

CANADIAN THESES ON MICROFICHE

I.S.B.N.

THESES CANADIENNES SUR MICROFICHE



National Library of Canada
Collections Development Branch

Canadian Theses on
Microfiche Service

Ottawa, Canada
K1A 0N4

Bibliothèque nationale du Canada
Direction du développement des collections

Service des thèses canadiennes
sur microfiche

NOTICE

The quality of this microfiche is heavily dependent upon the quality of the original thesis submitted for microfilming. Every effort has been made to ensure the highest quality of reproduction possible.

If pages are missing, contact the university which granted the degree.

Some pages may have indistinct print especially if the original pages were typed with a poor typewriter ribbon or if the university sent us a poor photocopy.

Previously copyrighted materials (journal articles, published tests, etc.) are not filmed.

Reproduction in full or in part of this film is governed by the Canadian Copyright Act, R.S.C. 1970, c. C-30. Please read the authorization forms which accompany this thesis.

THIS DISSERTATION
HAS BEEN MICROFILMED
EXACTLY AS RECEIVED

AVIS

La qualité de cette microfiche dépend grandement de la qualité de la thèse soumise au microfilmage. Nous avons tout fait pour assurer une qualité supérieure de reproduction.

S'il manque des pages, veuillez communiquer avec l'université qui a conféré le grade.

La qualité d'impression de certaines pages peut laisser à désirer, surtout si les pages originales ont été dactylographiées à l'aide d'un ruban usé ou si l'université nous a fait parvenir une photocopie de mauvaise qualité.

Les documents qui font déjà l'objet d'un droit d'auteur (articles de revue, examens publiés, etc.) ne sont pas microfilmés.

La reproduction, même partielle, de ce microfilm est soumise à la Loi canadienne sur le droit d'auteur, SRC 1970, c. C-30. Veuillez prendre connaissance des formules d'autorisation qui accompagnent cette thèse.

LA THÈSE A ÉTÉ
MICROFILMÉE TELLE QUE
NOUS L'AVONS REÇUE

Effets du bruit modal sur les
performances d'un lien de communication
numérique par fibres optiques

par

Yves Tremblay

Cette thèse fut soumise à l'école des Etudes Supérieures
conformément aux exigences du degré de
Maîtrise des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique
Faculté des Sciences et de Génie
Université d'Ottawa
Ottawa, Ontario

Septembre 1981

ABSTRACT

A detailed qualitative and quantitative description of the modal noise phenomenon is followed by the development of an analytical model that enables prediction of the effect of this noise on the bit error rate performance of a fiber optic digital link. To verify the accuracy of the model, a transmitter and a receiver working at 16 Mb/s have been designed and implemented with a laser diode source and an avalanche photodiode detector. The bit error rate performance of this system has been measured, without and with modal noise. The theoretical predictions based on our model have been confirmed accurate by means of experimental results.

PREFACE

Le domaine des communications par fibres optiques, quoique relativement jeune, forme une branche des systèmes de transmissions qui est très développée et toujours en pleine expansion. Toutefois, les connaissances et techniques associées aux communications optiques demeurent à peu près inconnues de la plupart des spécialistes qui oeuvrent dans les autres domaines des télécommunications. C'est pourquoi, notre travail qui porte sur un problème bien particulier aux fibres optiques se doit d'être présenté dans le contexte général de ce nouveau domaine, afin qu'on puisse en saisir le sens. Le chapitre 1 fait donc figure d'introduction et résume en quelque sorte les principales notions des systèmes de télécommunications optiques et présente les données essentielles à la compréhension et à l'analyse du phénomène du bruit modal. Nous avons tenté d'être brefs puisque l'on peut tout de même s'instruire sur le sujet à partir d'un bon nombre de publications récentes.¹⁻⁵ Le chapitre 2 porte exclusivement sur le bruit modal. Nous y expliquons en détails ce qu'est le phénomène. Nous présentons les principaux résultats déjà publiés ainsi qu'une analyse - qui constitue notre contribution - des effets du bruit modal sur les communications numériques par fibres optiques. Nous avons vérifié la valeur des résultats analytiques du chapitre 2 au cours d'un travail expérimental que nous décrivons et dont nous rapportons les résultats au chapitre 3. Au chapitre 4, nous concluons que l'accord entre les résultats analytiques et expérimentaux est bon. Nous y résumons également la situation des communications par fibres optiques quant au phénomène du bruit modal.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé grâce à l'aimable collaboration de la direction du programme des communications optiques du Centre de Recherches sur les Communications à Ottawa. Nous sommes particulièrement reconnaissants envers le docteur Kenneth O. Hill, gestionnaire du programme des communications optiques, qui a non seulement supporté ce travail de recherche mais qui a aussi encouragé la production du rapport sous sa forme présente. Nous sommes tout aussi reconnaissants envers le docteur Kamiló Feher, professeur à l'université d'Ottawa, pour avoir habilement supervisé notre démarche tout au long de la réalisation de ce travail.

Par-dessus tout, je dois ce travail à mon épouse Sylvie, ma fille Marie et mon fils Louis.

Yves Tremblay
Centre de Recherches sur
les Communications et
Université d'Ottawa
Ottawa, septembre 1981

TABLE DES MATIERES

	<u>Page</u>
Abstract	i
Préface	ii
Remerciements	iii
Table des matières	iv
Liste des figures	vi
Liste des symboles	xi
Chapitre 1 SYSTEMES DE COMMUNICATIONS PAR FIBRES OPTIQUES	1
1.1 Introduction	1
1.2 Médium de transmission	3
1.2.1 Fibres multimodes	5
1.2.2 Atténuation	6
1.2.3 Largeur de bande	7
1.3 Emetteurs optiques	11
1.3.1 Diode électroluminescente	11
1.3.2 Diode laser	12
1.3.3 Spectres optiques	13
1.4 Photodétecteurs	17
1.5 Récepteurs optiques	19
1.5.1 Signaux lumineux numériques	19
1.5.2 Modèle de récepteur	19
1.5.3 Sources de bruits	20
1.5.4 Règles de conception	22
1.5.5 Remarques	23
Chapitre 2 BRUIT MODAL	27
2.1 Description qualitative du phénomène	27
2.2 Caractérisation du bruit modal	33

2.2.1	Rapport signal sur bruit.	34
2.2.2	Fonction de densité	37
2.2.3	Spectre de puissance	40
2.2.4	Discussion	42
2.3	Bruit modal sur un signal numérique	50
2.3.1	Signal numérique au décodeur	50
2.3.2	Effets du bruit modal	52
2.3.3	Calcul des performances en présence de bruit modal	54
2.3.4	Exemples de calcul	56
Chapitre 3	RESULTATS EXPERIMENTAUX	61
3.1	Approche	61
3.2	Système expérimental	61
3.2.1	Taux de transmission	62
3.2.2	Emetteur optique	63
3.2.3	Montage optique	66
3.2.4	Récepteur	69
3.2.4.1	Amplificateur	70
3.2.4.2	Filtres	72
3.2.4.3	Décodeur	77
3.2.5	Taux d'erreurs en fonction de la puissance incidente au photodétecteur	80
3.3	Mesures des effets du bruit modal	85
Chapitre 4	CONCLUSION	93
	Références bibliographiques	97

LISTE DES FIGURES

- Figure 1.1 Profils de l'indice de réfraction d'une fibre monomode et des fibres multimodes à saut et à gradient d'indice.
- Figure 1.2 Spectres des émissions lumineuses d'une diode laser et d'une diode électroluminescente.
- Figure 1.3 Caractéristique puissance vs courant et spectres des émissions lumineuses d'une diode laser.
- Figure 1.4 Modèle simplifié d'un récepteur optique.
- Figure 1.5 Courbes de sensibilité de différents récepteurs en fonction du taux de transmission pour un taux d'erreurs de 10^{-9} .
- Figure 2.1 Figures de granularité à la sortie d'une fibre optique multimode a) lorsque la lumière est cohérente b) lorsque la lumière n'est pas cohérente (cas simulé).
- Figure 2.2 Illustration du couplage de la lumière d'une fibre à une autre en présence d'un défaut d'alignement latéral à un connecteur.
- Figure 2.3 Courbe du rapport signal sur bruit modal normalisé en fonction de l'atténuation modale à un connecteur. La validité de la relation est soumise aux restrictions mentionnées dans le texte.
- Figure 2.4 Densité de probabilité de l'efficacité de la connection pour différentes valeurs de la moyenne de l'efficacité. Les courbes ont été tracées à partir de l'équation 2.8 avec $N = 500$.

Figure 2.5 Courbes du taux d'erreur en fonction de la puissance optique incidente sur le photodétecteur au récepteur, calculées selon la méthode proposée, pour plusieurs valeurs de R , à partir d'une courbe de référence (la courbe de référence est en fait la courbe de sensibilité d'un récepteur typique qui fonctionne à 20 Mb/s avec un signal NRZ).

Figure 2.6 Valeur de la dégradation de la sensibilité du récepteur (pour $P(e) = 10^{-9}$) en fonction du rapport signal sur bruit modal (dB). Ces résultats ont été obtenus à partir de ceux de la figure 2.5. La ligne pointillée a été tracée par extrapolation.

Figure 3.1 Bloc-diagramme du système expérimental de mesure.

Figure 3.2 Circuit de l'émetteur optique. Il est composé d'un circuit de polarisation qui injecte un courant I_p à travers la diode laser et d'un circuit de modulation de l'intensité du signal lumineux émis par la diode adaptée à 50Ω .

Figure 3.3 Schéma de la partie optique du système expérimental de mesure. La puissance optique émise dans la fibre à partir de la diode laser peut être ajustée entre -50dBm et -70dBm au moyen d'un jeu d'atténuateur fixe et d'un atténuateur variable calibré. La longueur de la fibre entre la deuxième lentille et le connecteur est d'environ 10 mètres. Un autre bout de fibre d'environ 10 mètres est attaché à la photodiode.

Figure 3.4 Schéma fonctionnel du récepteur.

Figure 3.5 Circuit de l'amplificateur qui accompagne la photodiode à avalanche. Le voltage d'alimentation de la photodiode est ajusté au cours des mesures entre 244 et 247 volts.

Figure 3.6 Courbe du gain d'avalanche de la photodiode utilisée en fonction du voltage d'alimentation. Cette caractéristique a été mesurée. Le gain optimal en fonction de la puissance incidente au détecteur a été mesuré expérimentalement et varie entre 150 et 220 pour P_{IN} allant de -54dBm à -62dBm.

Figure 3.7 a) filtre d'amplitude Butterworth du 5^o ordre avec une fréquence de coupure à 10 MHz, b) filtre d'égalisation de phase simple accompagné d'un amplificateur suiveur.

Figure 3.8 Amplitude et délai de groupe des filtres de la figure 3.7. Comme on peut le remarquer le filtre d'égalisation affecte légèrement l'amplitude de la fonction de transfert du filtre Butterworth et améliore grandement sa caractéristique de phase.

Figure 3.9 Diagrammes en oeil a) d'un signal numérique NRZ pseudo-aléatoire à 16 Mb/s non filtré, b) après le filtre Butterworth du 5^o ordre (voir figures 3.7 et 3.8) et c) après l'égalisation de phase. Le diagramme en oeil final apparaît symétrique.

Figure 3.10 Circuit du décodeur.

Figure 3.11 Diagrammes en oeil du signal numérique dans le récepteur; a) après que le signal optique ait été détecté, amplifié puis filtré (remarquer la ressemblance avec la figure 3.9 c)), b) à l'entrée du comparateur après la restauration d'un niveau constant et le maintien d'une amplitude

constante et c) à la sortie du décodeur.

Figure 3.12 Courbe de la sensibilité du récepteur. Il s'agit de la courbe du taux d'erreurs en fonction de la puissance optique moyenne incidente au photodétecteur. a) (les carrés) lorsque le seuil est toujours optimum et b) (les cercles) lorsque le seuil est fixe à sa position optimale lorsque le taux d'erreurs est de 10^{-9} . Le gain de la photodiode est maintenu au moyen d'un ajustement manuel, à sa valeur optimale pour toutes les mesures expérimentales.

Figure 3.13 Schéma illustrant l'état du système expérimental de mesure lors de l'ajustement de l'atténuation du connecteur simulé.

Figure 3.14 Sensibilité du récepteur en présence de bruit modal. L'atténuation au connecteur est de 4.0 dB. Les points expérimentaux en présence de bruit modal sont représentés par des carrés. La courbe qui passe par des points a été calculée à partir de la courbe de référence - montrée sur le graphique - pour $R = 22$.

Figure 3.15 Sensibilité du récepteur en présence de bruit modal. L'atténuation au connecteur est de 6.5 dB. Les points expérimentaux en présence de bruit modal sont représentés par des carrés. La courbe qui passe par ces points a été calculée à partir de la courbe de référence - montrée sur le graphique - pour $R = 15$.

Figure 3.16 Sensibilité du récepteur en présence de bruit modal. L'atténuation du connecteur est de 8.0 dB. Les points expérimentaux sont représentés par des carrés. La courbe

qui passe par ces points a été calculée à partir de la courbe de référence - montrée sur le graphique - pour $R = 12$.

Figure 3.17 Résultats expérimentaux tirés des figures 3.14 et 3.15 exprimés sous la forme de la dégradation de la sensibilité par un taux d'erreur de 10^{-9} en fonction de la valeur estimée du rapport signal sur bruit modal (dB), lorsque l'atténuation est de 4.0 et 6.5 dB. La courbe continue est tirée de l'exemple de la fin du deuxième chapitre (figure 2.6) qui était en fait inspirée des valeurs expérimentales obtenues dans ce chapitre.

LISTE DES SYMBOLES

- a : rayon du cœur d'une fibre optique
- c : vitesse de lumière
- d : distance entre le niveau moyen "0" et le niveau moyen "1" avant le décodeur au moment de l'échantillonnage
- d_0 : distance entre le niveau moyen "0" et le seuil relative à d
- d_1 : distance entre le niveau moyen "1" et le seuil relative à d
- f_c : fréquence de coupure à -3dB due à la dispersion chromatique
- f_m : fréquence de coupure à -3dB due à la dispersion modale
- g : indice de graduation de l'indice de réfraction du cœur d'une fibre optique à gradient d'indice
- h : constante de Planck
- i : intensité du signal lumineux
- m_1 : valeur effective du bruit modal relative à d lorsque le signal est à l'état "1"
- n : (optique) indice de réfraction
 - n_1 : indice de réfraction d'un cœur d'une fibre optique à saut d'indice
 - n_2 : indice de réfraction de l'enveloppe d'une fibre optique
- n : (communication) valeur effective du bruit
 - n_0 : valeur effective du bruit relative à d lorsque le signal numérique est à l'état "0"
 - n_1 : valeur effective du bruit relative à d lorsque le signal numérique est à l'état "1" en l'absence du bruit modal (.)
 - n_1' : valeur effective du bruit relative à d lorsque le signal numérique est à l'état "1" en présence de bruit modal
- n_m : (bruit modal) nombre de degrés de liberté du processus d'échantillonnage
- $p(1|0)$: probabilité d'interpréter un "0" comme un "1"
- $p(0|1)$: probabilité d'interpréter un "1" comme un "0"

- q : (électronique) charge de l'électron
 q : (fibre optique) indice de la dépendance exponentielle de B ou L pour une fibre optique
 r : (fibre optique) position radiale sur le coeur de la fibre optique
 r : (photodétection) constante donnée par $\frac{q}{hc}$
 $s_0(t)$: amplitude du signal pendant la transmission d'un "0"
 $s_1(t)$: amplitude du signal pendant la transmission d'un "1"
 t : temps
 u : facteur de correction de N fonction de τ_c et de B
 v : facteur de correction de N fonction de la structure du spectre de la lumière

- A : atténuation; en dB/km pour la fibre optique; en dB pour les connecteurs et épissures
 B : largeur de bande de la fibre optique
 B_1 : largeur de bande pour 1 km
 B_L : largeur de bande pour un L km
 C_{eq} : capacité de charge équivalente du photodétecteur
 $E_a(t)$: bruit de tension équivalent du préamplificateur associé au photodétecteur
 G : gain de courant d'une photodiode à avalanche
 $G(n)$: densité de probabilité d'un bruit gaussien normalisé dont la moyenne est nulle et l'écart-type est 1
 I : courant du photodétecteur
 $I_a(t)$: bruit de courant équivalent du préamplificateur associé au photodétecteur
 I_m : courant de modulation d'une diode laser
 I_p : courant de polarisation d'une diode laser
 L : longueur de la fibre en km

M : nombre corrigé de degrés de liberté d'une figure de granularité

N : nombre de degrés de liberté d'une figure de granularité
 N : nombre de modes de propagation d'une fibre optique

$N.A.$: ouverture numérique d'une fibre optique

P : intensité moyenne du signal optique

P_0 : intensité du signal optique correspondant à "0"

P_1 : intensité du signal optique correspondant à "1"

P_{IN} : signal optique d'entrée

P_{OUT} : signal optique de sortie

$P(e)$: taux d'erreur en l'absence de bruit modal

$P'(e)$: taux d'erreur en présence de bruit modal

R : rapport signal sur bruit modal

R' : rapport signal sur bruit modal normalisé

$R(\tau)$: fonction d'autocorrélation

R_{eq} : résistance de charge équivalente du photodétecteur

S : position du seuil de découpage du photodétecteur

S_1 : surface du coeur de la fibre 1

T : temps alloué à la transmission d'un bit

T' : largeur de l'impulsion lumineuse représentant un "1"

T^0 : température

V : fréquence normalisée d'une fibre

$V_{0,1}$: voltages

V_D : voltage de polarisation d'une photodiode à avalanche

ϵ : efficacité du couplage à un connecteur

η : efficacité d'un photodétecteur

θ_{max} : angle maximum d'entrée de la lumière dans une fibre optique

- λ : longueur d'onde
 $\Delta\lambda$: largeur d'un spectre optique
 ν : fréquence angulaire de la lumière
 ρ : position radiale sur le coeur d'une fibre optique
 τ_c : temps de cohérence de la lumière
 τ_s : temps de réponse optique d'une source lumineuse
 ϕ : position angulaire sur le coeur d'une fibre optique
 $\Gamma(\cdot)$: fonction gamma
 Δ : différence entre n_1 et n_2

CHAPITRE 1 SYSTEMES DE COMMUNICATIONS PAR FIBRES OPTIQUES

1.1 INTRODUCTION

Ce travail porte sur les effets du bruit modal sur les performances des systèmes de communications numériques par fibres optiques. Le bruit modal est un phénomène dont on a récemment^{6,7,23} remarqué la présence sur certains systèmes pratiques de communications optiques. Quelques résultats d'études du phénomène lui-même ont déjà été publiés mais, à notre connaissance, on n'a pas encore publié une analyse des effets du bruit modal sur les communications numériques optiques appuyée par des résultats expérimentaux. C'est ce que nous avons fait et c'est ce que nous présentons dans ce rapport. Pour arriver à comprendre le phénomène du bruit modal et par la suite, le travail que nous avons réalisé, on doit d'abord avoir une vue d'ensemble du domaine des communications par fibres optiques. Ce premier chapitre est donc une revue du domaine des communications optiques (Voir Ref. 1-5). Il comprend une description des éléments d'un lien de transmission optique et une évaluation des performances - concernées par notre étude - des systèmes de communications numériques par fibres optiques. Nous présentons essentiellement dans cette section de la thèse, des connaissances nécessaires à la compréhension du travail de recherche que nous avons accompli.

Les systèmes de communications optiques ont comme signaux d'entrée et de sortie des signaux d'information qui sont typiques à tous les autres systèmes de transmission. Cependant, sur les systèmes optiques, les signaux sont transmis sous la forme de signaux lumineux. Un lien de communication optique est formé de

trois parties principales: la fibre optique qui est le médium de transmission, et le transmetteur et le récepteur optiques, qui sont deux éléments d'interface entre le domaine optique et le domaine électrique placés l'un et l'autre à chaque extrémité du lien optique.

1.2 MEDIUM DE TRANSMISSION

Le médium de transmission des systèmes de communications optiques est essentiellement un guide d'onde fait de verre très pur que l'on appelle fibre optique. Cette fibre qui est parfaitement transparente suivant son axe, laisse passer la lumière presque sans atténuation sur des kilomètres de distance. C'est le fondement de toute la nouvelle technologie des communications optiques.

La structure de base d'une fibre optique est cylindrique et coaxiale en ce sens qu'il existe un conducteur interne (par analogie avec un câble coaxial) et une enveloppe. Le principe de la transmission de la lumière dans la fibre repose sur le fait que ces deux milieux qui sont respectivement le coeur et l'enveloppe ont des indices de réfraction différents, de telle sorte que la lumière qui se propage dans le coeur y demeure par suites de réflexions totales à l'interface entre les deux milieux. Ainsi la lumière emprisonnée dans le coeur de la fibre parcourt des kilomètres sans perte. A partir de cette structure qui est fondamentale à toutes les fibres optiques utilisées en télécommunication, on ajuste les qualités des constituants et la géométrie de la fibre de façon à en déterminer les caractéristiques.

Il existe deux types de fibres: les fibres monomodes et les fibres multimodes. Les premières ont un coeur très petit dont le diamètre varie typiquement entre 3 μm et 10 μm . Aux longueurs d'ondes pour lesquelles ces fibres sont conçues, la lumière se propage dans celles-ci selon un mode unique de propagation d'où elles tiennent leur nom. Les fibres multimodes comprennent deux classes: les fibres à saut d'indice et les fibres à gradient d'indice. Ces appellations font référence à la valeur de l'indice

de réfraction du coeur de la fibre; l'indice de réfraction est soit uniforme sur toute la surface du coeur de la fibre pour les fibres à saut d'indice, ou gradué d'une façon déterminée pour les fibres à gradient d'indice. La lumière se propage dans ces fibres selon une multitude de modes. Rappelons qu'un mode représente une solution des équations de propagation de l'onde électromagnétique lumineuse - dans le guide d'onde optique (voir figure 1.1).

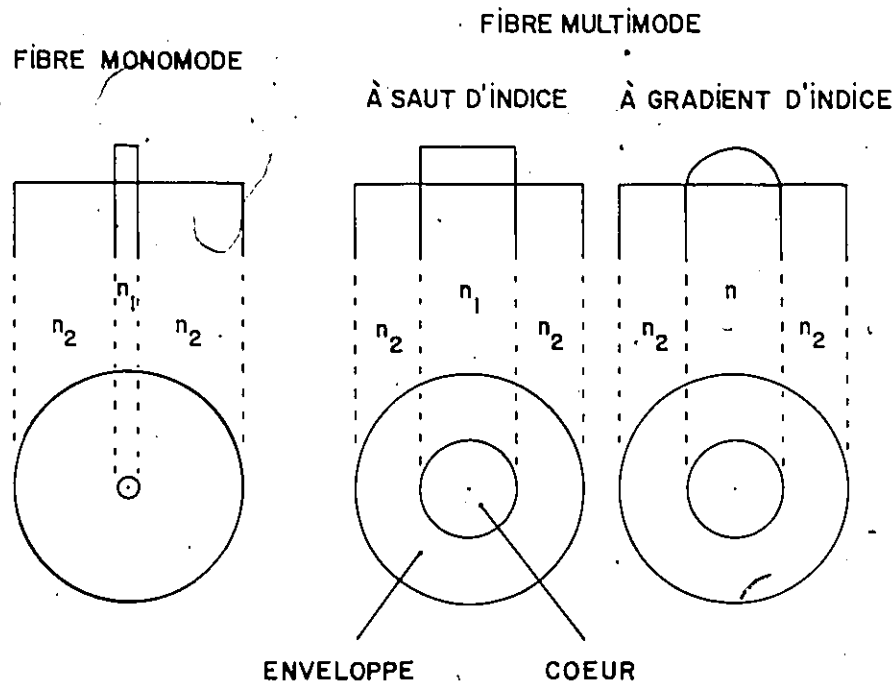


Figure 1.1 Profils de l'indice de réfraction d'une fibre monomode et des fibres multimodes à saut et à gradient d'indice.

Le domaine des applications des fibres monomodes est relativement restreint étant donné certains problèmes inhérents à ce type de fibre, particulièrement les difficultés de couplage de la lumière d'un émetteur optique à la fibre, ou d'une fibre à une

autre dues aux faibles dimensions du coeur de celles-ci. Cependant, la largeur de bande pratiquement infinie (> 100 GHz/km avec une source monochromatique) de ces fibres est une caractéristique remarquable. Elles seront utilisées éventuellement sur les liens de télécommunications sur les très longues distances comme les réseaux sous-marins trans-océaniques. Les fibres multimodes quant à elles sont employées dans presque tous les secteurs des télécommunications.

1.2.1 Fibres multimodes

Soit n_1 et n_2 respectivement la valeur des indices de réfraction du coeur et de l'enveloppe d'une fibre multimode à saut d'indice, on a

$$\Delta = n_1 - n_2 \quad (1.1)$$

la différence entre les deux indices typiquement égale à $0.015 n_1$. Cette valeur de Δ caractérise la fibre. On l'exprime sous la forme de

$$\theta_{\max} \approx \arcsin (2\Delta n_1)^{1/2} \quad (1.2)$$

l'angle maximum auquel la lumière peut pénétrer dans la fibre ou encore

$$\text{N.A.} \approx n_1 (2\Delta)^{1/2} \quad (1.3)$$

l'ouverture numérique de la fibre. On sait que $n_1 \approx n_2 \approx 1.5$ pour le verre dont les fibres sont fabriquées.

La fréquence normalisée de la fibre

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda} \text{N.A.} \quad (1.4)$$

est reliée au nombre de modes de propagation N dans la fibre à saut d'indice comme l'indique l'équation suivante.

$$N = \frac{V^2}{2} \quad (1.5)$$

a et λ représentent respectivement le rayon du coeur de la fibre qui se situe généralement entre 50 et 100 μm et la longueur d'onde de la lumière. Les seuls paramètres n_1 , n_2 et a suffisent pour décrire physiquement une fibre optique à saut d'indice pour les solutions des équations de propagation d'onde dans celle-ci.

Dans le cas d'une fibre à gradient d'indice, l'indice de réfraction du coeur est donnée par l'équation

$$n(r) = n_1 \left(1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^g\right)^{1/2} \quad 0 < r < a \quad (1.6)$$

où n_1 est l'indice de réfraction au centre du coeur de la fibre, r indique une position radiale et g est l'indice de graduation.

Les valeurs optimales de Δ et g quant aux caractéristiques des fibres se situent respectivement aux alentours de $.015 n_1$ et 2.0 suivant la longueur d'onde pour laquelle les phénomènes de dispersions dans la fibre sont compensés. Le nombre de modes de propagation est donné par

$$N = \frac{V^2}{4} \quad (1.7)$$

pour les fibres à gradient d'indice. N joue un rôle important dans le phénomène de production du bruit modal; nous traiterons cela plus en détail au chapitre 2.

