)$  ne sera pas distribué de façon normale. Si la variance  $\sigma_I^2$  est petite par rapport à la moyenne  $\mu_{I(X)}$ , la distribution de  $Y(X)$  pourra être approximée par une distribution normale. En effet, nous pouvons approximer les distributions de probabilités par des séries de Taylor autour de leur moyennes. Nous obtenons:

Distribution normale:

$$P_N(y, \mu_Y, \sigma_Y) = \frac{e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{y-\mu_Y}{\sigma_Y}\right)^2}}{\sigma_Y\sqrt{2\pi}} \approx \frac{1}{\sigma_Y\sqrt{2\pi}} \left( 1 - \frac{1}{2\sigma_Y^2} (y-\mu_Y)^2 + O((y-\mu_Y)^4) \right) \quad (\text{III.2})$$

Où  $O(x^n)$  est une erreur d'ordre  $n$ , et  $\mu_Y$  est l'espérance mathématique (la moyenne théorique) de la variable aléatoire  $Y(X)$ .

Distribution de  $(I(X) = I(X) - I_{noir})^{-0,5}$ :

$$P_I(y, \mu_I, \sigma_I) = \frac{2y^{-3} \left( e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{y^2-\mu_I}{\sigma_I}\right)^2} \right)}{\sigma_I\sqrt{2\pi}} \quad (\text{III.3})$$

$$\approx \frac{1}{\sigma_I\sqrt{2\pi}} \left( 2\mu_I^{1,5} - 6\mu_I^2 (y - \mu_I^{-0,5}) + \left( 12\mu_I^{2,5} - \frac{4\mu_I^{4,5}}{\sigma_I^2} \right) (y - \mu_I^{-0,5})^2 + O((y - \mu_I^{-0,5})^3) \right)$$

où  $\mu_I$  est l'espérance mathématique de la variable aléatoire  $I(X)$ .

Le terme  $2y^{-3}$  est en fait le Jacobien de la transformation de variable  $I = Y^{-2}$  (Les distributions de probabilités sont des intégrandes). Il est bien sûr impossible de rendre (III.2) exactement égal à (III.3). Cependant, pour le premier terme, nous obtenons:

$$\frac{1}{\sigma_Y \sqrt{2\pi}} = \frac{2\mu_I^{1,5}}{\sigma_I \sqrt{2\pi}} \quad (\text{III.4})$$

$$\sigma_Y = \frac{\sigma_I}{2\mu_I^{1,5}} \quad (\text{III.5})$$

Cette approximation est aussi en accord avec le terme dominant d'ordre 2, si nous supposons que:

$$\mu_Y = \mu_I^{-0,5} \quad (\text{III.6})$$

Bien entendu, le terme de premier ordre ne peut être compensé, car il n'est pas présent dans les deux cas. Cependant, une analyse plus poussée montre que si nous considérons un intervalle de l'ordre de  $n\sigma_Y$  autour de  $\mu_Y$ , la valeur de l'intégrale du terme d'ordre 1 sera  $9k/(2n)$  celle de l'intégrale du terme d'ordre 2, où  $k = \sigma_I/\mu_I$ . Donc, lorsque  $k$  est grand, ce terme d'ordre 1 sera négligeable pourvu que  $n$  soit assez grand. Lorsque  $n$  est petit, c'est alors le terme d'ordre 0 qui domine (ratio de  $-3nk/4$ ).

Une autre considération est que l'intégrale sera habituellement faite sur une région centrée autour de la moyenne. Cela fait que l'intégrale des termes indésirables d'ordre impair donne tout simplement zéro.

2. L'incertitude sur  $X$  est distribuée de façon normale, de variance  $\sigma_X^2$ .

Cette incertitude va se refléter sur la variable  $Y$ . En effet, lorsque la distance  $X$  entre la source est grande par rapport au diamètre (ou au côté) du photorécepteur:

$$I(X) \approx \frac{k_I}{(X + x_0)^2} + I_{\text{noir}} \quad (\text{III.7})$$

où  $k_I$  est une constante de proportionnalité et  $x_0$  sert à ajuster l'échelle de  $X$ .

Donc,

$$Y(X) \approx \frac{X + x_0}{\sqrt{k_I}} \quad (\text{III.8})$$

Donc, une distribution d'erreur normale sur  $X$  de variance  $\sigma_X^2$  sera approximativement équivalente à une distribution normale sur  $Y$  de variance:

$$\sigma_{Y,1}^2 = \frac{\sigma_X^2}{k_I} \quad (\text{III.9})$$

Cependant, nous avons déjà une distribution de probabilité due au bruit sur la mesure de  $I(X)$ . Heureusement, nous pouvons utiliser les deux distributions directement. En effet, une analyse de premier ordre de  $Y(X)$  donne:

$$Y(X) \approx \frac{X - x_0 + \sigma_X N_1}{\sqrt{k_I}} - \frac{\sigma_I (X - x_0 + \sigma_X N_1)^3 N_2}{2k_I^{1.5}} \quad (\text{III.10})$$

où  $N_1$  et  $N_2$  sont des variables aléatoires distribuées normalement de moyenne nulle et de variance 1. Nous remarquons que le premier terme est en accord avec la relation (III.9) pour la distribution de probabilité, alors que le second terme correspond à la relation (III.5), lorsque nous négligeons  $\sigma_X N_1$  devant  $(X - x_0)$ . Cela sera valide lorsque  $\sigma_X$  est beaucoup plus petit que  $(X - x_0)$ . Dans ce cas, il n'est pas nécessaire de calculer la densité de probabilité conjointe de  $N_1$  et  $N_2$ . De plus, comme il s'agit de deux distributions normale, leur différence sera aussi une distribution normale, avec les paramètres approximatifs suivants:

$$\sigma_Y^2 \approx \frac{\sigma_X^2}{k_I} + \frac{\sigma_I^2}{4\mu_I^3} \quad (\text{III.11})$$

$$\mu_Y \approx \mu_I^{-0.5} \quad (\text{III.12})$$

Nous pouvons alors approximativement considérer  $X$  comme une variable indépendante connue parfaitement, plutôt qu'une variable aléatoire. Cela nous permettra d'utiliser les



formules pour les régressions linéaires. Nous utiliserons donc  $x$  pour parler de cette variable.

