

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

61280-2-11

Première édition
First edition
2006-01

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

Partie 2-11:

**Systèmes numériques – Détermination du facteur
de qualité moyenné par l'évaluation d'histogramme
d'amplitude pour la surveillance de la qualité des
signaux optiques**

**Fibre optic communication subsystem
test procedures –**

Part 2-11:

**Digital systems – Averaged Q-factor determination
using amplitude histogram evaluation for optical
signal quality monitoring**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 61280-2-11:2006

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)
- Catalogue des publications de la CEI

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI (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) 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
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)
- Catalogue of IEC publications

The on-line catalogue on the IEC web site (www.iec.ch/searchpub) enables you to search by a variety of criteria including text searches, technical committees and date of publication. On-line 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) 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
Tel: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

61280-2-11

Première édition
First edition
2006-01

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

Partie 2-11:

**Systèmes numériques – Détermination du facteur
de qualité moyenné par l'évaluation d'histogramme
d'amplitude pour la surveillance de la qualité des
signaux optiques**

**Fibre optic communication subsystem
test procedures –**

Part 2-11:

**Digital systems – Averaged Q-factor determination
using amplitude histogram evaluation for optical
signal quality monitoring**

© IEC 2006 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 Web: www.iec.ch



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

V

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

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	6
0 INTRODUCTION	10
0.1 Contexte	10
0.2 Formule du facteur de qualité moyenné	12
1 Domaine d'application	14
2 Références normatives	14
3 Termes et définitions	16
4 Termes abrégés	16
5 Appareillage	16
5.1 Filtre passe-bande optique	18
5.2 Récepteur	18
5.3 Générateur d'impulsions d'horloge	20
5.4 Générateur d'impulsions électriques	20
5.5 Module d'échantillonnage	20
5.6 Circuit de traitement de signal	22
5.7 Paramètres du système de surveillance	22
6 Procédure	22
6.1 Connexions de l'appareillage	22
6.2 Définitions des niveaux de seuil	22
7 Calculs	24
Annexe A (normative) Précision, fiabilité et sensibilité de mesure	32
Annexe B (informative) Diaphonie et désaccord de fréquence d'un filtre passe-bande optique	38
Annexe C (normative) Limite la plus élevée de Q_{avg}	46
Annexe D (informative) Dépendance vis-à-vis du débit binaire	50
Annexe E (informative) Dépendance vis-à-vis du format	52
Annexe F (informative) Dépendance de Q_{avg} , $\sigma_{1,avg}$, $ \mu_{1,avg} - \mu_{0,avg} $, et Q vis-à-vis de la dispersion chromatique et de l'OSNR	56
Annexe G (informative) Relation entre Q_{ave} et Q et déficience de PMD	60
Bibliographie	64
Figure 1 – Diagramme de l'œil asynchrone et histogramme d'amplitude	12
Figure 2 – Configuration de mesure du facteur de qualité moyenné	18
Figure 3 – Dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q pour différentes valeurs de α , lorsque $T_r = 1/4 \times T_{slot}$ s, $B_{re} = 0,75 \times B$ Hz, $B_{opt} = 4 \times B$ Hz, $T_{res} = 1/256 \times T_{slot}$ s, $N_{smp} = 16\,384$ (2 ¹⁴)	28
Figure 4 – Dépendance de R vis-à-vis de α , lorsque $T_r = 1/4 \times T_{slot}$ s, $B_{re} = 0,7 \times B$ Hz, $B_{opt} = 4 \times B$ Hz, $T_{res} = 1/256 \times T_{slot}$ s, $N_{smp} = 16\,384$ (2 ¹⁴)	28
Figure 5 – Dépendance de la valeur optimale de α vis-à-vis de B_{opt} , lorsque $T_r = 1/4 \times T_{slot}$ s, $B_{re} = 0,75 \times B$ Hz, $T_{res} = 1/64 \times T_{slot}$ s, $N_{smp} = 16\,384$ (2 ¹⁴)	30

