

**NORME  
INTERNATIONALE  
INTERNATIONAL  
STANDARD**

**CEI  
IEC**

**61280-2-10**

Première édition  
First edition  
2005-07

**Procédures d'essai des sous-systèmes de  
télécommunications à fibres optiques –**

**Partie 2-10:  
Systèmes numériques –  
Mesure de la fluctuation de la longueur d'onde  
résolue dans le temps et du facteur alpha  
des émetteurs laser**

**Fibre optic communication subsystem  
test procedures –**

**Part 2-10:  
Digital systems –  
Time-resolved chirp and alpha-factor  
measurement of laser transmitters**



Numéro de référence  
Reference number  
CEI/IEC 61280-2-10:2005

## **Numérotation des publications**

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000. Ainsi, la CEI 34-1 devient la CEI 60034-1.

## **Editions consolidées**

Les versions consolidées de certaines publications de la CEI incorporant les amendements sont disponibles. Par exemple, les numéros d'édition 1.0, 1.1 et 1.2 indiquent respectivement la publication de base, la publication de base incorporant l'amendement 1, et la publication de base incorporant les amendements 1 et 2.

## **Informations supplémentaires sur les publications de la CEI**

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique. Des renseignements relatifs à cette publication, y compris sa validité, sont disponibles dans le Catalogue des publications de la CEI (voir ci-dessous) en plus des nouvelles éditions, amendements et corrigenda. Des informations sur les sujets à l'étude et l'avancement des travaux entrepris par le comité d'études qui a élaboré cette publication, ainsi que la liste des publications parues, sont également disponibles par l'intermédiaire de:

- **Site web de la CEI ([www.iec.ch](http://www.iec.ch))**
- **Catalogue des publications de la CEI**

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI ([www.iec.ch/searchpub](http://www.iec.ch/searchpub)) vous permet de faire des recherches en utilisant de nombreux critères, comprenant des recherches textuelles, par comité d'études ou date de publication. Des informations en ligne sont également disponibles sur les nouvelles publications, les publications remplacées ou retirées, ainsi que sur les corrigenda.

- **IEC Just Published**

Ce résumé des dernières publications parues ([www.iec.ch/online\\_news/justpub](http://www.iec.ch/online_news/justpub)) est aussi disponible par courrier électronique. Veuillez prendre contact avec le Service client (voir ci-dessous) pour plus d'informations.

- **Service clients**

Si vous avez des questions au sujet de cette publication ou avez besoin de renseignements supplémentaires, prenez contact avec le Service clients:

Email: [custserv@iec.ch](mailto:custserv@iec.ch)

Tél: +41 22 919 02 11

Fax: +41 22 919 03 00

## **Publication numbering**

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series. For example, IEC 34-1 is now referred to as IEC 60034-1.

## **Consolidated editions**

The IEC is now publishing consolidated versions of its publications. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

## **Further information on IEC publications**

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology. Information relating to this publication, including its validity, is available in the IEC Catalogue of publications (see below) in addition to new editions, amendments and corrigenda. Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is also available from the following:

- **IEC Web Site ([www.iec.ch](http://www.iec.ch))**
- **Catalogue of IEC publications**

The on-line catalogue on the IEC web site ([www.iec.ch/searchpub](http://www.iec.ch/searchpub)) enables you to search by a variety of criteria including text searches, technical committees and date of publication. Online information is also available on recently issued publications, withdrawn and replaced publications, as well as corrigenda.

- **IEC Just Published**

This summary of recently issued publications ([www.iec.ch/online\\_news/justpub](http://www.iec.ch/online_news/justpub)) is also available by email. Please contact the Customer Service Centre (see below) for further information.

- **Customer Service Centre**

If you have any questions regarding this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre:

Email: [custserv@iec.ch](mailto:custserv@iec.ch)

Tel: +41 22 919 02 11

Fax: +41 22 919 03 00

**NORME  
INTERNATIONALE  
INTERNATIONAL  
STANDARD**

**CEI  
IEC**

**61280-2-10**

Première édition  
First edition  
2005-07

**Procédures d'essai des sous-systèmes de  
télécommunications à fibres optiques –**

**Partie 2-10:  
Systèmes numériques –  
Mesure de la fluctuation de la longueur d'onde  
résolue dans le temps et du facteur alpha  
des émetteurs laser**

**Fibre optic communication subsystem  
test procedures –**

**Part 2-10:  
Digital systems –  
Time-resolved chirp and alpha-factor  
measurement of laser transmitters**

© IEC 2005 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'éditeur.

No part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from the publisher.

International Electrotechnical Commission, 3, rue de Varembé, PO Box 131, CH-1211 Geneva 20, Switzerland  
Telephone: +41 22 919 02 11 Telefax: +41 22 919 03 00 E-mail: [inmail@iec.ch](mailto:inmail@iec.ch) Web: [www.iec.ch](http://www.iec.ch)



Commission Electrotechnique Internationale  
International Electrotechnical Commission  
Международная Электротехническая Комиссия

**CODE PRIX  
PRICE CODE**

T

*Pour prix, voir catalogue en vigueur  
For price, see current catalogue*

## SOMMAIRE

AVANT-PROPOS .....	6
1 Domaine d'application .....	10
2 Contexte.....	10
3 Abréviations .....	12
4 Définition de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps.....	12
5 Modélisation des caractéristiques de l'émetteur.....	14
6 Vue d'ensemble des méthodes de mesure de la fluctuation de la longueur d'onde .....	16
7 Méthode du discriminateur en fréquence .....	22
7.1 Appareillage .....	22
7.2 Procédure .....	24
8 Méthode du monochromateur .....	26
8.1 Appareillage .....	26
8.2 Procédure .....	28
9 Calculs du facteur alpha .....	30
9.1 Facteur alpha en fonction du temps, $\alpha(t)$ .....	30
9.2 Facteur alpha moyen, $\alpha_{\text{moy}}$ .....	32
9.3 Facteur alpha en fonction de la puissance, $\alpha(P)$ .....	32
10 Documentation .....	32
Annexe A (informative) Vérification du montage de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps et des calculs.....	34
Annexe B (informative) Méthodes de modulation de l'émetteur optique.....	36
Bibliographie.....	46
Figure 1 – Mesure type de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps.....	14
Figure 2 – Schéma simplifié de la méthode du discriminateur en fréquence .....	16
Figure 3 – La méthode du discriminateur en fréquence nécessite une mesure au niveau du point de quadrature de l'interféromètre .....	18
Figure 4 – Dans la méthode de la porte optique résolue en fréquence, le spectre provenant d'un signal à porte optique est mesuré sur un ASO .....	20
Figure 5 – Schéma fonctionnel simplifié de la méthode du monochromateur.....	20
Figure 6 – Afin d'obtenir une dispersion faible, une configuration à double pas est généralement utilisée.....	22
Figure 7 – Montage de la méthode du discriminateur en fréquence.....	22
Figure 8 – Montage de la méthode du monochromateur .....	26
Figure 9 – Exemple de tracé du facteur alpha en fonction du temps pour un laser modulé à électro-absorption.....	30
Figure 10 – Facteur alpha en fonction de la puissance pour (a) un laser modulé directement et (b) un laser modulé à électro-absorption.....	32
Figure A.1 – Modulation seulement en phase observée sur (a) un ASO et (b) un montage de mesure de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps .....	34
Figure B.1 – Représentation schématique d'un laser modulé directement .....	36

## CONTENTS

FOREWORD .....	7
1 Scope .....	11
2 Background .....	11
3 Abbreviations .....	13
4 Definition of time-resolved chirp .....	13
5 Modelling transmitter behaviour .....	15
6 Overview of chirp measurement methods .....	17
7 Frequency discriminator method .....	23
7.1 Apparatus .....	23
7.2 Procedure .....	25
8 Monochromator method .....	27
8.1 Apparatus .....	27
8.2 Procedure .....	29
9 Alpha-factor calculations .....	31
9.1 Alpha factor versus time, $\alpha(t)$ .....	31
9.2 Average alpha factor, $\alpha_{\text{avg}}$ .....	33
9.3 Alpha factor versus power, $\alpha(P)$ .....	33
10 Documentation .....	33
Annex A (informative) Verification of TRC set-up and calculations .....	35
Annex B (informative) Optical transmitter modulation methods .....	37
Bibliography .....	47
Figure 1 – A typical TRC measurement .....	15
Figure 2 – Simplified diagram for the frequency discriminator method .....	17
Figure 3 – The frequency discriminator method requires measurement at the quadrature point of the interferometer .....	19
Figure 4 – In the FROG method, the spectrum from an optically-gated signal is measured on an OSA .....	21
Figure 5 – Simplified block diagram for the monochromator method .....	21
Figure 6 – To obtain low dispersion, a double-pass configuration is typically used .....	23
Figure 7 – Set-up for the frequency discriminator method .....	23
Figure 8 – Set-up for the monochromator method .....	27
Figure 9 – An example plot of alpha versus time for an EML .....	31
Figure 10 – Alpha factor versus power for (a) a DM laser and (b) an EML .....	33
Figure A.1 – Pure phase modulation observed on (a) an OSA and (b) a TRC measurement set-up .....	35
Figure B.1 – Schematic representation of a directly modulated laser .....	37

Figure B.2 – Un laser modulé directement a une fluctuation de la longueur d'onde transitoire et adiabatique significative .....	38
Figure B.3 – Représentation schématique d'un laser modulé à électro-absorption .....	40
Figure B.4 – Fluctuation de la longueur d'onde d'un laser modulé à électro-absorption avec une fluctuation de la longueur d'onde transitoire normale .....	40
Figure B.5 – Fluctuation de la longueur d'onde d'un laser modulé à électro-absorption avec une caractéristique transitoire supplémentaire.....	42
Figure B.6 – Représentation schématique d'un modulateur de Mach-Zehnder .....	44
Figure B.7 – Mesure de la fluctuation de la longueur d'onde sur un modulateur de Mach-Zehnder présentant uniquement une fluctuation de la longueur d'onde transitoire .....	44
Tableau 1 – Fréquence instantanée, $f_i$ pour chaque intervalle de temps, $t_i$ et moyenne calculée pondérée en fréquence, $\Delta f(t)$ .....	18

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61280-2-10:2005

Figure B.2 – A directly modulated laser has significant transient and adiabatic chirp .....	39
Figure B.3 – Schematic representation of an EML.....	41
Figure B.4 – Chirp of an EML with normal transient chirp.....	41
Figure B.5 – Chirp of an EML with an additional transient characteristic .....	43
Figure B.6 – Schematic representation of a Mach-Zehnder modulator.....	45
Figure B.7 – Chirp measurement on a Mach-Zehnder modulator showing only transient chirp .....	45
Table 1 – Instantaneous frequency, $f_i$ for each time slot, $t_i$ and the calculated weighted-average frequency, $\Delta f(t)$ . .....	19

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61280-2-10:2005

## COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

### PROCÉDURES D'ESSAI DES SOUS-SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS À FIBRES OPTIQUES –

#### Partie 2-10: Systèmes numériques – Mesure de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps et du facteur alpha des émetteurs laser

#### AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI – entre autres activités – publie des Normes internationales, des Spécifications techniques, des Rapports techniques, des Spécifications accessibles au public (PAS) et des Guides (ci-après dénommés "Publication(s) de la CEI"). Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de la CEI se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de la CEI. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que la CEI s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; la CEI ne peut pas être tenue responsable de l'éventuelle mauvaise utilisation ou interprétation qui en est faite par un quelconque utilisateur final.
- 4) Dans le but d'encourager l'unification internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent à appliquer de façon transparente, dans toute la mesure possible, les normes internationales de la CEI dans leurs normes nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de la CEI et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) La CEI n'a prévu aucune procédure de marquage valant indication d'approbation et n'engage pas sa responsabilité pour les équipements déclarés conformes à une de ses Publications.
- 6) Tous les utilisateurs doivent s'assurer qu'ils sont en possession de la dernière édition de cette publication.
- 7) Aucune responsabilité ne doit être imputée à la CEI, à ses administrateurs, employés, auxiliaires ou mandataires, y compris ses experts particuliers et les membres de ses comités d'études et des Comités nationaux de la CEI, pour tout préjudice causé en cas de dommages corporels et matériels, ou de tout autre dommage de quelque nature que ce soit, directe ou indirecte, ou pour supporter les coûts (y compris les frais de justice) et les dépenses découlant de la publication ou de l'utilisation de cette Publication de la CEI ou de toute autre Publication de la CEI, ou au crédit qui lui est accordé.
- 8) L'attention est attirée sur les références normatives citées dans cette publication. L'utilisation de publications référencées est obligatoire pour une application correcte de la présente publication.

La Commission Électrotechnique Internationale (CEI) attire l'attention sur le fait que l'on demande que la conformité au présent document puisse entraîner l'utilisation d'un brevet concernant le monochromateur à double pas décrit aux articles 2.4 et 4.1.

La CEI ne prend pas position concernant la preuve, la validité et le domaine d'application de ce droit de propriété industrielle.