### III.3 Distribution de $M = \frac{Y-A}{x}$

Après avoir mesuré le courant  $I$  généré par le photorécepteur en fonction de la distance  $x$ , nous calculons  $Y(x)$ . Ensuite, nous devons calculer une estimation de la pente  $M$  de la droite  $Y = A + Mx$  par régression linéaire. Un des problèmes de cette analyse est le fait que la variance  $\sigma_Y^2$  n'est pas constante mais varie en fonction du courant (et donc en fonction de  $x$ ), selon (III.11). Tel que décrit par Bazinet (1990 [5]), la statistique  $\frac{M - \mu_M}{\sigma_M}$  suit une distribution «T» de Student avec  $n - 2$  degrés de liberté lorsque  $\sigma_Y^2$  est constant, où  $n$  est le nombre de mesures utilisées pour calculer cette régression linéaire. Nous allons ici tenter d'approximer la distribution de probabilité de  $M$  pour notre cas.

Tout d'abord, définissons les variables  $S_{xx}$ ,  $S_{yy}$ ,  $S_{xy}$  et  $SSE$  comme étant:

$$S_{xx} = \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \quad (\text{III.13})$$

$$S_{yy} = \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2 \quad (\text{III.14})$$

$$S_{xy} = \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y}) \quad (\text{III.15})$$

$$SSE = S_{yy} - m^2 S_{xx} \quad (\text{III.16})$$

Le calcul de la pente de la régression se résume alors à:

$$m = \frac{S_{xy}}{S_{xx}} \quad (\text{III.17})$$

Puisque nous avons supposé que les variables aléatoires  $Y_i$  sont distribuées normalement, et que  $M$  est en fait une sommation de variables normales moins leur moyenne ( $S_{xY}$ ), la statistique  $\frac{M - \mu_M}{\sigma_M}$  sera distribuée normalement.

Il faut ensuite trouver un estimateur pour  $\sigma_M^2$ , la variance de la pente. Cet estimateur sera  $s_M^2$ . Cela nous demandera des estimateurs pour  $\sigma_X^2$  et  $\sigma_I^2$ .

Nous savons que:

$$\sigma_M^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \sigma_{Y_i}^2}{(S_{xx})^2} \quad (\text{III.18})$$

Où  $Y_i = Y(x_i)$  ( $\sigma_{Y_i}^2 = \sigma_{Y(x_i)}^2$ ) et que  $\bar{x}$  est la moyenne des valeurs  $x_i$ :

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (\text{III.19})$$

De plus, la relation (III.11) peut être utilisée:

$$\sigma_{Y_i}^2 = \frac{\sigma_X^2}{k_I} + \frac{\sigma_I^2}{4\mu_{I_i}^3} \quad I_i = I(x_i) \quad (\text{III.20})$$

Lorsque nous calculons l'espérance mathématique de  $SSE$ , soit  $E(SSE)$ , nous obtenons:

$$E(SSE) = \sigma_2^2 (n-2) \quad (\text{III.21})$$

$$+ \sigma_I^2 \left\{ \left( \sum_{i=1}^n \frac{1}{4 \cdot [E(I_i)]^3} \right) \left( 1 + \frac{1}{n} \right) - \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \left( \frac{1}{4 \cdot [E(I_i)]^3} \right)}{S_{xx}} \right\}$$

où:

$$\sigma_2^2 = \frac{\sigma_X^2}{k_I} \quad (\text{III.22})$$

Le second terme de cette équation fait appel à l'espérance mathématique du courant  $I(x_i)$ . Nous ne pouvons obtenir qu'une approximation d'un estimateur de cette valeur, soit:

$$E(I_i) = E((A + Mx_i)^{-2}) \approx \frac{1}{E((A + Mx_i)^{-2})} = \frac{1}{\mu_A^2 + \sigma_A^2 + x_i^2 \mu_M^2 + x_i^2 \sigma_M^2} \quad (\text{III.23})$$

Cette formule suppose une distribution normale de  $A$  et de  $M$ , ce qui n'est pas tout à fait le cas. Nous devons en plus estimer les moyennes et les variances de  $A$  et  $M$  par leurs valeurs estimées d'après les mesures, ce qui donne:

$$E(I_i) \approx \frac{1}{a^2 + s_A^2 + x_i^2 m^2 + x_i^2 s_M^2} \quad (\text{III.24})$$

où  $s_A^2$  et  $s_M^2$  sont les variances échantillonales de  $A$  et  $M$ . Nous y voyons tout de suite un problème: nous cherchons à établir  $s_M^2$ , et nous avons besoin de cette valeur dans son propre calcul. Cette valeur ne peut être isolée facilement non plus. Pour y arriver, nous allons procéder de façon numérique en itérant jusqu'à l'obtention de la précision souhaitée. Un second problème est que deux valeurs inconnues sont présentes,  $\sigma_2^2$  et  $\sigma_I^2$ , alors que nous ne disposons que de (III.21) pour les évaluer. Il est possible d'obtenir d'autres équations, mais elles seront encore plus dépendantes des valeurs estimées de  $A$  et  $M$ . En particulier, l'équation:

$$E\left(\sum_{i=1}^n Y_i^2\right) = \sum_{i=1}^n E(Y_i^2) = \sum_{i=1}^n (\sigma_{Y_i}^2 + \mu_{Y_i}^2) \quad (\text{III.25})$$

peut nous fournir une seconde contrainte:

$$\sum_{i=1}^n \left( \sigma_{Y_i}^2 + \mu_{Y_i}^2 \right) = \left( \sigma_I^2 \sum_{i=1}^n \frac{1}{4 \cdot [E(I_i)]^3} \right) + n\sigma_2^2 + \sum_{i=1}^n \mu_{Y_i}^2 \quad (\text{III.26})$$

Encore ici, il faut approximer  $E(I_i)$  par (III.23). De plus, nous devons approximer la moyenne de  $Y_i$  par:

$$\mu_{Y_i} = E(Y_i) = A + Mx_i \approx a + mx_i \quad (\text{III.27})$$

Nous avons écrit une fonction avec le logiciel *Matlab* qui permet d'évaluer  $s_M^2$  en partant des mesures expérimentales. Il faut aussi une façon d'estimer  $s_A^2$ , ce qui s'établit à partir de  $\sigma_A^2$ :

$$\sigma_A^2 = \sigma_{\bar{Y}}^2 + \bar{x}^2 \sigma_M^2 = \frac{\sigma_I^2}{n^2} \left( \sum_{i=1}^n \frac{1}{4 \cdot [E(I_i)]^3} \right) + \frac{\sigma_2^2}{n} + \bar{x}^2 \sigma_M^2 \quad (\text{III.28})$$

Nous n'avons alors qu'à remplacer les variances par leur estimateur.