Afin d'employer la fibre optique dans les systèmes de télécommunications, on doit connaître sa fonction de transfert de modulation optique. On la représente donc par son atténuation et par sa réponse impulsionnelle ou sa réponse en fréquence.

1.2.2 Atténuation

Dans les fibres optiques que l'on fabrique, il y a plusieurs

facteurs qui affectent la lumière qu'elles transmettent. Les phénomènes d'absorption et de diffusion, les irrégularités de la structure et la présence d'impuretés ont pour effet d'atténuer le signal lumineux qui les traverse. L'atténuation d'une fibre optique est représentée par A et se calcule de la façon suivante:

$$A = \frac{1}{L} \cdot 10 \log \left(\frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \right) \quad (1.8)$$

où L est la longueur de la fibre en km, P_{IN} est la puissance lumineuse émise sur la fibre à l'entrée et P_{OUT} est la puissance lumineuse à la sortie de la fibre. La valeur de A est donnée en dB/km. Aux longueurs d'ondes de 0.85 μm et de 1.3 μm l'atténuation d'une fibre optique peut être aussi basse que 3 dB/km et 1 dB/km respectivement. L'atténuation est une fonction de la longueur d'onde de la lumière et au cours du développement de cette technologie, les régions du spectre optique autour de 0.85 μm et de 1.3 μm ont représenté des minima de la relation A vs λ .

L'atténuation d'un lien de fibre optique est aussi affectée par la présence de joints entre les portions de fibre le long du parcours. Les connections permanentes par fusion entraînent des pertes généralement inférieures à 5% par épissure (atténuation < 0.2 dB), tandis que les connecteurs amovibles ont une atténuation rarement inférieure à 1 dB par connecteur.

1.2.3 Largeur de bande

Deux phénomènes de dispersion limitent la largeur de bande de la fibre optique: la dispersion chromatique et la dispersion modale. La dispersion chromatique est due à la dépendance de la vitesse de propagation de la lumière dans la fibre sur la longueur.

d'onde. Dans le cas de la transmission d'une impulsion lumineuse composée de plusieurs longueurs d'ondes, étant donné que les composantes du signal aux différentes longueurs d'onde voyagent à différentes vitesses, il se produit un étalement de l'impulsion originale qui s'accroît au fur et à mesure que la distance s'allonge. Cet effet limite les performances de la transmission par une réduction de la largeur de bande du canal. On représente la largeur de bande à -3 dB de la fibre optique due à la dispersion chromatique par f_c que l'on exprime selon les unités GHz·km·nm. La valeur de f_c est inversement proportionnelle à la longueur de la fibre et à la largeur du spectre d'émission lumineuse de la source optique. Pour une longueur d'onde donnée, la valeur de f_c varie peu d'une fibre à l'autre et se situe à environ 5 GHz·km·nm lorsque $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$, tandis que le phénomène de dispersion chromatique est tout à fait négligeable lorsque $\lambda \approx 1.3 \mu\text{m}$ ($f_c > 50 \text{ GHz}\cdot\text{km}\cdot\text{nm}$).

La dispersion modale est une propriété du guide d'onde qui est particulièrement marquée dans les fibres multimodes à saut d'indice. Puisque la lumière se propage dans la fibre suivant plusieurs modes, que la distance parcourue pour aller d'un bout à l'autre de la fibre dépend du mode emprunté par la lumière et que la vitesse de propagation est constante pour tous les modes, il s'en suit une dispersion modale qui s'accroît avec la longueur de la fibre. On a proposé la structure des fibres à gradient d'indice spécialement pour contrer cet effet de dispersion. La forme du profil gradué de l'indice de réfraction du cœur de la fibre a pour but de compenser pour chaque mode de la fibre la vitesse moyenne de propagation de la lumière en fonction la longueur du trajet de façon à ce que le produit de ces deux

valeurs qui est le délai de propagation soit une constante pour tous les modes. Malgré les difficultés que l'on a à fabriquer des fibres à gradient d'indice dont l'indice de réfraction du coeur approche ce que l'analyse théorique définit comme idéal⁸, la dispersion modale dans les fibres à gradient d'indice peut être réduite à moins de 1% de la dispersion modale dans les fibres à saut d'indice. On représente la largeur de bande à -3 dB de la fibre optique due à la dispersion modale par f_m que l'on exprime selon les unités MHz.km. On peut se procurer aujourd'hui des fibres à gradient d'indice dont la largeur de bande excède 500 MHz.km et même 1 GHz.km tandis que les fibres à saut d'indice ont une largeur de bande généralement inférieure à 20 MHz.km.

La largeur de bande d'une fibre optique n'est pas un concept aussi bien établi que la largeur de bande d'un filtre passif ou encore d'un câble coaxial. Cela vient du fait que la forme de la fonction de transfert de modulation d'une fibre est variable selon la façon dont on émet la lumière sur la fibre et dépend des qualités mêmes de cette lumière. La largeur de bande de la fibre optique sera fonction par exemple de la distribution de puissance lumineuse sur les modes de propagation de la lumière dans celle-ci. On peut imaginer que si l'on ne transmet pas de puissance sur les modes dont le délai est trop long de même que sur ceux dont le délai est trop court par rapport à la moyenne, on augmenterait de cette manière la largeur de bande de la fibre de façon sensible. Cela explique pourquoi la dépendance de la largeur de bande de la fibre optique due à la dispersion modale vis-à-vis la longueur de la fibre n'est pas clairement définie, puisque la distribution de la lumière dans la fibre est généralement inconnue, qu'elle varie

le long de la fibre, et qu'elle est modifiée par la présence d'épissures, de connecteurs et de coupleurs. On tente toutefois de définir à partir de la largeur de bande de la fibre pour 1 km (B_1), la largeur de bande de la fibre pour L km (B_L) comme suit

$$\frac{B_1}{\sqrt{L}} < B_L < \frac{B_1}{L} \quad (1.9)$$

ou encore

$$B_L = \frac{B_1}{L^q} \quad (1.10)$$

où q exprime le type de dépendance de B_L sur B_1 et prend une valeur entre 0.5 et 1.0 selon les qualités de la fibre elle-même, la configuration du réseau, etc...⁹.

1.3 EMETTEURS OPTIQUES

La fonction de l'émetteur optique est de transformer le message sous la forme initiale d'un signal électrique en un signal lumineux qui lui est analogue. De ce point de vue, l'émetteur optique est une source de puissance optique commandée par un courant électrique. L'information est transmise sous la forme d'une modulation d'intensité du signal lumineux qui traverse la fibre (on ne parle pas ici de modulation de l'amplitude de l'onde lumineuse ni de modulation de sa phase).

En télécommunications optiques, on utilise comme émetteurs de lumière les diodes électroluminescentes (LED) et les diodes lasers. On les caractérise principalement à partir de: λ : la position centrale du spectre de puissance optique émis par la source lumineuse - cette valeur influence l'atténuation de la fibre ainsi que ses effets de dispersions - , $\Delta\lambda$: la largeur du spectre de puissance optique émis par la source lumineuse - cette valeur affecte la largeur de bande de la fibre par l'entremise de la dispersion chromatique - , P_{IN} : la puissance optique moyenne couplée dans la fibre à partir de la source lumineuse et τ_s : le temps de réponse optique de la source lumineuse à un échelon de courant.

1.3.1 Diode électroluminescente

Une diode électroluminescente (LED) est une diode qui, polarisée en sens direct, émet de la lumière d'intensité P en réponse au courant I_p qui la traverse. La relation P vs I_p ne démontre pas de seuil et est presque linéaire. Il existe des LEDs qui émettent dans les différentes régions du spectre optique, cependant $\Delta\lambda$ est presque toujours aussi large que 50 nm. Le spectre de

puissance est continu et le signal lumineux émis n'est pas cohérent étant donné $\Delta\lambda$. Le phénomène de dispersion chromatique dans les fibres et la largeur du spectre optique des LEDs imposent une limite supérieure d'environ 100 MHz.km à la largeur de bande des fibres optiques lorsque l'on utilise un LED comme source lumineuse. On peut coupler peu de lumière dans une fibre à partir d'un LED étant donné la faible directivité des radiations émises; généralement P_{IN} se situe aux alentours de 0.1 mW. Le temps de réponse τ_s est typiquement inférieur à 5 ns quoique l'on puisse se procurer des LEDs dont la réponse optique soit beaucoup plus rapide.

1.3.2 Diode laser

Les diodes lasers ont pour caractéristique principale un spectre de puissance d'émission très étroit, $\Delta\lambda < 2$ nm, comprenant des composantes discrètes uniformément espacées l'une de l'autre que l'on appelle les modes d'oscillation du laser. Certaines diodes lasers sont monomodes et la puissance lumineuse qu'elles émettent est sur une seule longueur d'onde; le signal lumineux émis est jusqu'à un certain point cohérent. Le faisceau de lumière émis par une diode laser possède une certaine directivité ce qui permet d'en coupler un fort pourcentage (~ 50%) dans une fibre multimode. P_{IN} est facilement supérieure à 1 mW. Le temps de réponse de la plupart des diodes lasers est très court et typiquement inférieur à 500 psec.

Au cours de la conception d'un lien de communication optique, on doit effectuer un choix entre l'emploi d'un LED ou d'une diode laser. Hormis le prix de ces éléments, on se base pour cela sur les valeurs de $\Delta\lambda$, P_{IN} et τ_s de chacun. La largeur de bande de la

fibres dépend d'une certaine manière de $\Delta\lambda$ et sera limitée avec un LED à environ $100 \text{ MHz}\cdot\text{km}$, tandis qu'avec une diode laser, elle peut être aussi grande que $1 \text{ GHz}\cdot\text{km}$ si la fibre à gradient d'indice est bien compensée. De ce point de vue, si la largeur de bande requise du canal de transmission est grande, on devrait utiliser une diode laser comme source lumineuse. On peut dire que P_{IN} est généralement 10 fois plus grand dans le cas d'une diode laser comparé au cas où l'on utilise un LED. De ce point de vue, si l'on tient à maximiser la distance entre les répéteurs situés sur la ligne, on opterait pour une diode laser. Le temps de réponse τ_s des diodes lasers permet de moduler l'intensité de la lumière qu'elles émettent à des taux de transmission de plusieurs centaines de Mb/s.

En résumé, quant aux performances des LEDs et des diodes lasers dont nous venons de parler, les diodes lasers sont généralement supérieures aux LEDs. Toutefois, si le taux de transmission n'est pas trop élevé et la distance à parcourir n'est pas trop grande, on peut utiliser un LED.

Vu l'importance des qualités du spectre des diodes lasers sur la production de bruit modal, nous consacrons la section suivante à ce sujet.

1.3.3 Spectres optiques

Le spectre d'un signal lumineux est l'intensité de ce signal aux longueurs d'ondes qui le composent. Le spectre peut être continu comme c'est le cas pour la lumière émise par les LEDs ou discret pour la lumière émise par les diodes lasers. La figure 1.2 montre deux cas typiques du spectre d'un LED et d'une diode laser. Le comportement du spectre d'émission d'une diode laser

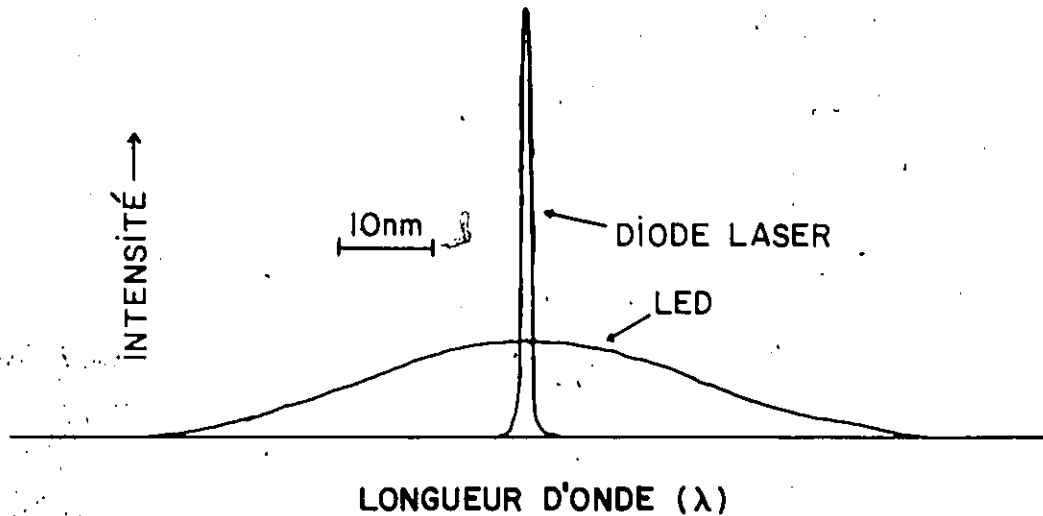


Figure 1.2 Spectres des émissions lumineuses d'une diode laser et d'une diode électroluminescente.

mérite une attention spéciale.

Le spectre du signal optique émis par une diode laser dépend beaucoup des conditions d'opération de la diode^{10,11,12}. Il est, par exemple, particulièrement sensible au courant qui la traverse. La figure 1.3 illustre les changements typiques de la structure du spectre optique d'une diode laser en fonction de son courant de polarisation. Lorsque le courant est aux alentours du seuil de la caractéristique P vs I de la diode, le spectre est dit "multimode". La puissance, relativement faible - alors émise est contenue dans plusieurs longueurs d'onde discrètes. Lorsque le courant augmente, certains modes du laser se distinguent et la lumière comprend de moins en moins de composantes spectrales jusqu'au moment où le spectre soit monochromatique lorsque le

courant de polarisation de la diode est élevé. C'est le cas des

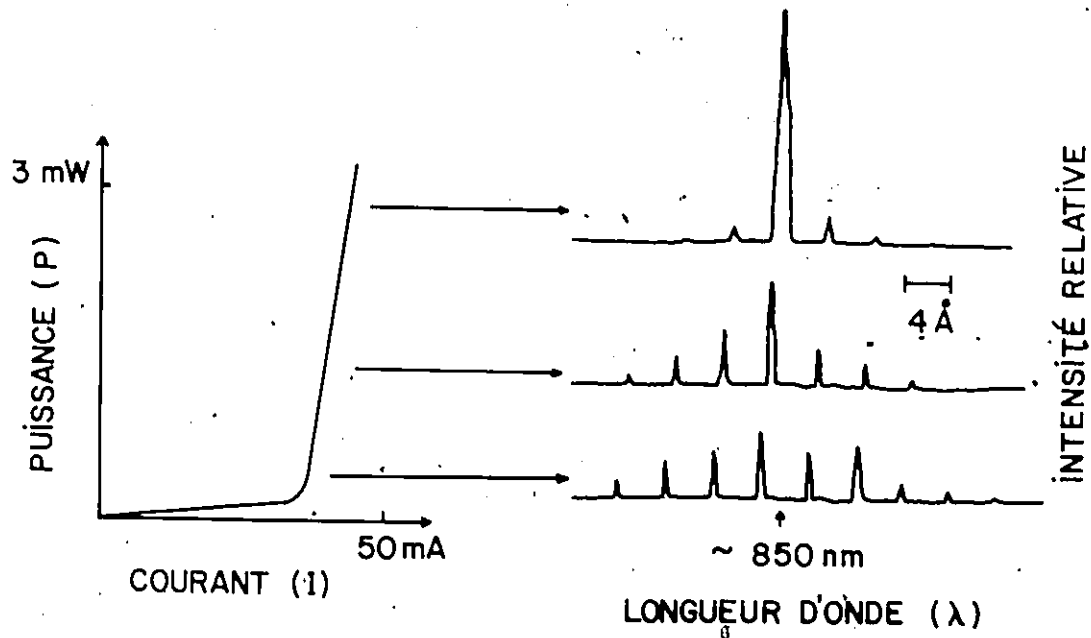


Figure 1.3 Caractéristique de puissance vs courant et spectres des émissions lumineuses d'une diode laser.

diodes lasers monomodes. D'autres types de diodes sont toujours multimodes. La température de la jonction a également des effets sur le spectre du signal lumineux émis par la diode laser. Elle entraîne même des situations où le spectre est instable. Il peut arriver en régime monochromatique que deux modes d'oscillation optique du laser (deux longueurs d'onde) entrent en compétition, c'est-à-dire que la puissance chevauche dans le temps entre deux longueurs d'onde adjacentes du spectre optique d'émission de la diode. Ce phénomène peut être bruyant. D'autres facteurs comme le signal optique qui est réfléchi par la fibre et qui frappe la diode et le courant de modulation de l'intensité lumineuse par exemple, affectent parfois de façon très sensible le comportement

de la diode laser¹⁹⁻²².

Le bruit modal dont nous parlerons en détail plus loin est associé aux qualités du spectre de la lumière transmise dans la fibre optique.

1.4 PHOTODETECTEURS

Deux types de photodétecteurs sont présentement utilisés dans les systèmes de communications par fibres optiques, ce sont les photodiodes PIN et les photodiodes à avalanche (APD). Pour les systèmes qui fonctionnent aux longueurs d'onde entre $0.8 \mu\text{m}$ et $0.9 \mu\text{m}$, les diodes sont au silicium, tandis que pour ceux dont la longueur d'onde d'opération est aux alentours de $1.3 \mu\text{m}$, les diodes sont généralement au germanium. Ces deux semiconducteurs ont des caractéristiques photo-électriques bien particulières de telle sorte que les performances des photodétecteurs pour $\lambda \approx 0.85$ peuvent être extrapolées pour obtenir celles des photodétecteurs pour $\lambda \approx 1.3 \mu\text{m}$.

Une photodiode polarisée en sens inverse laisse passer un courant électrique I en réponse au signal optique P qui lui est incident. La relation I - P est généralement très linéaire. On relie I et P de la façon suivante:

$$I = \frac{G\eta qP}{h\nu} \quad (1.11)$$

où η est l'efficacité du photodétecteur, q est la charge de l'électron, h est la constante de Planck, ν est la fréquence de l'onde lumineuse incidente et G est le gain qui est égal à 1 pour les photodiodes PIN et varie entre 1 et environ 300 en fonction du voltage de polarisation pour les APDs. On peut réécrire l'équation (1.11)

$$I = G\eta \lambda r P \quad (1.12)$$

où

$$r = 8.05 \times 10^5 \text{ A/W.m},$$

et lorsque $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$,

$$I = 0.68 G\eta P \quad (1.13)$$

L'efficacité proprement dite du photodétecteur η varie entre 0.5 et 0.8 selon la construction de la photodiode.

La photodiode représente au récepteur un transformateur de puissance lumineuse à courant électrique qui est associé à un préamplificateur lorsque $G > 1$, ce qui correspond au cas d'une photodiode à avalanche. Suite à photodiode, il y a tous les circuits électroniques nécessaires au recouvrement de l'information qui a été transmise sous forme lumineuse jusqu'au récepteur. On doit concevoir le récepteur de façon à ce qu'il soit le plus sensible possible c'est-à-dire qu'il puisse recouvrer l'information originale à partir d'un signal optique qui soit le plus faible possible. Cela permet la transmission de signaux lumineux sur de plus longues distances entre les répéteurs.

1.5 RECEPTEURS

Théoriquement, les performances des systèmes de communications numériques par fibres optiques sont associées directement aux performances des récepteurs, même si du point de vue pratique les limites sont souvent imposées par le transmetteur comme c'est le cas pour la fiabilité, par exemple. C'est pourquoi la conception d'un excellent récepteur est de première importance. Des travaux de Personick^{13,14,15} entre autres ont permis d'établir des règles de conceptions qui ont été largement employées afin d'optimiser les performances des récepteurs. Nous présentons dans cette section les résultats des principaux travaux dans ce domaine.

1.5.1 Signaux lumineux numériques

On traite le cas, dans les communications numériques par fibres optiques, de la transmission d'un signal lumineux binaire. Pendant le temps T alloué à la transmission d'un bit, on représente un "1" par une impulsion lumineuse rectangulaire ayant une largeur T' donnée par

$$0 < T' \leq T \quad (1.14)$$

et un "0" par l'absence de lumière. On considère que le signal numérique ne subit aucun filtrage avant d'atteindre le récepteur, ce qui suppose que la largeur de bande du lien optique est suffisamment grande pour laisser passer le signal sans le distordre. La fibre optique est alors traitée comme un atténuateur.

1.5.2 Modèle du récepteur

La figure 1.4 montre un modèle¹³ simplifié d'un récepteur

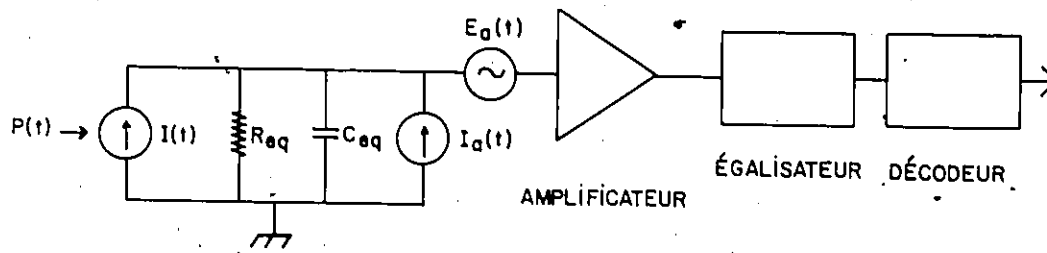


Figure 1.4 Modèle simplifié d'un récepteur optique.

électrooptique.

Il est constitué d'un circuit de détection du signal optique basé sur une photodiode, d'un amplificateur, d'un réseau d'égalisation de la réponse en fréquence du canal de transmission et du décodeur. Le courant $I(t)$ est produit par la photodiode en réponse au signal optique incident $P(t)$ comme l'indique l'équation 1.11. La résistance R_{eq} et le condensateur C_{eq} représentent l'impédance équivalente de charge de la photodiode qui comprend les résistances de polarisation de la diode ainsi que l'impédance d'entrée de l'amplificateur. $I_a(t)$ et $E_a(t)$ sont respectivement la source de bruit de courant et la source de bruit de tension équivalentes de l'amplificateur. Nous avons omis dans ce modèle le courant dans le noir de la photodiode puisque cette valeur est négligeable pour les récepteurs qui opèrent à une longueur d'onde d'environ $0.85 \mu m$.

1.5.3 Sources de bruits

Le gain G du photodétecteur n'est pas strictement constant dans le temps. La valeur de G comprend en fait une composante

aléatoire et est très sensible suivant la température de la diode et le voltage de polarisation de la jonction par exemple. Ainsi, même si le signal lumineux incident à la photodiode était parfaitement carré et exempt de bruit, dès que le processus de multiplication est à l'oeuvre, on ajoute du bruit sur le signal étant donné l'incertitude sur le gain du photodétecteur. Il existe cependant une valeur optimale de G en fonction de la puissance lumineuse incidente sur la photodiode si l'on considère le rapport signal sur bruit après détection (voir aussi la référence 16). Si une photodiode PIN est utilisée, ce bruit ne s'ajoute pas au signal puisque $G = 1$; par contre il y a absence de gain. Il faut mentionner également que le signal de courant issu de la détection d'un signal lumineux avant multiplication est une version "bruyante" du signal original puisque le processus de détection lui-même n'est pas parfait.

Une autre source de bruit est le bruit thermique associé à R_{eq} . En présence d'une source de courant qui fournit le courant d'entrée et d'un amplificateur de voltage, on a évidemment avantage à choisir R_{eq} aussi grand que possible. Des restrictions sur la largeur de bande et la présence de C_{eq} imposent une limite supérieure à la valeur de R_{eq} . Le bruit thermique directement relié à R_{eq} , plus le bruit équivalent d'entrée de l'amplificateur déterminent en quelque sorte la figure de bruit de l'amplificateur. L'amplificateur doit être conçu pour avoir une impédance d'entrée aussi grande que possible et dans ces conditions ajouter le moins de bruit possible au signal d'entrée.

1.5.4 Règles de conception

La valeur de C_{eq} doit être en tout temps tenue aussi faible que possible puisque le condensateur, en parallèle avec la source de courant, court-circuite le signal aux hautes fréquences. On a démontré qu'idéalement la sensibilité du détecteur était optimale lorsque $R_{eq} \rightarrow \infty$ ce qui correspond au cas où le détecteur intègre le signal d'entrée avec une constante de temps et un gain qui eux aussi tendent vers l'infini. L'égalisateur a alors pour fonction de rétablir la réponse en fréquence du récepteur de telle sorte qu'elle soit adaptée au spectre - de modulation - du signal détecté. Toutefois, si l'on utilise une photodiode à avalanche, on peut appliquer la règle que

$$R_{eq} C_{eq} \approx 4T \quad (1.15)$$

et la sensibilité du récepteur avec photodiode à avalanche demeurera à moins de 1 dB de celle du récepteur idéal¹⁴ ($R_{eq} \rightarrow \infty$). Cela simplifie la construction de l'amplificateur et permet la réalisation de l'égalisation.

On utilise comme premier étage d'amplification un transistor à effet de champs (FET) ou un transistor bipolaire. La configuration du préamplificateur est évidemment différente selon que l'on emploie un type de transistor plutôt que l'autre. Etant donné les caractéristiques du FET, il est facile de construire un amplificateur à très haute impédance d'entrée avec ce type de transistor, tandis qu'un transistor bipolaire comme amplificateur de courant a une impédance d'entrée relativement faible. Les caractéristiques de chacun de ces transistors par rapport au bruit sont également différentes. A partir de ces facteurs, on a établi qu'un

préamplificateur à FET était préférable à un préamplificateur à transistor bipolaire pour les taux de transmission "lent" et vice-versa pour les taux de transmission "rapide". La démarcation, ici, entre "lent" et "rapide" se situe entre 20 Mb/s et 50 Mb/s dépendant des transistors utilisés dans les circuits.

Du point de vue de la sensibilité du récepteur, on a avantage à garder la largeur de l'impulsion lumineuse aussi étroite que possible à l'intérieur du temps de bit T . A partir d'une impulsion infinitésimale jusqu'à $T' \approx 0.2T$ la sensibilité du récepteur n'est pas affectée, mais pour $0.2T < T' < T$ il y a une réduction de sensibilité par rapport au cas idéal. La figure 1.5 montre les courbes de la sensibilité d'un récepteur optimal aux taux de transmission allant de 1Mbit/sec à 1Gbit/sec pour les différentes configurations photodétecteur-préamplificateur. La sensibilité du récepteur signifie ici la puissance optique moyenne minimale pour laquelle le récepteur fonctionne avec un taux d'erreurs de moins de 10^{-9} pour un taux de transmission donné. Ces courbes correspondent aux cas où les récepteurs sont construits à partir des meilleures photodiodes au silicium¹⁷ ($\lambda \sim 0.85 \mu\text{m}$), des meilleurs transistors bipolaires et transistors à effet de champs. On remarque que la sensibilité des récepteurs avec diodes à avalanche est d'environ 15 dB supérieure à celle des récepteurs avec PIN pour le même taux de transmission¹⁸. Des données similaires à celles-ci pour les systèmes opérant à $1.3 \mu\text{m}$ sont également contenues à la référence 9.