Le détenteur de ce droit de propriété industrielle a assuré la CEI qu'il est prêt à négocier des licences en des termes et conditions raisonnables et non-discriminatoires, avec les demandeurs à travers le monde. À ce sujet, la déclaration du détenteur du droit de propriété industrielle est enregistrée auprès de la CEI. Des informations peuvent être obtenues auprès de:

Agilent Technologies.  
Palo Alto, CA  
USA

L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Norme internationale peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle distincts de ceux identifiés ci-dessus. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

## INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**FIBRE OPTIC COMMUNICATION SUBSYSTEM  
TEST PROCEDURES –****Part 2-10: Digital systems –  
Time-resolved chirp and alpha-factor measurement  
of laser transmitters****FOREWORD**

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as "IEC Publication(s)"). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with an IEC Publication.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the Normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.

The International Electrotechnical Commission (IEC) draws attention to the fact that it is claimed that compliance with this document may involve the use of a patent concerning the double-pass monochromator described in subclauses 2.4 and 4.1.

The IEC takes no position concerning the evidence, validity and scope of this patent right.

The holder of this patent right has assured the IEC that he is willing to negotiate licenses under reasonable and non-discriminatory terms and conditions with applicants throughout the world. In this respect, the statement of the holder of this patent right is registered with the IEC. Information may be obtained from:

Agilent Technologies  
Palo Alto, CA  
USA

Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this International Standard may be the subject of patent rights other than those identified above. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

La Norme internationale CEI 61280-2-10 a été établie par le sous-comité 86C: Systèmes et dispositifs actifs à fibres optiques, du comité d'études 86 de la CEI: Fibres optiques.

La présente norme annule et remplace la CEI/PAS 61280-2-10 parue en 2003. Cette première édition constitue une révision technique.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
86C/663/FDIS	86C/675/RVD

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cette norme.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/CEI, Partie 2.

La CEI 61280 comprend les parties suivantes, présentées sous le titre général *Procédures d'essai des sous-systèmes de télécommunications à fibres optiques*<sup>1)</sup>:

Partie 1: Sous-systèmes généraux de télécommunication <sup>2)</sup>

Partie 2: Systèmes numériques <sup>3)</sup>

Partie 4: Installation de câbles et liens <sup>4)</sup>

La Partie 3 est en préparation.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant la date du résultat de la maintenance indiquée sur le site web de la CEI à l'adresse suivante: "<http://webstore.iec.ch>", dans les données liées à la publication spécifique. A cette date, la publication sera

- reconduite,
- supprimée,
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

<sup>1)</sup> Le titre général de la série CEI 61280 a changé. D'autres parties ont été publiées sous le titre général *Procédures d'essai de base des sous-systèmes de télécommunication à fibres optiques*

<sup>2)</sup> Le titre de la Partie 1 a changé. Les Parties 1-1 et 1-3 ont été publiées sous le titre *Procédures d'essai des sous-systèmes généraux de télécommunication*.

<sup>3)</sup> Le titre de la Partie 2 a changé. Les Parties 2-1, 2-2, 2-4 et 2-5 ont été publiées sous le titre *Procédures d'essai des systèmes numériques*.

<sup>4)</sup> Le titre de la Partie 4 a changé. La Partie 4-2 a été publiée sous le titre *Installation de câbles à fibres optiques*.

International Standard IEC 61280-2-10 has been prepared by subcommittee 86C: Fibre optic systems and active devices, of IEC technical committee 86: Fibre optics.

This standard cancels and replaces IEC/PAS 61280-2-10 published in 2003. This first edition constitutes a technical revision.

The text of this standard is based on the following documents:

FDIS	Report on voting
86C/663/FDIS	86C/675/RVD

Full information on the voting for the approval of this standard can be found in the report on voting indicated in the above table.

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 2.

IEC 61280 consists of the following parts under the general title *Fibre optic communication subsystem test procedures*<sup>1)</sup>:

Part 1: General communication subsystems <sup>2)</sup>

Part 2: Digital systems <sup>3)</sup>

Part 4: Cable plant and links <sup>4)</sup>

Part 3 is in preparation.

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until the maintenance result date indicated on the IEC web site under "http://webstore.iec.ch" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

- reconfirmed,
- withdrawn,
- replaced by a revised edition, or
- amended.

<sup>1)</sup> The general title of the IEC 61280 series has changed. Previous parts were published under the general title *Fibre optic communication subsystem basic test procedures*

<sup>2)</sup> The title of Part 1 has changed. Parts 1-1 and 1-3 were published under the title *Test procedures for general communication subsystems*.

<sup>3)</sup> The title of Part 2 has changed. Parts 2-1, 2-2, 2-4 and 2-5 were published under the title *Test procedures for digital systems*.

<sup>4)</sup> The title of Part 4 has changed. Part 4-2 was published under the title *Fibre optic cable plant*.

## PROCÉDURES D'ESSAI DES SOUS-SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS À FIBRES OPTIQUES –

### Partie 2-10: Systèmes numériques – Mesure de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps et du facteur alpha des émetteurs laser

#### 1 Domaine d'application

La présente partie de la CEI 61280 établit des procédures normalisées de mesure de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps (TRC, *time-resolved chirp*) sur les émetteurs laser. Le calcul du facteur alpha, mesure de la fluctuation de la longueur d'onde transitoire, est dérivé des données mesurées de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps. La présente norme couvre également un moyen de vérifier les montages de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps, les calculs (Annexe A), ainsi qu'un passage en revue des méthodes de modulation laser et la relation entre la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps et la performance dans un système de transmission.

#### 2 Contexte

La compréhension des effets de la fluctuation de la longueur d'onde sur la transmission des signaux est d'une importance capitale pour le concepteur du système. La fluctuation de la longueur d'onde peut avoir deux effets différents dans les systèmes de transmission. Le premier effet est dû au fait que la fluctuation de la longueur d'onde peut interagir avec la dispersion de la fibre afin d'élargir ou de retrécir l'impulsion le long de la fibre. Cela entraînera une pénalité du chemin positive ou négative, qui diminue ou augmente la distance sur laquelle le signal peut se propager dans un système sans régénération. Le signe de la pénalité dépend à la fois du signe de la fluctuation de la longueur d'onde et du signe de la dispersion de la fibre. Le deuxième effet est dû au fait que la fluctuation de la longueur d'onde peut élargir le spectre transmis limitant l'espacement entre canaux et en interférant avec des canaux adjacents dans un environnement de multiplexage ultra-dense par répartition en longueur d'onde, même à de courtes distances.

La pénalité du chemin entraîne une réduction apparente de la sensibilité du récepteur due à la distorsion de la forme d'onde du signal au cours de sa transmission sur le chemin. Une pénalité du chemin négative correspond à une augmentation apparente de la sensibilité du récepteur. La pénalité du chemin se manifeste par un décalage des courbes du taux d'erreur binaire (TEB) du système vers des niveaux de puissance d'entrée supérieurs ou inférieurs. Une pénalité de la fluctuation de la longueur d'onde positive est définie comme le rapport signal sur bruit (SNR, *signal-to-noise ratio*) supplémentaire requis au niveau du récepteur en raison de la fluctuation de la longueur d'onde du laser afin de maintenir un TEB dans un système avec une dispersion spécifiée.

La mesure directe de la pénalité de la fluctuation de la longueur d'onde est difficile parce qu'elle nécessite un émetteur sans fluctuation de la longueur d'onde avec le même diagramme d'intensité que le dispositif en essai (DEE). En raison de cette difficulté, la pénalité de la fluctuation de la longueur d'onde est souvent déduite d'une mesure de la pénalité du chemin. Une mesure de la pénalité du chemin implique la substitution d'une fibre de dispersion chromatique connue dans le chemin du signal et la mesure de la puissance supplémentaire (rapport signal sur bruit) nécessaire pour obtenir le TEB spécifié. Cette mesure est fastidieuse, prend beaucoup de temps et suppose que la mesure est dominée par le facteur de pénalité de la fluctuation de la longueur d'onde. Ceci a conduit de nombreux concepteurs et fabricants d'émetteurs et de systèmes à estimer la pénalité de la fluctuation de la longueur d'onde (ou de la dispersion) à l'aide de données de la fluctuation de la longueur d'onde résolues dans le temps directement ou avec des paramètres de la fluctuation de la longueur d'onde dérivés qui sont soit modélisés soit mesurés.

## FIBRE OPTIC COMMUNICATION SUBSYSTEM TEST PROCEDURES –

### Part 2-10: Digital systems – Time-resolved chirp and alpha-factor measurement of laser transmitters

#### 1 Scope

This part of IEC 61280 sets forth standard procedures for measuring time-resolved chirp (TRC) on laser transmitters. The calculation of alpha-factor, a measure of transient chirp, is derived from the measured TRC data. Also covered is a means to verify the TRC set-ups and calculations (Annex A) and a review of laser modulation methods and the relationship of TRC to performance in a transmission system.

#### 2 Background

Understanding the effects of chirp on the transmission of signals is of great importance to the system designer. Chirp can have two separate outcomes in transmission systems. The first is that the chirp can interact with the fibre dispersion to broaden or narrow the pulse along the fibre. This will cause a positive or negative path penalty, which ultimately decreases or increases the distance over which the signal can propagate in a system without regeneration. The sign of the penalty depends upon both the sign of the chirp and the sign of the fibre dispersion. The second is that chirp can broaden the transmitted spectrum limiting the channel spacing by interfering with adjacent channels in an ultra-dense WDM environment, even at short-haul distances.

The path penalty is the apparent reduction of receiver sensitivity due to distortion of the signal waveform during its transmission over the path. A negative path penalty corresponds to an apparent increase of receiver sensitivity. The path penalty is manifested as a shift of the system's bit error ratio (BER) curves toward higher or lower input power levels. A positive chirp penalty is defined as the additional signal-to-noise ratio (SNR) required at the receiver due to laser chirp to maintain a BER in a system with specified dispersion.

Measuring chirp penalty directly is difficult because it requires a chirp-free transmitter with the identical intensity pattern as the device under test (DUT). Because of this difficulty, chirp penalty is often inferred from a path penalty measurement. A path penalty measurement involves substituting a fibre of known chromatic dispersion into the signal path and measuring the additional power (SNR) required to achieve the specified BER. This measurement is tedious and time consuming and assumes that the measurement is dominated by the chirp penalty term. This has led many transmitter and system designers and manufacturers to estimate the chirp (or dispersion) penalty using time-resolved chirp data directly or with derived chirp parameters that are either modelled or measured.

Afin de réduire le coût des systèmes de transmission à multiplexage dense par répartition en longueur d'onde, des émetteurs de coût plus faible sont en cours de conception et d'installation. Le contrôle de la quantité de la fluctuation de la longueur d'onde présente dans ces émetteurs de coût plus faible est la clé de leur succès dans le réseau. [1]<sup>5</sup>

### 3 Abréviations

TEB	Taux d'erreur binaire (Bit-error ratio)
DCA	Analyseur de communications numériques ( <i>Digital communications analyser</i> )
DFB	Laser à rétroaction répartie ( <i>Distributed feedback laser</i> )
DM	Laser modulé directement ( <i>Directly modulated laser</i> )
DEE	Dispositif en essai ( <i>Device under test</i> )
DWDM	Multiplexage dense par répartition en longueur d'onde ( <i>Dense wavelength-division multiplexing</i> )
EAM	Modulateur à électro-absorption ( <i>Electro-absorption modulator</i> )
EDFA	Amplificateur à fibre dopée à l'erbium ( <i>Erbium-doped fibre amplifier</i> )
EML	Laser modulé à électro-absorption ( <i>Electro-absorption modulated laser</i> )
FFT	Transformée rapide de Fourier ( <i>Fast Fourier transform</i> )
FROG	Porte optique résolue en fréquence ( <i>Frequency-resolved optical gating</i> )
FSR	Gamme spectrale libre ( <i>Free spectral range</i> )
NRZ	Non-retour à zéro ( <i>Non-return-to-zero</i> )
ASO	Analyseur de spectre optique ( <i>Optical spectrum analyser</i> )
PMF	Fibre maintenant la polarisation ( <i>Polarisation maintaining fibre</i> )
PRBS	Séquence binaire pseudo-aléatoire ( <i>Pseudo-random binary sequence</i> )
SLM	Mode longitudinal unique ( <i>Single longitudinal mode</i> )
SNR	Rapport signal sur bruit ( <i>Signal-to-noise ratio</i> )
SOP	Etat de polarisation ( <i>State of polarisation</i> )
TRC	Fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps ( <i>Time-resolved chirp</i> )
WDM	Multiplexage par répartition en longueur d'onde ( <i>Wavelength-division multiplexing</i> )

### 4 Définition de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps

La fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps (également désignée par fluctuation de la longueur d'onde dynamique) est la variation temporelle de la fréquence optique instantanée d'un émetteur. La fluctuation de la longueur d'onde est également exprimée dans les documents par le taux de variation temporel de la phase de l'onde électromagnétique se propageant; elle est ainsi une dérivée temporelle et l'unité s'exprime comme l'inverse du temps (Hz). [2] Elle est généralement exprimée par  $\Delta f(t)$ , la différence par rapport à la fréquence optique moyenne. La puissance optique instantanée,  $P(t)$ , est utilisée conjointement à  $\Delta f(t)$  afin de décrire complètement le signal optique.