Cette procédure nous fournit un estimateur pour  $\sigma_M^2$ , soit  $s_M^2$ , à partir des estimateurs  $s_I^2$  et  $s_2^2$ . Elle ne nous fournit cependant pas la distribution de probabilité de cet estimateur. Si nous avions eu  $\sigma_I^2 = 0$ ,  $(n-2) s_M^2 / \sigma_M^2$  aurait été distribué selon un Chi-carré avec  $n-2$  degrés de liberté. Ce serait aussi le cas si nous pouvions avoir  $E(I_i)$  plutôt qu'un estimateur de cette valeur. Afin de compenser l'utilisation de cet estimateur, nous allons supposer que  $(n-3) s_M^2 / \sigma_M^2$  est distribué comme un Chi-carré avec  $n-3$  degrés de liberté, pour compenser le fait qu'un estimateur supplémentaire ( $a$ ) est requis pour évaluer  $E(I_i)$ . Cela donne un comportement semblable aux simulations Monte-Carlo effectuées sur ce système avec des valeurs de paramètres proches de la réalité. Dans le cas où  $\sigma_I^2$  aurait un effet négligeable, notre estimé sera plus conservateur.

À partir de là, nous pouvons approximer la distribution de probabilité de  $\frac{M - \mu_M}{s_M^2}$  comme étant une distribution «T» de Student avec  $n-3$  degrés de liberté.

### III.4 Distribution de la moyenne de plusieurs pentes

Lors des mesures du photorécepteur calibré, plusieurs ouvertures de diamètres connus ont été placées devant le photorécepteur. Comme le courant recueilli est approximativement proportionnel au carré du diamètre de l'ouverture, nous avons:

$$I(x, \phi) \approx \frac{\mu_w^{-2} \phi^2}{(x - x_0(\phi))^2} + I_{noir}(\phi) \quad (\text{III.29})$$

où  $\mu_w$  est une constante de proportionnalité.

Nous remarquons que  $x_0$  et  $I_{noir}$  sont fonction du diamètre  $\phi$ . En effet, il s'agit de séries de mesures différentes, où la position de l'ouverture peut changer.  $I_{noir}$  ne devrait pas varier sensiblement cependant. Une autre remarque est que le photocourant généré par le photorécepteur calibré est beaucoup plus grand que celui généré par le photorécepteur sous test. Donc, le bruit lors de la mesure du courant devrait être négligeable devant l'imprécision sur les mesures de distance, ce qui fait que la distribution de probabilité devrait ressembler très fortement à la distribution théorique.

Afin de calculer une valeur représentative de la moyenne des pentes calculées et de pouvoir connaître sa distribution statistique, nous devons nous assurer que les variances des variables que nous additionnons sont les mêmes. À partir de (III.29), la pente  $M$  que nous souhaitons obtenir est:

$$M(\phi) = \frac{W}{\phi} \quad (\text{III.30})$$

Ici,  $W$  (le «facteur de responsivité») est une variable aléatoire dont  $E(W) = \mu_w$ . Nous voulons obtenir la valeur de  $\mu_w$ ; nous devons donc utiliser à cette fin:

$$W = \phi M(\phi) \quad (\text{III.31})$$

Afin de pouvoir obtenir une valeur moyenne, nous cherchons en fait un estimateur pour les  $q$  mesures de pente effectuées indépendamment. Si nous permettons que cette moyenne ait des poids  $p_j$ , nous cherchons alors:

$$\bar{W} = \frac{\sum_{j=1}^q p_j M_j \phi_j}{\sum p_j} \quad (\text{III.32})$$

où  $M_j = M(\phi_j)$ . Les poids sont nécessaires car il est possible que certaines mesures soient plus précises que d'autres. De façon générale, ils nous permettent aussi d'obtenir une meilleure distribution statistique de la variance échantillonnale.

Puisque nous avons supposé que les pentes  $M_j$  calculées précédemment suivent des lois normales et sont indépendantes, leur somme suivra aussi une loi normale caractérisée par les paramètres suivants:

$$\mu_{\bar{W}} = \frac{\sum_{j=1}^q p_j \mu_{M_j} \phi_j}{\sum p_j} = \frac{\sum p_j \mu_{W_j}}{\sum p_j} \quad (\text{III.33})$$

$$\sigma_{\bar{W}}^2 = \frac{\sum_{j=1}^q p_j^2 \sigma_{M_j}^2 \phi_j^2}{(\sum p_j)^2} = \frac{\sum p_j^2 \sigma_{W_j}^2}{(\sum p_j)^2} \quad (\text{III.34})$$

Si nous considérons la statistique suivante:

$$T = \left( \frac{\sum p_j M_j - \mu_{\bar{W}} \sum p_j}{\sigma_{\bar{W}} \sum p_j} \right) \left( \sqrt{\frac{\sum \frac{(n_j - 3) s_{W_j}^2}{\sigma_{K_j}^2}}{\sum (n_j - 3)}} \right) \quad (\text{III.35})$$

nous remarquons que cette statistique suit une loi «T» de Student avec  $\sum (n_j - 3)$  degrés de liberté. Malheureusement, nous ne pouvons éliminer les  $\sigma_{W_j}$  que sous une condition: la

variance de chaque mesure ( $\sigma_{w_j}$ ) doit être égale pour tous les  $j$ . C'est ici que les poids peuvent entrer en jeu. Nous devons déterminer quelle constante de proportionnalité doit être multipliée par chaque mesure de façon à rendre toutes les variances égales. Nous pouvons approximer cette quantité par les données mesurées; en effet, les équations (III.18) et (III.20) nous permettent de relier les estimations des variances  $\sigma_X^2$  et  $\sigma_f^2$  (supposées constantes pour toutes les séries de mesures) à la variance de  $\sigma_M^2$ :

$$s_{M_j}^2 = s_{I_j}^2 \frac{\sum_{i=1}^{n_j} (x_{i,j} - \bar{x}_j)^2 \left( \frac{1}{4 \cdot [E(I_{i,j})]^3} \right)}{S_{xx,j}^2} + \frac{s_{X,j}^2 (n_j - 2)}{k_{I,j}} \quad (\text{III.36})$$

En comparant (III.7) et (III.29), nous déduisons que:

$$k_{I,j} = \mu_{w_j}^{-2} \phi_j^2 \quad (\text{III.37})$$

Si nous fixons le premier poids ( $p_1$ ) à 1, nous obtiendrons, comme estimé pour les autres:

$$p_j \approx \frac{s_{M_1} \phi_1}{s_{M_j} \phi_j} \quad (\text{III.38})$$

Comme nous avons supposé que les facteurs  $\sigma_X^2$  sont égaux, ainsi que les  $\sigma_f^2$ , nous pouvons utiliser les valeurs moyennes de leurs estimateurs ( $s_{X,j}^2$  et  $s_{I,j}^2$ ) pour mieux les évaluer.