1.5.5. Remarques

Selon le modèle, le bruit au récepteur provient de plusieurs

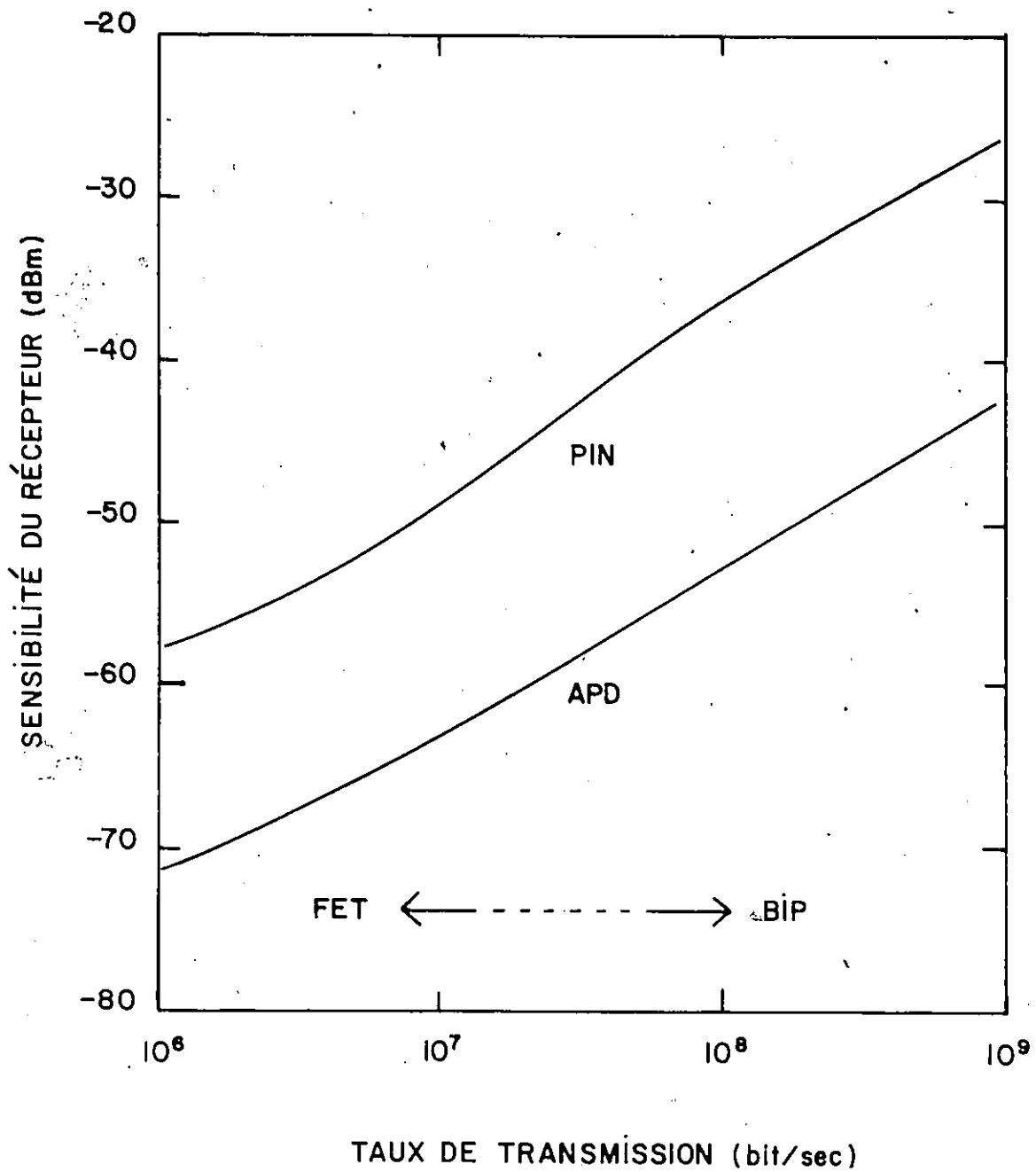


Figure 1.5 Courbes de sensibilité de différents récepteurs en fonction du taux de transmission pour un taux d'erreurs de 10^{-9} .

sources que l'on considère à priori indépendantes et gaussiennes¹³. Cette première hypothèse que l'on sait fautive permet quand même de prévoir les performances des récepteurs de façon très satisfaisante¹⁴ (à 1 dB près). Toutefois, il est bon de remarquer que le bruit produit par les variations du gain G du photodétecteur (dans le cas d'une photodiode à avalanche) étant donné sa nature multiplicative, est fonction de l'amplitude du signal optique incident. Les autres sources de bruit sont indépendantes du signal. Par exemple, pendant la réception d'un "0", en l'absence de lumière, le bruit provient uniquement de R_{eq} et de l'amplificateur, et pendant la réception de l'impulsion lumineuse, il s'ajoute au bruit déjà présent, l'incertitude sur l'amplitude de l'impulsion due au processus de détection. Donc, la puissance totale du bruit varie dans le temps selon l'amplitude du signal reçu, et est plus forte pendant la réception d'un "1" que d'un "0". Ainsi, au décodeur, pour que les probabilités d'erreurs respectent l'égalité

$$p(1|0) = p(0|1) \quad (1.16)$$

ce qui garantit un taux d'erreurs minimum pour le rapport signal sur bruit donné, le seuil au comparateur doit être plus près du niveau moyen "0" que du niveau moyen "1" puisqu'au temps d'échantillonnage, l'incertitude sur l'amplitude du signal est plus grande lors de la réception d'un "1" que lors de la réception d'un "0". Evidemment, cette remarque tient lorsque le photodétecteur est une photodiode à avalanche, puisque lorsque c'est une photodiode PIN le diagramme en oeil (pour un signal NRZ) est plutôt symétrique par rapport au seuil qui se situe à mi-chemin entre le niveau "0" et le niveau "1".

Les performances des systèmes de communications optiques quant

à la sensibilité du récepteur, sont généralement évaluées en prenant comme acquis que le bruit qui s'ajoute au signal d'information à partir du transmetteur jusqu'au décodeur dans le récepteur est dû aux processus de détection du signal optique au photodétecteur et à la figure de bruit du préamplificateur. Cela suppose que le signal d'information sous forme optique qu'émet le transmetteur est sans bruit, ce qui revient à dire qu'il est parfaitement "analogique" au signal d'information original et que tout au long de la fibre le signal n'est qu'atténué. Cependant, comme nous l'avons mentionné en parlant du spectre du signal lumineux émis par les diodes lasers, d'autres sources de bruits peuvent venir réduire les performances des systèmes de transmissions optiques par rapport à celles prévues selon l'approche la plus souvent adoptée. On parle aujourd'hui de bruit chromatique¹⁹ ("partition noise"), bruit dû aux réflexions^{20,21} ("reflexion noise"), bruit laser²² ("laser noise"), etc.... Cette catégorisation qui semble parfois exagérée et redondante, définit aussi une forme de bruit appelée bruit modal²³ (modal noise). Le chapitre 2 porte exclusivement sur ce phénomène.

CHAPITRE 2 BRUIT MODAL

C'est en 1978 à la quatrième conférence européenne sur les communications optiques que l'on parlait pour la première fois du bruit modal²³. L'auteur avait observé la présence du bruit modal sur un signal optique numérique et il exposa dès le départ les qualités des systèmes de communications optiques qui le caractérisent. Son approche était qualitative et ses deux principaux énoncés furent les suivants: 1° le bruit modal peut être produit si la lumière que transporte la fibre optique est cohérente - il ne peut y avoir du bruit modal si la lumière est vraiment incohérente, 2° en présence de lumière cohérente, le bruit modal est produit par une atténuation sélective des modes de propagation du signal optique dans la fibre. A partir de ces deux énoncés on pouvait dériver bien des remarques mais rien ne permettait de quantifier le bruit modal. Plusieurs travaux²⁴⁻²⁷ ont alors été entrepris afin de prévoir l'amplitude du bruit modal et sa fonction de densité de probabilité selon les qualités de la lumière transmise, les caractéristiques de la fibre optique et la valeur des atténuations sélectives des modes de propagation du signal optique dans la fibre.

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord une analyse détaillée du phénomène du bruit modal et ensuite nous élaborons une méthode de calcul des effets du bruit modal sur les performances d'un lien de transmission numérique par fibres optiques.

2.1 DESCRIPTION QUALITATIVE DU PHENOMENE

Rappelons que dans une fibre optique multimode la lumière se

propage dans le coeur de la fibre suivant plusieurs modes distincts. Les modes de la fibre sont les solutions du guide d'onde optique (dans le cas des fibres à saut d'indice par exemple un mode est associé à un angle de propagation). Le signal optique total qui parcourt la fibre a donc plusieurs composantes qui sont les portions de celui-ci qui sont confinés dans chacun des modes de la fibre. Chaque longueur d'onde a son propre ensemble de modes et des signaux lumineux différents à des longueurs d'ondes différentes sont des signaux orthogonaux.

Prenons le cas où un signal lumineux cohérent (au sens strict) est transmis par la fibre et examinons sur un plan perpendiculaire à l'axe de la fibre la lumière qui sort de celle-ci. Sur ce plan, à l'endroit du coeur, chaque mode pris individuellement quitte la fibre dans un espace donné fixe. Si l'on pouvait isoler la lumière sur un mode à la sortie, on verrait une forme se dessiner à la surface du coeur, mais ce que l'on observe en réalité c'est la somme des signaux lumineux qui ont emprunté tous les modes de la fibre. Comme le signal optique est cohérent, il existe une relation de phase entre toutes les parties de la puissance lumineuse suivant tous les modes et il y a interférence entre ces signaux lumineux à la surface de la fibre²⁸. On appelle la forme résultante, un patron d'interférence ou encore une figure de granularité que l'on appelle parfois "speckle". La figure 2.1 montre l'image de la surface de sortie d'une fibre optique multimode lorsque la lumière qu'elle transporte est cohérente (a) et lorsqu'elle ne l'est pas (b). On observe dans le premier cas une structure granuleuse issue des interférences entre les différents signaux lumineux et dans l'autre cas, une illumination d'intensité continue sur le coeur

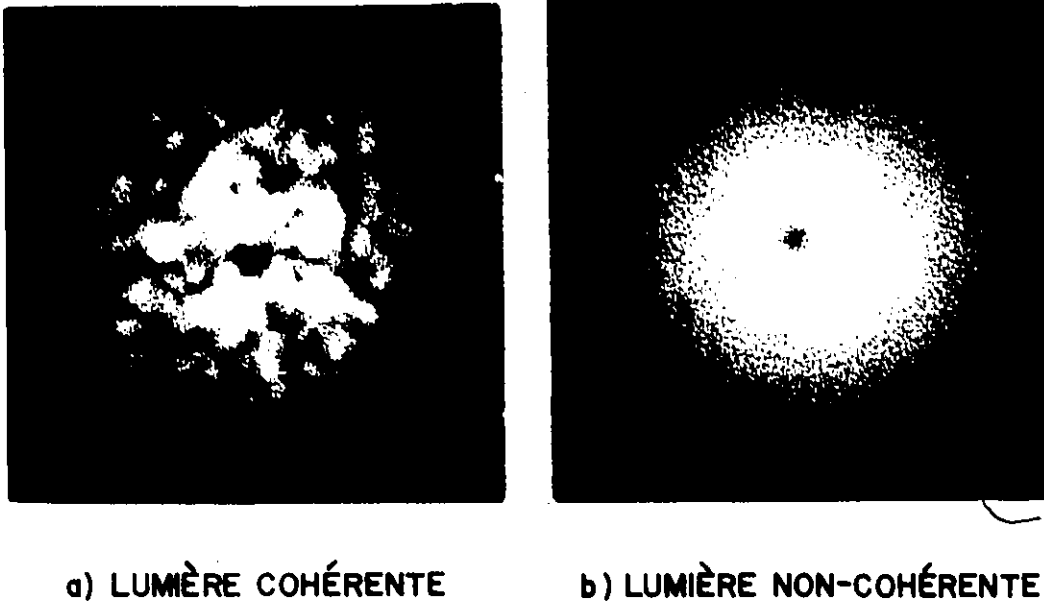


Figure 2.1 Figures de granularité à la sortie d'une fibre optique multimode a) lorsque la lumière est cohérente b) lorsque la lumière n'est pas cohérente (cas simulé).

de la fibre.

En tout point le long de la fibre il existe un signal d'interférence fixe si la lumière est cohérente et si tous les paramètres de la fibre demeurent constants. C'est d'ailleurs en quelque sorte un signal d'interférence qui se propage par la fibre dans un tel cas.

En présence d'une figure de granularité fixe à la surface de sortie d'une fibre optique, on imagine facilement que la moindre perturbation, imposée à la source de lumière cohérente ou à la fibre, modifie les relations de phases existantes entre les composantes lumineuses qui parcourent la fibre suivant ses différents modes de propagation et provoque un changement de forme de la figure de granularité que l'on peut observer. Une perturbation finie

dans le temps fait passer le patron d'interférence d'une forme fixe à une autre avant et après son application - ces deux états stables de la figure de granularité pouvant être le même. Une suite de perturbations finies entraîne une succession de différentes formes du patron d'interférence qui sont liées entre elles dans le temps, par des états transitoires. Suivant le même raisonnement, on comprend qu'en présence d'une perturbation continue "aléatoire", la figure de granularité ait une forme "aléatoire" continuellement variable.

Avant de poursuivre, explicitons davantage ce qu'est, au sens où nous l'entendons ici, un patron d'interférence. Comme nous l'avons écrit auparavant et en d'autres mots, un patron d'interférence est issu de la somme sur un plan perpendiculaire à la fibre, de plusieurs signaux lumineux à la même fréquence - ou longueur d'onde - qui ont leurs phases propres et qui traversent ce plan en différents endroits. Puisque, selon notre hypothèse de départ, le signal optique original émis sur la fibre est cohérent, même si les nombreuses parties du signal lumineux sont retardées les unes par rapport aux autres, la somme de ces signaux s'effectue sur une base d'amplitude - et non d'intensité - ou en d'autres termes, il y a interférence directe de toutes les ondes lumineuses sur le plan considéré. Si l'on examine de près le plan d'interférence (voir figure 2.1) on remarque qu'il se compose de noeuds et de creux qui sont respectivement les endroits où la somme des ondes atteint un maximum et un minimum. On appelle les noeuds des grains ou des speckles. La puissance optique traverse le plan de façon non-uniforme suivant l'intensité du patron d'interférence.

Du point de vue de la puissance optique qui quitte la fibre,

une variation du patron d'interférence représente une modification de la distribution de la puissance en fonction de la position sur le plan. Les speckles en plus de changer d'intensité changent de position au gré des perturbations qui influencent le patron d'interférence. Toutefois, l'intensité lumineuse totale qui se propage dans le coeur de la fibre demeure constante. On a donc

$$\int_{\rho} \int_{\phi} i(\rho, \phi) d\phi d\rho = \text{cte} \quad (2.1)$$

où $i(\rho, \phi)$ est l'intensité du signal lumineux à la sortie de la fibre en fonction d'une position radiale ρ , limitée au rayon du coeur de la fibre, et d'une position angulaire ϕ . L'intégrale sur toute la surface du coeur de la fibre donne une constante. Ainsi, comme nous venons de le voir, le signal lumineux traverse un plan perpendiculaire à l'axe de la fibre sous forme de speckles et en présence de perturbations, la puissance de ce signal est distribuée de façon variable plus ou moins aléatoire sur la surface du coeur de la fibre. C'est précisément l'existence d'un patron d'interférence mobile dans la fibre qui est à l'origine du bruit modal. Voyons maintenant comment le bruit modal est produit.

Pour illustrer la production de bruit modal, prenons l'exemple d'un connecteur. Un connecteur, comme nous l'avons vu au premier chapitre, est simplement un dispositif qui place et retient les extrémités de deux fibres distinctes face à face. Les connections souffrent de divers défauts d'alignement qui occasionnent des pertes de puissance et ils ont rarement une atténuation inférieure à 1 dB pour les fibres multimodes les plus fréquemment rencontrées. En d'autres mots, l'efficacité de couplage entre les deux fibres à un connecteur est rarement supérieure à 80%. Comme le montre la figure

2.2, les coeurs des deux fibres placées face à face ne correspondent pas toujours exactement l'un à l'autre sur le plan où s'effectue la connexion.

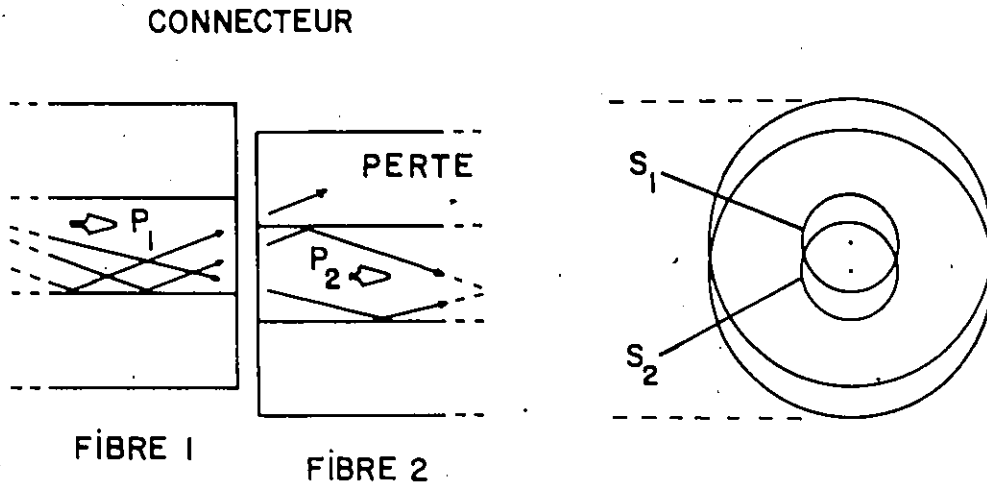


Figure 2.2 Illustration du couplage de la lumière d'une fibre à une autre en présence d'un défaut d'alignement latéral à un connecteur.

Dans le cas hypothétique d'une illumination fixe d'intensité constante de la surface S_1 de la fibre qui transmet la lumière à la connexion, on définit l'efficacité (ϵ) d'un connecteur selon l'équation 2.2 et l'atténuation (A) correspondante selon l'équation 2.3. Les sens de P_1 et de P_2 sont

$$\epsilon = \frac{P_2}{P_1} \quad (2.2)$$

$$A = -10 \log \epsilon \quad (2.3)$$

définis à la figure 2.2. Ce que l'on remarque ici est que l'efficacité de la connexion est constante dans ce cas et le modèle d'un connecteur est un atténuateur idéal. Tel n'est pas le cas lorsqu'un

patron d'interférence continuellement mobile existe sur la surface S_1 . Chaque état distinct de la figure de granularité sur la surface S_1 se voit couplé de sa façon propre dans la fibre 2. L'efficacité de la connection est désormais variable. Au lieu que l'effet d'un connecteur soit seulement une atténuation, le phénomène que nous venons de décrire produit une modulation d'intensité du signal lumineux qui est couplé d'une fibre à une autre à l'endroit du connecteur. Cela s'apparente à l'évanouissement d'un signal micro-onde transmis dans l'air lorsque l'atténuation du parcours est variable. C'est ainsi qu'est produit le bruit modal que l'on définit d'une façon générale à la définition 2.1.

Définition 2.1

Bruit modal: modulation du signal lumineux qui se propage sur une fibre optique provoquée par une atténuation sélective variable de la lumière suivant les modes de propagation dans celle-ci.

2.2 CARACTERISATION DU BRUIT MODAL

Maintenant que l'on connaît ce que l'on entend par bruit modal et comment est produit ce phénomène, on doit le caractériser quantitativement en fonction des paramètres du système optique qui l'influencent. Nous résumons ici les principaux résultats théoriques et expérimentaux qui permettent de prévoir le rapport signal sur bruit modal et la fonction de densité du bruit modal à partir des propriétés de la fibre optique et de la lumière transmise dans celle-ci ainsi que des qualités des connecteurs. Les conditions suivantes doivent être satisfaites en tout temps pour que les résultats présentés soient valables, elles sont les hypothèses sur

lesquelles se base l'analyse qui mène à ces résultats.

- 1° La lumière est composée d'une seule longueur d'onde parfaitement cohérente.
- 2° L'intensité lumineuse est uniformément distribuée sur tous les modes de propagation de la fibre optique.
- 3° L'atténuation représente ici l'atténuation due à une sélection d'une partie des grains de la figure de granularité. On néglige pour le moment les parties de l'atténuation dues à d'autres sources comme les réflexions, par exemple.
- 4° Les changements continuels de forme de la figure de granularité à la sortie de la fibre sont provoqués par une source de variations aléatoires de la phase de la lumière suivant les différents modes de propagation de la fibre.

2.2.1 Rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit modal est défini en présence d'un signal optique original d'intensité constante comme suit:

Définition 2.2

Rapport signal sur bruit modal: le rapport de l'intensité moyenne du signal optique sur l'écart-type de l'intensité du signal optique lorsque les variations d'intensité du signal sont causées par le bruit modal.

Afin de déterminer la valeur du rapport signal sur bruit modal, on considère le cas où un signal optique parfaitement cohérent produit une figure de granularité continuellement mobile à la surface de sortie d'une fibre multimode à l'emplacement d'un connecteur. Au connecteur il s'effectue un échantillonnage spatial qui est à

l'origine du bruit modal et de la modulation d'intensité du signal optique couplé dans la fibre réceptrice. A partir du nombre de modes effectifs (N) que supporte la fibre, - lequel est relié à l'ouverture numérique de la fibre, au diamètre du coeur de la fibre, à la longueur d'onde de la lumière et au type de fibre - et de la valeur moyenne de l'efficacité de la connection (ϵ), on détermine le rapport signal sur bruit modal R selon l'équation suivante²⁶.

$$R = \left(\frac{\epsilon N}{1-\epsilon} \right)^{1/2} \quad (2.4)$$

Cette expression découle de la théorie d'échantillonnage à partir d'une population finie. Il est bon de noter que l'on appelle le produit ϵN le nombre de degrés de liberté des statistiques du processus d'échantillonnage. La valeur de N représente le nombre maximum de degrés de liberté du processus. Pour rendre son utilisation pratique, on normalise la dernière équation selon le nombre de modes N . Ainsi

$$R = R' N^{1/2} \quad (2.5)$$

ou

$$R' = \left(\frac{\epsilon}{1-\epsilon} \right)^{1/2} \quad (2.6)$$

ou encore

$$R' = 10 \log \left(\frac{10^{-0.1A} \cdot 1/2}{1-10^{-0.1A}} \right) \quad (2.7)$$

On exprime R' (dB), le rapport signal sur bruit modal normalisé, en fonction de l'atténuation modale A de la connection. La figure 2.3 donne la courbe R' vs A .

Pour obtenir la valeur de R (dB) pour une atténuation donnée, on lit la valeur de R' (dB) correspondante sur la courbe à la figure 2.3 et l'on ajoute à cette dernière $5 \log N$. Le résultat est le rapport signal sur bruit modal produit par un connecteur ayant une

atténuation A sur une fibre qui porte N modes de propagation en présence d'une lumière parfaitement cohérente.

Mentionnons que le bruit modal est un phénomène à bande limitée et que les équations que nous venons de citer sont valables si la largeur de bande considérée est supérieure à celle du bruit modal. Nous élaborons ce point à la section 2.2.3.

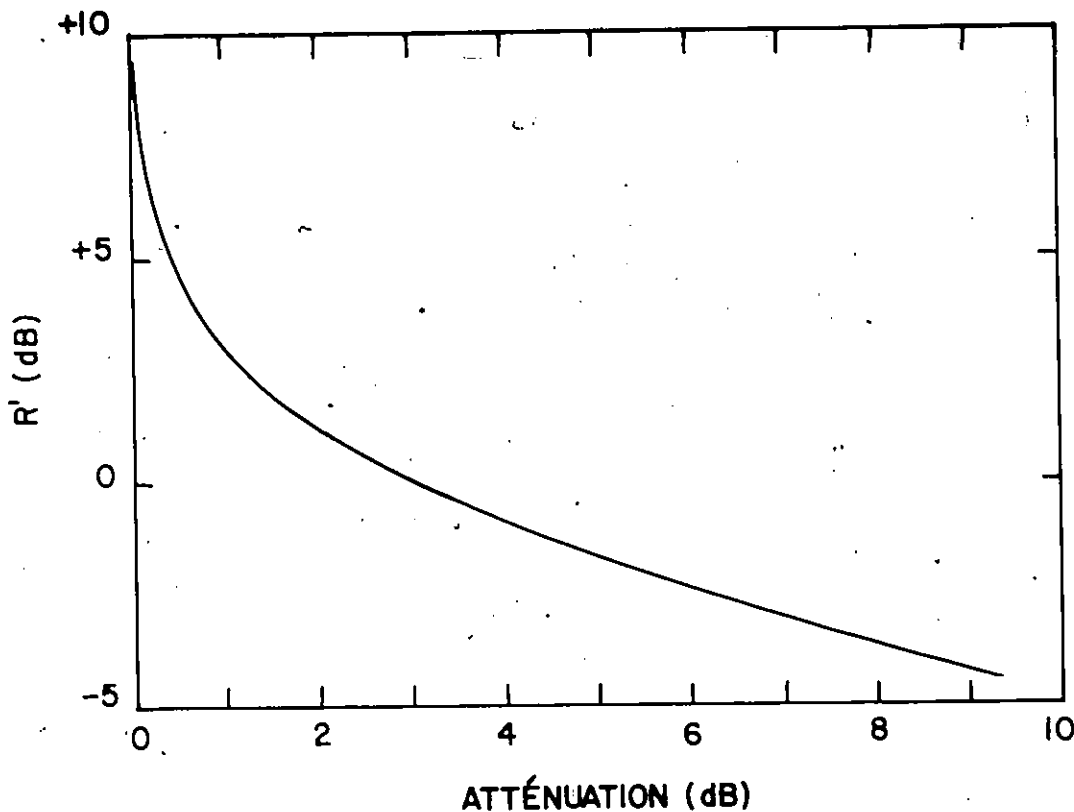


Figure 2.3 Courbe du rapport signal sur bruit modal normalisé en fonction de l'atténuation modale à un connecteur. La validité de la relation est soumise aux restrictions mentionnées dans le texte.

Ainsi on peut prévoir au moyen des résultats analytiques précédents la valeur relative du bruit modal par rapport à l'intensité du signal lui-même. Ce rapport est en quelque sorte une façon d'exprimer la qualité d'une connexion.

2.2.2 Fonction de densité

Afin de calculer l'effet du bruit modal sur le taux d'erreurs d'un lien de communication numérique en fonction du signal optique reçu au détecteur, on doit connaître, en plus du rapport signal sur bruit, sa fonction de répartition ou encore sa fonction de densité. On emploie fréquemment une fonction de densité gaussienne pour représenter celles de différentes formes de bruits et les résultats obtenus sont souvent satisfaisants. Dans le cas du bruit modal on peut se demander si l'approximation par une gaussienne est appropriée.