CONTENTS

FOREWORD	7
0 INTRODUCTION	11
0.1 Background	11
0.2 Averaged Q-factor formula	13
1 Scope	15
2 Normative references	15
3 Terms and definitions	17
4 Abbreviated terms	17
5 Apparatus	17
5.1 Optical bandpass filter	19
5.2 Receiver	19
5.3 Clock oscillator	21
5.4 Electrical pulse generator	21
5.5 Sampling module	21
5.6 Signal processing circuit	23
5.7 Monitoring system parameters	23
6 Procedure	23
6.1 Equipment connections	23
6.2 Threshold level definitions	23
7 Calculations	25
Annex A (normative) Measurement accuracy, reliability, and sensitivity	33
Annex B (informative) Crosstalk and frequency detuning of optical bandpass filter	39
Annex C (normative) Highest limit of Q_{avg}	47
Annex D (informative) Bit rate dependence	51
Annex E (informative) Format dependence	53
Annex F (informative) Dependence of Q_{avg} , $\sigma_{1,\text{avg}}$, $ \mu_{1,\text{avg}} - \mu_{0,\text{avg}} $, and Q on chromatic dispersion and OSNR	57
Annex G (informative) Relationship between Q_{ave} and Q with PMD impairment	61
Bibliography	65
Figure 1 – Asynchronous eye-pattern and amplitude histogram	13
Figure 2 – Averaged Q-factor measurement configuration	19
Figure 3 – Dependence of Q_{avg} on Q for different α , when $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,75 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384$ (2^{14})	29
Figure 4 – Dependence of R on α , when $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,7 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384$ (2^{14})	29
Figure 5 – Dependence of optimum value of α on B_{opt} , when $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,75 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/64 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384$ (2^{14})	31

Figure A.1 – Définition de ΔQ_{avg} et ΔQ	32
Figure A.2 – Dépendance de l'écart type de Q_{avg} vis-à-vis de N_{samp} : $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,7 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $\alpha = 0,3$, $Q = 16$ dB (BER $\sim 10^{-10}$).....	34
Figure A.3 – Dépendance de la <i>pen</i> tée d'adaptation linéaire de Q_{avg} par rapport à Q sur B_{opt} : $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,7 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $\alpha = 0,3$	36
Figure A.4 – Dépendance de l'écart type des huit points de mesure de Q_{avg} vis-à-vis de T_{res} : $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,75 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $N_{\text{samp}} = 16\ 384(2^{14})$, $\alpha = 0,3$, $Q = 16$ dB (BER $\sim 10^{-10}$).....	36
Figure B.1 – Définition du signal MLO (WDM, <i>wavelength-division multiplexing</i> = multiplexage en longueur d'onde) et de la réponse en fréquence OBPF.....	38
Figure B.2 – Dépendance Δf_{obpf} de Q et Q_{avg} pour une valeur Δf_{WDM} de 100 GHz(a), 50 GHz(b) et 25 GHz(c)	40
Figure B.3 – Définition du désaccord de fréquence centrale OBPF δf_c	42
Figure B.4 – dépendance δf_c de Q_{avg} pour Δf_{WDM} de 100 GHz(a), 50 GHz(b) et 25 GHz(c)	44
Figure C.1 – Dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q lorsque B est de 10 Gbit/s: $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,75 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ GHz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\ 384(2^{14})$, $\alpha = 0,3$	46
Figure C.2 – Dépendance de la limite la plus élevée de Q_{avg} au moment du temps de montée après le convertisseur O/E	48
Figure D.1 – Exemple de relation entre Q_{avg} et Q pour différents débits binaires	50
Figure E.1 – Dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q lorsque $D = 0$ ps/nm, $R_{\text{duty}} = 0,4$, $B_{\text{re}} = 0,6 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 240$ GHz, $T_{\text{res}} = 1/64 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\ 384(2^{14})$ et $\alpha = 0,2$ ou $0,3$	52
Figure E.1 – Dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q lorsque $D = 1\ 020$ ps/nm, $R_{\text{duty}} = 0,4$, $B_{\text{re}} = 0,6 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 240$ GHz, $T_{\text{res}} = 1/64 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\ 384(2^{14})$ et $\alpha = 0,2$ ou $0,3$	54
Figure F.1 (a) Dépendance vis-à-vis de la dispersion chromatique et (b) dépendance OSNR de σ_1 , $\mu_1 - \mu_0$ et Q_{avg} pour des signaux optiques NRZ de 10-Gbit/s lorsque B_{opt} est de 40 GHz et α de 0,3.....	56
Figure F.2 (a) Dépendance vis-à-vis de la dispersion chromatique et (b) dépendance OSNR de σ_1 , $\mu_1 - \mu_0$ et Q_{avg} pour des signaux optiques NRZ de 10-Gbit/s lorsque B_{opt} est de 240 GHz et α de 0,2.....	56
Figure G.1 – Dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q lorsque le DGD moyen = 30 ps.....	60
Figure G.2 – Histogramme de Q_{avg} lorsque Q est compris entre 18,5 dB et 18,7dB.....	62
Tableau 1 – Paramètres du système de surveillance.....	22
Tableau D.1 – Valeurs de T_r , B_{re} , B_{opt} et T_{res}	50