5) Les chiffres entre crochets se réfèrent à la bibliographie.

In order to bring the cost of DWDM transmission systems down, lower cost transmitters are being designed and deployed. Controlling the amount of chirp present in these lower cost transmitters is key to their success in the network. [1]<sup>5</sup>

### 3 Abbreviations

BER	Bit-error ratio
DCA	Digital communications analyser
DFB	Distributed feedback laser
DM	Directly modulated laser
DUT	Device under test
DWDM	Dense wavelength-division multiplexing
EAM	Electro-absorption modulator
EDFA	Erbium-doped fibre amplifier
EML	Electro-absorption modulated laser
FFT	Fast Fourier transform
FROG	Frequency-resolved optical gating
FSR	Free spectral range
NRZ	Non-return-to-zero
OSA	Optical spectrum analyser
PMF	Polarisation maintaining fibre
PRBS	Pseudo-random binary sequence
SLM	Single longitudinal mode
SNR	Signal-to-noise ratio
SOP	State of polarisation
TRC	Time-resolved chirp
WDM	Wavelength-division multiplexing

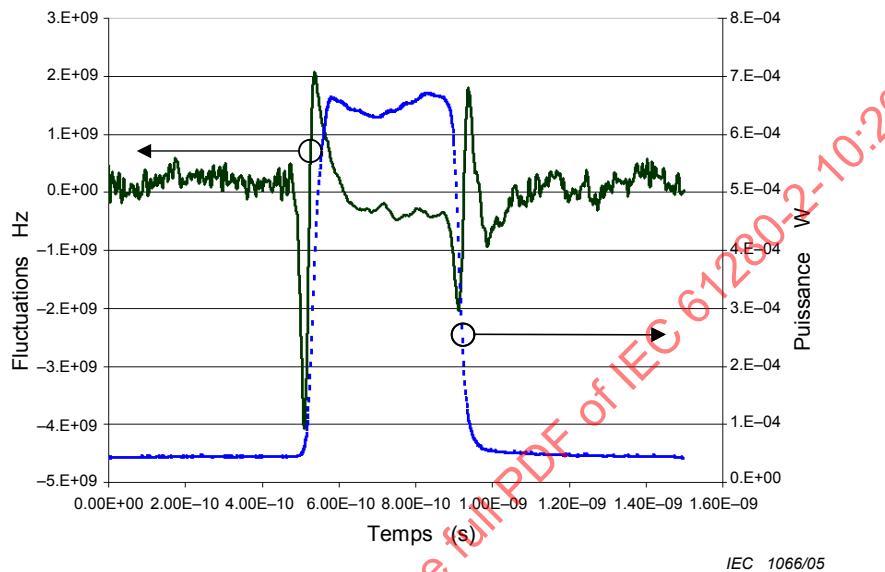
### 4 Definition of time-resolved chirp

Time-resolved chirp (also referred to as dynamic chirp) is the time variation of the instantaneous optical frequency of a transmitter. Chirp is also expressed in the literature by temporal rate of change of the phase of the propagating electromagnetic wave; as such it is a time derivative and bares units of inverse of time (Hz). [2] It is typically expressed as  $\Delta f(t)$ , the difference from the average optical frequency. The instantaneous optical power,  $P(t)$ , is used in conjunction with  $\Delta f(t)$  to completely describe the optical signal.

---

5) Figures in square brackets refer to the bibliography.

Les mesures sont acquises dans le domaine temporel à l'aide d'un déclenchement qui est synchrone avec un schéma de modulation à séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS, *pseudo-random binary sequence*). Comme décrit ci-dessus, il existe deux composantes de la mesure de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps. La forme d'onde optique,  $P(t)$ , est celle qui serait affichée avec un récepteur optique à large bande et un oscilloscope. La fluctuation de la longueur d'onde ou la forme d'onde en fréquence,  $\Delta f(t)$ , indique que la fréquence du laser varie également lorsque le laser est modulé avec les données. La Figure 1 représente un résultat type de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps.



**Figure 1 – Mesure type de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps**

## 5 Modélisation des caractéristiques de l'émetteur

Dans un signal modulé, la variation en fréquence peut être modélisée comme la somme d'un facteur de déphasage et d'un facteur de décalage en fréquence. Un déphasage abrupt devient une transitoire en fréquence. Les deux facteurs sont généralement désignés par *transitoire* et *adiabatique*, respectivement. Une équation générale pour la fluctuation de la longueur d'onde [2] est donnée par:

$$\Delta f(t) = \frac{\alpha}{4\pi} \left[ \frac{\frac{dP}{dt}}{P} + K_1 P - \frac{K_2}{P} \right] \quad (1)$$

où  $\Delta f(t)$  est la différence par rapport à la fréquence optique moyenne,  $\alpha$  est le facteur alpha,  $P$  est la puissance optique instantanée, et  $K_1$  et  $K_2$  sont des facteurs adiabatiques.

En considérant uniquement la fluctuation de la longueur d'onde transitoire, et en résolvant le facteur alpha:

$$\alpha = 4\pi P \frac{\Delta f(t)}{\frac{dP}{dt}} = 2P \frac{\frac{d\phi}{dt}}{\frac{dP}{dt}} = 2 \frac{\Delta\phi}{\Delta P} \quad (2)$$

où  $\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$

Measurements are acquired in the time domain using a trigger that is synchronous with a pseudo-random binary sequence (PRBS) modulation pattern. As described above, there are two components of TRC measurement. The optical waveform,  $P(t)$ , is that which would be displayed with a wide-band optical receiver and oscilloscope. The chirp or frequency waveform,  $\Delta f(t)$ , indicates that the frequency of the laser is also varying as the laser is modulated with the data. Figure 1 shows a typical TRC result.

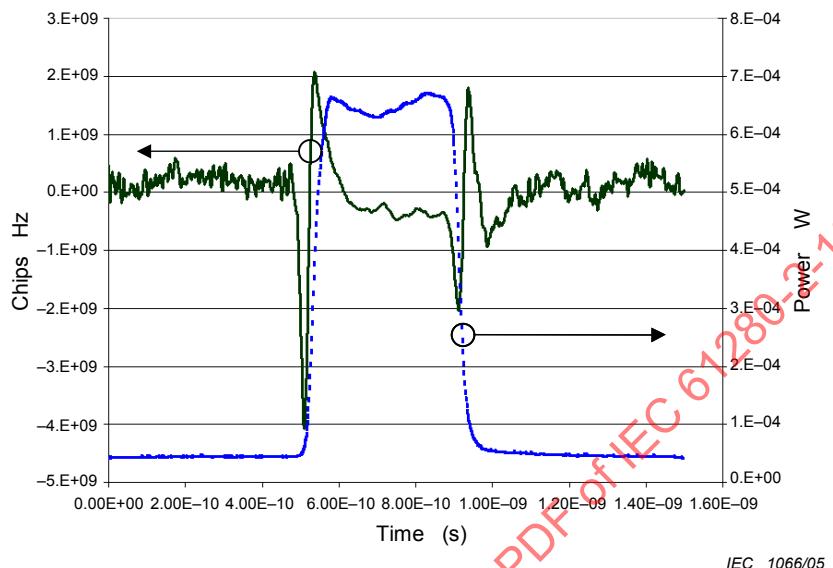


Figure 1 – A typical TRC measurement

## 5 Modelling transmitter behaviour

In a modulated signal, the frequency variation can be modelled as the sum of phase shift term and frequency shift term. An abrupt shift in phase becomes a transient in frequency. The two terms are generally referred to as *transient* and *adiabatic* respectively. A general equation for chirp is given by [2]:

$$\Delta f(t) = \frac{\alpha}{4\pi} \left[ \frac{dP}{dt} + K_1 P - \frac{K_2}{P} \right] \quad (1)$$

where  $\Delta f(t)$  is the difference from the average optical frequency,  $\alpha$  is the alpha-factor,  $P$  is the instantaneous optical power, and  $K_1$  and  $K_2$  are adiabatic terms.

Considering only transient chirp, and solving for alpha-factor:

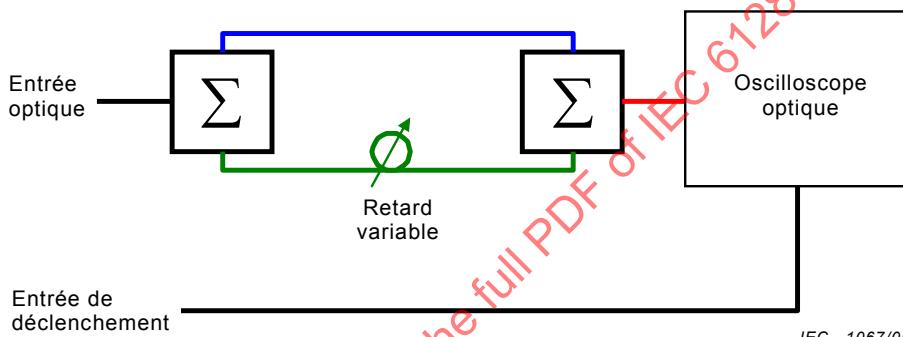
$$\alpha = 4\pi P \frac{\Delta f(t)}{\frac{dP}{dt}} = 2P \frac{\frac{d\phi}{dt}}{\frac{dP}{dt}} = 2 \frac{\Delta\phi}{\frac{\Delta P}{P}} \quad (2)$$

where  $\Delta f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt}$

L'Equation (2) indique que la fluctuation de la longueur d'onde transitoire produit un déphasage ( $\Delta\phi$ ) proportionnel au changement de puissance normalisé ( $\Delta P/P$ ) et une transitoire en fréquence qui est directement proportionnelle à la vitesse à laquelle la phase ou la puissance varie.

## 6 Vue d'ensemble des méthodes de mesure de la fluctuation de la longueur d'onde

Il est nécessaire que les mesures de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps soient modulées avec un flux binaire afin de simuler la façon dont le dispositif est utilisé dans un système de transmission. La synchronisation doit être intégrée au système de mesure sous forme d'un signal de déclenchement. Trois méthodes peuvent en théorie donner les mêmes valeurs de  $\Delta f(t)$  et  $P(t)$ . Il s'agit des méthodes du discriminateur en fréquence, de la porte optique résolue en fréquence (*FROG, frequency-resolved-optical gating*) et du monochromateur. Le facteur alpha moyen dans le temps peut également être mesuré à l'aide de méthodes non résolues dans le temps telles que la méthode du petit signal de Devaux [3] et d'autres méthodes.



IEC 1067/05

**Figure 2 – Schéma simplifié de la méthode du discriminateur en fréquence**

Dans la méthode du discriminateur en fréquence [4][5], un interféromètre de Mach-Zehnder suivi d'un oscilloscope optique sont généralement configurés comme représenté à la Figure 3. Un oscilloscope optique, parfois appelé analyseur de communications numériques (DCA, *digital communications analyser*), se compose d'un convertisseur optique-électrique à large bande et d'un oscilloscope d'échantillonnage. Le retard différentiel entre les deux chemins crée une amplitude sinusoïdale en fonction de la variation en fréquence. L'espacement des fréquences est appelé la gamme spectrale libre (FSR, *free spectral range*). Dans cette méthode, l'interféromètre est utilisé pour convertir les écarts de fréquences en variation d'amplitude en réglant l'interféromètre, de telle sorte que la fréquence laser nominale soit positionnée au niveau des points de quadrature de la fonction sinusoïdale (Points A et B de la Figure 3) et que les formes d'ondes correspondantes soient mesurées sur l'oscilloscope optique. La puissance du signal optique de l'émetteur laser est donnée par:

$$P(t) = \frac{V_A(t) + V_B(t)}{2} \quad (3)$$

où  $P(t)$  est la puissance optique instantanée et  $V_A(t)$  and  $V_B(t)$  sont les tensions au niveau des points de quadrature, comme indiqué à la Figure 3.

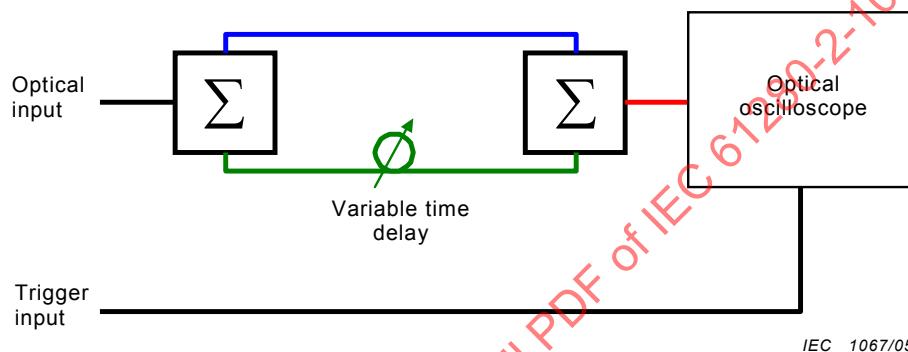
La fluctuation de la longueur d'onde est calculée en prenant la différence des formes d'ondes de quadrature et en corrigeant la caractéristique sinusoïdale de l'interféromètre:

$$V_-(t) = \frac{V_A(t) - V_B(t)}{2} \quad (4)$$

Equation (2) indicates that transient chirp produces a phase shift ( $\Delta\phi$ ) proportional to the normalized power change ( $\Delta P/P$ ) and a frequency transient that is directly proportional to the rate at which the phase or power changes.