Evidemment, on peut retrouver le rapport signal sur bruit modal à partir de la fonction de densité de celui-ci, mais on ne peut faire le contraire si l'on ignore le type de la fonction de densité. Toutefois, si l'on sait que la fonction de densité est gaussienne, le rapport signal sur bruit et l'intensité moyenne du signal déterminent entièrement la fonction de densité du bruit. Puisque l'on connaît la valeur du rapport signal sur bruit modal pour le cas général étudié, toute théorie menant à l'expression de la fonction de densité du bruit modal en fonction de l'atténuation d'une connexion (ou l'équivalent) à partir des mêmes conditions d'opération que celles établies, doivent respecter le rapport signal sur bruit que nous avons proposé.

Chronologiquement, dans la première publication²⁴ sur le sujet on proposait que la fonction de densité était gaussienne et que le rapport signal sur bruit modal était sous la forme $R = \sqrt{eN}$. On est arrivé à ce résultat par des procédures expérimentales erronées et en supposant que les intensités des grains d'un patron d'interférence étaient des variables purement indépendantes les unes des

autres, ce qui est faux si l'on accepte au départ le principe de conservation en tout temps de l'énergie lumineuse dans le coeur de la fibre. Dans une autre publication²⁷, on prouvait avec un peu plus de rigueur du côté de l'analyse mathématique que la fonction de densité du bruit modal était d'un type connu sous le nom de distribution gamma. Cela était un pas en avant. Encore une fois, on énonçait le principe d'indépendance de l'intensité des speckles et l'on truquait le montage expérimental pour s'assurer cette indépendance (ce qui fausse le sens des résultats) pour arriver au rapport signal sur bruit modal $R = \sqrt{\bar{\epsilon}N}$. Finalement²⁹, on résolvait le désaccord entre d'une part, le rapport signal sur bruit et d'autre part, la fonction de densité du bruit modal. Dans cette dernière analyse on reprenait la démarche qui mène à l'expression 2.4. A cette démarche fondée précisément sur la dépendance des intensités des speckles entre elles, on ajoutait un raisonnement un peu vague qui mène à une formulation de la fonction de densité du bruit modal formée de distributions gamma. Malgré l'apparente faiblesse de l'approche théorique, la force de la formulation proposée repose sur un accord remarquable entre les résultats expérimentaux et les expressions analytiques. Pour éclaircir le débat nous présentons une nouvelle formulation plus élégante qui demeure en accord avec notre dernier raisonnement et qui représente très bien la fonction de densité de probabilité du bruit modal. La fonction de densité,

$$f(\epsilon) = \frac{\Gamma(N)}{\Gamma(n)\Gamma(N-n)} \epsilon^{n-1} (1-\epsilon)^{N-n-1} \quad (2.8)$$

où ϵ est l'efficacité de la connection - provoquée par une sélection modale - $n = \bar{\epsilon}N$ et $\Gamma(\cdot)$ est une fonction gamma. L'expression générale est une fonction de densité de type bêta³⁰. (Note 1, page suivante).

La figure 2.4 montre l'allure de cette distribution pour différentes valeurs moyennes de ϵ lorsque $N = 500$. Lorsque $\epsilon \rightarrow 0$ ou $\epsilon \rightarrow 1$ les deux types de distributions (gamma²⁹ et bêta³⁰) sont équivalentes.

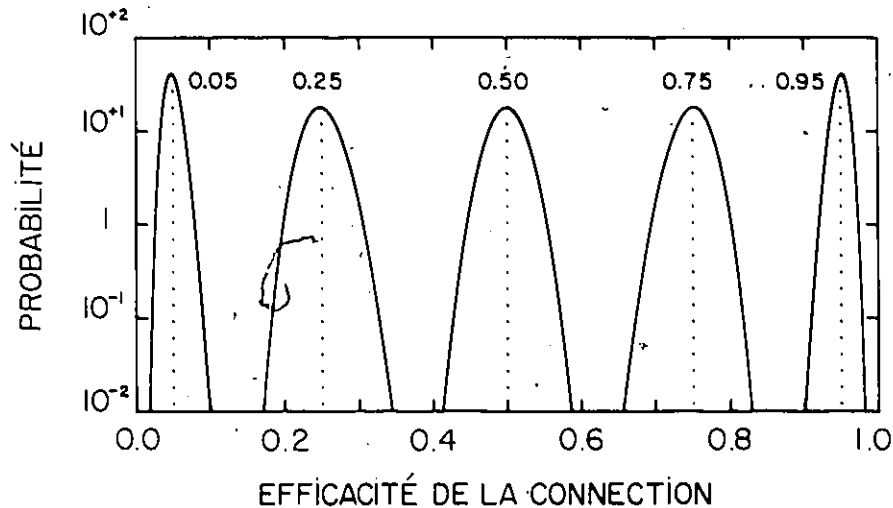


Figure 2.4 Densité de probabilité de l'efficacité de la connexion pour différentes valeurs de la moyenne de l'efficacité. Les courbes ont été tracées à partir de l'équation 2.8^a avec $N = 500$.

Cela tient au fait que l'hypothèse de l'indépendance des intensités des speckles est valable dans ces deux cas extrêmes. L'avantage de la distribution bêta est que même quand $\epsilon \sim .5$ elle demeure juste

Note 1. Nous sommes arrivés à ce résultat, avant sa publication par Goodman et al.³⁰, d'une manière indépendante. Cependant, une discussion avec Rawson³⁰ nous avait aidé à surmonter une difficulté mathématique pour y arriver. C'est pourquoi nous créditons cette expression analytique à Goodman et Rawson³⁰.

tandis que les distributions gamma utilisées directement ont un rapport signal sur bruit inférieur à la réalité ($\neq R$ selon l'équation 2.1) et ne servent que d'asymptote à la courbe réelle du rapport signal sur bruit modal versus l'atténuation modale d'une connexion. La distribution bêta est symétrique par rapport à sa médiane dans le seul cas où $\bar{\epsilon} = 0.5$. Autrement elle est asymétrique et la queue de la distribution qui tend vers 1 lorsque $\bar{\epsilon} < 0.5$ et vers 0 lorsque $\bar{\epsilon} > 0.5$ est plus longue que celle de l'autre côté de la médiane (voir figure 2.4). Toutefois on peut montrer que lorsque N est grand (arbitrairement > 500) une distribution gaussienne ayant le même rapport μ/σ qu'une distribution bêta serait une excellente approximation de cette dernière pour la région du spectre des valeurs de ϵ comprise entre ~ 0.2 et ~ 0.8 . La ressemblance entre ces deux distributions va nous permettre d'utiliser une distribution gaussienne du bruit modal dans nos calculs futurs. A partir de l'équation 2.8 on obtient le rapport signal sur bruit modal

$$R = \left(\frac{\bar{\epsilon}(N-1)}{1-\bar{\epsilon}} \right)^{1/2} \quad (2.9)$$

Cette dernière expression est différente de l'équation 2.4, mais cette légère différence n'a en pratique aucun effet puisque N est de l'ordre de quelques centaines de modes.

2.2.3 Spectre de puissance

L'analyse précédente sur le bruit modal n'impose pas de limites sur la largeur de bande à travers laquelle on examine le phénomène. Cette analyse se base sur des considérations qui permettent de définir la densité de probabilité du bruit modal peu importe la vitesse

à laquelle ce signal change de forme. Si l'on intègre le spectre de puissance du bruit modal de $-\infty$ à $+\infty$ la puissance totale demeure finie et elle est caractérisée telle que nous l'avons démontrée auparavant. Toutefois la connaissance du spectre de puissance du bruit modal apporte des données essentielles à la compréhension des effets du phénomène sur les systèmes de communications optiques. Comme nous venons de le répéter, la puissance du bruit modal est finie mais toute sa puissance peut tout aussi bien être contenue dans une largeur de bande de quelques centaines de hertz ou s'étendre en fréquence jusqu'au delà du gigahertz. Cela dépend des conditions d'opération du système générateur du bruit.

On sait que le bruit modal est relié aux variations de la phase de la lumière qui se propage dans la fibre suivant ses différents modes de propagation. Ces variations sont plus ou moins rapides selon qu'elles soient produites par un mouvement de la fibre ou un changement de longueur d'onde du signal lumineux émis dans la fibre ou soit encore qu'elles proviennent d'autres sources diverses. Quant à ses effets sur les liens de communications optiques, le spectre de puissance du bruit modal a une grande importance.

Quoiqu'il soit multiplicatif, si le bruit modal avait un spectre beaucoup plus étendu que le spectre du signal d'information, le filtrage au récepteur éliminerait une partie du bruit et en réduirait par le fait même les effets néfastes. Par contre, si la puissance du bruit modal était entièrement contenue entre zéro et une certaine fréquence limite inférieure à la largeur de bande minimum requise pour la transmission du signal d'information, il n'y aurait pas moyen d'éliminer par filtrage le bruit modal. Nous savons que lorsque le bruit modal est provoqué par des mouvements légers de la fibre -

comme c'est le cas dans toutes les études citées - son spectre de puissance est limité généralement à moins de 10 kHz. Puisque la plupart des systèmes pratiques de transmission fonctionnent à des taux de transmission d'au delà de 1, 10 ou même 100 Mb/s, une fois que le bruit modal affecte ces signaux, toute sa puissance est comprise à l'intérieur de leurs spectres utiles respectifs. Nous limitons la présente étude à ce cas.

Quand le bruit modal a pour source les comportements transitoires des diodes lasers quant à leurs spectres optiques d'émission, d'autres phénomènes "bruyants" entrent en jeu et la situation se complique. D'ailleurs, les manufacturiers de diodes lasers portent un intérêt plus particulier à cela que les spécialistes en communications optiques eux-mêmes. Nous ne traitons pas ce cas.

2.2.4 Discussion

Nous avons présenté jusqu'à présent les expressions mathématiques qui permettent de calculer le rapport signal sur bruit modal et la densité de probabilité de l'efficacité du couplage (ou bien du bruit modal) à l'endroit d'un connecteur à partir de la valeur moyenne de son atténuation. Afin de dériver ces expressions, on a posé clairement des conditions d'opérations et les hypothèses précises sur lesquelles se base le raisonnement analytique. Strictement parlant, l'application des résultats obtenus est évidemment restreinte aux cas où les conditions d'opérations sont respectées et lorsque les hypothèses sont encore valables. Jusqu'où donc, ces résultats analytiques sont-ils pratiques et utiles? Il est nécessaire pour répondre à cette question d'examiner un peu plus en détail le sens des restrictions imposées à la validité des

expressions théoriques suite aux hypothèses de départ.

Le nombre maximum de degrés de liberté de la figure de granularité que l'on représente par N a été jusqu'à présent directement relié par une égalité au nombre de modes de propagation de la lumière dans la fibre, quantité que nous avons notée par le même symbole N . Cela correspond au cas déjà souvent cité où la lumière est parfaitement monochromatique et tous les modes de la fibre optique sont uniformément excités si la fibre est à saut d'indice. Si la fibre est à gradient d'indice, le sens d'une distribution uniforme est un peu vague mais l'égalité entre le nombre de degrés de liberté des statistiques du patron d'interférence et le nombre de modes dans la fibre tient toujours.

En pratique, la lumière émise par les diodes lasers que l'on emploie dans les systèmes de communications optiques n'est pas parfaitement cohérente. Dans le cas où la diode laser est monomode (une seule longueur d'onde est émise), la stabilité de l'oscillation optique n'est pas totale et la largeur du spectre optique de la lumière émise n'est pas nulle. En d'autres termes, l'amplitude de l'enveloppe de la fonction d'auto-correlation $R(\tau)$ de l'onde lumineuse non-modulée est décroissante et devient nulle après un certain temps (quelques nsecs). On peut définir le temps de cohérence τ_c de la lumière comme le temps à demi-amplitude de l'enveloppe de $R(\tau)$. Si les délais relatifs de propagation de la lumière suivant les différents modes de propagation de la fibre deviennent comparables ou supérieurs à τ_c , les interférences mutuelles entre les multiples signaux lumineux à la sortie de la fibre sont alors réduites par rapport au cas où la lumière est parfaitement cohérente²⁵. Cela est visible comme une perte de contraste de la figure

de granularité et représente une augmentation effective du nombre de degrés de liberté du patron d'interférence. Pour tenir compte de ce qui précède, représentons maintenant le nombre de degrés de liberté du patron d'interférence par M au lieu de N comme auparavant, et remplaçons l'égalité habituelle par l'expression

$$M = uN \quad (2.10)$$

où u est le facteur de correction ($u > 1$) fonction du temps de cohérence de la lumière et de la dispersion de la fibre. On remarque immédiatement que cela entraîne une réduction effective du bruit modal - ou un meilleur rapport signal sur bruit modal.

Si la diode est multimode, le signal lumineux est composé de plusieurs longueurs d'ondes ayant des intensités différentes. Pour une valeur d'atténuation modale donnée, le rapport signal sur bruit modal est le même pour chacune des composantes spectrales optiques. Puisque dans le domaine optique les signaux à différentes longueurs d'ondes sont des signaux orthogonaux, les amplitudes instantanées des bruits sur les différentes composantes spectrales du signal optique sont donc indépendantes les unes des autres. L'intensité totale du signal est égale à la somme des intensités moyennes de toutes ses composantes, cependant c'est la variance du bruit total qui sera égale à la somme des variances du bruit sur chaque composante.

L'utilisation d'une source laser multimode entraîne effectivement une augmentation du nombre de degrés de liberté de la figure de granularité à la sortie de la fibre d'où une réduction du bruit modal. Alors

$$M = vN \quad (2.11)$$

où v est le facteur de correction fonction de la structure du spectre optique du signal lumineux émis par la source ($v > 1$).

Nous venons de voir que la présence d'un signal lumineux, dont la cohérence est incomplète ou le spectre est multicolore, a pour effet d'augmenter le nombre de degrés de liberté des statistiques de la figure de granularité, par rapport au cas où la lumière est parfaitement cohérente. Cela s'exprime par une réduction sensible du bruit modal par rapport au cas de référence. D'ailleurs, une source optique multimode peut être utilisée pour éliminer le problème du bruit modal lorsqu'on est prêt à payer le prix d'une réduction possible de la largeur de bande de la fibre optique. Il est également bon de rappeler que le spectre d'émission de lumière d'une diode laser est de façon générale assez variable. Par exemple, la modulation de l'intensité du signal optique effectuée en variant le courant dans la diode laser modifie sensiblement la structure du spectre optique. Cela entraîne une variation temporelle du nombre effectif de degrés de liberté et ainsi, un changement continu de la valeur du rapport signal sur bruit modal que l'on donne habituellement comme une constante indépendante de l'intensité du signal optique transmis dans la fibre, étant donné l'effet multiplicatif de l'incertitude sur l'efficacité d'une connexion. Quant aux qualités de la lumière, notre analyse sur le bruit modal traite le pire cas, puisque l'utilisation d'une lumière qui ne soit pas parfaitement cohérente aura pour effet une augmentation du nombre M donc une augmentation du rapport signal sur bruit modal.

On a également posé comme condition d'opération que la lumière soit distribuée uniformément sur tous les modes de propagation du guide d'onde optique. Cela soulève une question dont les réponses

souffrent d'une incertitude inhérente à ce phénomène de distribution. Le nombre de modes que la fibre optique peut supporter est défini et peut être calculé (voir au chapitre 1). Il représente le nombre de solutions de propagation de l'onde électromagnétique - lumineuse - dans le guide d'onde optique. Cependant la distribution de l'intensité de la lumière émise sur la fibre suivant tous les modes de propagation de celle-ci est jusqu'à un certain point très variable d'un montage à un autre. A l'endroit où la lumière est émise sur la fibre à partir d'une diode laser, le nombre de modes excités peut ne former qu'un sous-ensemble de tous les modes existant dans la fibre, tout en conservant la quantité maximale de puissance que la fibre peut capter de la diode. Ainsi le nombre effectif de modes de propagation sur les premiers mètres de la fibre peut différer sensiblement du nombre calculé de modes que la fibre peut supporter. Cela a également pour conséquence de changer le nombre de degrés de liberté des statistiques de la figure de granularité. Il est même possible de modifier de cette manière le type de statistique; quoique l'expérience enseigne que les résultats de notre analyse demeure toujours une excellente approximation de toutes ses variantes. Retenons tout de même qu'une distribution de la lumière suivant les modes de la fibre, différente d'une distribution uniforme, peut entraîner un rapport signal sur bruit différent de celui que nous prévoyons à partir du nombre de modes que peut supporter la fibre.

L'expression 2.4 relie le rapport signal sur bruit modal à l'atténuation due à une sélection modale effectuée à l'emplacement d'une connection. Il est bon de mentionner que l'atténuation à un connecteur n'est pas strictement due à une sélection modale. Les réflexions multiples aux surfaces des fibres, les défauts

d'alignement angulaire et un espace exagéré entre les deux fibres comptent parmi les causes de l'atténuation à un connecteur. Les pertes d'efficacité de la connection due à ces dernières causes ne sont pas toujours directement fonction des modes de propagation de la lumière. C'est pourquoi nous devons définir plus précisément ce qu'est l'atténuation due à une sélection modale.

Une atténuation par sélection modale est au sens où nous l'entendons, provoquée par un filtrage spatial sur la figure de granularité à la surface de la fibre. D'un autre point de vue, si l'on observe l'intensité totale du signal lumineux sur une surface quelconque comprise à l'intérieur des limites du coeur de la fibre, on obtient un signal atténué par rapport à l'intensité totale de la lumière qui quitte le coeur de la fibre au même endroit; c'est l'atténuation ainsi produite que l'on considère comme purement due à une sélection modale. A un connecteur, on peut effectuer une sélection modale par un déplacement latéral des deux fibres l'une par rapport à l'autre. Puisqu'une certaine partie de l'atténuation du signal lumineux à travers un connecteur est indépendante des modes de propagation de celui-ci dans la fibre, la valeur de l'atténuation totale d'un connecteur est supérieure à la valeur de l'atténuation purement modale de celui-ci.

Lorsque la connection entre deux fibres est optimale, l'atténuation est typiquement inférieure à 0.5 dB et dans un tel cas il n'y a pas de défaut d'alignement latéral donc pas d'atténuation modale ni de génération de bruit modal. Alors, si l'on prend l'atténuation du connecteur pour calculer à l'aide de l'équation 2.4, le rapport signal sur bruit modal R , on sous-estimera la valeur réelle de R ²⁶. Par contre, si l'atténuation d'un connecteur est

de 3 dB par exemple, il y a de fortes chances que cette atténuation soit d'un point de vue pratique uniquement due à une sélection modale, et dans ce cas, l'emploi de cette valeur pour calculer R résultera en une estimation juste du rapport signal sur bruit modal associée à ce connecteur²⁶.

Nous devons également parler des sources de variations de la forme de la figure de granularité à la sortie d'une fibre. Dans toutes les études qui ont porté sur le bruit modal, les états du patron d'interférence qui se succèdent dans le temps à la surface de la fibre, le font d'une manière purement aléatoire. Cela entraîne que pour une valeur donnée de l'atténuation, la densité de probabilité du bruit modal - ou encore de l'efficacité de la connection ϵ - représente la probabilité de l'existence d'un état du patron d'interférence qui sera couplé d'une fibre à l'autre au connecteur avec une efficacité ϵ . Une modification continue aléatoire des états d'une figure de granularité est effective quand la phase de la lumière sur chaque mode de propagation est elle-même aléatoire et uniformément distribuée entre 0 et 2π . Comment cette situation correspond-elle à une situation pratique?

Cette dernière question demeure encore ouverte. En laboratoire, nous avons vérifié que des mouvements légers plus ou moins rapides imposés par un courant d'air à quelques mètres de fibre optique correspondaient à la situation hypothétique décrite plus haut. Cependant d'autres phénomènes comme les comportements du spectre optique des diodes lasers, en fonction de divers paramètres comme la température de la jonction, les courants de polarisation et de modulation des diodes etc... sont mal connus d'où les effets des qualités de la lumière sur les variations du patron d'interfé-

rence sont inconnus. On sait que dans certains cas la valeur de R sera modifiée de façons plus ou moins variables reliées à l'histoire de l'intensité du signal optique modulé transmis dans la fibre.

Il est bon de mentionner ici que d'autres sources¹⁹⁻²² de bruit viennent affecter les performances des systèmes de communications optiques. On parle par exemple de bruit induit à la diode laser par les signaux lumineux réfléchis sur le semi-conducteur, de bruit produit par filtrage chromatique de la lumière émise par une diode laser multimode, pour ne nommer que ceux-là. Il est important de noter que tous ces phénomènes y compris le bruit modal, sont perçus comme une modulation d'intensité indésirable du signal optique qui porte l'information à travers la fibre et que dans bien des cas, la présence simultanée de plusieurs sources de bruit et leurs influences mutuelles peut rendre impossible la détermination de leurs effets propres.

Jusqu'à présent nous avons décrit le phénomène du bruit modal et nous avons présenté les expressions qui relient le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit modal}}$ R et la fonction de densité du bruit modal à l'atténuation par sélection modale d'un connecteur et au nombre de degrés de liberté de la figure de granularité. Ces dernières expressions découlent d'une analyse qui se base sur des hypothèses précises dont nous avons mis en évidence la valeur.

2.3. BRUIT MODAL SUR UN SIGNAL NUMERIQUE

A partir des connaissances accumulées jusqu'à présent, il s'agit maintenant d'évaluer les performances d'un lien de communications numériques par fibres optiques en présence de bruit modal pour un rapport signal sur bruit donné.

2.3.1 Signal numérique au décodeur

Dans le récepteur, avant d'être présenté au décodeur, le signal optique a été transformé sous forme électrique, amplifié et filtré. On suppose que le signal est virtuellement couplé par courant direct à partir de la sortie du photodétecteur jusqu'à l'entrée du décodeur. Un filtrage approprié assure l'absence d'interférence intersymbole, et hormi la présence de bruit, le diagramme en oeil du signal est parfaitement ouvert à cet endroit. Pour un découpage optimal, le seuil au comparateur est plus près du niveau moyen "0" que du niveau moyen "1" étant donné, comme nous l'avons mentionné au premier chapitre, que le bruit est plus grand lorsque l'amplitude du signal est plus grande. En l'absence de bruit modal il y a une position précise du seuil de comparaison que l'on peut calculer et qui dépend de l'amplitude du signal optique d'entrée. Cependant, pour des raisons pratiques, la position du seuil reste fixe en tout temps par rapport à l'amplitude crête-à-crête moyenne du signal et correspond à un point d'opération optimum du découpage. Par exemple, on peut adopter la position du seuil lorsque l'amplitude du signal est minimale pour un taux d'erreur de 10^{-9} . On représente le seuil par les valeurs d_0 et d_1 qui sont respectivement les distances entre le niveau moyen "0" et le seuil, et le niveau moyen "1" et le seuil, relatives à

la distance d entre le niveau moyen "0" et le niveau moyen "1". On a donc

$$d_0 + d_1 = 1. \quad (2.12)$$

Ainsi, par un raisonnement inverse au raisonnement habituel, si l'on connaît le taux d'erreur du décodage, puisque l'on connaît la position du seuil de comparaison et que l'on suppose sans faire une grossière erreur que

$$p(0|1) = p(1|0), \quad (2.13)$$

on peut alors calculer n_0 et n_1 qui représentent respectivement les valeurs effectives gaussiennes du bruit pendant la réception du signal à l'état "0" et à l'état "1" relatives à l'amplitude crête-à-crête moyenne du signal avant le comparateur au moment d'échantillonnage. A partir de l'égalité 2.13 on obtient

$$p(G(n) > \frac{d_1}{n_1}) = p(G(n) > \frac{d_0}{n_0}) \quad (2.14)$$

d'où

$$\frac{n_1}{d_1} = \frac{n_0}{d_0} \quad (2.15)$$

Evidemment on accepte pour cela l'hypothèse que les bruits sont du type gaussien, et $G(n)$ représente la densité de probabilité d'un bruit gaussien normalisé dont la moyenne est nulle et l'écart-type est 1. En l'absence du bruit modal, avant de procéder au décodage, on connaît donc l'amplitude de crête-à-crête moyenne du signal, la position relative du seuil de découpage et les incertitudes (bruits) respectives sur les niveaux "0" et "1" correspondant au moment d'échantillonnage pour un taux d'erreur donné.

2.3.2 Effets du bruit modal

Comme nous l'avons déjà dit, le bruit modal est perçu comme une modulation (d'"amplitude") de l'intensité du signal optique affecté. En termes relatifs, le bruit modal a une valeur constante ou en d'autres mots le rapport signal sur bruit modal est constant et indépendant de l'intensité du signal. En termes absolus, cela signifie que l'amplitude du bruit modal est beaucoup plus importante lorsque le signal est fort que lorsque le signal est faible ou absent. Nous devons préciser ici comment le bruit modal se présente sur le signal.

Une condition essentielle à la production de bruit modal est l'existence d'un signal cohérent sur la fibre à l'endroit où il y a une atténuation modale. Cela signifie que l'on utilise une diode laser comme source de signal lumineux. Nous avons vu au premier chapitre que lorsque l'intensité du signal optique émis par une diode laser est modulée par une variation du courant qui circule dans celle-ci, il s'en suit une modification correspondante du spectre du signal optique; il est cohérent lorsque la puissance émise est forte et il ne l'est pas (ou il est multicolore) lorsque la puissance émise est faible. Cela entraîne qu'il peut y avoir production de bruit modal pendant la transmission d'une impulsion de puissance - qui représente le niveau "1" - et qu'il n'y a pas de bruit modal pendant la transmission du signal optique représentant le niveau "0". Le bruit n'affecte donc que la transmission d'un "1".

A partir du rapport signal sur bruit modal que l'on peut calculer, on peut également calculer la valeur effective relative m_1 de l'incertitude gaussienne sur l'amplitude correspondant au

niveau "1" juste avant le décodeur (rappelons qu'il n'a pas d'effet sur l'amplitude correspondant au niveau "0"). On sait que le bruit modal est en fait un bruit multiplicatif, un bruit qui module l'intensité du signal optique. L'approche adoptée est de prendre l'incertitude additive équivalente à l'incertitude multiplicative du bruit modal au moment d'échantillonnage. Cette incertitude s'exprime en termes relatifs à l'amplitude crête-à-crête moyenne du signal numérique avant le décodeur et est représentée par m_1 que l'on calcule comme suit

$$m_1 = 10^{-0.1R} \times \frac{\bar{P}_1}{\bar{P}_1 - \bar{P}_0} \quad (2.16)$$

où $\bar{P}_1$ et $\bar{P}_0$ représentent respectivement l'intensité moyenne associée au niveau "1" et l'intensité moyenne associée au niveau "0" du signal optique au moment d'échantillonnage. Comme généralement $\bar{P}_0/\bar{P}_1 \sim 0$ on peut omettre le deuxième facteur du terme de gauche de l'égalité et

$$m_1 \simeq 10^{-0.1R} \quad (2.17)$$

Si l'on suppose l'indépendance entre le bruit modal et la somme de toutes les autres sources de bruit, on détermine alors

$$n_1' = (n_1^2 + m_1^2)^{1/2} \quad (2.18)$$

et n_1' est la valeur effective totale du bruit associé à la transmission du niveau "1" en présence de bruit modal. Cela amène

$$p(0|1) > p(1|0) \quad (2.19)$$

s'il n'y a pas rajustement du seuil pour une même puissance optique

moyenne incidente au photodétecteur. Alors le taux d'erreur augmente et une nouvelle position optimale du seuil de bruit modal se rapprocherait du niveau "0" moyen.