Figure A.1 – Definition of ΔQ_{avg} and ΔQ	33
Figure A.2 – Dependence of the standard deviation of Q_{avg} on N_{samp} : $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,7 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $\alpha = 0,3$, $Q = 16$ dB (BER~ 10^{-10})	35
Figure A.3 – Dependence of linear fitting <i>slope</i> of Q_{avg} versus Q on B_{opt} : $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,7 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $\alpha = 0,3$	37
Figure A.4 – Dependence of the standard deviation of eight measurement points of Q_{avg} on T_{res} : $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,75 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $N_{\text{samp}} = 16\,384(2^{14})$, $\alpha = 0,3$, $Q = 16$ dB (BER ~ 10^{-10}).....	37
Figure B.1 – Definition of WDM signal and OBPF frequency response	39
Figure B.2 – Δf_{obpf} dependence of Q and Q_{avg} for Δf_{WDM} of 100 GHz(a), 50 GHz(b), and 25 GHz(c)	41
Figure B.3 – Definition of OBPF central frequency detuning δf_c	43
Figure B.4 – δf_c dependence of Q_{avg} for Δf_{WDM} of 100 GHz(a), 50 GHz(b), and 25 GHz(c)	45
Figure C.1 – Dependence of Q_{avg} on Q when B is 10 Gbit/s: $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,75 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ GHz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384(2^{14})$, $\alpha = 0,3$	47
Figure C.2 – Dependence of the highest limit of Q_{avg} on rise time after O/E converter	49
Figure D.1 – Example of relationship between Q_{avg} and Q for different bit rates.....	51
Figure E.1 – Dependence of Q_{avg} on Q when $D = 0$ ps/nm, $R_{\text{duty}} = 0,4$, $B_{\text{re}} = 0,6 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 240$ GHz, $T_{\text{res}} = 1/64 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384(2^{14})$ and $\alpha = 0,2$ or $0,3$	53
Figure E.2 – Dependence of Q_{avg} on Q when $D = 1\,020$ ps/nm, $R_{\text{duty}} = 0,4$, $B_{\text{re}} = 0,6 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 240$ GHz, $T_{\text{res}} = 1/64 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384(2^{14})$ and $\alpha = 0,2$ or $0,3$	55
Figure F.1 (a) Chromatic dispersion dependence and (b) OSNR dependence of σ_1 , $\mu_1 - \mu_0$ and Q_{avg} for 10-Gbit/s NRZ optical signals when B_{opt} is 40 GHz and α is 0,3.....	57
Figure F.2 (a) Chromatic dispersion dependence and (b) OSNR dependence of σ_1 , $\mu_1 - \mu_0$ and Q_{avg} for 10-Gbit/s NRZ optical signals when B_{opt} is 240 GHz and α is 0,2.....	57
Figure G.1 – Dependence of Q_{avg} on Q when mean DGD = 30 ps	61
Figure G.2 – Histogram of Q_{avg} when Q ranges from 18,5 dB to 18,7dB.....	63
Table 1 – Monitoring system parameters.....	23
Table D.1 – Values of T_r , B_{re} , B_{opt} and T_{res}	51

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

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

Partie 2-11: Systèmes numériques – Détermination du facteur de qualité moyenné par l'évaluation d'histogramme d'amplitude pour la surveillance de la qualité des signaux optiques

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 CEI se présentent sous la forme de recommandations internationales et elles 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'uniformité internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de la CEI dans leurs publications nationales et régionales. Toute divergence entre toute Publication de la CEI et toute publication nationale ou régionale correspondante doit être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 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 qu'il est déclaré que la conformité avec les dispositions du présent document peut impliquer l'utilisation d'un brevet intéressant la détermination du facteur de qualité moyenné.