## 6 Overview of chirp measurement methods

Time-resolved chirp measurements require to be modulated with a bit stream to simulate the way in which the device is used in a transmission system. Synchronization must be provided to the measurement system in the form of a trigger signal. Three methods theoretically can provide the same values of  $\Delta f(t)$  and  $P(t)$ . They are the frequency discriminator, frequency-resolved-optical gating (FROG), and monochromator methods. The time-average alpha may also be measured using non-time-resolved methods such as the small signal method of Devaux [3] and others.



**Figure 2 – Simplified diagram for the frequency discriminator method**

In the frequency discriminator method [4][5], a Mach-Zehnder interferometer followed by an optical oscilloscope are typically configured as shown in Figure 3. An optical oscilloscope, sometimes called a digital communications analyser (DCA) consists of a broadband optical-to-electrical converter and a sampling oscilloscope. The differential delay between the two paths creates sinusoidal amplitude versus frequency variation. The frequency spacing is called the free spectral range (FSR). In this method, the interferometer is used to convert frequency deviations into amplitude variation by tuning the interferometer so that the nominal laser frequency is positioned at the quadrature points of the sinusoidal function (Points A and B in Figure 3) and corresponding waveforms are measured on the optical oscilloscope. The optical signal power of the laser transmitter is given by:

$$P(t) = \frac{V_A(t) + V_B(t)}{2} \quad (3)$$

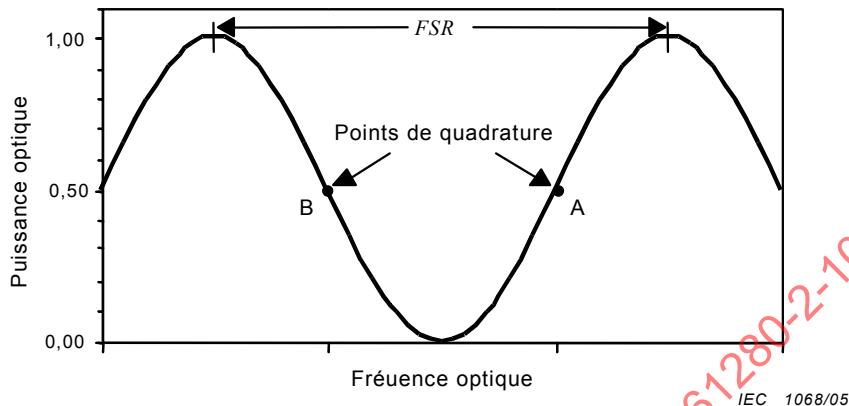
where  $P(t)$  is the instantaneous optical power and  $V_A(t)$  and  $V_B(t)$  are the voltages at the quadrature points as indicated in Figure 3.

The chirp is calculated by taking the difference of the quadrature waveforms and correcting for the sinusoidal characteristic of the interferometer:

$$V_-(t) = \frac{V_A(t) - V_B(t)}{2} \quad (4)$$

$$\Delta f(t) = \frac{FSR}{2\pi} \arcsin\left(\frac{V_-(t)}{P(t)}\right) \quad (5)$$

où  $V_-(t)$  est la différence dans les formes d'ondes de quadrature et FSR est la gamme spectrale libre, comme représenté à la Figure 3.



**Figure 3 – La méthode du discriminateur en fréquence nécessite une mesure au niveau du point de quadrature de l'interféromètre**

La méthode de la porte optique résolue en fréquence (FROG, *frequency-resolved optical gating*) utilise une porte optique suivie d'un analyseur de spectre optique (ASO), comme représenté à la Figure 4. La porte optique est fixée sur une position dans le temps particulière,  $t_i$ , et un spectre est mesuré sur l'ASO. En variant le temps de la porte optique, le Tableau 1 peut être complété. La moyenne pondérée en fréquence (parfois appelée la fréquence du centre de gravité) est calculée de la façon suivante:

$$\Delta f(t_i) = \sum_{k=1}^m \frac{P(t_i, f_k)(f_k - f_{moy})}{\sum_{k=1}^m P(t_i, f_k)} \quad (6)$$

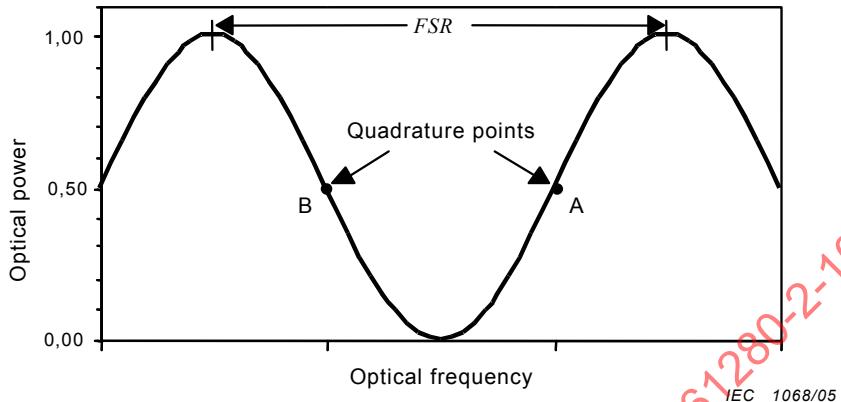
où  $f_{moy}$  est la fréquence optique moyenne dans le temps.

**Tableau 1 – Fréquence instantanée,  $f_i$  pour chaque intervalle de temps,  $t_i$  et moyenne calculée pondérée en fréquence,  $\Delta f(t)$**

	$f_1$	$f_2$	...	$f_m$	$\Delta f(t)$
$t_1$	$P(t_1, f_1)$	$P(t_1, f_2)$	...	$P(t_1, f_m)$	$\Delta f(t_1)$
$t_2$	$P(t_2, f_1)$	$P(t_2, f_2)$	...	$P(t_2, f_m)$	$\Delta f(t_2)$
...	...	...	...	...	...
$t_n$	$P(t_n, f_1)$	$P(t_n, f_2)$	...	$P(t_n, f_m)$	$\Delta f(t_n)$

$$\Delta f(t) = \frac{FSR}{2\pi} \arcsin\left(\frac{V_-(t)}{P(t)}\right) \quad (5)$$

where  $V_-(t)$  is the difference in the quadrature waveforms and FSR is the free spectral range as shown in Figure 3.



**Figure 3 – The frequency discriminator method requires measurement at the quadrature point of the interferometer**

The frequency-resolved optical gating (FROG) method uses an optical gate followed by an optical spectrum analyser (OSA) as shown in Figure 4. The optical gate is set to a particular position in time,  $t_i$ , and a spectrum is measured on the OSA. By varying the optical gate time, Table 1 can be completed. The weighted-average frequency (sometimes called the centre-of-mass frequency) is calculated as follows:

$$\Delta f(t_i) = \sum_{k=1}^m \frac{P(t_i, f_k)(f_k - f_{\text{mean}})}{\sum_{k=1}^m P(t_i, f_k)} \quad (6)$$

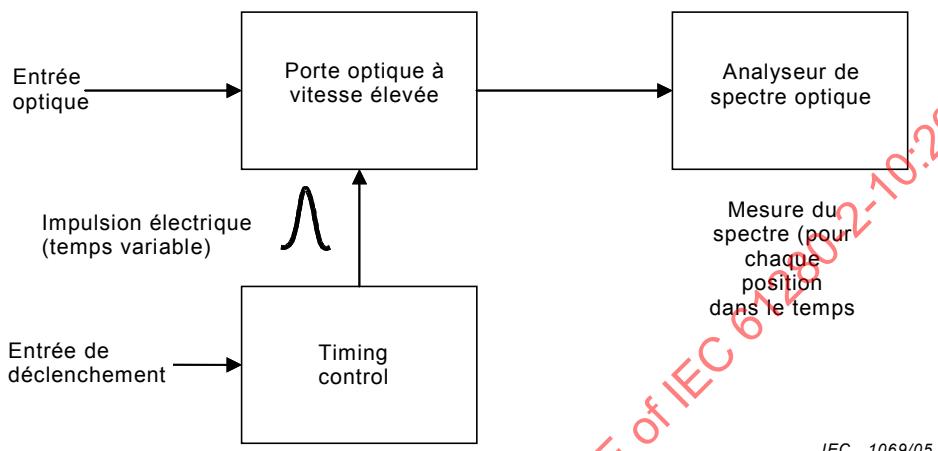
where  $f_{\text{mean}}$  is the time-average optical frequency.

**Table 1 – Instantaneous frequency,  $f_i$  for each time slot,  $t_i$  and the calculated weighted-average frequency,  $\Delta f(t)$ .**

	$f_1$	$f_2$	...	$f_m$	$\Delta f(t)$
$t_1$	$P(t_1, f_1)$	$P(t_1, f_2)$	...	$P(t_1, f_m)$	$\Delta f(t_1)$
$t_2$	$P(t_2, f_1)$	$P(t_2, f_2)$	...	$P(t_2, f_m)$	$\Delta f(t_2)$
...	...	...	...	...	...
$t_n$	$P(t_n, f_1)$	$P(t_n, f_2)$	...	$P(t_n, f_m)$	$\Delta f(t_n)$

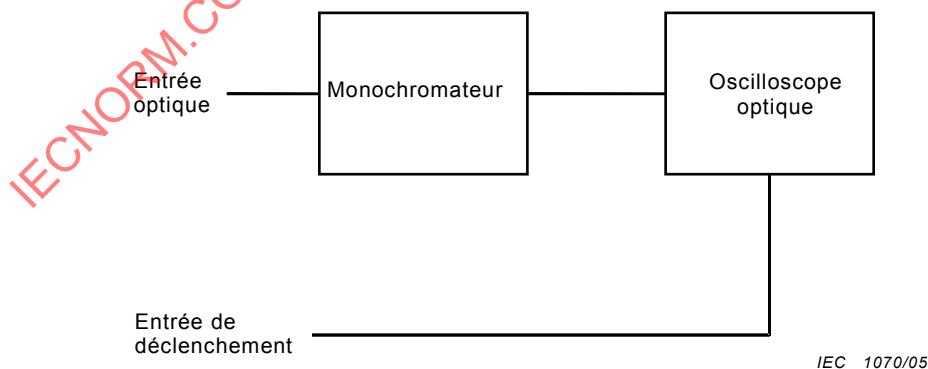
Cette méthode de porte optique est difficilement applicable à la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps pour deux raisons.

- Il est nécessaire que le rapport d'extinction de la porte optique soit supérieur à la réciproque du cycle de fonctionnement. La mesure de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps sur une longueur importante du profil avec une bonne résolution temporelle nécessite des rapports d'extinction supérieurs à 50 dB.
- Il est nécessaire de considérer un balayage de l'ASO pour chaque point dans le temps, ce qui demande énormément de temps pour mesurer de nombreux points dans le temps.



**Figure 4 – Dans la méthode de la porte optique résolue en fréquence, le spectre provenant d'un signal à porte optique est mesuré sur un ASO**

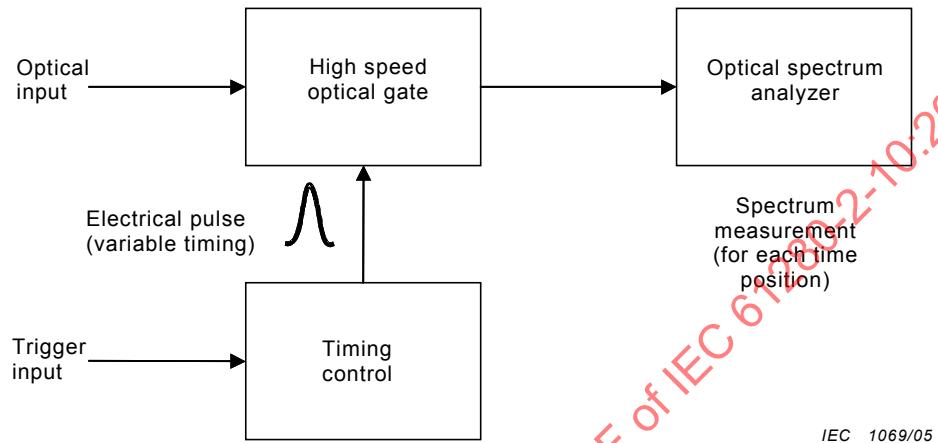
Le schéma fonctionnel de la méthode du monochromateur [6], représenté à la Figure 5, est très semblable dans son concept à la méthode de la porte optique résolue en fréquence. La différence réside dans le fait que l'élément résolu en fréquence précède l'élément résolu dans le temps. Pour une performance raisonnable, l'ASO doit avoir une dispersion très faible qui est généralement obtenue avec la conception du monochromateur à double pas représentée à la Figure 6 [7].