Etant donné la nature variable du bruit modal, une première analyse - telle que la nôtre - des effets du phénomène doit s'intéresser à l'application d'un modèle simple. C'est pourquoi nous posons que pour une même puissance incidente au photodétecteur, le bruit total sauf le bruit modal est le même avec ou sans bruit modal. Cette hypothèse de l'indépendance réciproque entre le bruit modal et la somme des autres bruits n'est évidemment pas strictement vérifiable puisque comme nous l'avons écrit au premier chapitre, le bruit du photodétecteur dépend de l'intensité du signal qui est elle-même fonction du bruit modal d'où un effet du bruit modal sur le bruit du photodétecteur. Nous appliquerons tout de même les résultats de cette hypothèse pour simplifier les calculs.

Pour ces raisons de simplicité, le bruit modal sera traité sous la forme d'un bruit gaussien ayant la même puissance. Cette approximation est très justifiable. Il ne faut pas perdre de vue que le phénomène dont nous tentons de prévoir les effets - soit la dégradation des performances d'un lien de transmission numérique optique -, est jusqu'à un certain point, imprévisible.

2.3.3 Calcul des performances en présence de bruit modal

Nous étudions le cas où, au récepteur, le rapport signal sur bruit modal du signal optique incident au photodétecteur est fixe et connu. L'origine du bruit modal importe peu quoique nous imposions, comme entendu auparavant, que son spectre de puissance

soit contenu à l'intérieur de la largeur de bande utile du signal d'information. Pour estimer ses effets sur les performances d'un lien de transmission numérique par fibres optiques, on prend comme point de départ la courbe du taux d'erreur en fonction du signal optique moyen de ce lien de communication en l'absence de bruit modal. La position du seuil est fixe et optimale pour un taux d'erreur de 10^{-9} lorsque le signal est minimal et nous supposons que $p(0|1) = p(1|0)$ en tout temps. L'erreur qui découle de cette dernière supposition est négligeable si l'on considère que la détérioration des performances qui est causée par la présence du bruit modal s'exprime par l'augmentation requise de la puissance du signal d'entrée pour retrouver le taux d'erreur original. La procédure de calcul s'énonce comme suit:

- 1° le calcul de d_0 et de d_1 à partir de la position du seuil au comparateur et de l'amplitude crête-à-crête moyenne du signal numérique,
- 2° le calcul de n_1 en fonction de la puissance incidente au photodétecteur (P_{IN}) à partir de la courbe du taux d'erreur ($P(e)$) en fonction de celle-ci,
- 3° le calcul de m_1 en fonction de P_{IN} à l'aide de l'équation 2.17 puisque la valeur du rapport signal sur bruit modal R est donnée,
- 4° le calcul de n_1' selon l'équation 2.18 en fonction de P_{IN}' ,
- 5° le calcul: $p'(0|1) = p(G(n) > \frac{d_1}{n_1'})$ et
- 6° le calcul: $P'(e) = \frac{1}{2} p'(0|1) + \frac{1}{2} P(e)$.

La nouvelle relation $P'(e)$ vs P_{IN} représente les performances du système de transmission optique caractérisée par $P(e)$ vs P_{IN}

lorsque le rapport signal sur bruit modal est donné par R . Ainsi en suivant cette procédure de calcul, on peut prévoir les effets du bruit modal sur les performances d'un lien de transmission numérique par fibre optique pour une valeur donnée de R .

2.3.4 Exemples de calcul

Soit un système de transmission optique dont le récepteur requiert une puissance P_1 pour un taux d'erreur de 10^{-5} et une puissance P_2 pour un taux d'erreur de 10^{-9} (ces valeurs peuvent être obtenues à partir de la courbe de sensibilité du récepteur), le fonctionnement du décodeur nous apprend que $d_0 = 0.4$ et que $d_1 = 0.6$ par exemple et le rapport signal sur bruit $R = 13$ dB, soit un rapport linéaire de 20 fois. On calcule les nouveaux taux d'erreurs qui correspondent à P_1 et P_2 en présence de bruit modal de la façon suivante:

a) $P(e) = 10^{-5}$ et $P_{IN} = P_1$

1° $d_0 = 0.4$ et $d_1 = 0.6$

2° $p(G^*(n) > \frac{0.6}{n_1}) = 5 \times 10^{-6}$

$$= \int_{\frac{0.6}{n_1}}^{\infty} G_1(n) \, dn$$

la fonction d'erreur nous enseigne que dans ce cas

$$\frac{0.6}{n_1} = 4.4 \rightarrow n = \frac{1}{7.33}$$

3° $m_1 = \frac{1}{20}$

$$4^{\circ} \quad n_1' = \left(\left(\frac{1}{20} \right)^2 + \left(\frac{1}{7.33} \right)^2 \right) = \frac{1}{6.88}$$

$$5^{\circ} \quad p(G(n) > 0.6 \times 6.88) = \int_{4.13}^{\infty} G(n) \, dn$$

$$p'(0|1) = 2 \times 10^{-5}$$

$$6^{\circ} \quad P'(e) \approx 1 \times 10^{-5} + 0.5 \times 10^{-5} = 1.5 \times 10^{-5}$$

Pour une même puissance incidente au récepteur P_1 , en présence d'un rapport signal sur bruit de 13 dB (ou 20) le taux d'erreur passe donc de 1.0×10^{-5} à 1.5×10^{-5} .

$$b) \quad P(e) = 10^{-9} \text{ et } P_{IN} = P_2$$

$$2^{\circ} \quad p(G(n) > \frac{0.6}{n_1}) = 5 \times 10^{-10}$$

$$\text{d'où} \quad \frac{0.6}{n_1} = 6.18 \rightarrow n_1 = \frac{1}{10.3}$$

$$4^{\circ} \quad n_1' = \left(\left(\frac{1}{20} \right)^2 + \left(\frac{1}{10.3} \right)^2 \right) = \frac{1}{9.16}$$

$$5^{\circ} \quad p(G(n) > 0.6 \times 9.16) = \int_{5.5}^{\infty} G(n) \, dn$$

$$p'(0|1) = 2 \times 10^{-8}$$

$$6^{\circ} \quad P'(e) = 1 \times 10^{-8} + 5 \times 10^{-10} = 1 \times 10^{-8}$$

Pour une même puissance incidente au récepteur P_2 , le taux d'erreur passe de 10^{-9} à 10^{-8} .

Ainsi on peut calculer à partir de la courbe de sensibilité du récepteur $P(e)$ vs P_{IN} et d'un rapport signal sur bruit modal donné R , une nouvelle courbe $P'(e)$ vs P_{IN} qui donne la sensibilité du récepteur en présence du bruit modal caractérisé par R . En

comparant les deux courbes on obtient la dégradation en dB des performances du récepteur pour un taux d'erreur donné. Cela représente la puissance incidente supplémentaire requise au photodétecteur pour que le décodeur produise le même taux d'erreur.

Nous avons écrit et placé sur ordinateur tous les programmes nécessaires pour effectuer ces calculs à partir des données expérimentales. Nous avons utilisé le modèle et les méthodes de calculs proposés jusqu'ici pour obtenir les résultats qui apparaissent aux figures 2.5 et 2.6. La courbe de référence $P(e)$ vs P_{IN} est une courbe typique de sensibilité d'un récepteur qui opère à 20 Mb/s avec une photodiode à avalanche et un signal optique de type NRZ. Les autres courbes de la figure 2.5 ont été calculées à partir de la courbe de référence dans les cas où le rapport signal sur bruit modal était de 20, 15, 13, 12, 11 et 10 - soit respectivement 13.0, 11.7, 11.2, 10.8, 10.5 et 10 dB. Nous avons supposé pour cela que $d_0 = 0.3$ et $d_1 = 0.7$, ce qui correspond à un cas pratique où l'on utilise une photodiode à avalanche. On remarque à la figure 2.6 que pour un rapport signal sur bruit mieux que ~ 13 dB la dégradation est inférieure à 0.5 dB, cependant, le comportement à seuil de la dégradation en fonction du rapport signal sur bruit modal entraîne (dans ce cas lorsque $R \sim 13$ dB) que la pénalité encourue est rapidement supérieure à 1 dB et tout simplement intolérable. Nous vérifions la valeur de ces prévisions analytiques à la partie expérimentale.

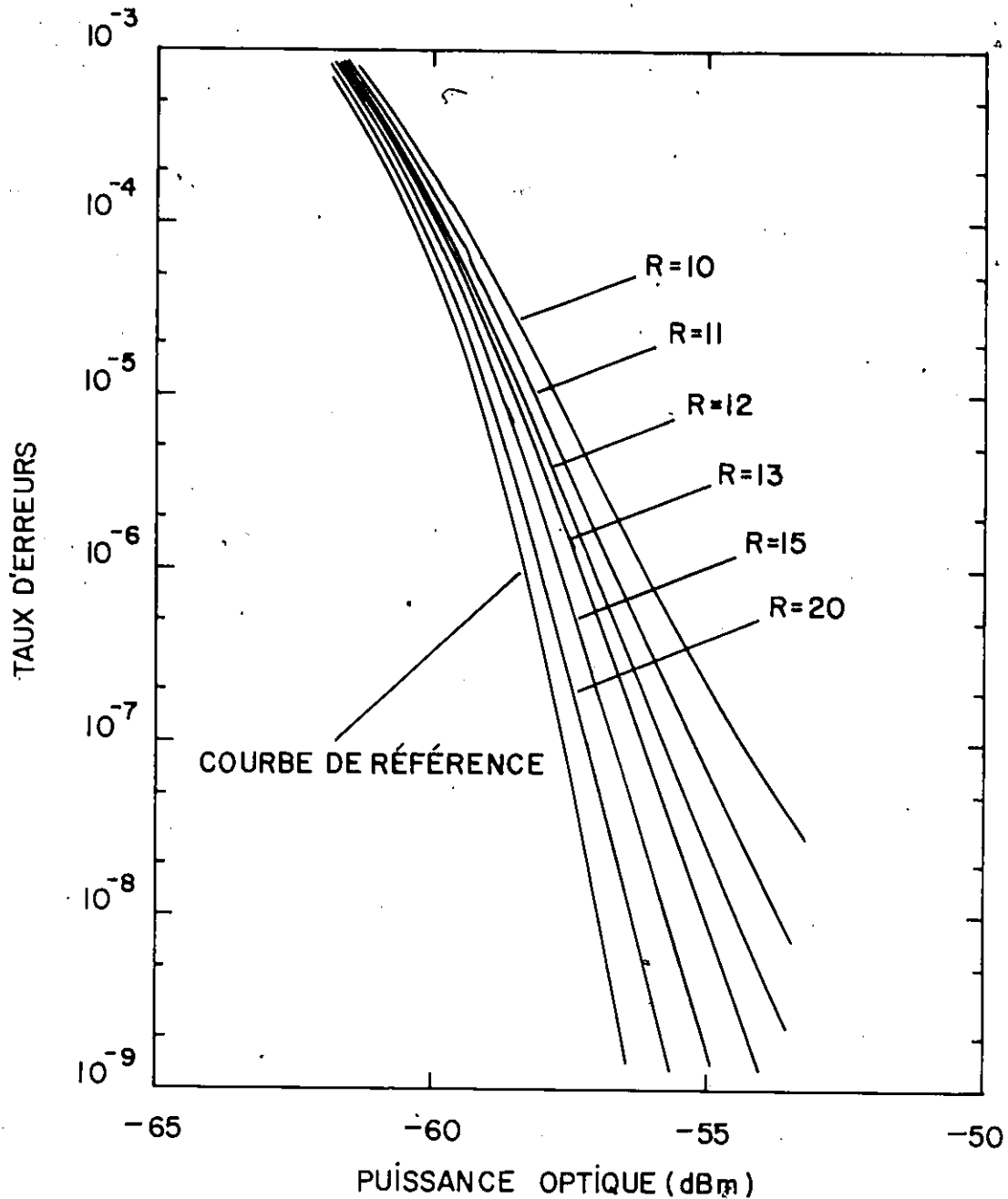


Figure 2.5 Courbes du taux d'erreur en fonction de la puissance optique incidente sur le photodétecteur au récepteur, calculées selon la méthode proposée, pour plusieurs valeurs de R à partir d'une courbe de référence (la courbe de référence est en fait la courbe de sensibilité d'un récepteur typique qui fonctionne à 20 Mb/s avec un signal NRZ).

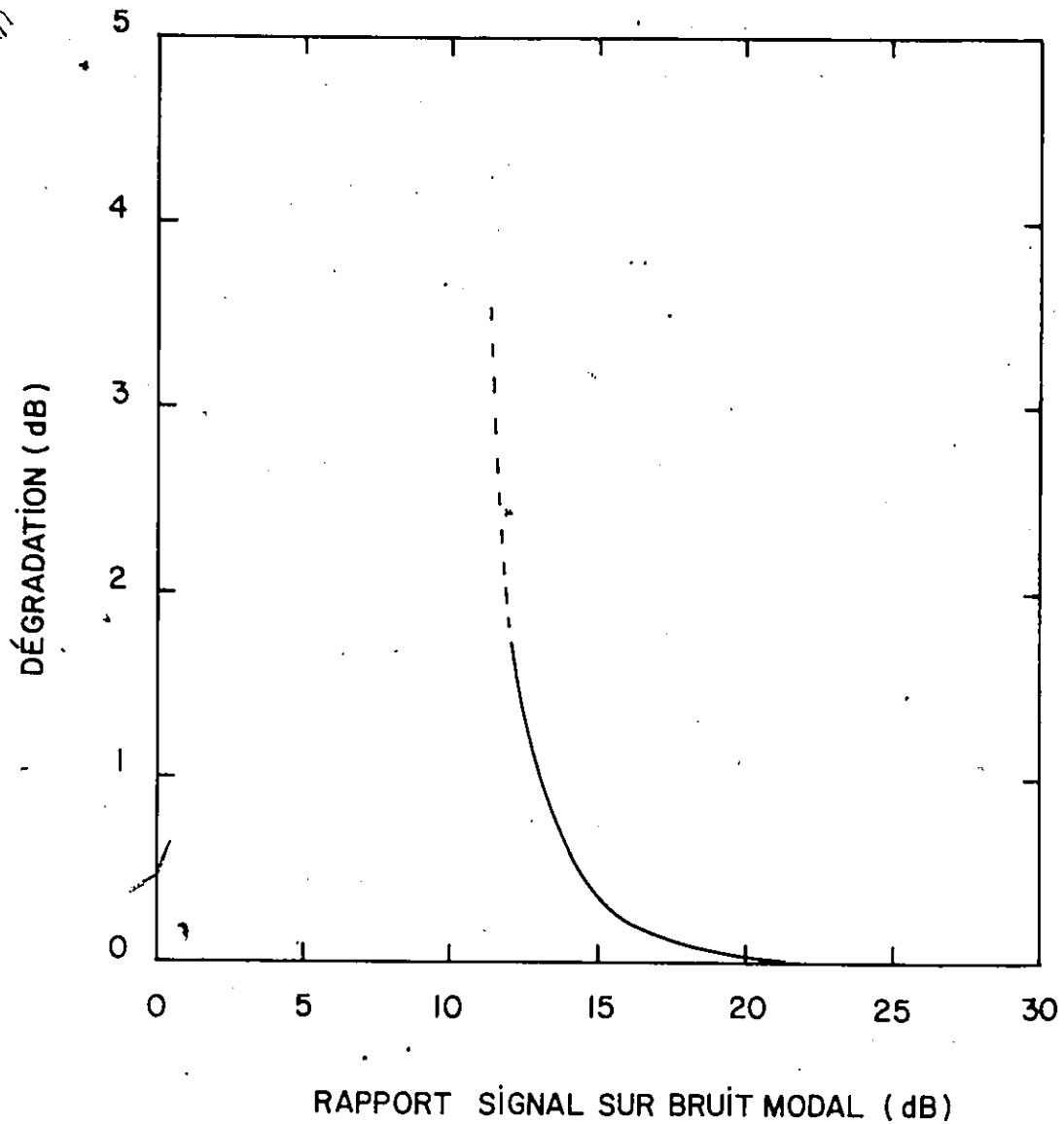


Figure 2.6 Valeur de la dégradation de la sensibilité du récepteur (pour $P(e) = 10^{-9}$) en fonction du rapport signal sur bruit modal (dB). Ces résultats ont été obtenus à partir de ceux de la figure 2.5. La ligne pointillée a été tracée par extrapolation.

CHAPITRE 3 RESULTATS EXPERIMENTAUX

3.1 APPROCHE

Nous avons effectué ce travail expérimental dans le but de mesurer les effets du bruit modal - tel que défini au deuxième chapitre - sur la relation $P(e)$ vs P_{IN} d'un lien de transmission numérique par fibres optiques et de vérifier la théorie avancée au deuxième chapitre. Il faut pour cela avoir accès à un lien de communication numérique dont on connaît la relation $P(e)$ vs P_{IN} en l'absence de bruit modal et mesurer la nouvelle relation $P'(e)$ vs P_{IN} en présence de bruit modal que l'on produit de façon à respecter les hypothèses à la base du calcul du rapport signal sur bruit modal R effectué au chapitre 2. La lumière émise sur la fibre doit être cohérente ce qui impose que la source du signal optique soit une diode laser monomode. L'atténuation modale doit être effective à un endroit sur la fibre où le contraste de la figure de granularité est maximum afin de pouvoir estimer R simplement à partir des caractéristiques de la fibre et de la valeur de l'atténuation modale.

Ainsi, les valeurs mesurées de la relation $P'(e)$ vs P_{IN} du système de communications affectées par le bruit modal devraient correspondre à la courbe $P'(e)$ vs P_{IN} calculées à partir de la relation originale $P(e)$ vs P_{IN} selon la méthode proposée au chapitre 2.

3.2 SYSTEME EXPERIMENTAL

La figure 3.1 représente le bloc-diagramme du système expérimental de mesure. Le générateur de données pseudo-aléatoires

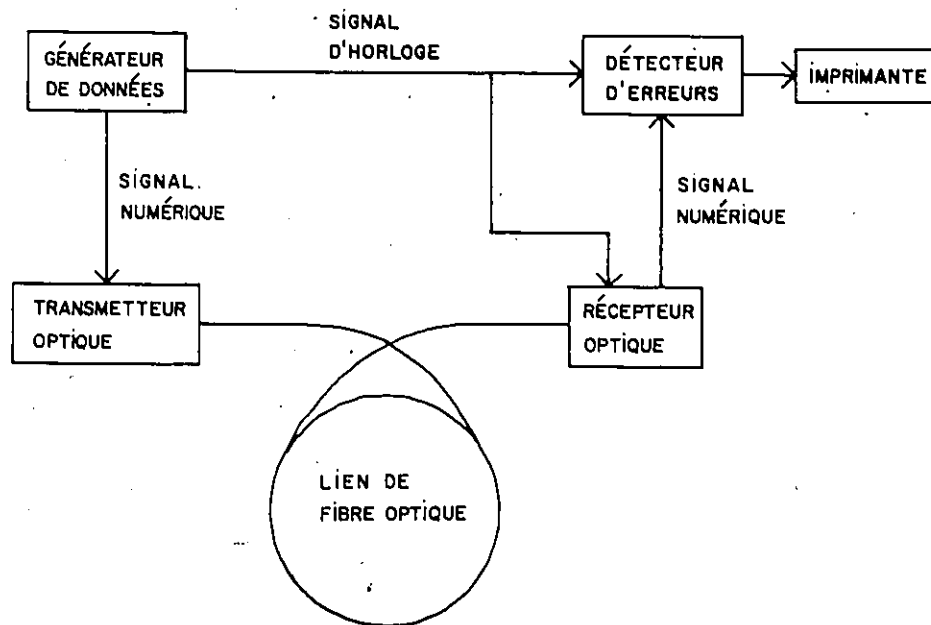


Figure 3.1. Bloc-diagramme du système expérimental de mesure.

et le détecteur d'erreurs sont reliés entre eux par un lien de transmission optique. Ces pièces d'équipement servent à mesurer le taux d'erreur de la transmission sur le lien optique. Le transmetteur et le récepteur que nous avons construits ainsi que le lien de fibre optique constituent le système de communication dont les performances avec et sans bruit modal ont été étudiées.

3.2.1 Taux de transmission

Fondamentalement, le bruit modal ainsi que ses effets sur les qualités de transmission d'un système de communication optique sont indifférents par rapport au taux de transmission du signal numérique sur celui-ci. Cela est dû au fait, comme nous l'avons men-

tionné auparavant, que le bruit modal est multiplicatif et que peu importe le spectre du signal d'information que porte le signal lumineux, il sera entièrement modulé par le bruit modal - les restrictions qui s'imposent à ce raisonnement ont été discutées au chapitre 2. Cependant, le taux de transmission de l'information a, dans la pratique, une influence certaine sur les qualités de la lumière émise par une diode laser. Les effets mutuels du courant moyen de polarisation de la diode laser, du courant de modulation de l'intensité du signal lumineux émis et de la fréquence de la modulation déterminent les propriétés optiques du signal émis.

Par rapport à la fréquence de modulation, les régimes transitoires de la structure du spectre optique du signal émis par la diode laser lorsque l'intensité passe d'un état à un autre (les états correspondent aux niveaux "1" et "0" du signal de modulation) deviennent négligeables lorsque le taux de modulation est lent par rapport au temps de réponse de la diode laser et l'on considère alors que le spectre optique possède deux régimes permanents correspondant chacun aux deux états "1" et "0" du signal numérique. Le comportement du spectre vis-à-vis les conditions d'opération de la diode laser est très variable d'un élément à un autre et avec celle que nous avons utilisée (Mitsubishi MLX-201), nous avons choisi arbitrairement un taux de transmission d'environ 20 Mb/s pour permettre l'émission d'un signal mono-chromatique pendant la transmission d'un "1".

3.2.2 Emetteur optique

Le circuit de l'émetteur optique est présenté à la figure 3.2. Le coeur de l'émetteur est une diode laser monomode Mitsubishi

modèle MLX-201 dont la longueur d'onde d'émission est de $0.89 \mu\text{m}$ et le seuil de la caractéristique P - I est d'environ 30 ma à 25°C .

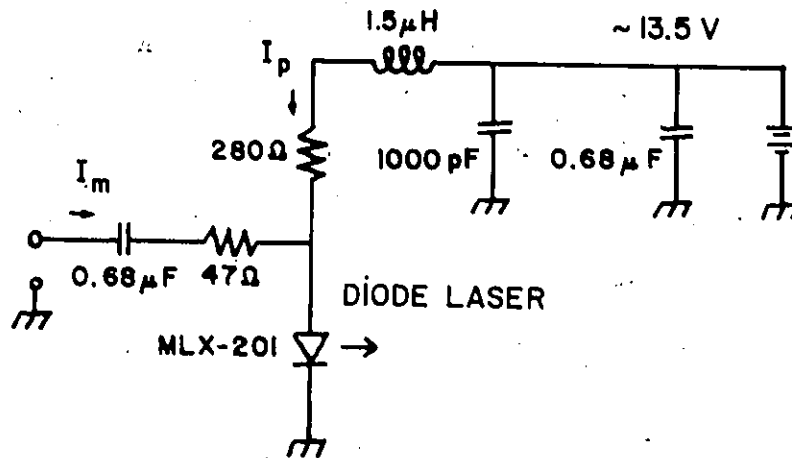


Figure 3.2 Circuit de l'émetteur optique. Il est composé d'un circuit de polarisation qui injecte un courant I_p à travers la diode laser et d'un circuit de modulation de l'intensité de signal lumineux émis par la diode laser adaptée à 50Ω .

La diode est fixée sur un bloc de cuivre dont la température est tenue constante au moyen d'une circulation d'eau dans le bloc. La température de l'eau est contrôlée et fixée à 25°C . Le courant de polarisation de la diode a été ajusté au moyen de l'alimentation de voltage à 41 ma de façon à émettre en régime continu 1 mW de puissance lumineuse. Cette valeur de 1 mW correspond à la quantité de puissance optique captée par une lentille de microscope (x21) dont le foyer est placé sur la région émettrice de la diode, et représente dans notre cas la puissance utile émise par la diode laser. L'entrée du signal de modulation est adaptée à 50Ω et est couplée par courant alternatif au moyen d'un condensateur produisant ainsi

un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est de 5 kHz.

L'émetteur n'effectue aucun autre filtrage car l'amplitude de sa réponse en fréquence est constante pour toutes les fréquences jusqu'à plus de 1 GHz.

Le signal qui module l'intensité de la lumière émise par la diode laser provient du générateur de données HP-3760A. La séquence de "1" et de "0" est pseudo-aléatoire et possède une période de 1023 bits ($n = 10$). Cette séquence est relativement courte et la fréquence de coupure à 5 kHz ne pose donc pas de problème. Le signal de modulation est du type sans retour à zéro communément appelé NRZ (Non-Return to Zero). Selon la notation du premier chapitre $T' = T$. Avec un signal NRZ le récepteur n'est pas aussi sensible qu'avec un signal pour lequel $T' < 0.2T$, toutefois cela n'affecte pas directement les effets du bruit modal donc n'importe pas quant à la validité de nos mesures et de nos explications des effets du bruit modal sur les performances d'un lien de communication numérique par fibres optiques.

L'amplitude crête-à-crête du signal de modulation a été ajustée à 0.7 volt ($I_m = \pm 7$ ma dans 50Ω) de façon à ce que l'intensité du signal lumineux correspondant au "0" soit minimale. On satisfait à cette exigence si le courant dans la diode est légèrement inférieur au courant du seuil de sa caractéristique $P - I$ pendant que le signal de modulation est au niveau "0". Par rapport au cas où le signal de modulation est nul ($I_p = 41$ ma, $I_m = 0$), il s'en suit une augmentation ($\sim 10\%$) de l'intensité moyenne du signal émis par la diode laser et on a $P = 1.1$ mW, et $P_1 = 2.1$ mW. Ces dernières valeurs définissent le signal optique disponible au transmetteur. On remarque que le rapport d'extinction P_1/P_0 est supérieur à 20, d'où la lumière résiduelle reçue

au photodétecteur pendant que le signal est à l'état "0" est tout à fait négligeable. Nous avons examiné le comportement du spectre optique du signal émis par la diode laser en fonction du courant qui la traverse. En régime continu - sans modulation - il est bien caractérisé par la figure 1.3. En régime modulé le spectre total est monomode.