La CEI ne prend pas position quant à la preuve, à la validité et à la portée de ces droits de propriété.

Le détenteur de ces droits de propriété a donné l'assurance à la CEI qu'il consent à négocier des licences avec des demandeurs du monde entier, à des termes et conditions raisonnables et non discriminatoires. À ce propos, la déclaration du détenteur des droits de propriété est enregistrée à la CEI. Des informations peuvent être demandées à:

NTT Corporation
Tokyo
Japon

L'attention est d'autre part attirée sur le fait que certains des éléments du présent document peuvent faire l'objet de droits de propriété autres que ceux qui ont été mentionnés ci-dessus. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de l'identification de ces droits de propriété en tout ou partie.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**FIBRE OPTIC COMMUNICATION SUBSYSTEM
TEST PROCEDURES –****Part 2-11: Digital systems –
Averaged Q-factor determination using amplitude histogram
evaluation for optical signal quality monitoring**

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 averaged Q-factor measurement.

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

The holders of this patent right have assured the IEC that they are 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:

NTT Corporation
Tokyo
Japan

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 61280-2-11 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.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
86C/682/FDIS	86C/687/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, sous le titre général *Procédures d'essai des sous-systèmes de télécommunication à fibres optiques*¹⁾:

Partie 1: Sous-systèmes généraux de télécommunication ²⁾

Partie 2: Systèmes numériques ³⁾

Partie 4: Installation de câbles et liens ⁴⁾

La Partie 3 est en préparation.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant la date de maintenance indiquée sur le site web de la CEI sous «<http://webstore.iec.ch>» dans les données relatives à la publication recherchée. A cette date, la publication sera

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

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

2) 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*.

3) 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*.

4) 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 61280-2-11 has been prepared by subcommittee 86C: Fibre optic systems and active devices, of IEC technical committee 86: Fibre optics.

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

FDIS	Report on voting
86C/682/FDIS	86C/687/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* ¹⁾:

Part 1: General communication subsystems ²⁾

Part 2: Digital systems ³⁾

Part 4: Cable plant and links ⁴⁾

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.

1) 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*

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

3) 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*.

4) The title of Part 4 has changed. Part 4–2 was published under the title *Fibre optic cable plant*.

0 INTRODUCTION

0.1 Contexte

La surveillance de la qualité des signaux est un aspect important pour le fonctionnement et la maintenance des réseaux de transport optiques (Optical Transport Networks – OTN). Du point de vue de l'opérateur du réseau, les techniques de surveillance sont nécessaires pour l'établissement d'accords portant sur les connexions, la protection, le rétablissement et/ou le niveau de service. Pour établir ces fonctions, il convient que les techniques de surveillance utilisées soient conformes à certaines exigences générales: mesures (non intrusives) en service, détection de la détérioration des signaux (à la fois dégradation du SNR et distorsion de la forme d'onde), isolation des défauts (localisation de sections ou de nœuds affectés), transparence et hiérarchisation (quels que soient le débit binaire de signal et les formats de signaux) et simplicité (petite taille et faible coût).

Il existe plusieurs approches, tant par des techniques analogiques que numériques, qui permettent de détecter différentes déficiences: estimation du taux d'erreur binaire (bit error rate – BER) [1,2], détection de blocs d'erreur, mesure de la puissance optique, évaluation du SNR optique avec mesure de spectre [3, 4], détection de ton pilote [5,6], surveillance du facteur de qualité [7], estimation de pseudo BER en utilisant deux circuits de décision [8,9] et évaluation par histogrammes avec mesure du diagramme de l'œil synchrone [10]. Un des paramètres fondamentaux de surveillance des performances de tout système de transmission numérique est son BER de bout en bout.

Toutefois, le BER ne peut être évalué correctement qu'avec des mesures de BER de services extérieurs en utilisant une représentation de bit d'essai connue à la place du signal réel.

Par ailleurs, la mesure en service ne peut donner que des estimations grossières par la mesure des paramètres numériques (par exemple, estimation du BER, détection de blocs d'erreur et comptage des erreurs dans les auto-corrections) ou des paramètres analogiques (par exemple SNR optique et facteur de qualité).