**Figure 5 – Schéma fonctionnel simplifié de la méthode du monochromateur**

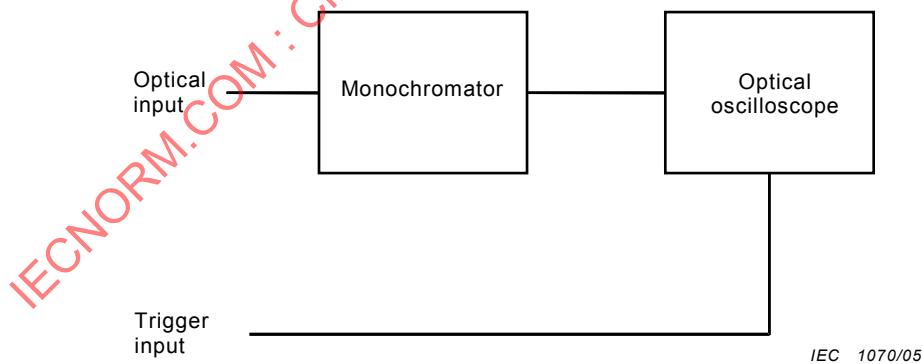
This optical gating method is somewhat impractical for TRC for two reasons.

- The extinction ratio of the optical gate needs to be in excess of the reciprocal of the duty cycle. Measuring TRC over a long pattern length with good time resolution requires extinction ratios in excess of 50 dB.
- It is necessary to take an OSA sweep for each time point, making the measurement very time-consuming for many time points.

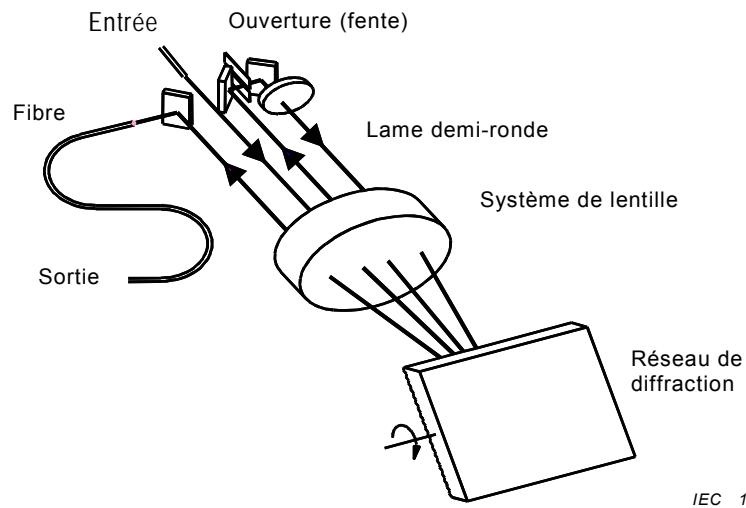


**Figure 4 – In the FROG method, the spectrum from an optically-gated signal is measured on an OSA**

The block diagram of the monochromator method [6], shown in Figure 5, is very similar in concept to the FROG method. The difference is that the frequency-resolving element precedes the time-resolving element. For reasonable performance, the OSA must have very low dispersion that is typically achieved with the double-pass monochromator design shown in Figure 6 [7].



**Figure 5 – Simplified block diagram for the monochromator method**



Afin d'obtenir une dispersion faible, une configuration à double pas est généralement utilisée.

**Figure 6 – Configuration du monochromateur à double pas**

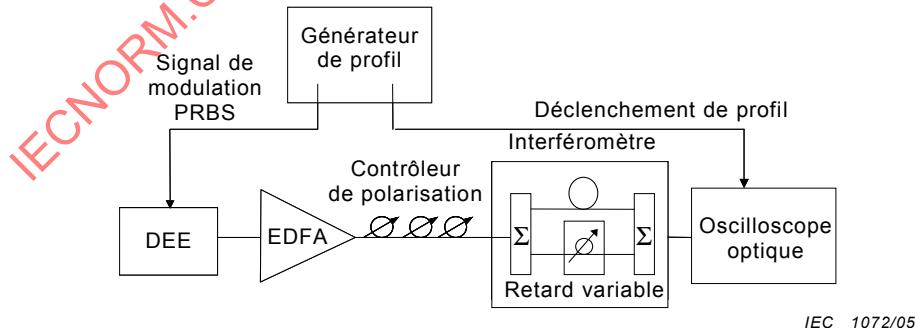
Dans cette méthode, le Tableau 1 est complété colonne par colonne. Le monochromateur est réglé sur  $f_k$  et une forme d'onde temporelle,  $P(t_1, f_k) \dots P(t_n, f_k)$  est mesurée sur l'oscilloscope optique.  $P(t)$  est mesuré avec le filtre du monochromateur centré sur le signal.  $\Delta f(t)$  est calculé à partir de l'Equation (7).

Des trois méthodes décrites ci-dessus, seules les méthodes du discriminateur en fréquence et du monochromateur sont pratiques pour les mesures de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps. Dans les sections suivantes, l'appareillage et les procédures pour sa mise en application sont décrits.

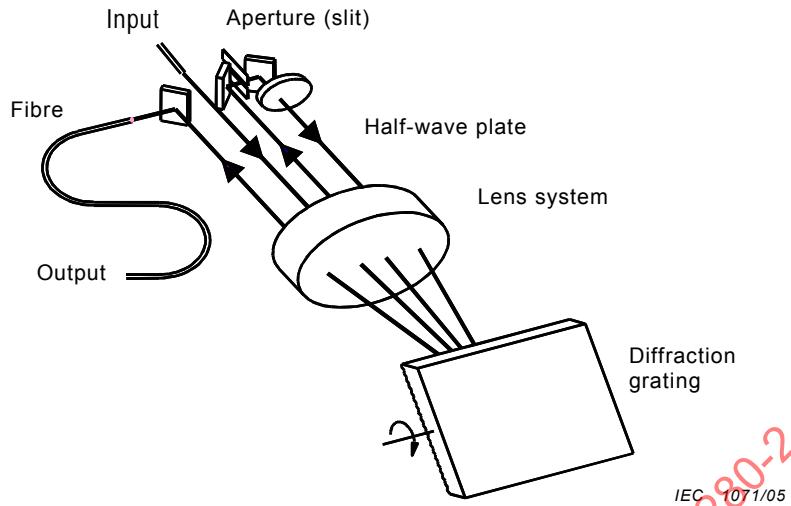
## 7 Méthode du discriminateur en fréquence

### 7.1 Appareillage

Le montage de la méthode du discriminateur en fréquence est représenté à la Figure 7.



**Figure 7 – Montage de la méthode du discriminateur en fréquence**



To obtain low dispersion, a double-pass configuration is typically used.

**Figure 6 – Double-pass monochromator configuration**

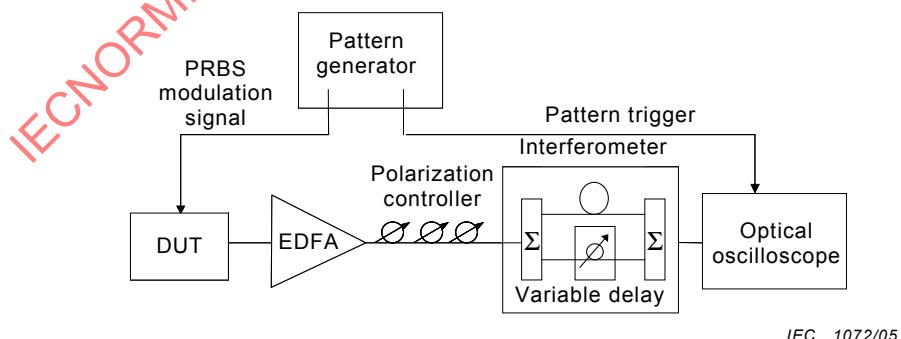
In this method, Table 1 is completed on a column-by-column basis. The monochromator is fixed tuned to  $f_k$  and a time waveform,  $P(t_1, f_k) \dots P(t_n, f_k)$  is measured on the optical oscilloscope.  $P(t)$  is measured with the monochromator filter centred on the signal.  $\Delta f(t)$  is calculated from Equation (7).

Of the three methods described above, only the frequency discriminator and monochromator methods are practical for TRC measurements. In the following sections, the apparatus and procedures for their implementation are described.

## 7 Frequency discriminator method

### 7.1 Apparatus

The set-up for the frequency discriminator method is shown in Figure 7.



**Figure 7 – Setup for the frequency discriminator method**

### 7.1.1 Générateur de profil

Le générateur de profil fournit le signal de modulation à séquence binaire pseudo-aléatoire au DEE et le déclenchement à l'oscilloscope optique. La vitesse de modulation et le format sont ceux requis par le DEE. Il convient que la longueur du profil à séquence binaire pseudo-aléatoire soit de  $2^{5-1}$  ou plus. Des longueurs de profil plus courtes peuvent être utilisées mais ne permettent pas d'examiner complètement les effets de la fluctuation de la longueur d'onde dépendant du profil. Des profils plus longs peuvent être utilisés mais augmenteront le temps de mesure. Le signal de déclenchement doit être synchrone avec le profil à séquence binaire pseudo-aléatoire – pas avec l'horloge.

### 7.1.2 EDFA

L'amplificateur à fibre dopée à l'erbium est facultatif. Il est nécessaire uniquement si la puissance optique provenant du DEE est trop faible pour fournir un niveau de signal suffisant à l'oscilloscope optique. Pour des fréquences optiques différentes des bandes C ou L, il est nécessaire d'utiliser d'autres technologies d'amplificateur.

### 7.1.3 Contrôleur de polarisation

Si l'interféromètre est très sensible à la polarisation, l'état de polarisation (SOP, *state-of-polarization*) à l'entrée de l'interféromètre doit être optimisé. Le contrôleur de l'état de polarisation doit pouvoir transformer au niveau de son entrée tout état de polarisation arbitraire en état de polarisation requis au niveau de sa sortie. Les trois conceptions du dispositif avec une plaque d'onde tournante ou à palette peuvent satisfaire à la présente exigence.

### 7.1.4 Interféromètre

Il s'agit d'un interféromètre de type Mach-Zehnder avec une gamme spectrale libre suffisamment large pour s'adapter à la fluctuation de la longueur d'onde de crête. Le retard variable doit avoir une gamme,  $\Delta t$ , afin de pouvoir régler la longueur d'onde du DEE sur les points A et B de la Figure 3. La valeur de  $\Delta t$  est:

$$\Delta t > \frac{1}{FSR} \pm \frac{1}{2f_0} \quad (7)$$

où  $f_0$  est la fréquence porteuse optique.

### 7.1.5 Oscilloscope optique

L'oscilloscope optique se compose d'un convertisseur optique-électrique à large bande à couplage continu et d'un oscilloscope d'échantillonnage. La réponse en fréquence combinée du convertisseur optique-électrique et de l'oscilloscope doit représenter au moins deux fois le débit binaire et il convient que la réponse à impulsions n'ait aucune oscillation ni aucun dépassement positif ou négatif. Elle doit accepter une entrée de déclenchement et avoir des moyens de fixer le déclenchement et une gamme de temps observable.

## 7.2 Procédure

- a) Connecter l'appareil comme représenté à la Figure 7. L'amplificateur à fibre dopée à l'erbium n'est nécessaire que si la puissance provenant du DEE est insuffisante pour fournir un niveau de signal suffisamment élevé à l'oscilloscope optique.
- b) Régler la gamme de temps sur l'oscilloscope optique pour afficher le nombre souhaité de bits.
- c) Régler le nombre de points de données de l'oscilloscope optique,  $n$ , pour obtenir la résolution temporelle requise. Une valeur type de  $n$  est 1 000.

### 7.1.1 Pattern generator

The pattern generator supplies the PRBS modulation signal to the DUT and the trigger to the optical oscilloscope. The modulation rate and format are those required by the DUT. The PRBS pattern length should be  $2^5 - 1$  or longer. Shorter pattern lengths may be used but may not fully explore pattern-dependent chirp effects. Longer patterns may be used but will increase the measurement time. The trigger signal must be synchronous with the PRBS pattern – not the clock.

### 7.1.2 EDFA

The erbium-doped fibre amplifier is optional. It is required only if the optical power from the DUT is too low to provide sufficient signal level to the optical oscilloscope. For optical frequencies other than the C or the L-bands, alternative amplifier technologies must be used.

### 7.1.3 Polarization controller

Because if the interferometer is highly polarization sensitive, the state-of-polarization (SOP) at the input to the interferometer must be optimised. The polarization state controller must have the capability to transform any arbitrary SOP at its input to the required SOP at its output. The three paddle or rotating waveplate designs can satisfy this requirement.

### 7.1.4 Interferometer

This is a Mach-Zehnder type with FSR sufficiently wide to accommodate the peak chirp. The variable delay shall have a range,  $\Delta t$ , in order to be able to set the DUT wavelength to points A and B in Figure 3. The value of  $\Delta t$  is:

$$\Delta t > \frac{1}{FSR} \pm \frac{1}{2f_0} \quad (7)$$

where  $f_0$  is the optical carrier frequency.