3.2.3 Montage optique

Nous montrons à la figure 3.3 un schéma de la partie optique du système expérimental.

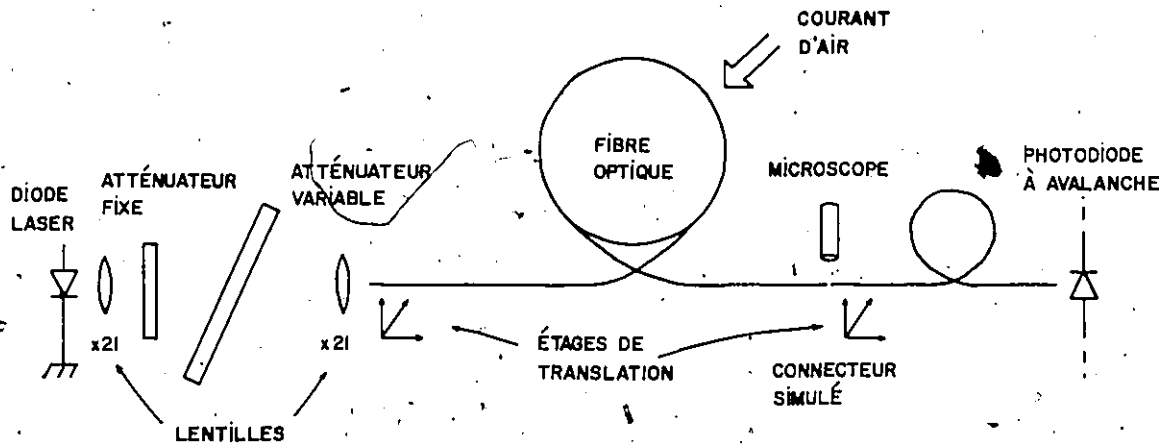


Figure 3.3 Schéma de la partie optique du système expérimental de mesure. La puissance optique émise dans la fibre à partir de la diode laser peut être ajustée entre - 50 dBm et - 70 dBm au moyen d'un jeu d'atténuateur fixe et d'un atténuateur variable calibré. La longueur de la fibre entre la deuxième lentille et le connecteur est d'environ 10 mètres. Un autre bout de fibre d'environ 10 mètres est attaché à la photodiode.

Tout ce montage est fixé sur une table optique mécaniquement.

découplée du plancher du laboratoire. La table est pour ainsi dire flottante de façon à éliminer toute forme de perturbation mécanique provenant des structures de l'édifice. Cela assure la stabilité des ajustements des couplages optiques.

Le signal lumineux émis par la diode laser est capté par une première lentille qui le transforme en un faisceau plus ou moins parallèle. Un jeu d'atténuations composé d'atténuateurs fixes et d'un atténuateur variable sert à ajuster l'intensité du signal optique qui est ensuite couplé dans la fibre au moyen d'une autre lentille. La lumière parcourt alors la fibre optique jusqu'à un connecteur simulé ajustable à l'aide d'un étage de translation. Une longueur d'environ 10 mètres de fibre dont nous avons attaché une extrémité au photodétecteur permet ensuite à la lumière d'atteindre la région sensible de la photodiode au récepteur. Ces installations optiques ont été conçues et montées avec beaucoup de soins et de précautions dont nous croyons utile de faire mention ici.

Afin d'évaluer la caractéristique $P(e)$ vs P_{IN} du récepteur sous différentes conditions, il est nécessaire de connaître la valeur de P_{IN} sans devoir placer un wattmètre optique pour mesurer directement P_{IN} . Cela serait désavantageux. Pour connaître la valeur de P_{IN} nous avons calibré la valeur totale de l'atténuation des atténuateurs pour toutes les positions de l'atténuateur variable. A partir d'une mesure de référence de la puissance du signal optique sur une fibre optique, quelques mètres après la deuxième lentille, pour une position donnée de l'atténuateur, on peut varier la valeur de P_{IN} en modifiant la position de l'atténuateur variable et quand même toujours connaître la valeur de P_{IN} sans avoir à la mesurer.

L'atténuateur variable est composé de deux disques d'environ 15 cm de diamètre qui sont placés parfaitement parallèles à 1 cm l'un de l'autre sur un même axe de rotation. Ils tournent en sens contraire. On ajuste leur position au moyen d'un bouton unique et un cadran indique la position relative en degrés de 0° à 360° . Si l'on adopte une méthode d'ajustement de la mécanique de l'atténuateur pour éviter l'effet d'hystérésis des engrenages, on connaît la position précise de l'atténuateur que notre calibration fait correspondre à P_{IN} . Nous avons effectué la calibration de l'atténuateur à l'aide de 3 wattmètres optiques différents. L'accord entre les trois mesures de l'atténuation en fonction de la position de l'atténuateur variable étant bon; nous avons adopté une moyenne de trois comme valeur réelle de l'atténuation des atténuateurs.

L'intensité moyenne du signal émis par la diode laser reste constante puisque toutes ses conditions d'opération sont fixes (I_p , I_m , θ_T). L'ajustement initial du couplage de la lumière dans la fibre optique après la deuxième lentille reste inchangé au cours d'une série de mesure. Ainsi, une lecture de la position de l'atténuateur nous indique la puissance lumineuse émise sur la fibre.

Les atténuateurs ont été placés de façon à réduire autant que possible les réflexions vers la diode laser. Pour les besoins de nos vérifications expérimentales, nous n'avons utilisé qu'une longueur de fibre d'environ 10 mètres avant les connecteurs. Cela, pour nous assurer que la figure de granularité présente sur la fibre à l'endroit du connecteur soit produite par un signal lumineux cohérent. Le connecteur simulé est à la fois utile pour coupler la lumière au détecteur et comme source de bruit modal. Nous agissons légèrement une partie de la fibre à l'aide d'un courant

d'air pour faire varier la forme du patron d'interférence à la sortie de la fibre. La position du connecteur détermine le degré d'atténuation modale à l'origine du bruit modal qu'il entraîne. Nous utilisons un microscope pour faciliter l'ajustement du connecteur.

3.2.4 Récepteur

Nous avons construit un récepteur dans le but de mesurer les effets du bruit modal sur ses performances, plus particulièrement sa sensibilité. Selon notre analyse des effets du bruit modal sur la sensibilité d'un récepteur, les performances initiales de celui-ci ne doivent pas nécessairement être optimales, puisque nous utiliserons sa relation $R(e)$ vs P_{IN} mesurée sans bruit modal, comme base de notre interprétation des résultats expérimentaux. Nos exigences, quant à la conception du récepteur, ont été qu'il soit réalisable, qu'il soit stable et que son fonctionnement soit clair pour que l'interprétation des résultats expérimentaux soit sans ambiguïté. Nous l'avons également conçu de façon à ce qu'il soit facile à manipuler.

Le récepteur est composé, comme le montre la figure 3.4, d'une photodiode à avalanche suivie d'un amplificateur, des circuits de filtrage et du décodeur.

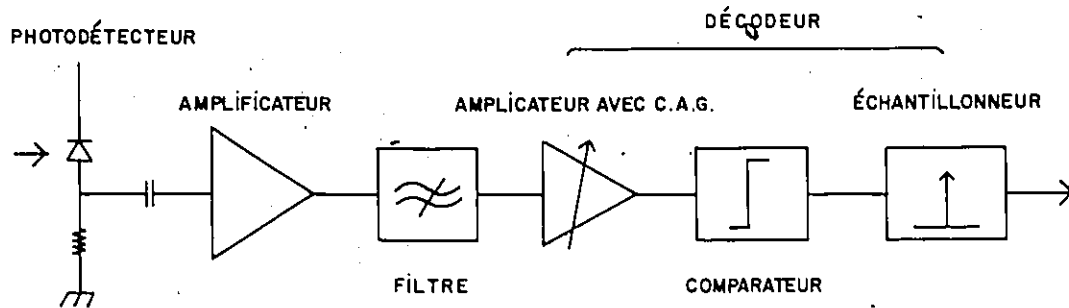


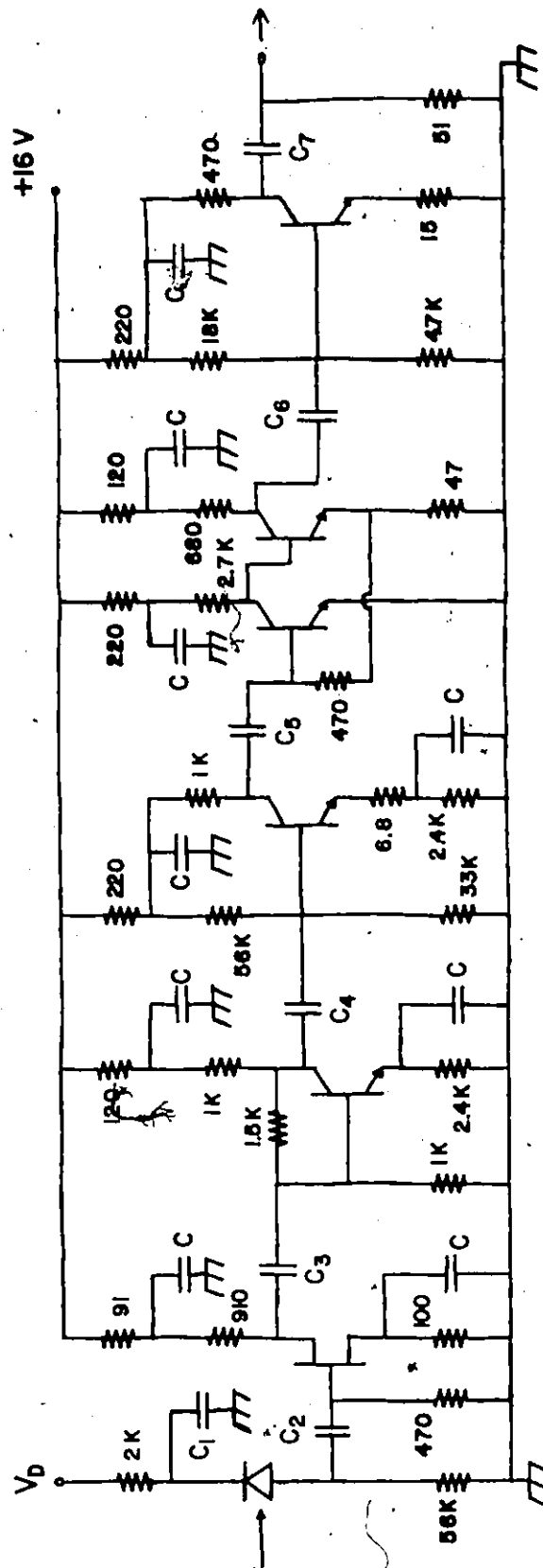
Figure 3.4. Schéma fonctionnel du récepteur.

3:2.4.1 Amplificateur

Le circuit de l'amplificateur (figure 3.5) est essentiellement celui présenté à la référence 31. Nous avons omis le circuit de rétroaction (feedback) pour des raisons de stabilité associées au montage du circuit sur la plaque de circuit imprimée. L'impédance d'entrée du circuit a été réduite par rapport à la valeur optimale à un taux de transmission de 20 Mb/s afin d'augmenter la largeur de bande de l'amplificateur et de réduire ses distortions de phase. Le même amplificateur pourrait être utilisé pour recevoir des données à un taux supérieur à 50 Mb/s. Ses caractéristiques d'amplitude et de phase simplifient le filtrage. Le gain mesuré de l'amplificateur est de 3×10^5 V/A. Si l'on inclue le gain de la détection à la photodiode on a

$$\text{gain de l'amplificateur} \approx G \times 1.2 \times 10^5 \text{ V/W} \quad (3.1)$$

où G est le gain d'avalanche de la photodiode. Le gain représente l'amplitude du signal de voltage dans une charge de 50Ω à la sortie



TRANSISTOR À EFFET DE CHAMP : U310

TRANSISTOR BIPOLAIRE : BFR 90

PHOTODIODE À AVALANCHE : RCA C30902E

C = 15 μ F // 0.001 μ F

C₁ = 0.1 μ F C₂ = 0.1 μ F

C_{3,5} = 4.7 μ F // 0.0047 μ F

C₄ = 0.0047 μ F

C_{6,7} = 0.047 μ F

Figure 3.5 Circuit de l'amplificateur qui accompagne la photodiode à avalanche. Le voltage d'alimentation de la photodiode est ajusté au cours des mesures entre 244 et 247 volts.

de l'amplificateur correspondant à la valeur de la modulation d'intensité du signal lumineux incident au détecteur.

Nous avons gardé un contrôle manuel de la valeur de G qui peut être ajustée via le voltage de polarisation de la photodiode à avalanche. La figure 3.6 montre la caractéristique G vs V_D de la diode que nous avons utilisée (V_D est le voltage de polarisation de la diode).

3.2.4.2 Filtres

Etant donné les qualités de l'amplificateur, nous avons construit les filtres sans considérer l'amplitude ni la phase de la fonction de transfert de l'amplificateur puisque son gain est constant jusqu'à 30 MHz et sa phase est pratiquement linéaire sur la plage de fréquence utile. Le filtre principal est un filtre Butterworth du 5^e ordre (voir figure 3.7a). Il est suivi d'un circuit d'égalisation de phase simple (voir figure 3.7b). L'amplitude et la phase de la fonction de transfert des deux filtres en cascade sont présentées à la figure 3.8. Le filtre Butterworth seul a une fréquence de coupure à - 3 dB d'environ 10 MHz. L'effet sur l'amplitude du réseau d'égalisation de phase réduit la fréquence de coupure du filtre global à environ 8.5 MHz. La figure 3.9 illustre un diagramme en oeil obtenu par filtrage à l'aide de ces circuits d'un signal NRZ pseudo-aléatoire ($n = 10$) au taux de transmission de 16 Mb/s. C'est à partir des caractéristiques de ces filtres que nous avons adopté le taux de transmission mentionné. On peut remarquer que nous ne sommes pas en présence d'un filtrage théoriquement idéal mais cela n'affecte pas ni les effets du bruit modal ni l'application de notre analyse. C'est pourquoi

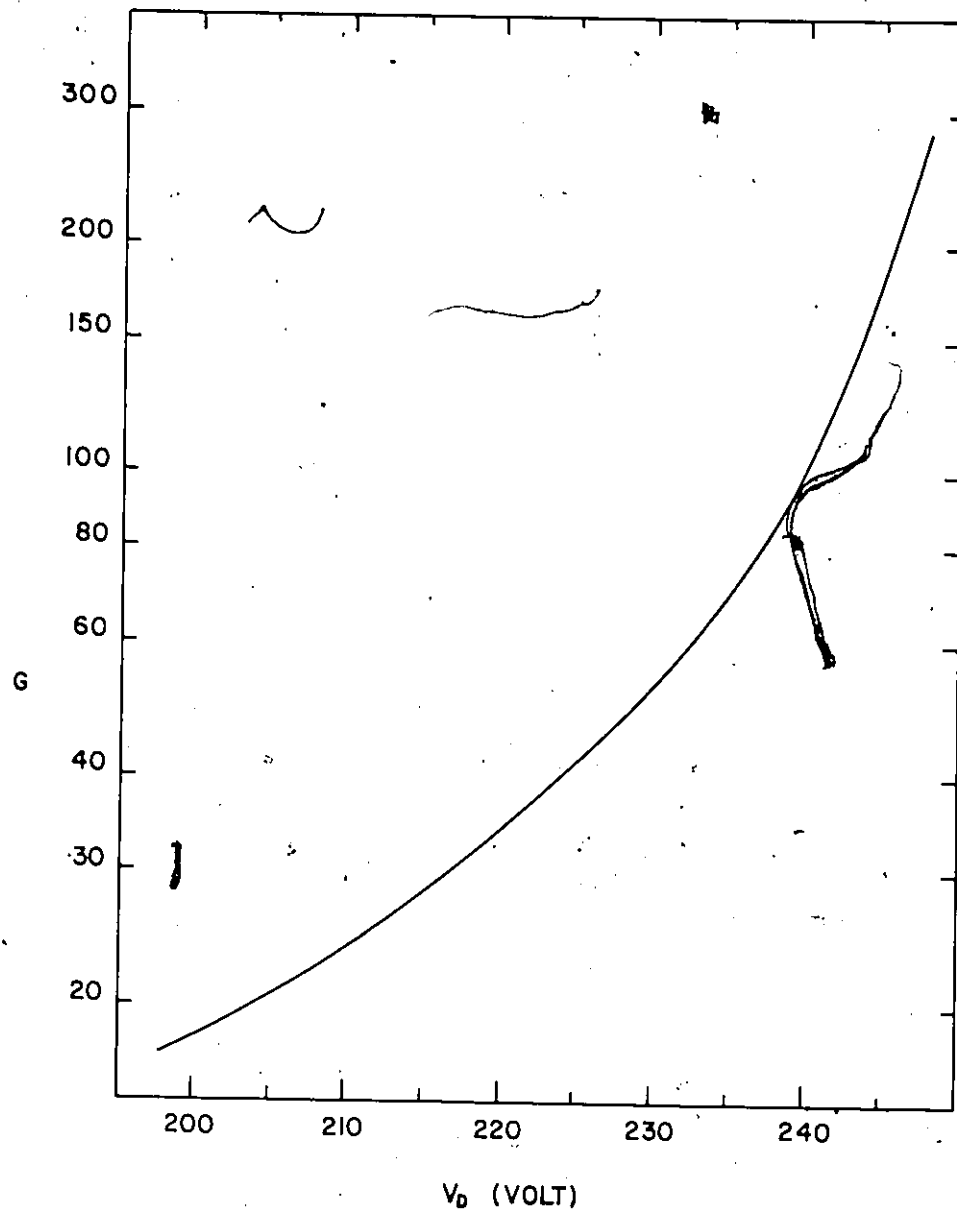


Figure 3.6 Courbe du gain d'avalanche de la photodiode utilisée en fonction du voltage d'alimentation. Cette caractéristique a été mesurée. Le gain optimal en fonction de la puissance incidente au détecteur a été mesuré expérimentalement et varie entre 150 et 220 pour P_{IN} allant de ~ 54 dBm à ~ 62 dBm.

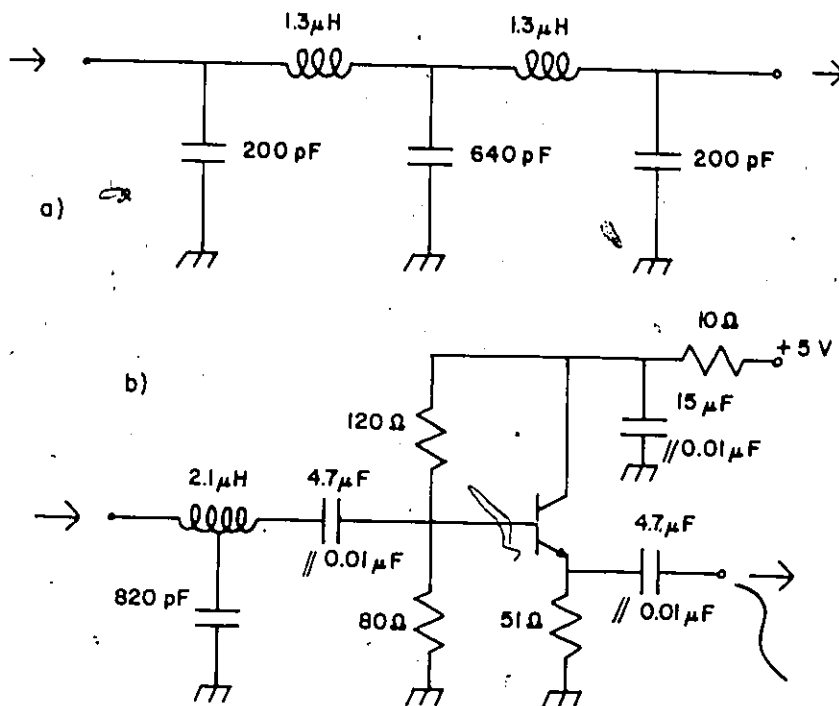


Figure 3.7 a) filtre d'amplitude Butterworth du 5^o ordre avec une fréquence de coupure à 10 MHz,
 b) filtre d'égalisation de phase simple accompagné d'un amplificateur suiveur.

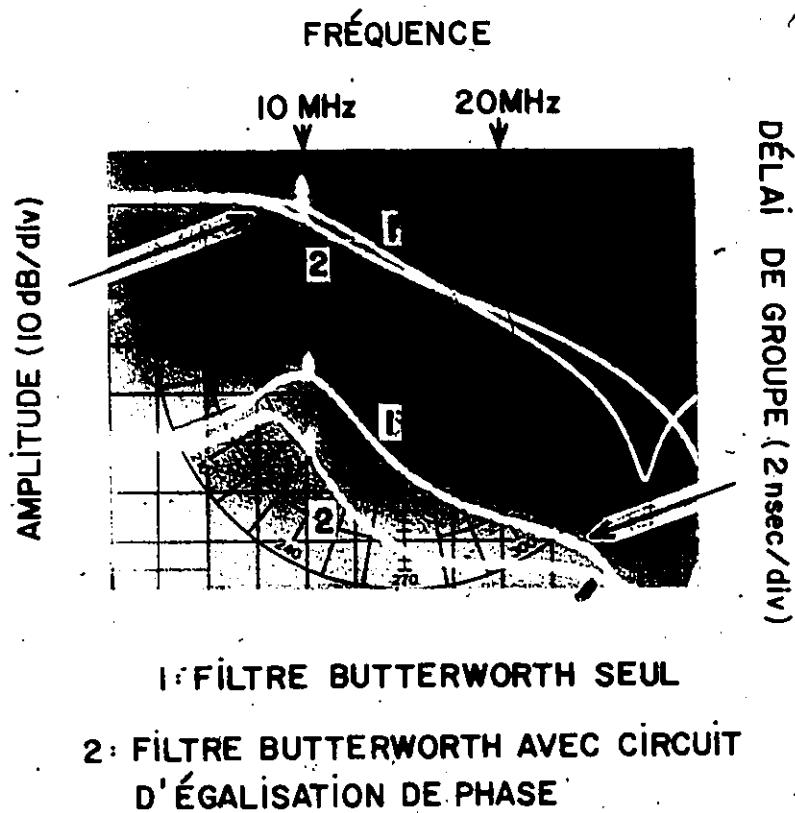
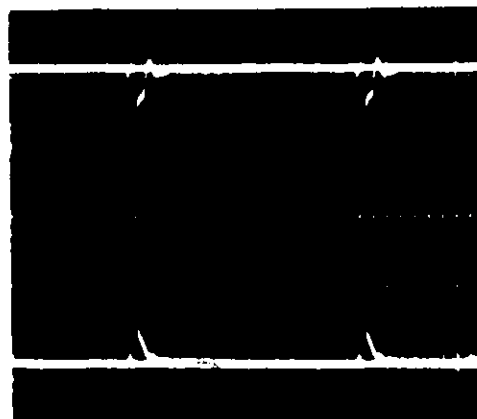


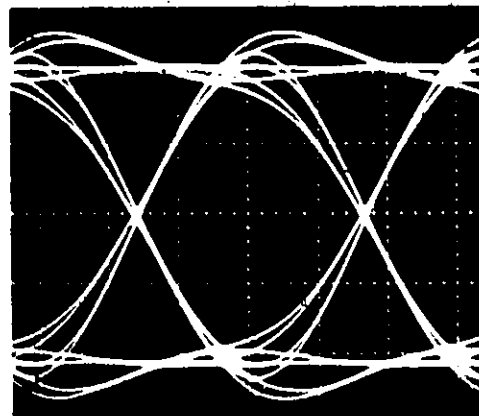
Figure 3.8 Amplitude et délai de groupe des filtres de la figure 3.7. Comme on peut le remarquer le filtre d'égalisation affecte légèrement l'amplitude de la fonction de transfert du filtre Butterworth et améliore grandement sa caractéristique de phase.

a) SIGNAL ORIGINAL

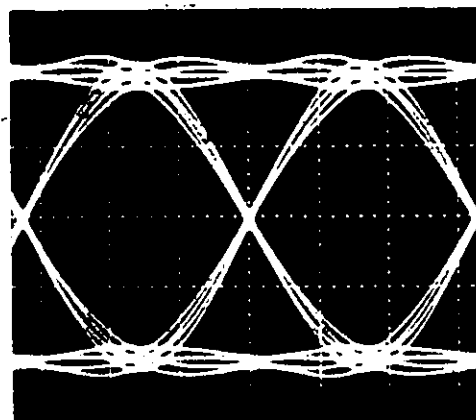


b) APRÈS LE FILTRE
BUTTERWORTH
DU 5° ORDRE

0.1 volt/div



c) APRÈS LE CIRCUIT
D'ÉGALISATION DE PHASE



20 nsec/div

Figure 3.9 Diagrammes en oeil a) d'un signal numérique NRZ pseudo-aléatoire à 16 Mb/s non filtré, b) après le filtre Butterworth du 5^o ordre, (voir figures 3.7 et 3.8) et c) après l'égalisation de phase. Le diagramme en oeil final apparaît symétrique.

le filtrage est dans ce cas satisfaisant; il élimine le bruit hors-bande et ne distord pas trop le signal reçu.