Si nous supposons que  $s_{I,j}^2$  joue un rôle négligeable dans (III.36), nous nous apercevons que:

$$p_j \approx \sqrt{\frac{S_{xx,j}}{S_{xx,1}}} \quad (\text{III.39})$$

Cette équation ne dépend plus des estimateurs  $\bar{s}_X^2$  et  $\bar{s}_f^2$ . Nous n'avons donc pas ajusté la distribution des quantités influencées par les  $p_j$ .

D'après ces calculs, l'estimateur de la variance échantillonnale de  $\bar{W}$  sera donné par:

$$s_{\bar{W}}^2 = \frac{q \sum p_j^2 (n_j - 3) s_{W_j}^2}{(\sum p_j)^2 \sum (n_j - 3)} \quad (\text{III.40})$$

et  $v s_{\bar{W}}^2 / \sigma_{\bar{W}}^2$  suivra approximativement une loi du Chi-carré avec  $v$  degrés de liberté, où:

$$v = \sum (n_j - 3) \quad (\text{III.41})$$

La moyenne sera estimée par:

$$\bar{w} = \frac{\sum p_j w_j}{\sum p_j} \quad (\text{III.42})$$

Nous devons aussi regarder les valeurs maximales et minimales des diamètres des trous,  $\phi_j$ . Nous ne possédons pas de distribution de probabilité de ces valeurs, seulement des mesures maximales et minimales. Afin d'obtenir la marge d'erreur la plus sécuritaire possible, nous pouvons calculer des valeurs maximales, moyennes et minimales à partir des mesures extrêmes et moyennes, en incluant l'incertitude due à la précision du pied à coulisse utilisé pour les mesures.

### III.5 Distribution de $\left( \frac{\mu_{\bar{W}_{cal}}}{\mu_{M_{test}}} \right)^2$

Une fois le calcul des estimateurs des moyennes des pentes de régression faites, la responsivité est obtenue de la façon suivante:

$$\eta_{test} = \frac{\eta_{cal} \pi}{4A_d} \left( \frac{\mu_{\bar{W}_{cal}}}{\mu_{M_{test}}} \right)^2 \quad (\text{III.43})$$

où  $A_d$  est l'aire du photorécepteur sous test et  $\eta_{cal}$  est la responsivité du photorécepteur calibré pour la longueur d'onde concernée. Nous allons donc étudier la distribution de



probabilité de  $(\mu_{\overline{W}_{cal}})^2 / (\mu_{M_{test}})^2$  afin d'en obtenir un estimateur et de déterminer un intervalle de confiance. Tout d'abord, considérons la statistique:

$$T_{test} = \frac{\overline{W}_{cal} - \mu_{\overline{W}_{cal}}}{s_{\overline{W}_{cal}}^2} \quad (\text{III.44})$$

Cette statistique suit une distribution «T» de Student avec  $v$  degrés de liberté. Afin d'obtenir un intervalle pour la moyenne, nous devons considérer une nouvelle variable aléatoire. Pour y arriver, nous allons passer par la démonstration suivante. Supposons que  $X$  suit une loi normale de moyenne  $\mu_X$  et de variance  $\sigma_X^2$ . Alors, toute réalisation de  $X$  (dénotée  $x$ ) répond à la probabilité suivante:

$$P\left(\frac{x - \mu_X}{s_X} = \tau\right) = T(v, \tau) d\tau \quad (\text{III.45})$$

où  $P(x = y)$  est la probabilité que  $x$  soit égal à  $y$ , et  $T(v, \tau)$  est la distribution «T» de Student:

$$T(v, \tau) = \frac{\Gamma\left(\frac{v+1}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{v}{2}\right)\sqrt{\pi v}} \left(1 + \frac{\tau^2}{v}\right)^{-\frac{1}{2}(v+1)} \quad (\text{III.46})$$

Nous pouvons aussi prendre le problème dans l'autre sens et associer à  $\mu_X$  une variable aléatoire,  $M$ , et considérer les réalisations  $x$  et  $s_X$  comme des constantes. Cela nous donne donc une densité de probabilité pour  $M$ :

$$P(M = x - \tau s_X) = T(v, \tau) d\tau \quad (\text{III.47})$$

$$P(M = m) = T\left(v, \frac{x-m}{s_X}\right) \left| \frac{d\tau}{dm} \right| dm = \frac{1}{s_X} T\left(v, \frac{x-m}{s_X}\right) dm \quad (\text{III.48})$$

Nous souhaitons obtenir une densité de probabilité pour le quotient  $R$  de deux variables  $M^2$ , disons  $M_1$  et  $M_2$ :

$$R = \frac{M_1^2}{M_2^2} \quad (\text{III.49})$$

Afin de calculer ce quotient, il faut trouver la densité de probabilité conjointe de  $M_1$  et  $M_2$ :

$$P((M_1 = m_1) \wedge (M_2 = m_2)) = \frac{1}{s_{X_1} s_{X_2}} T\left(v_1, \frac{x_1 - m_1}{s_{X_1}}\right) T\left(v_2, \frac{x_2 - m_2}{s_{X_2}}\right) dm_1 dm_2 \quad (\text{III.50})$$

Ensuite, nous changeons les variables  $m_1$  et  $m_2$  par  $r$  et  $m_2$ , ce qui donne la densité de probabilité conjointe, que nous nommerons maintenant  $\Theta$  :

$$\Theta(r, m_2) = \frac{1}{s_{X_1} s_{X_2}} T(v_1, \tau_1) T(v_2, \tau_2) \left| \frac{\partial(m_1, m_2)}{\partial(r, m_2)} \right| \quad (\text{III.51})$$

$$\tau_1 = \frac{x_1 \pm (\tau_2 s_{X_2} - x_2) \sqrt{r}}{s_{X_1}} \quad (\text{III.52})$$

$$\tau_2 = \frac{x_2 - m_2}{s_{X_2}} \quad (\text{III.53})$$

$$\left| \frac{\partial(m_1, m_2)}{\partial(r, m_2)} \right| = \frac{|\tau_2 s_{X_2} - x_2|}{2s_{X_1} \sqrt{r}} \quad (\text{III.54})$$