### 7.1.5 Optical oscilloscope

The optical oscilloscope consists of a DC-coupled broadband optical-to-electrical converter and a sampling oscilloscope. The combined frequency response of the optical-to-electrical converter and oscilloscope must be at least twice the bit rate and the impulse response should have no ringing, overshoot, or undershoot. It must accept a trigger input and have a means to set the trigger and observable time range.

## 7.2 Procedure

- a) Connect the equipment as shown in Figure 7. The EDFA is required only if the power from the DUT is insufficient to provide a sufficiently high signal level to the optical oscilloscope.
- b) Adjust the time range on the optical oscilloscope to display the desired number of bits.
- c) Set the number of optical oscilloscope data points,  $n$ , to achieve the required time resolution. A typical value of  $n$  is 1 000.

- d) Régler le contrôleur de polarisation pour obtenir le niveau de signal maximal sur l'oscilloscope optique.
- e) Régler l'élément de retard variable au point de quadrature A de la Figure 11 et mesurer  $V_A(t_i)$  où  $1 \leq i \leq n$ .
- f) Régler l'élément de retard variable au point de quadrature B et mesurer  $V_B(t_i)$  où  $1 \leq i \leq n$ .
- g) Calculer:

$$P(t_i) = \frac{V_A(t_i) + V_B(t_i)}{2} \quad \text{où } 1 \leq i \leq n \quad (8)$$

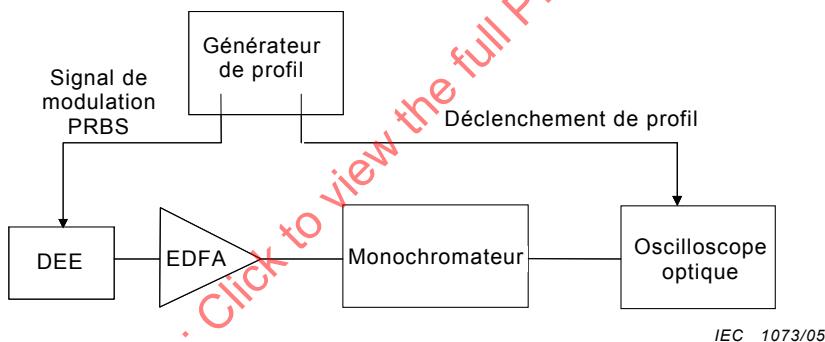
$$V_-(t_i) = \frac{V_A(t_i) - V_B(t_i)}{2} \quad \text{où } 1 \leq i \leq n \quad (9)$$

$$\Delta f(t_i) = \frac{FSR}{2\pi} \arcsin\left(\frac{V_-(t_i)}{P(t_i)}\right) \quad \text{où } 1 \leq i \leq n \quad (10)$$

## 8 Méthode du monochromateur

### 8.1 Appareillage

Le montage de la méthode du monochromateur est représenté à la Figure 8.



**Figure 8 – Montage de la méthode du monochromateur**

#### 8.1.1 Génératuer de profil

Le génératuer de profil fournit le signal de modulation à séquence binaire pseudo-aléatoire au DEE et le déclenchement à l'oscilloscope optique. La vitesse de modulation et le format sont ceux requis par le DEE. Il convient que la longueur du profil à séquence binaire pseudo-aléatoire soit de  $2^5 - 1$  ou plus. Des longueurs de profil plus courtes peuvent être utilisées mais ne peuvent pas examiner complètement les effets de la fluctuation de la longueur d'onde dépendant du profil. Des profils plus longs peuvent être utilisés mais augmenteront le temps de mesure. Le signal de déclenchement doit être synchrone avec le profil à séquence binaire pseudo-aléatoire – pas avec l'horloge.

#### 8.1.2 EDFA

L'amplificateur à fibre dopée à l'erbium est facultatif. Il est nécessaire uniquement si la puissance optique provenant du DEE est trop faible pour fournir un niveau de signal suffisant à l'oscilloscope optique. Pour des fréquences optiques différentes des bandes C ou L, il est nécessaire d'utiliser d'autres technologies d'amplificateur.

- d) Adjust the polarization controller to achieve maximum signal level on the optical oscilloscope.
- e) Adjust the variable delay element to the quadrature point A in Figure 11 and measure  $V_A(t_i)$  where  $1 \leq i \leq n$ .
- f) Adjust the variable delay element to quadrature point B and measure  $V_B(t_i)$  where  $1 \leq i \leq n$ .
- g) Compute:

$$P(t_i) = \frac{V_A(t_i) + V_B(t_i)}{2} \quad \text{where } 1 \leq i \leq n \quad (8)$$

$$V_-(t_i) = \frac{V_A(t_i) - V_B(t_i)}{2} \quad \text{where } 1 \leq i \leq n \quad (9)$$

$$\Delta f(t_i) = \frac{FSR}{2\pi} \arcsin\left(\frac{V_-(t_i)}{P(t_i)}\right) \quad \text{where } 1 \leq i \leq n \quad (10)$$

## 8 Monochromator method

### 8.1 Apparatus

The set-up for the monochromator method is shown in Figure 8.

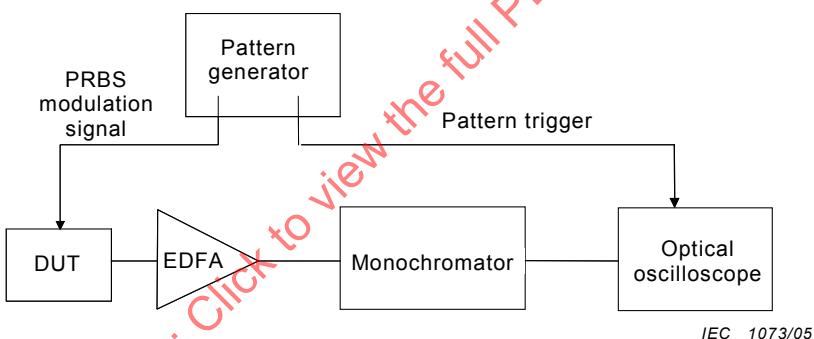


Figure 8 – Set-up for the monochromator method

#### 8.1.1 Pattern generator

The pattern generator supplies the PRBS modulation signal to the DUT and the trigger to the optical oscilloscope. The modulation rate and format are those required by the DUT. The PRBS pattern length should be  $2^5 - 1$  or longer. Shorter pattern lengths may be used but may not fully explore pattern-dependent chirp effects. Longer patterns may be used but will increase the measurement time. The trigger signal must be synchronous with the PRBS pattern – not the clock.

#### 8.1.2 EDFA

The erbium-doped fibre amplifier is optional. It is required only if the optical power from the DUT is too low to provide sufficient signal level to the optical oscilloscope. For optical frequencies other than the C or the L-bands, alternative amplifier technologies must be used.

### 8.1.3 Monochromateur

Le monochromateur a une largeur de bande réglable (entre 100 pm et 500 pm pour les débits binaires du signal entre 10 Gbit/s et 2,5 Gbit/s). Il s'agit d'un monochromateur à double pas disposé de telle sorte que la dispersion chromatique ait une valeur nominale égale à zéro au niveau du centre de la bande. En pratique, une dispersion chromatique inférieure à 10 ps/nm, une dépendance en polarisation inférieure à 0,5 dB, et une perte d'insertion inférieure à 10 dB sont nécessaires. D'autres technologies de filtre satisfaisant également à ces exigences peuvent être utilisées. Il convient que le monochromateur ait une dépendance en polarisation faible ou que l'état de polarisation d'entrée soit réglé afin de maximiser le niveau du signal.

**NOTE** Afin d'obtenir une dispersion faible et une dépendance en polarisation faible, un monochromateur compensé en polarisation à double pas est généralement utilisé.

### 8.1.4 Oscilloscope optique

L'oscilloscope optique se compose d'un convertisseur optique-électrique à large bande à couplage continu et d'un oscilloscope d'échantillonnage. La réponse en fréquence combinée du convertisseur optique-électrique et de l'oscilloscope doit représenter au moins deux fois le débit binaire et il convient que la réponse à impulsions n'ait aucune oscillation ni aucun dépassement positif ou négatif. Elle doit accepter une entrée de déclenchement et avoir des moyens de fixer le déclenchement et une gamme de temps observable. La largeur de bande doit être supérieure à deux fois le débit binaire.

## 8.2 Procédure

- Connecter l'appareil comme représenté à la Figure 8. L'amplificateur à fibre dopée à l'erbium n'est nécessaire que si la puissance provenant du DEE est insuffisante pour fournir un niveau de signal suffisamment élevé à l'oscilloscope optique.
- Régler la gamme de temps sur l'oscilloscope optique pour afficher le nombre souhaité de bits.
- Régler le nombre de points de données de l'oscilloscope optique,  $n$ , pour obtenir la résolution temporelle requise. Une valeur type de  $n$  est 1 000.
- Régler la largeur de bande du monochromateur pour s'adapter à la largeur spectrale du DEE. Une valeur type est 500 pm pour un émetteur de non-retour à zéro de 10-Gb/s.
- Centrer la bande passante du monochromateur sur l'émetteur et mesurer  $P(t_i)$  où  $1 \leq i \leq n$
- Régler la fréquence centrale du monochromateur de  $f_A$  à  $f_B$  en  $m$  pas égaux où  $f_A$  et  $f_B$  sont les fréquences où la réponse est à 10-dB en dessous de la crête. Une valeur type de  $m$  est 10.
- A chaque fréquence du monochromateur,  $f_k$ , mesurer  $P(t_i, f_k)$ , où  $1 \leq i \leq n$  and  $1 \leq k \leq m$ . Se référer au Tableau 1.
- Calculer la fréquence absolue pour chaque intervalle de temps:

$$f(t_i) = \frac{\sum_{k=1}^m P(t_i, f_k)(f_k)}{\sum_{k=1}^m P(t_i, f_k)} \quad 1 \leq i \leq n \quad (11)$$

- Calculer la fréquence moyenne dans le temps:

$$f_{\text{moy}} = \frac{\sum_{i=1}^n f(t_i)}{n} \quad (12)$$

### 8.1.3 Monochromator

The monochromator has an adjustable bandwidth (between 100 pm and 500 pm for signal bit-rates between 10 Gbit/s and 2,5 Gbit/s). It is a double pass monochromator arranged so that chromatic dispersion is nominally zero at band centre. In practice, a chromatic dispersion of less than 10 ps/nm, polarization dependence of less than 0,5 dB, and insertion loss of less than 10 dB are needed. Alternative filter technologies may be used which also meet these requirements. The monochromator should also have low polarization dependence or the input state-of-polarization should be adjusted to maximize the signal level.

NOTE To obtain low dispersion and low polarization dependence, a double-pass polarization compensated monochromator is typically used.

### 8.1.4 Optical oscilloscope

The optical oscilloscope consists of a DC-coupled broadband optical-to-electrical converter and a sampling oscilloscope. The combined frequency response of the optical-to-electrical converter and oscilloscope must be at least twice the bit rate and the impulse response should have no ringing, overshoot, or undershoot. It must accept a trigger input and have a means to set the trigger and observable time range. The bandwidth shall be greater than twice the bit rate.

## 8.2 Procedure

- a) Connect the equipment as shown in Figure 8. The EDFA is required only if the power from the DUT is insufficient to provide a sufficiently high signal level to the optical oscilloscope.
- b) Adjust the time range on the optical oscilloscope to display the desired number of bits.
- c) Set the number of optical oscilloscope data points,  $n$ , to achieve the required time resolution. A typical value of  $n$  is 1 000.
- d) Set the bandwidth of the monochromator to accommodate the spectral width of the DUT. A typical value is 500 pm for a 10-Gb/s NRZ transmitter.
- e) Centre the monochromator passband on the transmitter and measure  $P(t_i)$  where  $1 \leq i \leq n$
- f) Tune the monochromator centre frequency from  $f_A$  to  $f_B$  in  $m$  equal steps where  $f_A$  and  $f_B$  are the frequencies where the response is 10-dB below the peak. A typical value of  $m$  is 10.
- g) At each monochromator frequency,  $f_k$ , measure  $P(t_i, f_k)$  where  $1 \leq i \leq n$  and  $1 \leq k \leq m$ . Refer to Table 1.
- h) Compute the absolute frequency for each time slot:

$$f(t_i) = \sum_{k=1}^m \frac{P(t_i, f_k)(f_k)}{\sum_{k=1}^m P(t_i, f_k)} \quad 1 \leq i \leq n \quad (11)$$

- i) Compute the time average frequency:

$$f_{\text{mean}} = \frac{\sum_{i=1}^n f(t_i)}{n} \quad (12)$$

j) Calculer la fluctuation de la longueur d'onde:

$$\Delta f(t_i) = f(t_i) - f_{\text{moy}} \quad 1 \leq i \leq n \quad (13)$$

## 9 Calculs du facteur alpha

A partir de la puissance,  $P(t)$ , et de la fluctuation de la longueur d'onde,  $\Delta f(t)$ , des formes d'ondes mesurées et calculées en 7.2 ou 8.2, le facteur alpha peut être calculé. Trois formes de facteur alpha sont utiles pour une analyse de la fluctuation de la longueur d'onde transitoire:

Facteur alpha en fonction du temps,  $\alpha(t)$

Facteur alpha moyen,  $\alpha_{\text{moy}}$

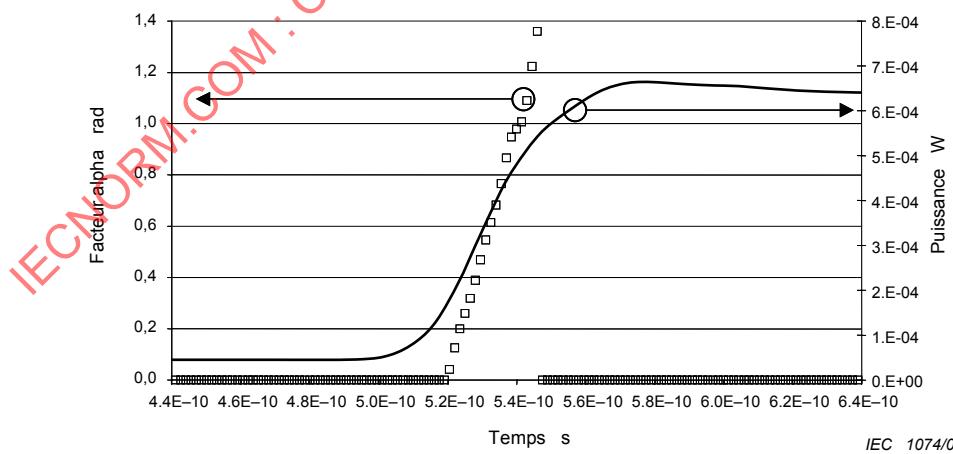
Facteur alpha en fonction de la puissance,  $\alpha(P)$

### 9.1 Facteur alpha en fonction du temps, $\alpha(t)$

La conversion de l'expression continue de  $\alpha(t)$  donnée en [2] dans une forme discrète afin d'utiliser les données mesurées donne:

$$\alpha(t_i) = \frac{4\pi P(t_i)}{\left[ P(t(i+1)) - P(t(i-1)) \right] / \Delta t} \quad 2 \leq i \leq n-1 \quad (14)$$

Un exemple de tracé de  $\alpha(t)$  est représenté à la Figure 9 pour un laser modulé à électro-absorption ainsi que le tracé de  $P(t)$ . La gamme de temps a été choisie pour montrer comment  $\alpha$  varie au cours du temps de montée d'un bit de données unique. Le facteur alpha présente une variation importante au cours de cette période. Généralement,  $\alpha(t)$  est calculé uniquement au cours de transitions de la forme d'onde de puissance, par exemple, entre les points de 10 % et 90 %. Cela s'explique par le fait que les incertitudes du calcul augmentent lorsque  $\Delta P/\Delta t$  est petit.



j) Compute the chirp:

$$\Delta f(t_i) = f(t_i) - f_{\text{mean}} \quad 1 \leq i \leq n \quad (13)$$

## 9 Alpha-factor calculations

From the power,  $P(t)$ , and chirp,  $\Delta f(t)$ , waveforms measured and calculated in 7.2 or 8.2, alpha factor can be calculated. Three forms of alpha-factor are useful for transient chirp analysis:

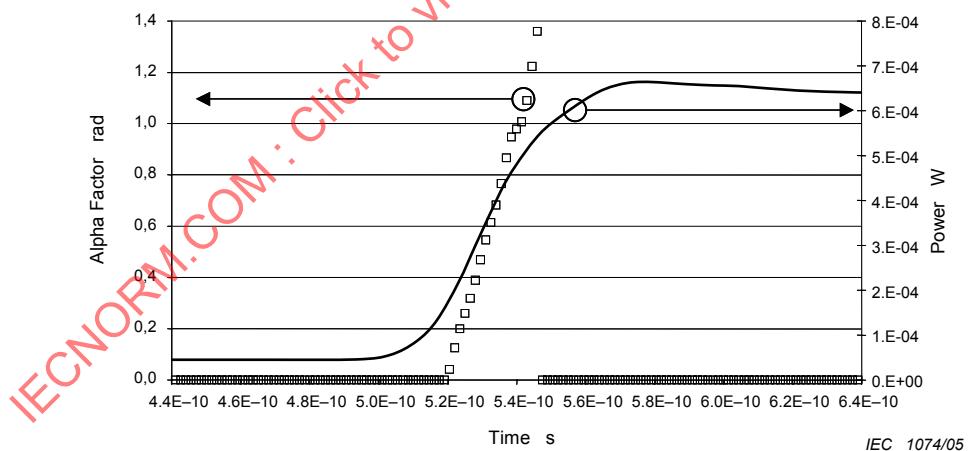
- alpha-factor versus time,  $\alpha(t)$ ;
- average alpha-factor,  $\alpha_{\text{avg}}$ ;
- alpha-factor versus power,  $\alpha(P)$ .

### 9.1 Alpha factor versus time, $\alpha(t)$

Converting the continuous expression for  $\alpha(t)$  given in [2] to discrete form in order to utilize the measured data gives:

$$\alpha(t_i) = \frac{4\pi P(t_i)}{[P(t(i+1)) - P(t(i-1))] / (t(i+1) - t(i-1))} \Delta f(t_i) \quad 2 \leq i \leq n-1 \quad (14)$$

An example plot of  $\alpha(t)$  is shown in Figure 9 for an EML along with the plot of  $P(t)$ . The time range was chosen to show how  $\alpha$  varies during the rise time of a single data bit. Alpha shows a large variation over this time period. Typically  $\alpha(t)$  is calculated only during transitions of the power waveform, for example, between the 10 % and 90 % points. This is because the calculation uncertainties increase when  $\Delta P/\Delta t$  is small.



**Figure 9 – An example plot of alpha versus time for an EML**

## 9.2 Facteur alpha moyen, $\alpha_{\text{moy}}$

Le facteur alpha moyen est simplement la moyenne sur la fenêtre de temps sélectionnée.

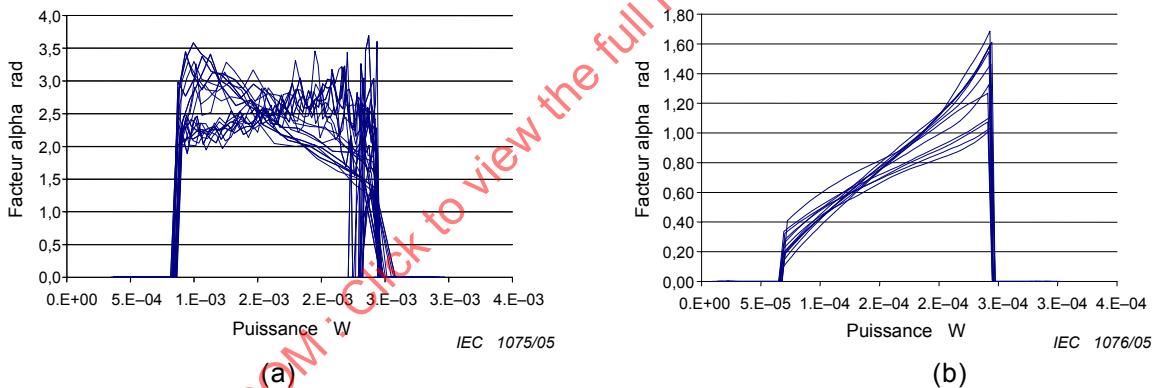
$$\alpha_{\text{moy}} = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha(t_i)}{n} \quad (15)$$

Pour un laser modulé directement, le facteur alpha en fonction du temps est théoriquement constant ainsi cette terme a du sens. Pour un laser modulé à électro-absorption, comme représenté à la Figure 9, le facteur alpha a une variation en fonction du temps, et ainsi la valeur moyenne n'est pas si utile.

## 9.3 Facteur alpha en fonction de la puissance, $\alpha(P)$

Un graphique du facteur alpha en fonction de la puissance [7] est un moyen très utile pour l'analyse de la fluctuation de la longueur d'onde transitoire.  $\alpha(t)$  est calculé à partir de l'équation (15) et est ensuite tracé comme un diagramme de dispersion x-y avec la valeur correspondante de  $P(t)$ . Les calculs sont limités aux segments de transition de la forme d'onde de puissance.

La Figure 10 représente le facteur alpha en fonction des graphiques de puissance pour (a) un laser modulé directement et pour (b) un laser modulé à électro-absorption.



**Figure 10 – Facteur alpha en fonction de la puissance pour (a) un laser modulé directement et (b) un laser modulé à électro-absorption**

Noter que pour de nombreuses transitions de données, le facteur alpha en fonction de la puissance pour le laser modulé directement varie d'environ 0,2 à 3,5. Pour le laser modulé à électro-absorption, il s'agit d'une fonction de puissance linéaire comprise entre 0,2 et 1,4. Les caractéristiques particulières dépendent du niveau d'excitation et de la polarisation.

## 10 Documentation

Consigner les informations suivantes pour chaque essai:

- a) la date d'essai;
- b) le présent numéro de document;
- c) la procédure utilisée: Article 7 ou Article 8;
- d)  $P(t)$  et  $\Delta f(t)$ .

## 9.2 Average alpha factor, $\alpha_{\text{avg}}$

The average alpha factor is simply the average over the selected time window.

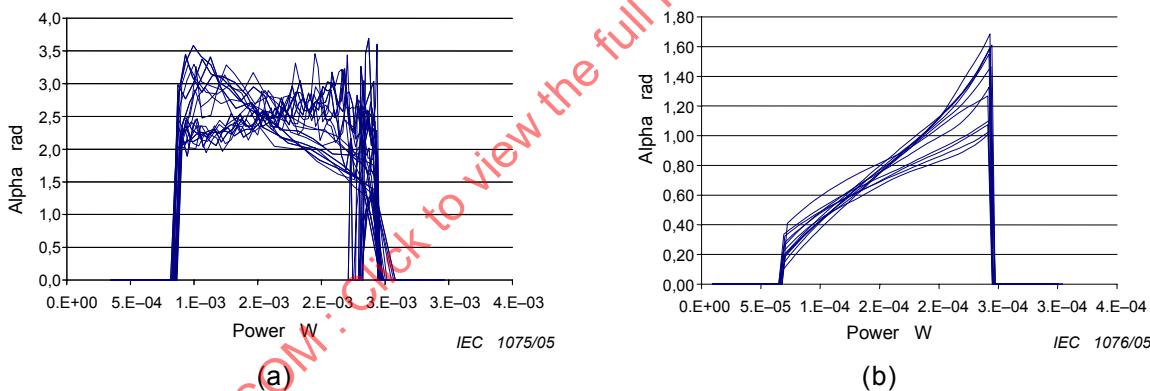
$$\alpha_{\text{avg}} = \frac{\sum_{i=1}^n \alpha(t_i)}{n} \quad (15)$$

For directly modulated laser, alpha versus time is theoretically constant so this term has meaning. For an EML, as shown in Figure 9, alpha has variation versus time so the average value is not as useful.

## 9.3 Alpha factor versus power, $\alpha(P)$

A very useful tool for transient chirp analysis is a graph of alpha factor versus power [7].  $\alpha(t)$  is calculated from Equation (15) and is then plotted as an x-y scatter chart with the corresponding value of  $P(t)$ . Calculations are limited to the transition portions of the power waveform.

Figure 10 shows Alpha factor versus power graphs for (a) a directly modulated laser and (b) for an EML.



**Figure 10 – Alpha factor versus power for (a) a DM laser and (b) an EML**

Note that for many data transitions, the alpha factor versus power for the DM varies from about 0,2 to 3,5. For the EML, it is a linear function of power from 0,2 to 1,4. The particular characteristics are dependent on drive level and bias.

## 10 Documentation

Report the following information for each test:

- a) test date;
- b) this document number;
- c) procedure used: Clause 7 or Clause 8;
- d)  $P(t)$  and  $\Delta f(t)$ .

## Annexe A (informative)

### Vérification du montage de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps et des calculs

La mise en application du matériel de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps et des calculs peut être vérifiée en effectuant une mesure indépendante avec une méthode alternative. Alors que cela est très difficile pour les signaux qui ont une combinaison de modulation en intensité et en fréquence, un signal avec seulement une modulation de phase peut être utilisé à cet effet. Un signal seulement modulé en phase peut être généré avec un signal à micro-ondes pilotant un modulateur de phase de type Mach-Zehnder. En comparant le niveau de bande latérale mesuré sur un ASO avec l'amplitude de la modulation en fréquence (phase) obtenue à partir du montage de mesure de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps, la validité de la mesure de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps peut être établie.