3.2.4.3 Décodeur

Le décodeur est constitué d'un amplificateur muni d'un contrôle automatique de gain (C.A.G.), d'un circuit de restauration d'un niveau de voltage constant, d'un comparateur et d'un échantillonneur (voir figure 3.10). L'amplificateur avec C.A.G. et le circuit de restauration d'un niveau de voltage de référence servent respectivement à maintenir l'amplitude crête-à-crête moyenne du signal avant le comparateur à une valeur constante (~ 1 Volt) peu importe le signal d'entrée de l'amplificateur et à tenir l'amplitude moyenne du signal représentant le niveau "0" à un voltage fixe de référence. On fixe le niveau "0" au voltage de référence parce qu'il est généralement moins bruyant que l'amplitude du signal au niveau "1". Il est nécessaire de faire ainsi pour éliminer les variations de l'amplitude moyenne du signal entre le niveau "0" et le niveau "1" provoquées par les nombreux couplages par courant alternatif du signal, à partir du photo-détecteur jusqu'au comparateur en présence d'une séquence pseudo-aléatoire de "0" et de "1". Le comparateur découpe le signal. Il détermine instantanément si l'amplitude du signal est supérieure ou inférieure au seuil de comparaison. Le signal de sortie du comparateur est alors échantillonné sous la commande d'un signal d'horloge. Au comparateur, le découpage est optimum, si

$$p(s_1(t) < S) = p(s_0(t) > S) \quad (3.2)$$

$s_1(t)$ représente l'amplitude du signal pendant la transmission d'un "1"

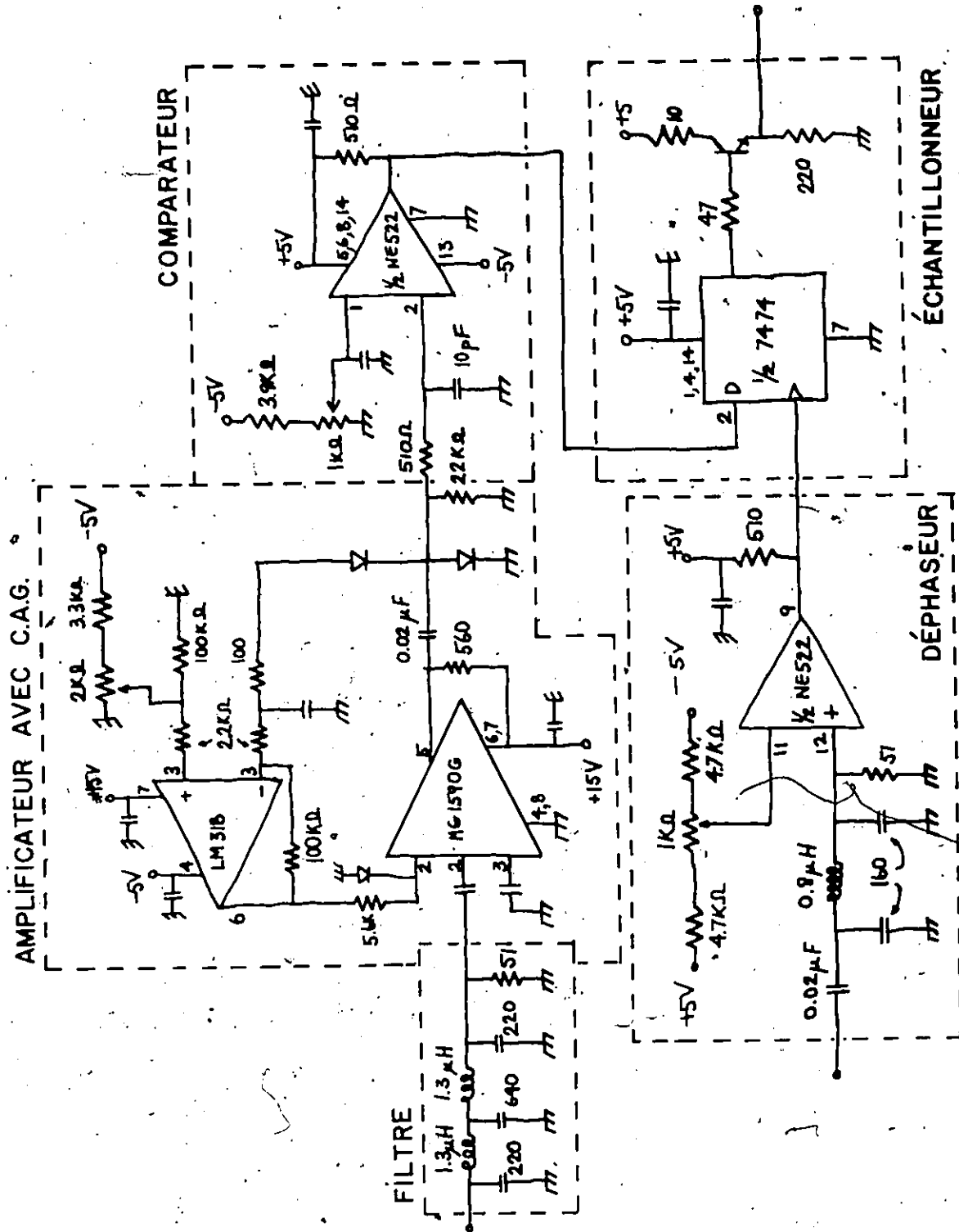


Figure 3.10 Circuit du décodeur

et $s_0(t)$ représente l'amplitude du signal pendant la transmission d'un "0". $s_1(t)$ et $s_0(t)$ correspondent au signal numérique avant le comparateur au moment effectif où le diagramme en oeil est le plus ouvert. La position du seuil S est ajustée de façon à satisfaire l'égalité 3.2 en minimisant le taux d'erreur pour un signal donné.

L'échantillonnage du signal de sortie du comparateur doit s'effectuer au moment correspondant à celui où le diagramme en oeil du signal à l'entrée du comparateur est le plus ouvert. Pour cela on ajuste la phase entre le signal numérique et le signal d'horloge qui commande l'échantillonnage en minimisant le taux d'erreur du décodeur, toutes autres choses restant fixes. Un processus itératif d'ajustement du seuil au comparateur et de la phase de l'horloge à l'échantillonneur permet de trouver leurs positions respectives. Les deux ajustements sont manuels.

Le signal d'horloge provient directement du générateur de données. Nous n'avons pas construit de circuit de recouvrement d'horloge à partir du signal NRZ pour simplifier le montage électronique. Même si la fréquence du signal d'horloge produit par le générateur de données HP 3760A n'est pas très stable, il n'y a pas de dégradation sensible des performances du décodeur par rapport à un décodeur idéal lorsque le délai de transmission entre l'émetteur et le récepteur est faible. Lorsque le délai de transmission est trop long, nous devrions ou bien utiliser une source de signal plus stable pour fournir le signal d'horloge interne, ou bien ajouter les circuits de recouvrement d'horloge au décodeur actuel pour en améliorer les performances. Cela, parce que l'on synchronise l'échantillonnage à l'aide d'un signal d'horloge qui

est plusieurs périodes en avance sur le signal d'horloge qui a initié le "bit" échantillonné, étant donné les délais de transmission Δt . Comme la stabilité en fréquence du signal d'horloge original n'est pas parfaite, alors la relation de phase entre le signal d'horloge au temps t et le signal d'horloge au temps $t - \Delta t$ devient de plus en plus incertaine au fur et à mesure que Δt augmente et l'échantillonnage de $s(t)$ basé sur le signal d'horloge $c(t - \Delta t)$ devient sous-optimal. Pour les mesures que nous avons prises, Δt reste petit et la méthode adoptée pour synchroniser l'échantillonnage est satisfaisante.

La figure 3.11 montre le diagramme en oeil du signal dans le récepteur. Trois points ont été choisis. A la sortie de l'amplificateur après filtrage, on remarque que la forme du diagramme - hormi le bruit - est la même que celle du diagramme de la figure 3.9c, ce qui démontre que les seuls éléments du système qui affectent la forme du signal numérique sont les filtres au récepteur. On remarque également que l'amplitude du bruit qui s'ajoute aux niveaux "0" (dans ce cas en bas de la photo) et "1" (en haut) sont différents, il est évident que le niveau "1" est plus bruyant. Avant le comparateur, on voit que le signal au niveau "0" (cette fois en haut de la photo) a été coupé et fixé à ~ 0.3 Volt. La figure 3.11c montre le signal à la sortie du décodeur.

3.2.5 Taux d'erreurs en fonction de la puissance incidente au photodétecteur

On définit la sensibilité du récepteur comme le taux d'erreur du décodeur en fonction de l'intensité moyenne du signal lumineux incident au photodétecteur. La figure 3.12 affiche les résultats

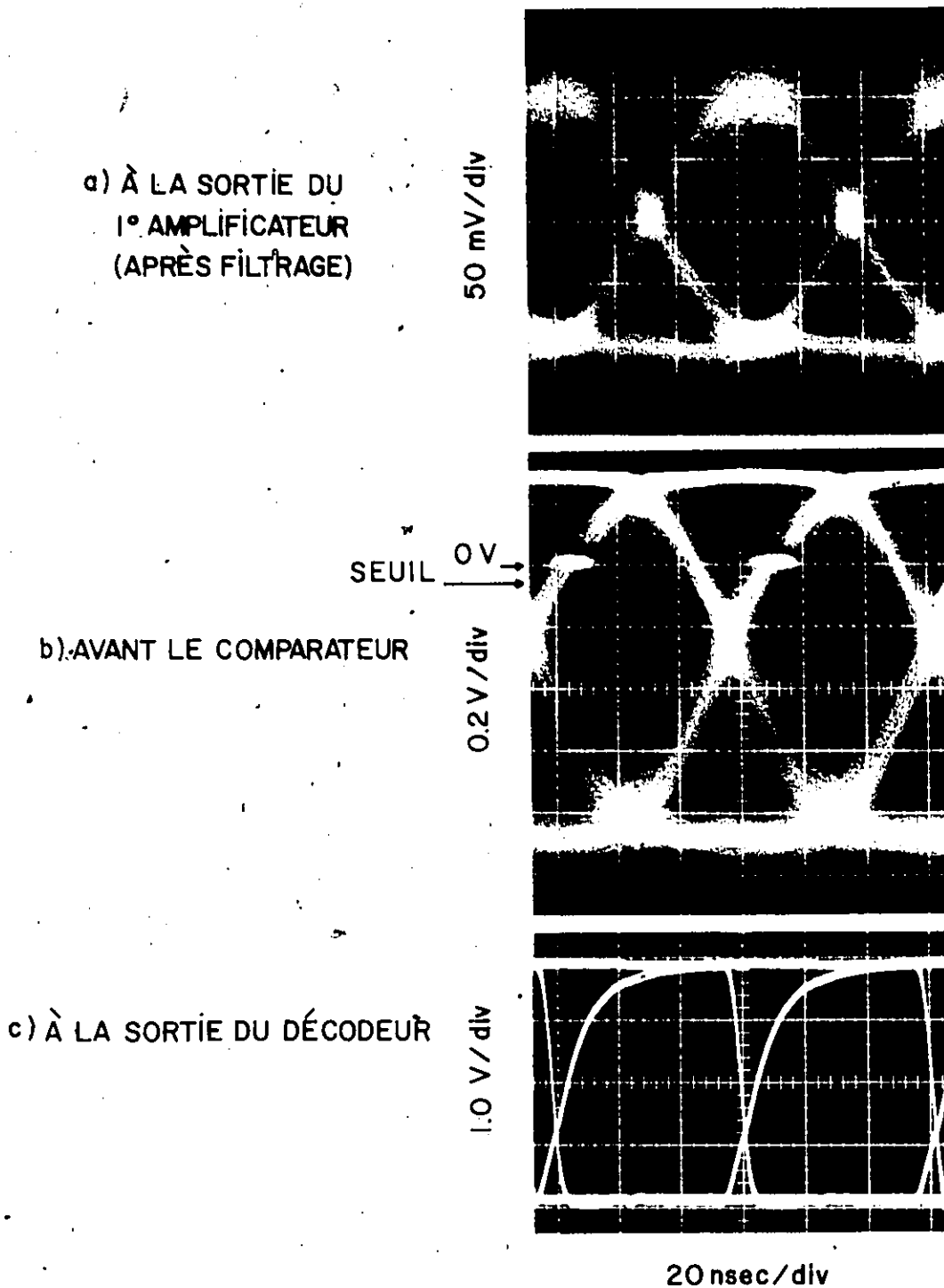


Figure 3.11 Diagrammes en oeil du signal numérique dans le récepteur; a) après que le signal optique ait été détecté, amplifié puis filtré (remarquer la ressemblance avec la figure 3.9c), b) à l'entrée du comparateur après la restauration d'un niveau constant et le maintien d'une amplitude constante et c) à la sortie du décodeur.

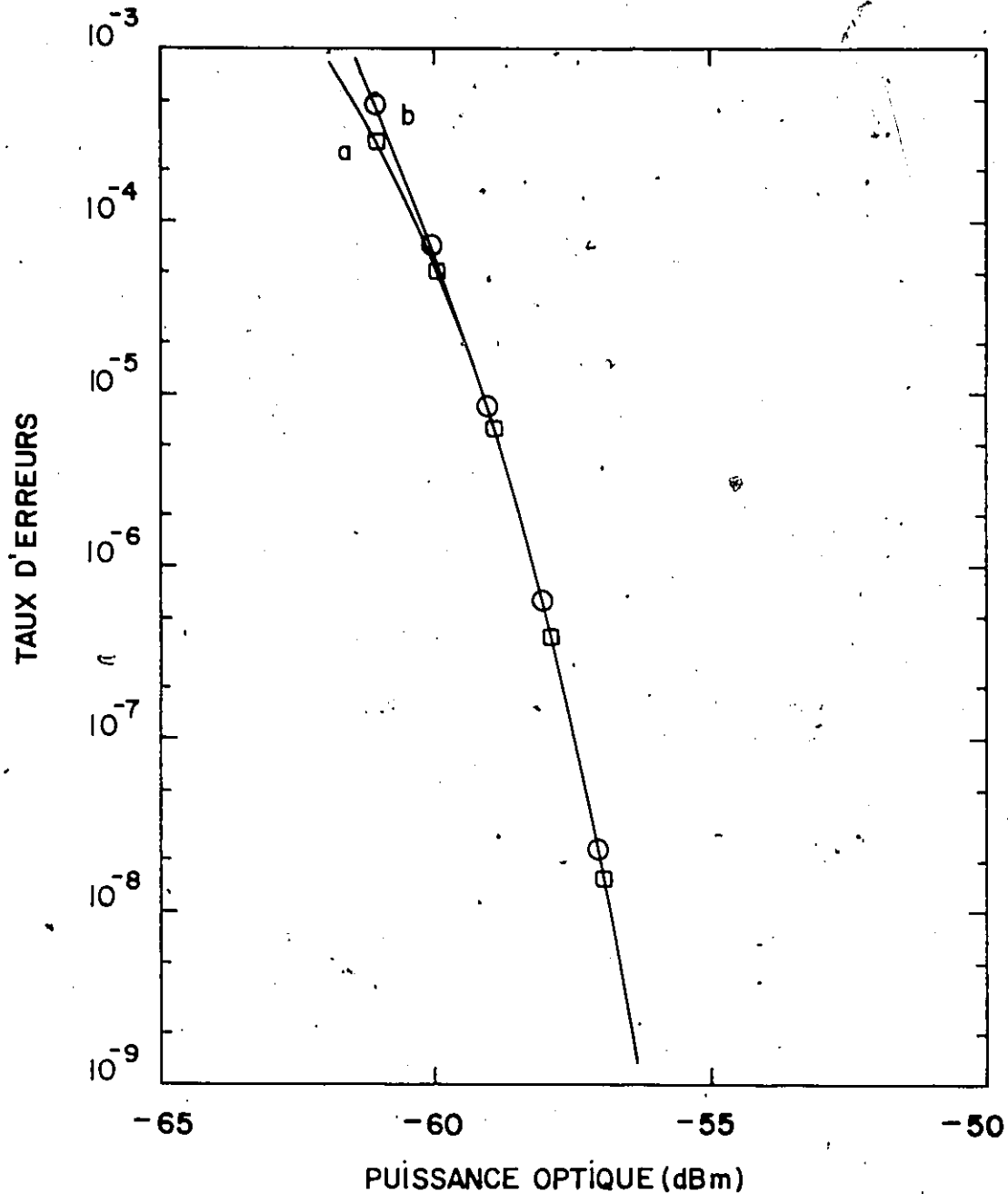


Figure 3.12 Courbe de la sensibilité du récepteur. Il s'agit de la courbe du taux d'erreurs en fonction de la puissance optique moyenne incidente au photo détecteur. a) (les carrés) lorsque le seuil est toujours optimum et b) (les cercles) lorsque le seuil est fixe à sa position optimale lorsque le taux d'erreurs est de 10^{-9} . Le gain de la photodiode est maintenu au moyen d'un ajustement manuel, à sa valeur optimale pour toutes les mesures expérimentales.

dès mesures de la sensibilité du récepteur en l'absence de connecteur. La courbe a) correspond à la sensibilité du récepteur lorsque la position du seuil de référence au comparateur est optimale pour chaque valeur de P_{IN} tandis que la courbe b) correspond à la sensibilité du récepteur lorsque le seuil est fixé à la position qui est optimale pour que $P(e) = 10^{-9}$. Nous avons mesuré la position relative du seuil qui est caractérisée par $d_0 = 0.3$ et $d_1 = 0.7$. Pour les deux courbes, G est ajustée à sa valeur optimale obtenue expérimentalement pour chaque valeur de P_{IN} ($150 < G < 220$).

Le temps d'échantillonnage est fixe pour toutes les mesures; la phase de l'horloge a été ajustée pour que l'échantillonnage s'effectue pendant que le diagramme en oeil est le plus ouvert - pour un taux d'erreurs minimum.

Pour ces mesures de la sensibilité du récepteur en l'absence du bruit modal, le signal lumineux de l'émetteur a été directement couplé dans la fibre qui est attachée à la photodiode. Nous avons mesuré ainsi, que $P_{IN} = -56$ dBm pour que $P(e) = 10^{-9}$. A la figure 1.5 du premier chapitre on indique $P_{IN} \approx -60$ dBm pour que $P(e) = 10^{-9}$ au taux de transmission de 20 Mb/s lorsque le photodétecteur est une APD. Cette valeur de P_{IN} représente la sensibilité d'un récepteur conçu selon les règles données au premier chapitre avec une photodiode et des transistors parmi les meilleurs. La photodiode à avalanche RCA CA30903E que nous avons utilisée est excellente¹⁷ de même que les transistors que nous avons employés. Cependant, la puissance requise par notre récepteur est ~ 4 dB supérieure à la puissance requise par un récepteur optimum réalisable pour le même taux d'erreurs.

On peut expliquer cette différence en invoquant au moins deux facteurs: 1^o le signal de modulation d'intensité de la lumière est du type NRZ où $T' = T$ par rapport à $T' < 0.2 T$ pour obtenir le maximum de sensibilité ce qui entraîne une perte relative de sensibilité du récepteur, 2^o la résistance de charge de la photodiode ($R_{eq} \approx 450 \Omega$) est beaucoup plus petite que la résistance qui satisfait l'égalité 1.15 soit environ $20 K\Omega$ puisque $C_{eq} \approx 15 pF$, ce qui entraîne également une perte de sensibilité du récepteur. Malgré toutes les mesures et les précautions que nous avons prises, il est aussi possible que nous ayons légèrement sous-estimé la puissance du signal optique incident au photo-détecteur et ainsi que nous surestimions la sensibilité du récepteur.

Les courbes continues que l'on fait passer par les points expérimentaux ne sont pas des courbes théoriques. Elles sont dérivées individuellement du polynome du 2^o ordre qui caractérise le mieux les résultats expérimentaux.

Pour des raisons de simplicité, la courbe de référence associée à la sensibilité du récepteur en l'absence de bruit modal est la courbe b) de la figure 3.11. Puisqu'elle a été obtenue pour une position fixe du seuil de découpage au comparateur, dans les mesures subséquentes, le seuil demeure inchangé, et la dégradation de la sensibilité du récepteur produite par le bruit modal est interprétée à partir de cette courbe de référence.

3.3 MESURES DES EFFETS DU BRUIT MODAL

Comme nous l'avons mentionné auparavant, le bruit modal a été produit à un connecteur pendant que le patron d'interférence à la surface de la fibre provenant de l'émetteur était mobile. La position relative des deux fibres placées face à face est ajustée de façon à produire différents niveaux d'atténuation modale au connecteur. La source de variation du patron d'interférence a toujours été la même; soit une portion de 10 mètres de la fibre placée librement en boucles de 20 cm de diamètre devant un ventilateur en marche dont le courant d'air agite la fibre. La figure 3.13 illustre la procédure adoptée afin d'ajuster et de mesurer la valeur moyenne de l'atténuation modale du connecteur.

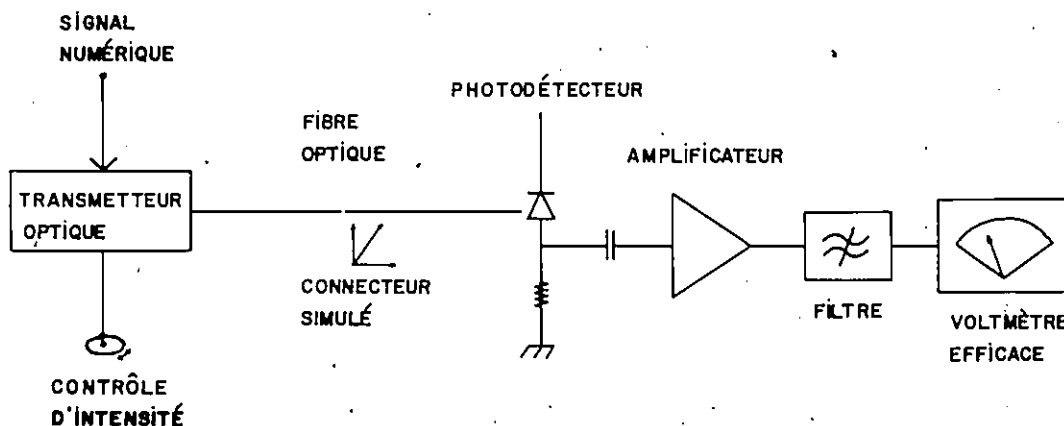


Figure 3.13 Schéma illustrant l'état du système expérimental de mesure lors de l'ajustement de l'atténuation du connecteur simulé.

Jusqu'à la sortie des filtres, au récepteur, le système expérimental est sous sa forme habituelle. Un signal numérique pseudo-aléatoire NRZ à 16 Mb/s module l'intensité lumineuse du signal émis par la diode laser. La lumière est ensuite atténuée et couplée

dans une fibre optique. Avant le connecteur, dont on peut modifier la position, un courant d'air agite la fibre. Le signal de modulation est ensuite détecté, amplifié puis filtré. Pour permettre l'ajustement de l'atténuation du connecteur, nous avons remplacé le reste du circuit du récepteur par un voltmètre r.m.s. à large bande (HP 3400A).

On mesure d'abord le voltage V , après les filtres, pour une valeur de P_{IN} connue grâce à la position de l'atténuateur variable dans le cas où le couplage de la lumière entre les deux fibres au connecteur est maximum. Le voltage V est le résultat du signal lumineux incident au photo-détecteur, plus le bruit qui s'ajoute au signal détecté entre la photodiode et le voltmètre. Ces dernières valeurs de P_{IN} et de V servent de valeurs de référence, et sont représentées respectivement par P_0 et V_0 . Ensuite on ajuste la position de l'atténuation d'entrée pour que

$$P_{IN} = P_1 = P_0 - A \quad (3.3)$$

où A est la valeur de l'atténuation modale désirée au connecteur. On mesure la valeur de V correspondante, notée V_1 . On peut remarquer que

$$20 \log \frac{V_0}{V_1} \approx A \quad (3.4)$$

mais que l'égalité proprement dite n'est pas vérifiée étant donné la présence du bruit. Par rapport à la situation de référence, V_1 est l'amplitude effective du signal de voltage correspondant à un signal lumineux A (dB) inférieur. Cette première atténuation est causée par une réduction de la puissance du signal émis sur la

fibres. Pour que l'atténuation A soit provoquée par un défaut d'alignement au connecteur, il s'agit donc de remplacer l'atténuateur variable à sa position de référence ($P_{IN} = P_0$ et $V = V_0$), et d'effectuer au connecteur un déplacement latéral d'une fibre par rapport à l'autre de façon à ce que $V = V_1$. Nous concluons alors que la position du connecteur ainsi obtenue est à l'origine d'une atténuation modale d'une valeur de $A(\text{dB})$.

Nous résumons les caractéristiques de la fibre optique que nous avons utilisée au tableau 3.1.

TABLEAU 3.1

Caractéristiques de la fibre optique à gradient d'indice

a	diamètre du coeur	77 μm
N.A.	ouverture numérique	0.20
V	fréquence normalisée	54
N_{max}	nombre de modes	730

A partir de la valeur de R' que l'on peut lire à la figure 2.3 (ou calculer à l'aide de l'équation 2.6) et du résultat de l'expression $5 \log N$ soit dans ce cas-ci 14.3 dB, on connaît la valeur R en fonction de ϵ pour ce montage.

Nous avons mesuré les valeurs différentes de A . Nous présentons ces résultats aux figures 3.14, 3.15 et 3.16. Chaque figure comprend également la courbe de référence. Etant donné que les valeurs de A sont grandes, (> 3 dB) nous avons considéré pour les calculs que l'atténuation modale est égale à A . Dans le cas où $A = 4.0$ dB (figure 3.14), $R = 13.4$ dB (22.0); la courbe continue qui passe par les points expérimentaux a été calculée pour $R = 22$ à partir de la courbe de référence. L'accord est remarquable.

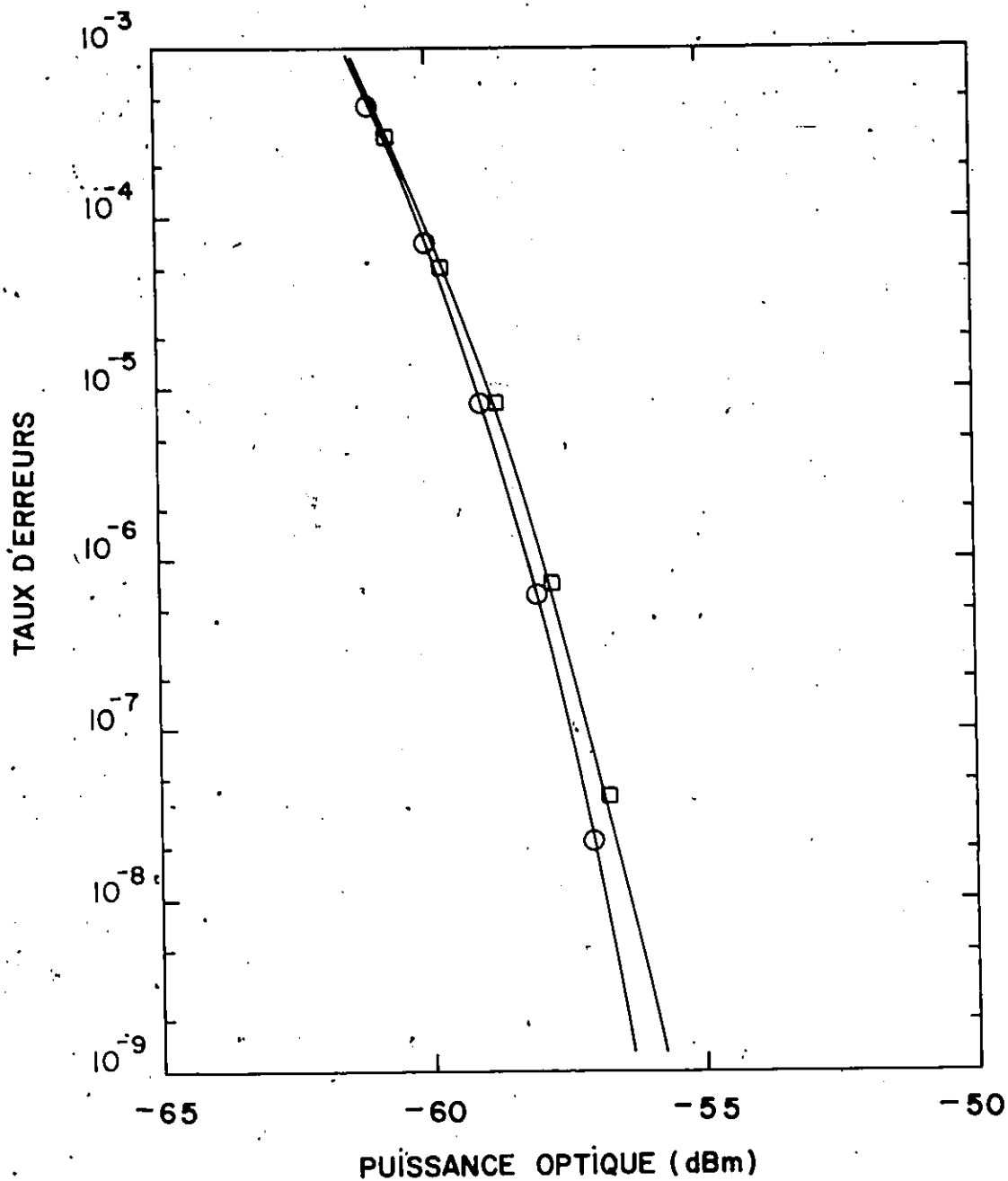


Figure 3.14 Sensibilité du récepteur en présence de bruit modal. L'atténuation au connecteur est de 4.0 dB. Les points expérimentaux en présence de bruit modal sont représentés par des carrés. La courbe qui passe par ces points a été calculée à partir de la courbe de référence - montrée sur le graphique - pour $R = 22$.