On a beaucoup attendu et étudié certaines méthodes de surveillance de la qualité des signaux qui offrent une bonne mesure de la qualité de signal sans la complexité de terminaison. Lorsque le BER du système est trop faible pour être mesuré dans un laps de temps raisonnable, il est utile d'adopter les mesures du facteur de qualité. Toutefois, toutes les méthodes fondées sur l'échantillonnage nécessitent la synchronisation puis une analyse ce qui les rend similaires à la terminaison liée aux protocoles en termes de coût et de complexité. En fait, l'échantillonnage synchrone exige une extraction temporelle avec des équipements complexes qui sont spécifiques à chaque BER et chaque format.

Récemment, la situation décrite ci-dessus a heureusement commencé à changer. Une méthode par histogramme simple et asynchrone a été développée pour la mesure du facteur de qualité [11],[12]. Différents types de dégradations (c'est-à-dire dégradation SNR et distorsion de longueur d'onde due à la dispersion chromatique) peuvent être surveillés [13], fournissant ainsi des informations sur l'origine des dégradations [14]. L'échantillonnage asynchrone permet une surveillance du facteur de qualité indépendamment du débit binaire et le même équipement couvre les débits binaires jusqu'à 160 Gbit/s [15]. En outre, la surveillance est appliquée à la fois aux signaux optiques NRZ et RZ [11], et elle est indépendante du débit binaire et du format de signal utilisés par la voie multiplexée par répartition en longueur d'onde (wavelength division multiplexed – WDM) [16]. La surveillance des performances peut être réalisée en différents points de surveillance comme au niveau des répéteurs de lignes optiques, des régénérateurs ou des points de commutation optiques (nécessite une pré-mesure) [17]. En d'autres termes, cette méthode est censée être appliquée aux points de surveillance pour lesquels la terminaison électrique est impossible. Si on envisage le réseau tout optique du futur, un point de commutation optique possède une surveillance des performances sans régénération électrique.

La mesure du facteur de qualité moyenné, Q_{avg} , par un échantillonnage asynchrone constitue une alternative rentable aux mesures de BER. Cela constitue une des approches prometteuses de surveillance des performances pour les systèmes de transmission optique à

0 INTRODUCTION

0.1 Background

Signal quality monitoring is an important issue for operation and maintenance of optical transport networks (OTN). From the network operator's point of view, monitoring techniques are required to establish connections, protection, restoration, and/or service level agreements. In order to establish these functions, the monitoring techniques used should satisfy some general requirements: in-service (non-intrusive) measurement, signal deterioration detection (both SNR degradation and waveform distortion), fault isolation (localize impaired sections or nodes), transparency and scalability (irrespective of the signal bit rate and signal formats), and simplicity (small size and low cost).

There are several approaches, both analog and digital techniques, that make it possible to detect various impairments: bit error rate (BER) estimation [1,2], error block detection, optical power measurement, optical SNR evaluation with spectrum measurement [3, 4], pilot tone detection [5,6], Q-factor monitoring [7], pseudo BER estimation using two decision circuits [8,9], and histogram evaluation with synchronous eye diagram measurement [10]. A fundamental performance monitoring parameter of any digital transmission system is its end-to-end BER. However, the BER can be correctly evaluated only with outside service BER measurements, using a known test bit pattern in place of the real signal. On the other hand, in-service measurement can only provide rough estimates through the measurement of digital parameters (e.g., BER estimation, error block detection, and error count in forward error correction) or analog parameters (e.g., optical SNR and Q-factor).

What has been much desired and studied is some methods for signal quality monitoring that will provide a good measure of signal quality without the complexity of termination. When the system BER is too low to be measured within a reasonable length of time, it is useful to adopt Q-factor measurements. However, all sampling-based methods require synchronization and then some analysis, which makes them similar to protocol-aware termination in terms of cost and complexity. In fact, synchronous sampling requires timing extraction by complex equipment that is specific to each BER and each format.