Le fait que l'équation (III.52) comporte deux possibilités indique que  $\Theta(r, m_2)$  est en fait la somme des valeurs obtenues avec chacune de ces possibilités. En pratique, cependant, une de ces deux valeurs sera négligeable dès que  $x_2$  sera beaucoup plus grand que  $s_{X_2}$  ou que  $x_1 \gg s_{X_1}$ . En fait, cela correspond aux probabilités qu'une des moyennes soit de signe contraire à l'autre (ce qui ne change pas le signe de  $R$ ). Afin d'obtenir la

densité de probabilité marginale de  $R$ , il suffit d'intégrer  $\Theta(r, m_2)$  sur le domaine de  $m_2$ :

$$\Theta_R(r) = \int_{-\infty}^{\infty} \Theta(r, m_2) dm_2 \quad (\text{III.55})$$

Malheureusement, il est impossible de résoudre analytiquement cette intégrale. Nous avons donc utilisé le logiciel *Matlab* qui peut résoudre numériquement des intégrales grâce aux quadratures de Gauss ou de Newton-Cotes. Les bornes d'intégration sont fixées automatiquement autour de la région de plus haute densité, car nous ne pouvons intégrer à l'infini. Cette recherche de la zone d'intégration doit se faire en tenant compte de l'erreur que nous souhaitons obtenir sur le résultat. Comme la zone d'intégration varie beaucoup d'un cas à l'autre, nous avons dû coder cette recherche et la faire faire avant tout calcul.

Le problème de déterminer un intervalle de confiance  $[\tilde{r} - \Delta r, \tilde{r} + \Delta r]$  est de trouver les bornes de l'intégrale de (III.55) par  $dr$  de façon à obtenir le niveau de confiance souhaité ( $\alpha$ ) entre ces bornes:

$$\alpha = \int_{\tilde{r} - \Delta r}^{\tilde{r} + \Delta r} \Theta_R(r) dr \quad (\text{III.56})$$

où  $\tilde{r}$  est la valeur obtenue par l'estimateur de  $R$ . Cet estimateur est approximé par le quotient des estimateurs sans biais pour  $M_1^2$  et  $M_2^2$ :

$$\tilde{r} \approx \frac{m_1^2 + s_{X_1}^2}{m_2^2 + s_{X_2}^2} \quad (\text{III.57})$$

Il ne nous reste plus qu'à remplacer nos variables par celles de la procédure générale pour obtenir notre intervalle de confiance:

$$M_1 = \overline{W}_{cal} \quad (\text{III.58})$$

$$M_2 = M_{test} \quad (\text{III.59})$$

$$P\left(r - \Delta r < \left(\frac{\overline{w}_{cal}}{m_{test}}\right)^2 < r + \Delta r\right) = 1 - \alpha \quad (\text{III.60})$$

Malheureusement, il n'est pas possible de vérifier cette relation de manière exacte par une simulation Monte-Carlo. En effet, cette distribution prévoit la probabilité de trouver l'espérance mathématique de  $R$  dans une région étant donné un point expérimental, ses variances et ses degrés de liberté. Nous ne pouvons pas directement isoler la probabilité que le point expérimental soit situé dans un intervalle donné autour de l'espérance mathématique de  $R$ , car le calcul de  $\Delta r$  dépend des variances et moyennes de chaque échantillon. Cependant, lorsque le nombre d'échantillons devient grand, les estimateurs des variances et des moyennes tend de plus en plus vers les vraies valeurs et nous pouvons calculer  $\Delta r$  à partir de ces valeurs pour comparer les distributions.

Rappelons que trois valeurs différentes sont fournies pour  $W_{cal}$  car ce dernier dépend des minimums et maximums possibles pour la dimension des ouvertures de calibrage. Les bornes de l'intervalle calculées ici doivent donc l'être en tenant compte de ces valeurs maximales et minimales.

### III.6 Intervalle de confiance pour $\eta_{test}$

Ici encore, nous disposons de variations maximales sur les valeurs de  $\eta_{cal}$  et  $A_d$  (équation (III.43)). Donc, nous devons calculer les bornes maximales et minimales en tenant compte de ces valeurs:

$$\eta_{test, max} = \frac{\pi \eta_{cal, max}}{4 A_{d, min}} r_{max} \quad (\text{III.61})$$

$$\eta_{test, min} = \frac{\pi \eta_{cal, min}}{4 A_{d, max}} r_{min} \quad (\text{III.62})$$

**ANNEXE IV**

**CARACTÉRISTION DES PHOTOTRANSISTORS**

### IV.1 Introduction

Cette annexe décrit les calculs effectués pour déterminer les caractéristiques des phototransistors.

### IV.2 Calcul de la position initiale absolue

Les régressions effectuées à partir des photocourants des transistors sont d'ordre 2. Nous avons donc les coefficients  $P$  satisfaisant l'équation suivante:

$$Y(x) = P_2x^2 + P_1x + P_0 \quad (\text{IV.1})$$

Où  $Y(x)$  est l'inverse de la racine carrée du photocourant mesuré et  $x - x_0$  est la distance entre la source de lumière et le récepteur. Nous connaissons la distance relative,  $x$ , mais pas la distance absolue  $x - x_0$ . Nous souhaitons donc modifier l'équation pour obtenir:

$$Y(x) = p_2(x - x_0)^2 + p_1(x - x_0) \quad (\text{IV.2})$$

Si  $x - x_0$  était nul et que la puissance reçue suivait vraiment une loi  $\frac{1}{x - x_0^2}$ , la puissance reçue serait infinie (la source serait alors dans le récepteur). Donc, à ce moment,  $Y(0) = 0$ . La valeur  $x_0$  recherchée est donc presque une racine de

$$0 = P_2x^2 + P_1x + P_0 \quad (\text{IV.3})$$

De plus, en isolant chaque terme  $P$  en fonction de la puissance de  $x$  qu'il multiplie et en comparant (IV.1) et (IV.2), nous obtenons:

$$p_2 = P_2 \quad (\text{IV.4})$$

$$p_1 = P_1 + 2P_2x_0 \quad (\text{IV.5})$$

### IV.3 Calcul des coefficients de responsivité

Afin de simplifier les équations, nous travaillerons dorénavant avec  $x' = x - x_0$ . L'équation (IV.2) nous fournit la relation entre le photocourant et les paramètres dérivés:

$$\frac{1}{\sqrt{I(x')}} = p_2 x'^2 + p_1 x' \quad (\text{IV.6})$$

Or, les mesures du photorécepteur calibré nous fournissent une équation reliant la puissance reçue à la distance:

$$\frac{1}{\sqrt{P(x')}} = \beta x' \quad \beta = \frac{W^2 \pi}{4A_d} \quad (\text{IV.7})$$

Où:  $P$  est la puissance reçue par le récepteur;

$W$  est l'inverse du «facteur de responsivité» (voir (III.32));

$A_d$  est l'aire du récepteur.