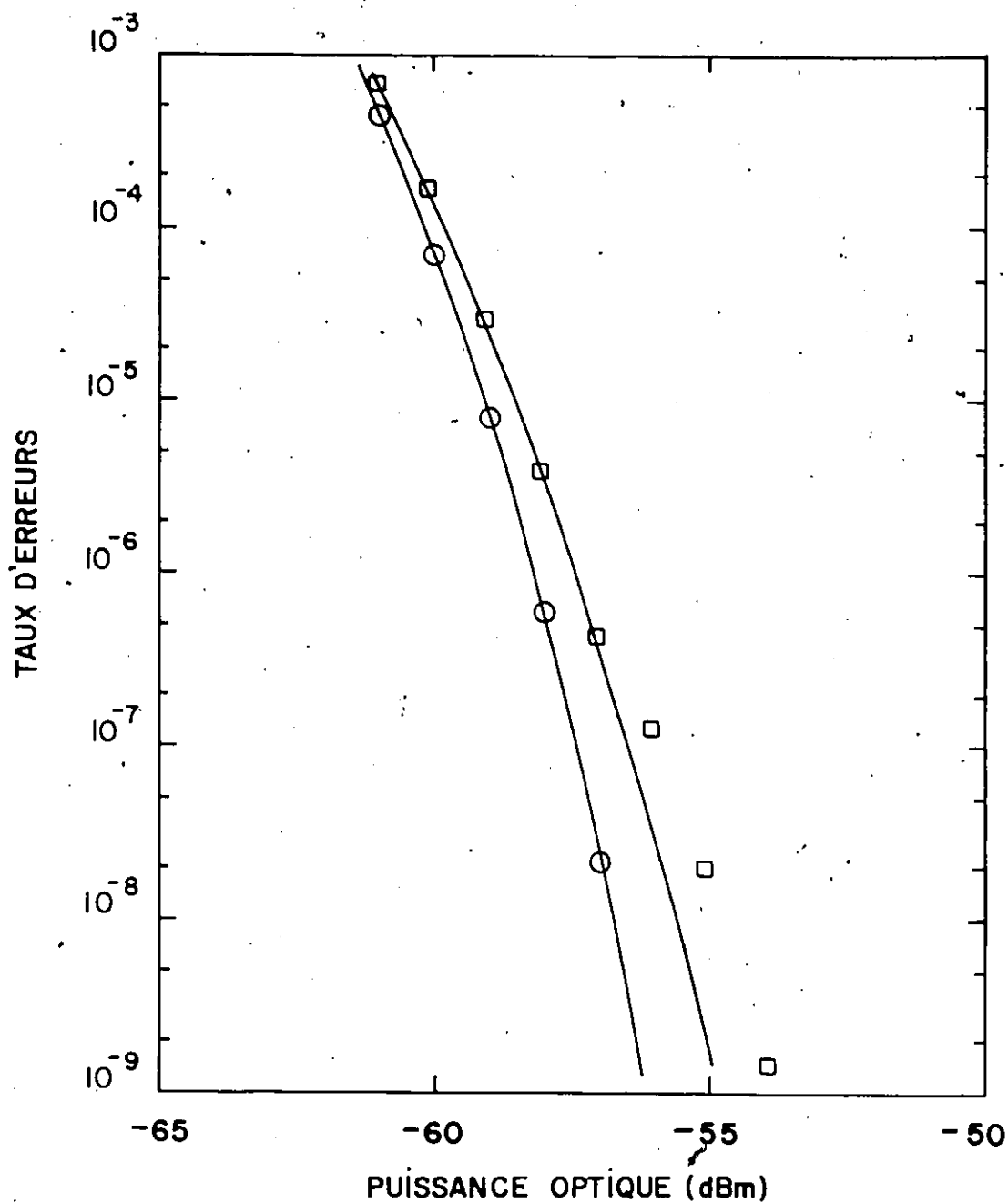


Figure 3.15 Sensibilité du récepteur en présence de bruit modal. L'atténuation au connecteur est de 6.5 dB. Les points expérimentaux en présence de bruit modal sont représentés par des carrés. La courbe qui passe par ces points a été calculée à partir de la courbe de référence - montrée sur le graphique - pour $R = 15$.

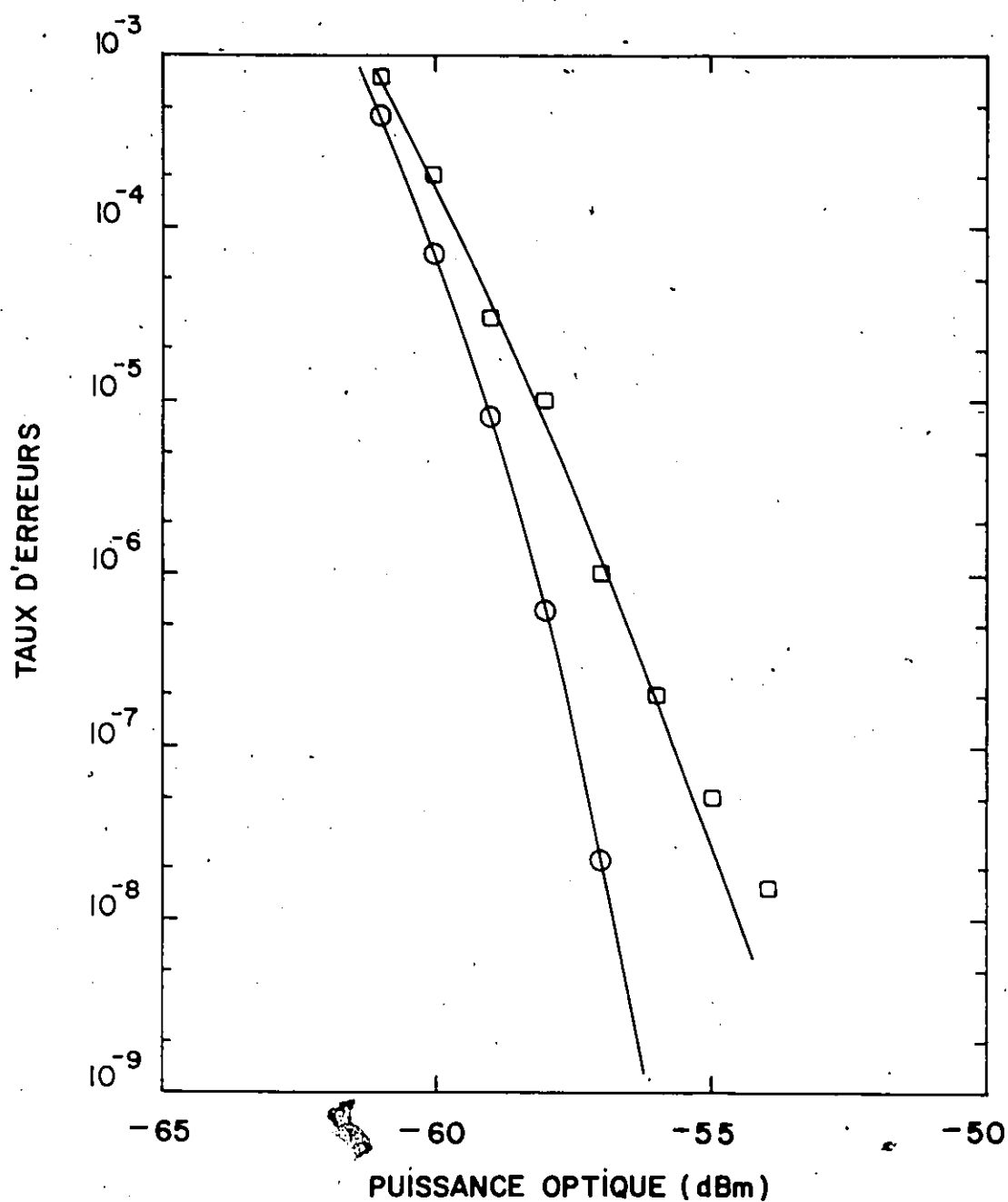


Figure 3.16 Sensibilité du récepteur en présence de bruit modal. L'atténuation du connecteur est de 8.0 dB. Les points expérimentaux sont représentés par des carrés. La courbe qui passe par ces points a été calculée à partir de la courbe de référence - montrée sur le graphique - pour $R = 12$.

Dans le cas où $A = 6.5$ dB (figure 3.15), $R = 11.6$ dB (14.5); la courbe analytique a été calculée pour $R = 15$; Dans le cas où $A = 8$ dB (figure 3.16), $R = 10.7$ dB (11.7); la courbe a été calculée pour $R = 12$. L'accord entre les résultats expérimentaux et analytiques est satisfaisant.

Nous avons également exprimé les résultats présentés aux figures 3.14 et 3.15 à la figure 3.17 sous la forme de la dégradation (dB) de la sensibilité du récepteur pour un taux de transmission de 10^{-9} en fonction de la valeur estimée du rapport signal sur bruit modal (dB). La courbe continue sur le graphique de la figure 3.17 est une courbe identique à celle de la figure 2.6. L'exemple pour lequel nous avons calculé la courbe de la figure 2.6 était en fait basé sur les valeurs expérimentales que nous avons obtenues avec le système sur lequel porte ce chapitre.

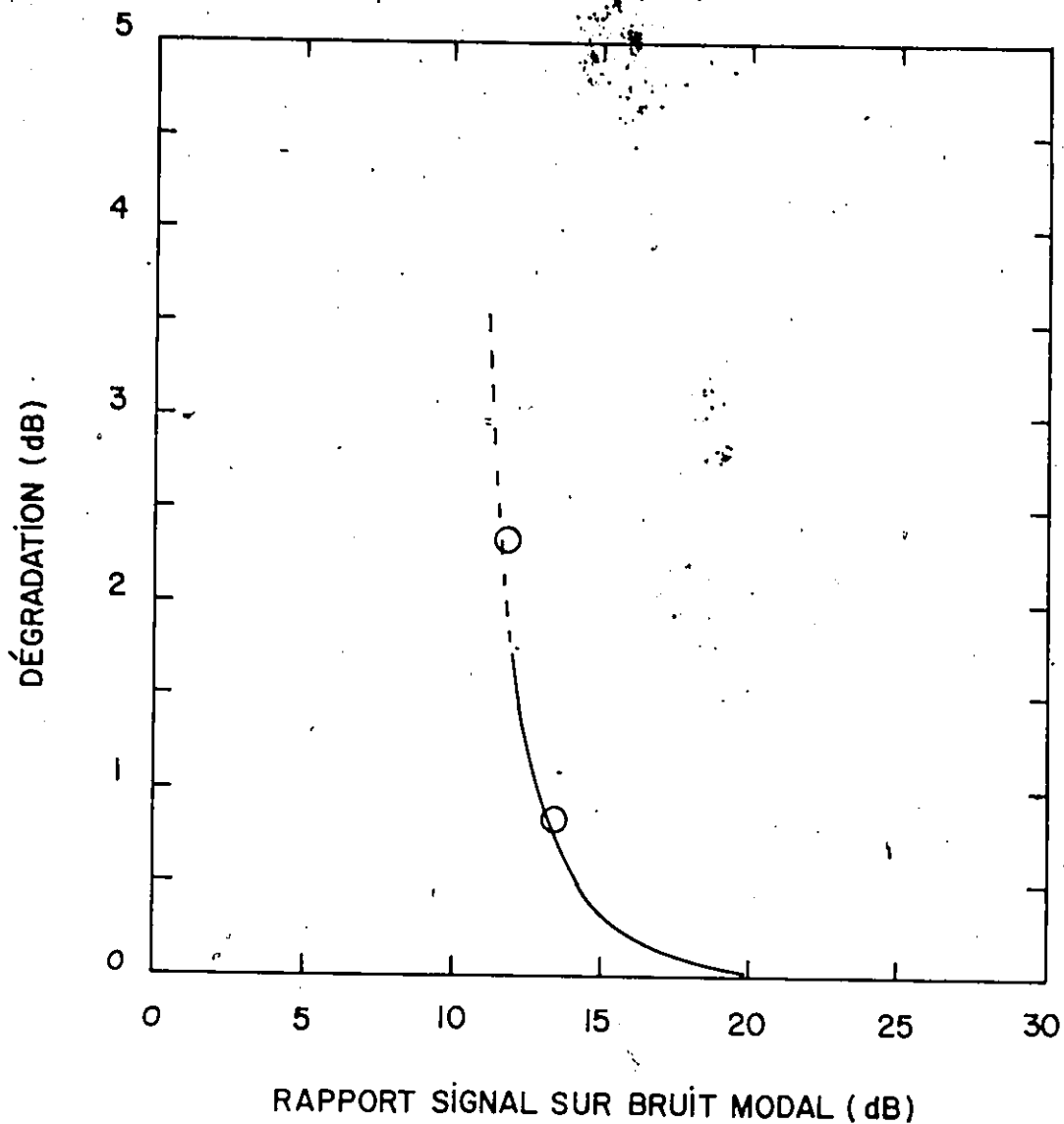


Figure 3.17 Résultats expérimentaux tirés des figures 3.14 et 3.15 exprimés sous la forme de la dégradation de la sensibilité par un taux d'erreurs de 10^{-9} en fonction de la valeur estimée du rapport signal sur bruit modal (dB), lorsque l'atténuation est de 4,0 et 6,5 dB. La courbe continue est tirée de l'exemple de la fin du deuxième chapitre (figure 2.6) qui était en fait inspirée des valeurs expérimentales obtenues dans ce chapitre.

CHAPITRE 4 CONCLUSION

Par le travail que nous avons accompli, nous avons tenté de définir les effets du bruit modal sur les performances d'un lien de transmission numérique par fibres optiques. Il est bon de mentionner que même si le bruit modal et ses effets ont déjà été remarqués sur plusieurs systèmes expérimentaux et pratiques de communications optiques^{23,6,7}, notre étude constitue la première analyse quantitative accompagnée de mesures expérimentales (à notre connaissance) jamais publiée sur les effets du bruit modal sur un lien de communication numérique. La partie originale du travail consiste en la description détaillée de la façon dont le bruit modal se présente sur un signal optique numérique et en la méthode de calcul de ses effets, que nous avons proposées et vérifiées expérimentalement. Pour juger de l'importance et de la qualité du travail et des résultats obtenus il faut voir le problème du bruit modal dans son ensemble en rapport avec le domaine des communications optiques par fibres.

Pour construire un lien de communication optique on a le choix entre deux types d'émetteurs de lumière: la diode laser et la diode électroluminescente. Si l'on adopte une diode électroluminescente, le problème du bruit modal ne se pose pas. Cela signifie cependant: 1° que la puissance optique couplée dans la fibre est (en général) 10 fois inférieure à la puissance que l'on peut coupler dans la même fibre avec une diode laser, 2° que la largeur de bande du lien de fibre optique est bien inférieure à la largeur de bande du même lien avec une diode laser à cause de la dispersion chromatique - cela se limite au cas où

$\lambda \sim 0.85 \mu\text{m}$ et non $\lambda \sim 1.3 \mu\text{m}$ - et 3° que le taux de modulation est inférieur à $\sim 50 \text{ Mb/s}$. On est alors, de façon générale, en présence d'un système de transmission à courte portée, avec un taux de transmission "lent". Pour les systèmes à hautes performances on utilise une diode laser.

Certaines diodes lasers sont dites multimodes parce qu'elles émettent un signal lumineux qui est composé de plusieurs longueurs d'ondes. De ce fait, la lumière qui parcourt la fibre optique est plus ou moins cohérente et le bruit modal est négligeable ou tout à fait absent. Les liens qui emploient de telles diodes lasers souffrent toutefois de la dispersion chromatique à $\sim 0.85 \mu\text{m}$, tandis qu'aux longueurs d'ondes de la région de $1.3 \mu\text{m}$, ce type de diodes lasers pourrait être une source idéale de signaux lumineux. La diode laser monomode procure l'avantage d'éliminer le problème de la dispersion chromatique, et c'est d'ailleurs pour cela que l'on proposait l'utilisation des diodes lasers monomodes pour les liens de transmission à longue portée avec fibres optiques multimodes. C'est alors qu'il peut y avoir production de bruit modal. (Sur les liens à longue portée avec fibre monomode, il peut y avoir également présence de bruit modal³²).

Dans la première partie du deuxième chapitre, nous avons présenté une description qualitative bien détaillée du phénomène du bruit modal. Rappelons qu'il est provoqué par une sélection modale de la lumière cohérente qui se propage dans une fibre multimode. Nous avons ajouté à cette vue qualitative du phénomène une analyse quantitative qui définit bien le bruit modal, mais elle se base sur des hypothèses assez restrictives quant à l'utilité des résultats qui en découlent. La nature parfois

très variable du phénomène nous y oblige si l'on veut le caractériser. Evidemment, cela peut parfois nous éloigner du sens pratique qu'a le bruit modal sur les systèmes de communications par fibres optiques. La discussion contenue à la section 2.2.4 met bien en évidence les soins que l'on doit prendre dans l'application des résultats analytiques sur le bruit modal qui ont été présentés aux sections 2.2.1 et 2.2.2.

Avec ces dernières considérations en tête, on comprend assez facilement qu'une analyse - tout particulièrement la première - des effets du bruit modal sur les performances d'un lien de communication numérique par fibres optiques, doive, dans un esprit pratique, être simple. En d'autres mots, puisque les conditions d'opération d'un système pratique peuvent être variables d'où le rapport signal sur bruit modal est lui aussi variable, à quoi bon étaler une théorie élégante et complexe qui ne sera pas utile de toute façon. Ce dernier énoncé est sans doute exagéré, mais c'est dans cet esprit pragmatique que nous avons abordé le problème.

Nous avons proposé une méthode de calcul des effets du bruit modal sur les performances d'un récepteur optique qui a pour résultat la courbe de taux d'erreurs en fonction de la puissance incidente au photodétecteur. Le calcul est fondé sur la courbe du taux d'erreurs en fonction de la puissance incidente au récepteur en l'absence de bruit modal et du rapport signal sur bruit modal, les deux caractéristiques étant données. Nous avons adopté pour nos calculs que tous les bruits, y compris le bruit modal, étaient de type gaussien. Le modèle considère qu'en l'absence de bruit modal, au moment effectif d'échantillonnage, le bruit

qui s'ajoute au niveau moyen "0" et le bruit qui s'ajoute au niveau moyen "1" sont d'amplitudes différentes et que leur rapport détermine la position optimale du seuil de découpage au comparateur. Le bruit modal n'affecte que le bruit sur le niveau "1" - pour les raisons énumérées à la section 2.3 - et aussi le bruit modal et le bruit déjà présent sur le signal numérique au décodeur sont indépendants.

Nous avons vérifié expérimentalement la validité des prévisions analytiques et nous avons obtenu un accord remarquable entre la théorie et la pratique, suite à des travaux expérimentaux qui ont été réalisés avec soins pour éviter toute confusion dans l'interprétation des résultats. Cet accord confirme que notre compréhension du phénomène du bruit modal est bonne puisqu'elle nous a permis de prévoir d'une manière assez juste ses effets sur la sensibilité d'un récepteur pratique. Cela est un point d'acquis.

Retenons des résultats de notre étude, que lorsque le rapport signal sur bruit modal - assujetti aux définitions et restrictions déjà établies dans notre rapport - est supérieur à 20 dB, la sensibilité du récepteur n'est pas sensiblement affectée par le bruit modal.

Le bruit modal demeure un phénomène complexe, souvent non-stationnaire et associé à d'autres phénomènes bruyants des systèmes de communications optiques avec diodes lasers monomodes. Il est affecté par la présence de connecteurs, d'épissures, de coupleurs³³, etc... . Plusieurs solutions aux problèmes ont été mentionnées tout au long du rapport et il faut retenir d'éviter la présence d'un patron d'interférence - ou d'une lumière cohérente - dans la fibre aux endroits où il s'effectue une sélection modale.

Références bibliographiques

1. "Special Issue on Optical-Fiber Communications", Proceedings of the IEEE, Vol. 68, No. 10, October 1980.
2. "Special Issue on Fiber Optics", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-26, No. 7, July 1978.
3. Howes, M.J. and Morgan, D.V. (editors), "Optical fiber communications-devices, circuits and systems", John Wiley and Sons, Chichester, 1980.
4. Sandback, C.P. (editor), "Optical fiber communication systems", John Wiley and Sons, Chichester, 1980.
5. Personick, S.D., "Optical fiber transmission systems", Plenum Press, New York, 1981.
6. Baack, C., Elze, G., Enning, B. and Walf, G., "Modal noise and optical feedback in high-speed optical systems at 0.8 μm ", Electronics Letters, Vol. 16, No. 5, 17th July, 1980, pp. 592-593.
7. Sato, K. and Asatani, K., "Analogue baseband TV transmission experiments using semiconductor laser diodes", Electronics Letters, Vol. 15, No. 24, 22nd November, 1979, pp. 794-795.

8. Marcuse, D. and Presby, H.M., "Effects of profile deformations on fiber bandwidth", Applied Optics, Vol. 18, No. 22, 15th November, 1979, pp. 3758-3763.
9. Conradi, J., Kapron, F.D. and Dymont, J.C., "Fiber-optical transmission between 0.8 and 1.4 μm ", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-25, No. 2, February 1978, pp. 180-193.
10. Siemsen, D. and Angerstein, J., "Investigation of the optical behavior of GaAs lasers operated with pulse and sinusoidal modulation", Electronics Letters, Vol. 12, No. 17, 19th August 1976, pp. 432-433.
11. Selway, P.R. and Goodwin, A.R., "Effect of d.c. bias level on the spectrum of GaAs lasers operated with short pulses", Electronics Letters, Vol. 12, No. 1, 8th January 1976, pp. 25-26.
12. Voir par exemple la brochure: "Mitsubishi laser diodes ML-3001 for optical information processing", Mitsubishi Electric Corporation (Japan), Nov. 1980, (08-E212B).
13. Personick, S.D., "Receiver design for digital fiber optic communication systems, part I and II", B.S.T.J., Vol. 52, No. 6, July-August, 1973, pp. 843-886.
14. Personick, S.D., "Receiver design for optical fiber systems", Proceedings of the IEEE, Vol. 65, No. 12, December 1977, pp. 1670-1678.

15. Personick, S.D., Balaban, P. and Bobsin, J.H., "A detailed comparison of four approaches to the calculation of the sensitivity of optical fiber system receivers", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-25, No. 5, May 1977, pp. 541-548.
16. Alabedra, R., Maille, C., Said, T. et Lecoy, G., "Détermination du facteur de multiplication M pour un fonctionnement optimal des photodétecteurs à avalanche", Ann. Télécommunication, Vol. 35, No. 5-6, 1980, pp. 193-198.
17. Baack, C. and Grobkopf, G., "Noise properties of opto-electronic receivers in 50 Ω technique", J. Opt. Comm., Vol. 2, No. 1, pp. 26-28.
18. Smith, R.G., "Detectors and receivers for optical fiber application", Proceedings of the international symposium on circuits and systems, New York, May 17-19, pp. 20-24.
19. Okano, Y., Nakagawa, K. and Takeshi, I., "Laser mode partition noise evaluation for optical fiber transmission", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-28, No. 2, February 1980, pp. 238-243.
20. Hirota, O., and Suematsu, Y., "Noise properties of injection lasers due to reflected waves", IEEE J. of Quantum Electronics, Vol. QE-15, No. 3, March 1979, pp. 142-149.
21. Kuwahara, H., "Optical isolator for semiconductor lasers", Applied Optics, Vol. 19, No. 2, 15th January 1980, pp. 319-323.

22. Arnold, G. and Petermann, K., "Intrinsic noise of semiconductor lasers in optical communication systems", Optical and Quantum Electronics, Vol. 12, 1980, pp. 207-219.
23. Epworth, R.E., "The phenomenon of modal noise in analogue and digital optical fiber systems", Proceedings of fourth European conference on optical communication, Genoa, September 12-15, 1978, pp. 492-501.
24. Daino, B., De Marchis, G. and Piazzolia, S., "Analysis and measurement of modal noise in an optical fiber", Electronics Letters, Vol. 15, No. 23, 8th November 1979, pp. 755-756.
25. Olesen, H., "Dependence of modal noise on source coherence and fiber length", Electronics Letters, Vol. 16, No. 6, 13th March 1980, pp. 217-218.
26. Hill, K.O., Tremblay, Y. and Kawasaki, B.S., "Modal noise in multimode fiber links: theory and experiment", Optics Letters, Vol. 5, No. 6, June 1980, pp. 270-272.
27. Rawson, E.G., Goodman, J.W. and Norton, R.E., "Analysis and measurement of the modal-noise probability distribution for a step-index optical fiber", Optics Letters, Vol. 5, No. 8, August 1980, pp. 357-358.
28. Crosignani, B., Daino, B. and Di Porto, P., "Interference of mode patterns in optical fibers", Optics Communications, Vol. 11, No. 2, June 1974, pp. 178-179.

29. Tremblay, Y., Kawasaki, B.S. and Hill, K.O., "Modal noise in optical fibers: open and closed speckle pattern regimes", Applied Optics, Vol. 20. No. 9, 1st May 1981, pp. 1652-1655.
30. Goodman, J.W. and Rawson, E.G., "Statistics of modal noise in fibers; a case of constrained speckle", Optics Letters, Vol. 6, No. 7, July 1981, pp. 324-326.
31. Hullet, J.L. and Muoi, T.V., "A feedback receiver amplifier for optical transmission systems", IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-24, No. 10, October 1976, pp. 1180-1185.
32. Heckmann, S., "Modal noise in single-mode fibers", Optics Letters, Vol. 6, No. 4, April 1981, pp. 201-203.
33. Kawasaki, B.S., Hill, K.O. and Tremblay, Y., "Modal noise generation in biconical taper couplers", Optics Letters, Vol. 6, No. 10, October 1981, pp. 499-502.