La relation entre le spectre de l'ASO et la fluctuation de la longueur d'onde est donnée par:

$$\frac{P_{\text{porteuse}}}{P_{\text{bande latérale}}} = \frac{J_0^2 \frac{\Delta f}{f_m}}{J_1^2 \frac{\Delta f}{f_m}} \quad (\text{A-1})$$

où

$J_0$  est la fonction de Bessel d'ordre zéro du premier type

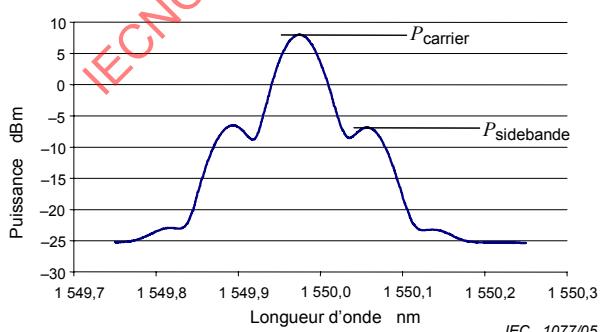
$J_1$  est la fonction de Bessel de premier ordre du premier type

$\Delta f$  est la fluctuation de la longueur d'onde de crête

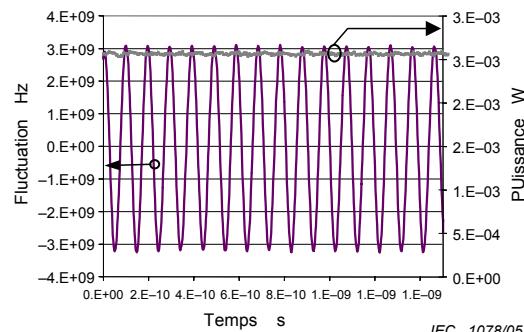
$P_{\text{bandelatérale}}$  est la puissance de la bande latérale (watts)

$P_{\text{porteuse}}$  est la puissance porteuse (watts)

La Figure A-1 présente les mesures d'un signal modulé en phase de 10,25 GHz sur un ASO et un montage de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps. Noter que la symétrie en bandes latérales sur l'ASO et la puissance en fonction du temps plate sur le graphique de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps indiquent qu'il n'y a pas de modulation en intensité. En utilisant l'Equation (A-1), on peut vérifier la correspondance entre les deux méthodes.



(a)



(b)

**Figure A.1 – Modulation seulement en phase observée sur (a) un ASO et (b) un montage de mesure de la fluctuation de la longueur d'onde résolue dans le temps**

## Annex A (informative)

### Verification of TRC set-up and calculations

The implementation of the TRC hardware and calculations can be verified by making an independent with an alternative. While this is very difficult for signals that have a combination of intensity and frequency modulation, a signal with only phase modulation can be used for this purpose. A pure phase-modulated signal can be generated with a microwave signal driving a Mach-Zehnder phase modulator. By comparing sideband level as measured on an OSA with the amplitude of the frequency (phase) modulation obtained from the TRC measurement set-up, the validity of the TRC measurement can be established.

The relationship between OSA spectrum and the chirp is given by:

$$\frac{P_{\text{carrier}}}{P_{\text{sideband}}} = \frac{J_0^2 \frac{\Delta f}{f_m}}{J_1^2 \frac{\Delta f}{f_m}} \quad (\text{A.1})$$

where

$J_0$  is the zero order Bessel function of the first kind

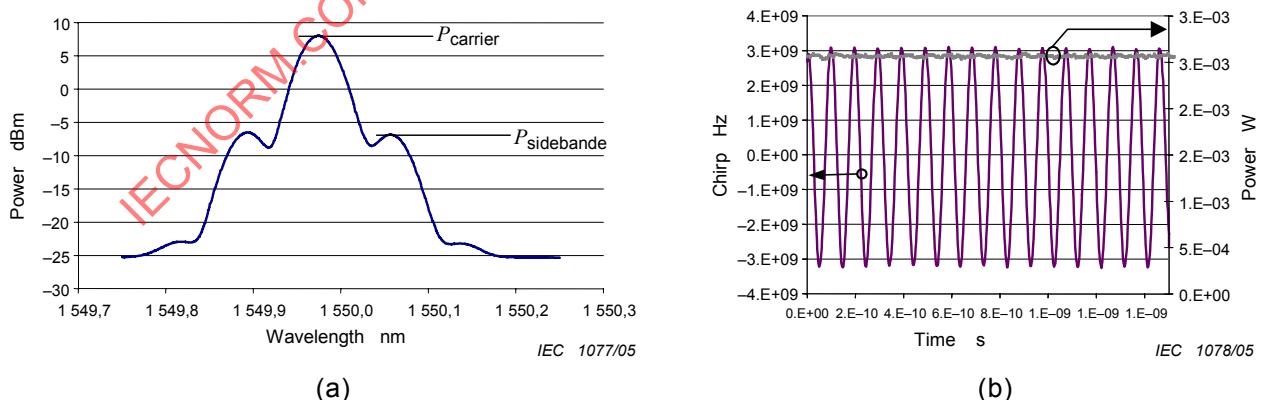
$J_1$  is the first order Bessel function of the first kind

$\Delta f$  is the peak chirp

$P_{\text{sideband}}$  is the sideband power (watts)

$P_{\text{carrier}}$  is the carrier power (watts)

Figure A.1 shows measurements of a 10.25 GHz phase modulated signal on an OSA and a TRC set-up. Note the symmetry in sidebands on the OSA and the flat power versus time on the TRC graph indicate that there is no intensity modulation. Using (A.1), the correspondence between the two methods can be verified.



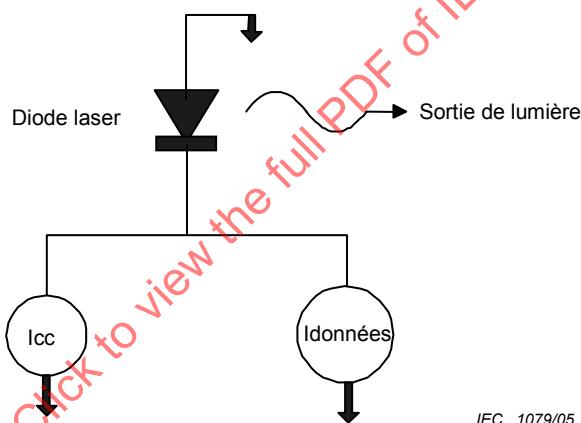
**Figure A.1 – Pure phase modulation observed on (a) an OSA and (b) a TRC measurement setup**

## Annexe B (informative)

### Méthodes de modulation de l'émetteur optique

#### B.1 Laser modulé directement

Les lasers modulés directement (DM, *directly modulated*) sont les plus communs, en particulier pour les systèmes à faible portée. Ils sont les moins coûteux et ont généralement la valeur la plus élevée de la fluctuation de la longueur d'onde. Dans un laser modulé directement, représenté schématiquement à la Figure B.1, le courant de la diode représentera la somme des deux facteurs. «Icc» fixe le point de fonctionnement (puissance moyenne) du laser, tandis que «Idonnées» détermine le niveau de modulation. Les deux facteurs sont réglés pour obtenir la puissance moyenne souhaitée et le rapport d'extinction. Les lasers modulés directement produisent généralement plus de fluctuation de la longueur d'onde pour des rapports d'extinction plus élevés, conduisant à un compromis entre le rapport d'extinction et la pénalité de la fluctuation de la longueur d'onde.



**Figure B.1 – Représentation schématique d'un laser modulé directement**

Dans un laser modulé directement, la présence du signal de données entraîne un changement de l'indice de réfraction efficace dans la cavité du laser. Cela entraîne des déphasages (fluctuation de la longueur d'onde transitoire) au cours des transitions de données ainsi qu'un décalage à long terme dans la fréquence du laser (fluctuation de la longueur d'onde adiabatique).

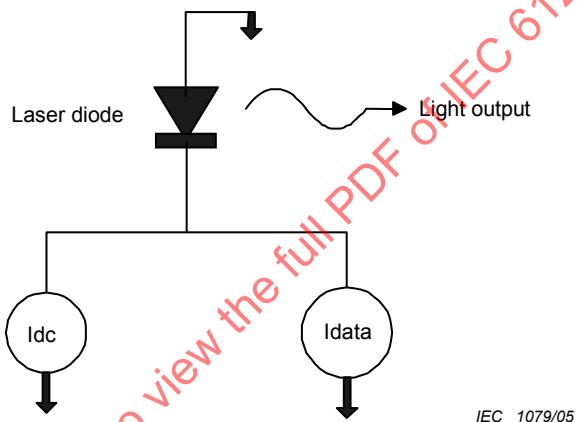
La Figure B.2 représente  $P(t)$  et  $\Delta f(t)$  pour un laser à rétroaction répartie modulé directement. Il y a une fluctuation de la longueur d'onde transitoire et adiabatique significative. Les transitions stimulent les oscillations de relaxation à l'intérieur du dispositif, provoquant une oscillation dans la puissance optique instantanée et dans la fréquence.

## Annex B (informative)

### Optical transmitter modulation methods

#### B.1 Directly modulated laser

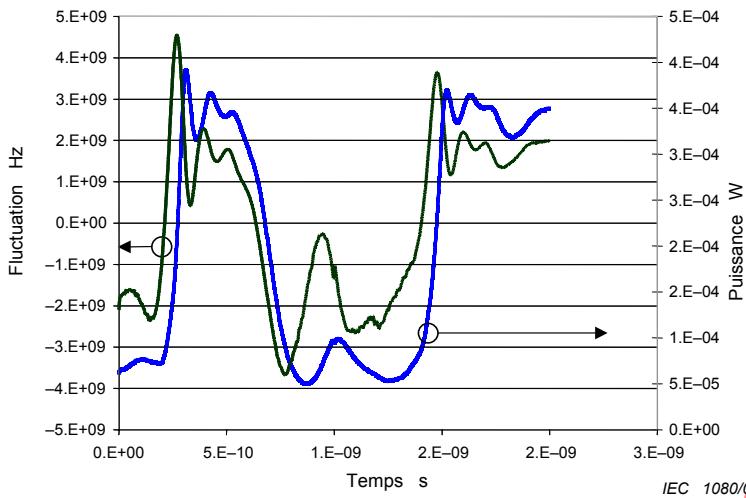
Directly modulated (DM) lasers are the most common, particularly for short-reach systems. They are the least costly and generally have the highest value of chirp. In a DM laser, shown schematically in Figure B.1, the diode current will be the sum of two terms.  $I_{dc}$  sets the operating point (average power) of the laser, while  $I_{data}$  determines the modulation level. The two terms are adjusted to achieve the desired average power and extinction ratio. DM lasers generally produce more chirp for higher extinction ratios, leading to a trade-off between extinction ratio and chirp penalty.



**Figure B.1 – Schematic representation of a directly modulated laser**

In a DM laser, the presence of the data signal produces a change in the effective index of refraction in the laser cavity. This results in phase shifts (transient chirp) during the data transitions as well as a long-term shift in the laser frequency (adiabatic chirp).

Figure B.2 shows  $P(t)$  and  $\Delta f(t)$  for a directly modulated DFB laser. There is significant transient and adiabatic chirp. The transitions excite the relaxation oscillations within the device causing ringing in both the instantaneous optical power and frequency.



Un laser modulé directement a une fluctuation de la longueur d'onde transitoire et adiabatique significative.

**Figure B.2 – Fluctuation de la longueur d'onde transitoire et adiabatique dans un laser modulé directement**

## B.2 Modulateur à électro-absorption

Les lasers modulés à électro-absorption se composent d'un laser de mode longitudinal unique, généralement un laser à rétroaction répartie, et d'une section de modulateur à électro-absorption (EAM, *electro-absorptive modulator*) intégrée généralement sur la même fluctuation de la longueur d'onde. Cela est rentable par rapport aux modulateurs entièrement intégrés et se situe au-dessus des lasers modulés directement en termes de performance de la fluctuation de la longueur d'onde.

En théorie, lorsque l'élément de modulation est séparé de la cavité du laser, il n'y a aucune fluctuation de la longueur d'onde adiabatique. La fréquence constante produite par le laser n'est modifiée qu'en amplitude et phase lorsque la lumière traverse la section de modulation. En pratique, d'autres effets tels que les parasites électriques, les réflexions optiques et les interactions thermiques peuvent provoquer des caractéristiques adiabatiques.

La Figure B.3 représente schématiquement un laser modulé à électro-absorption. Le courant appliqué au laser,  $I_{cc}$ , est strictement continu, de telle sorte que la fréquence du laser soit constante. Le modulateur à électro-absorption est piloté avec un signal séparé qui rend le guide d'onde plus ou moins absorbant. Avec des conceptions de lasers modulés à électro-absorption, la fluctuation de la longueur d'onde transitoire tend à dominer la performance. L'oscillation provenant des oscillations de relaxation du laser est éliminée. Dans les tracés  $P(t)$  et  $\Delta f(t)$ , pour un laser modulé à électro-absorption de la Figure B.4, noter la définition claire des transitoires en fréquence sur les fronts de montée et de descente de  $P(t)$ . Ils sont directement en corrélation avec l'amplitude de  $dP/dt$  comme prédict en (4). Les lasers modulés à électro-absorption peuvent également présenter un facteur transitoire supplémentaire se produisant avant le front de montée représenté à la Figure B.5. On estime que cela est dû à un changement d'indice de réfraction dû au champ  $E$  appliqué au dispositif avant que l'absorption ne reprenne (effet de Pockels) [8].