En substituant  $x'$  de (IV.7) dans (IV.6), nous arrivons à une équation reliant le photocourant à la puissance reçue:

$$I = \left( \frac{p_2}{\beta^2 P} + \frac{p_1}{\beta \sqrt{P}} \right)^{-2} \quad (\text{IV.8})$$

Nous pouvons aussi exprimer cette relation de la façon suivante:

$$I = (k_1 P^{-1} + k_2 P^{-3/2} + k_3 P^{-2})^{-2} \quad (\text{IV.9})$$



Avec:

$$k_1 = \frac{p_1^2}{\beta} \quad (\text{IV.10})$$

$$k_2 = 2 \frac{p_1 p_2}{\beta^{3/2}} \quad (\text{IV.11})$$

$$k_3 = \frac{p_2^2}{\beta^2} \quad (\text{IV.12})$$

Ces trois coefficients sont donc suffisants pour caractériser la réponse du phototransistor. Une fois calculés, nous pouvons obtenir la responsivité pour un courant donné en faisant le ratio

$$\mathfrak{R} = \frac{I}{P} \quad (\text{IV.13})$$

Cependant, nous devons obtenir une équation permettant d'obtenir la puissance reçue à partir du photocourant, soit la réciproque de (IV.9). Puisqu'il est impossible d'y isoler P directement, nous devons pour cela utiliser une méthode numérique permettant de trouver les racines du polynôme

$$\frac{\wp^4}{I} - k_1 \wp^2 - k_2 \wp - k_3 = 0 \quad P = \wp^2 \quad (\text{IV.14})$$

**ANNEXE V**  
**RÉSULTATS DES CARACTÉRISATIONS**

---

## V.1 Introduction

Cette annexe présente la liste des paramètres de régression obtenus des différentes structures ainsi que leurs variations maximales.

Les valeurs des résultats minimaux et maximaux doivent être interprétés différemment selon qu'il s'agit de la valeur nominale (colonne «1») ou des coefficients. Les variations de la valeur nominale sont les bornes des incertitudes au niveau de confiance de 95%. Ces bornes sont calculées selon la procédure expliquée à l'annexe III. Les coefficients de régression sont aussi au niveau de confiance de 95%, mais ils sont relatifs aux régressions réalisées pour les obtenir. Ils supposent aussi une distribution gaussienne des points de mesure. Le calcul des points que donnent les polynômes extrêmes ne sont pas strictement ceux qu'une vraie analyse de régression donnent. Des structures contenant l'information nécessaire au calcul de ces bornes ont été calculées pour chaque cas et ont été utilisées pour générer les courbes de ce mémoire. Néanmoins, les valeurs extrême de ces paramètres nous permettent d'en évaluer la validité.

Les valeurs marquées d'un trait (avec valeur de 0 pour le cas nominal) n'ont pas été calculées car elles nuisaient à la précision des autres.

## V.2 Coefficients de responsivité, circuit #1, structure 100x100

Tableau V.1: Coefficients de responsivité, circuit #1, p+/n- 100x100

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{KS}$	1
530 nm	Min	-0.0024463	-0.016296	-	0.20503
	Nom	-0.0015948	-0.012507	0	0.21996
	Max	-0.00074327	-0.0087176	-	0.23565
580 nm	Min	-0.00011006	-0.0016582	-	0.14089
	Nom	0.00054777	0.001269	0	0.1589
	Max	0.0012056	0.0041961	-	0.17909
675 nm	Min	-0.0035695	-0.025543	-0.0096632	0.11527
	Nom	-0.0021538	-0.019074	-0.0073592	0.14286
	Max	-0.00073807	-0.012605	-0.0050552	0.18858
880 nm	Min	-4.6548e-05	-0.0008071	-	0.031021
	Nom	-2.767e-05	-0.0007231	0	0.034355
	Max	-8.7921e-06	-0.0006391	-	0.039099
940 nm	Min	-	-	-	0.014062
	Nom	0.00026701	-0.00035172	0	0.016111
	Max	-	-	-	0.017718

Tableau V.2: Coefficients de responsivité, circuit #1, p-/n- 100x100

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{AKPP}$	1
530 nm	Min	-0.00021734	-0.0038401	0.0025832	0.1951
	Nom	2.9913e-05	-0.0023459	0.0030027	0.23771
	Max	0.00027717	-0.00085163	0.0034223	0.28666
580 nm	Min	0.00021307	0.0015932	0.00061325	0.22551
	Nom	0.00035592	0.0024565	0.00085563	0.24831
	Max	0.00049876	0.0033197	0.001098	0.27323
675 nm	Min	-0.00025214	-0.0030482	-	0.36182
	Nom	9.4805e-05	-0.0025051	0	0.40837
	Max	0.00044175	-0.0019621	-	0.46132
880 nm	Min	-0.00026474	-0.0041029	0.00028109	0.239
	Nom	-0.00023828	-0.003943	0.00032599	0.27732
	Max	-0.00021183	-0.0037831	0.0003709	0.32106
940 nm	Min	-0.0001199	-0.0019864	-5.8493e-05	0.11281
	Nom	-0.00010359	-0.0018878	-3.0811e-05	0.12622
	Max	-8.7273e-05	-0.0017892	-3.1285e-06	0.13557

Tableau V.3: Coefficients de responsivité, circuit #1, p+/n- et p-/n- 100x100

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{AKPP}$	1
530 nm	Min	-0.00079759	-0.0039142	-0.0027956	0.31493
	Nom	-9.2389e-05	0.00034867	-0.0015977	0.36021
	Max	0.00061281	0.0046115	-0.0003998	0.40761
580 nm	Min	-6.0185e-05	-0.00037513	-0.0015448	0.20454
	Nom	4.2889e-06	0.00050101	-0.00088431	0.26692
	Max	6.8763e-05	0.0013772	-0.00022386	0.34809
675 nm	Min	-0.00014876	-0.0019508	-6.9531e-05	-Inf
	Nom	-0.00012864	-0.0018292	-3.5371e-05	0.41626
	Max	-0.00010852	-0.0017076	-1.2107e-06	Inf
880 nm	Min	-0.00011001	-0.00062225	-0.0025802	0.26381
	Nom	-5.2126e-05	-0.00036007	-0.0024819	0.29766
	Max	5.7585e-06	-9.7896e-05	-0.0023836	0.33778

Tableau V.4: Coefficients de responsivité, circuit #1, phototransistor 100x100

Longueur d'onde		$k_1$	$k_2$	$k_3$
530 nm	Min	0.043326	-6.2892e-08	2.2823e-14
	Nom	0.050791	4.0283e-08	7.9872e-15
	Max	0.058109	1.5008e-07	9.6906e-14
580 nm	Min	0.051915	1.4629e-07	1.0306e-13
	Nom	0.050721	1.4794e-07	1.0788e-13
	Max	0.049549	1.4903e-07	1.1207e-13
675 nm	Min	0.019352	2.3822e-07	7.3313e-13
	Nom	0.021503	3.3042e-07	1.2693e-12
	Max	0.023799	4.2386e-07	1.8872e-12
880 nm	Min	0.052594	-2.4405e-06	2.8312e-11
	Nom	0.035553	3.4967e-06	8.5977e-11
	Max	0.016918	5.8781e-06	5.1057e-10
940 nm	Min	0.14804	2.2384e-06	8.4611e-12
	Nom	0.17332	3.1152e-06	1.3998e-11
	Max	0.1981	4.01e-06	2.0293e-11

### V.3 Coefficients de responsivité, circuit #1, structure 20x20

La structure 20x20 est 25 fois plus petite que la structure 100x100, ce qui fait que plusieurs mesures n'étaient pas assez précises pour pouvoir effectuer des régressions.

Néanmoins, les résultats corroborent ceux obtenus avec la plus grosse structure.

**Tableau V.5: Coefficients de responsivité, circuit #1, p+/n- 20x20**

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{KS}$	1
	Min	-	-	-	-
530 nm	Nom	0	0	0	0.81539
	Max	-	-	-	-
	Min	-	-	-	0.69969
580 nm	Nom	0	0	0	0.78449
	Max	-	-	-	0.88003
	Min	-	-	-	0.6172
675 nm	Nom	0	0	0	0.7307
	Max	-	-	-	0.85748
	Min	-	-0.0012273	-0.00066457	0.012264
880 nm	Nom	0	-0.0010844	-0.00052173	0.015278
	Max	-	-0.00094148	-0.00037889	0.018866
	Min	-	-	-	-
940 nm	Nom	0	0	0	0.020165
	Max	-	-	-	-

**Tableau V.6: Coefficients de responsivité, circuit #1, p-/n- 20x20**

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{AKPP}$	1
	Min	-	-	-	-
530 nm	Nom	0	0	0	0.52403
	Max	-	-	-	-
	Min	-	-	-	-Inf
580 nm	Nom	0	0	0	0.26245
	Max	-	-	-	Inf
	Min	-	-	-	0.081082
675 nm	Nom	0	0	0	0.11855
	Max	-	-	-	0.16752
	Min	-0.00076377	-0.011543	-	0.29154
880 nm	Nom	0.00014263	-0.0082123	0	0.31151
	Max	0.001049	-0.004882	-	0.33517
	Min	-0.00037665	-0.0053778	-	0.12892
940 nm	Nom	-0.00023434	-0.0048034	0	0.14332
	Max	-9.202e-05	-0.0042291	-	0.15397

#### V.4 Coefficients de responsivité, circuit #2, structure 100x100

Tableau V.7: Coefficients de responsivité, circuit #2, p+/n- 100x100

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{KS}$	1
530 nm	Min	-	-0.0035033	-0.00047418	0.17359
	Nom	0	-0.0034063	-0.0003772	0.19508
	Max	-	-0.0033093	-0.00028022	0.21838
580 nm	Min	-0.00021883	-0.003724	-0.00031986	-Inf
	Nom	-0.00017866	-0.0035766	-0.00026425	0.16745
	Max	-0.0001385	-0.0034291	-0.00020864	Inf
675 nm	Min	-	-0.0027601	-0.00031756	0.12982
	Nom	0	-0.0026844	-0.00024186	0.13724
	Max	-	-0.0026087	-0.00016615	0.14534
880 nm	Min	-	-0.00083405	-0.00017244	0.032994
	Nom	0	-0.00081178	-0.00015017	0.037163
	Max	-	-0.00078951	-0.0001279	0.041962
940 nm	Min	-	-0.00030503	-7.654e-05	0.011125
	Nom	0	-0.00029277	-6.223e-05	0.012452
	Max	-	-0.0002805	-4.7921e-05	0.013451

Tableau V.8: Coefficients de responsivité, circuit #2, p-/n- 100x100

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{AKPP}$	1
530 nm	Min	7.7874e-05	0.0001666	-	0.20143
	Nom	0.00015399	0.0004841	0	0.25142
	Max	0.00023011	0.00080161	-	0.3094
580 nm	Min	-4.4382e-05	-0.00047805	-	0.23568
	Nom	2.8548e-05	-0.00017384	0	0.25856
	Max	0.00010148	0.00013038	-	0.28347
675 nm	Min	-0.00065372	-0.0032815	-	0.31191
	Nom	0.00038373	0.00077648	0	0.34836
	Max	0.0014212	0.0048345	-	0.39188
880 nm	Min	-0.00050738	-0.0054906	-	0.25584
	Nom	-0.00043049	-0.0051698	0	0.30305
	Max	-0.00035359	-0.0048491	-	0.35636
940 nm	Min	-0.00032994	-0.0039525	-	0.12026
	Nom	-0.00028412	-0.0037614	0	0.13018
	Max	-0.0002383	-0.0035703	-	0.13602

Tableau V.9: Coefficients de responsivité, circuit #2, p+/n- et p-/n- 100x100

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{AKPP}$	1
530 nm	Min	-0.00067235	-0.0043716	-0.00061582	0.30218
	Nom	-0.00029265	-0.0026021	-2.3927e-05	0.34631
	Max	8.7051e-05	-0.00083262	0.00056797	0.3958
580 nm	Min	4.1539e-05	-0.00012747	7.4434e-05	0.31304
	Nom	6.8337e-05	3.8374e-06	0.00011158	0.35509
	Max	9.5135e-05	0.00013514	0.00014872	0.40253
675 nm	Min	-0.00033026	-0.0024911	-0.000609	0.36735
	Nom	-0.00023206	-0.0020334	-0.00045586	0.40795
	Max	-0.00013386	-0.0015757	-0.00030271	0.47217
880 nm	Min	-0.00039511	-0.0049779	6.7937e-06	0.27514
	Nom	-0.00036394	-0.0048252	4.9973e-05	0.32328
	Max	-0.00033278	-0.0046725	9.3153e-05	0.3775

Tableau V.10: Coefficients de responsivité, circuit #2, phototransistor 100x100

Longueur d'onde		$k_1$	$k_2$	$k_3$
530 nm	Min	0.026091	1.1681e-07	1.3073e-13
	Nom	0.028923	1.499e-07	1.9423e-13
	Max	0.031635	1.8254e-07	2.6332e-13
580 nm	Min	0.036017	2.3028e-07	3.6807e-13
	Nom	0.036778	2.4521e-07	4.0872e-13
	Max	0.037485	2.588e-07	4.4669e-13
675 nm	Min	0.020302	2.0095e-07	4.9728e-13
	Nom	0.021219	2.0562e-07	4.9816e-13
	Max	0.022177	2.1004e-07	4.9736e-13
880 nm	Min	0.033653	3.0724e-07	7.0123e-13
	Nom	0.034211	2.9568e-07	6.3887e-13
	Max	0.03476	2.819e-07	5.7154e-13
940 nm	Min	0.092827	1.1124e-06	3.3326e-12
	Nom	0.090837	1.0946e-06	3.2973e-12
	Max	0.088871	1.0757e-06	3.255e-12



### V.5 Coefficients de responsivité, circuit #2, structure 20x20

Tableau V.11: Coefficients de responsivité, circuit #2, p+/n- 20x20

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{KS}$	1
530 nm	Min	-	-0.014791	-0.016434	0.17965
	Nom	0	-0.0071756	-0.0097119	0.2653
	Max	-	0.00043988	-0.0029893	0.74637
580 nm	Min	-0.00093073	-0.0096519	-0.001238	0.16891
	Nom	-0.00059024	-0.0084019	-0.00076624	0.22657
	Max	-0.00024974	-0.0071519	-0.00029451	0.30391
675 nm	Min	-	-0.0099163	-0.0013359	-Inf
	Nom	0	-0.0080893	0.0004395	0.15304
	Max	-	-0.0062622	0.0022149	Inf
880 nm	Min	-	-0.0012273	-0.00066457	0.012264
	Nom	0	-0.0010844	-0.00052173	0.015278
	Max	-	-0.00094148	-0.00037889	0.018866
940 nm	Min	-	-	-	-
	Nom	0	0	0	0.020165
	Max	-	-	-	-

Tableau V.12: Coefficients de responsivité, circuit #2, p-/n- 20x20

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{AKPP}$	1
530 nm	Min	-	-0.00072599	-	0.25519
	Nom	0	0.0016228	0	0.34043
	Max	-	0.0039716	-	0.46637
580 nm	Min	-	-	-	0.27069
	Nom	0	0	0	0.31189
	Max	-	-	-	0.35958
675 nm	Min	-0.00022267	-0.0033464	-	0.33589
	Nom	0.00023078	-0.0015727	0	0.40346
	Max	0.00068423	0.00020095	-	0.5008
880 nm	Min	-0.00076377	-0.011543	-	0.29154
	Nom	0.00014263	-0.0082123	0	0.31151
	Max	0.001049	-0.004882	-	0.33517
940 nm	Min	-0.00037665	-0.0053778	-	0.12892
	Nom	-0.00023434	-0.0048034	0	0.14332
	Max	-9.202e-05	-0.0042291	-	0.15397

Tableau V.13: Coefficients de responsivité, circuit #2, p+/n- et p-/n- 20x20

Longueur d'onde		$V_{AK}^2$	$V_{AK}$	$V_{AKPP}$	1
530 nm	Min	-	-0.0098121	-0.0029718	0.33512
	Nom	0	-0.0065221	0.00031793	0.39091
	Max	-	-0.0032322	0.0036077	0.45785
580 nm	Min	-0.0001707	-0.0016991	-0.00057648	0.3481
	Nom	-0.00012704	-0.0014851	-0.00051599	0.42222
	Max	-8.3379e-05	-0.0012712	-0.00045549	0.51242
675 nm	Min	-0.0013929	-0.0080073	-0.0021597	0.36558
	Nom	-0.0010183	-0.0062617	-0.0015758	0.44864
	Max	-0.00064372	-0.0045161	-0.0009919	0.54987
880 nm	Min	-0.00053758	-0.0072232	-0.0010338	0.32345
	Nom	-0.00029844	-0.0061168	-0.00065877	0.35858
	Max	-5.9307e-05	-0.0050105	-0.00028376	0.39718

Tableau V.14: Coefficients de responsivité, circuit #2, phototransistor 20x20

Longueur d'onde		$k_1$	$k_2$	$k_3$
530 nm	Min	0.034716	1.2942e-08	1.2062e-15
	Nom	0.040719	2.7977e-08	4.8057e-15
	Max	0.046121	4.2554e-08	9.8155e-15
580 nm	Min	0.042035	7.3821e-08	3.2411e-14
	Nom	0.039224	7.4954e-08	3.5809e-14
	Max	0.036535	7.4982e-08	3.8472e-14
675 nm	Min	0.026648	4.0165e-08	1.5135e-14
	Nom	0.024729	4.0908e-08	1.6918e-14
	Max	0.022916	4.1005e-08	1.8343e-14
880 nm	Min	0.041033	7.3302e-08	3.2737e-14
	Nom	0.040435	8.3884e-08	4.3505e-14
	Max	0.039702	9.2107e-08	5.3421e-14
940 nm	Min	0.11491	2.595e-07	1.4651e-13
	Nom	0.11029	2.5272e-07	1.4478e-13
	Max	0.10567	2.4471e-07	1.4167e-13