The above situation has, fortunately, very recently begun to change. A simple, asynchronous histogram method was developed for Q-factor measurement [11],[12]. Different degradation types (i.e., SNR degradation and wavelength distortion due to chromatic dispersion) can be monitored [13], thus providing information about the origin of the degradations [14]. Asynchronous sampling allows bit-rate independent Q-factor monitoring, and the same equipment covers bit rates of up to 160 Gbit/s [15]. Moreover, the monitoring is applied to both NRZ and RZ optical signals [11], and is independent of the bit rate and signal format used by the wavelength division multiplexed (WDM) channel [16]. Performance monitoring can be performed at different monitoring points such as optical line repeaters, regenerators, or optical switching nodes (requires pre-measurement) [17]. In other words, this method is expected to be applied to the monitoring points where electrical termination is impossible. If we think of the future all-optical network, an optical switching node has performance monitoring without electrical regeneration.

Average Q-factor, Q_{avg} , measurement through asynchronous sampling is a cost-effective alternative to BER measurements. This is one of the promising performance-monitoring approaches for intensity modulated direct detection (IM-DD) optical transmission systems. This method can be utilized for monitoring both relative and absolute values of optical signal quality.

détection directe et modulée en intensité (intensity modulated direct detection – IM-DD). Cette méthode peut être utilisée pour la surveillance à la fois des valeurs relatives et absolues de la qualité des signaux optiques.

Avec le facteur de qualité moyenné obtenu à partir des paramètres de l'histogramme d'amplitude (écart type et niveau moyen), l'effet total des dégradations de qualité du signal optique dû à l'intégralité des causes (comme l'ASE et la dispersion chromatique) peut être surveillé. Compte tenu du schéma d'échantillonnage asynchrone, le facteur de qualité moyenné n'est pas sensible aux variations de qualité du signal optique créées par l'instabilité de synchronisation. Les sections suivantes définissent le facteur de qualité moyenné et donnent une procédure pour mesurer la qualité du signal optique par le facteur de qualité moyenné. Avec les paramètres d'histogramme d'amplitude, il est également possible de distinguer les origines de la dégradation du BER (dégradation du SNR, distorsion de la forme d'onde). Les informations concernant la dépendance des paramètres d'histogramme d'amplitude vis-à-vis du OSNR et de la dispersion chromatique sont données à l'Annexe F (informative).

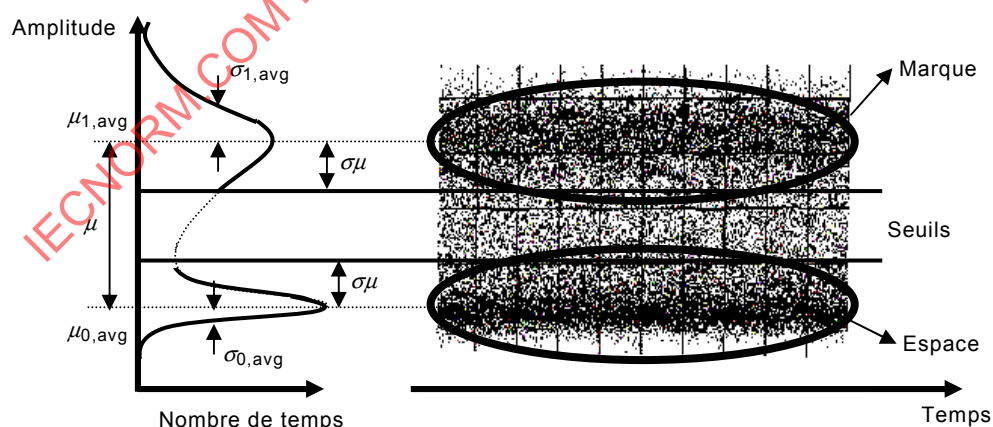
0.2 Formule du facteur de qualité moyenné

La Figure 1 utilise un diagramme de l'œil asynchrone type et son histogramme d'amplitude obtenu par l'échantillonnage optique asynchrone pour illustrer le principe de la méthode. Parmi les points d'échantillonnage qui constituent l'histogramme, il est déterminé que les points dont le niveau est supérieur à un niveau de seuil prédéterminé μ_{th1} , appartiennent au niveau «Marque» (c'est-à-dire, «1»), tandis que les points dont le niveau est inférieur au niveau de seuil prédéterminé, μ_{th0} , appartiennent au niveau «Espace» (c'est-à-dire, «0»).

Le facteur de qualité moyenné, Q_{avg} , est défini par

$$Q_{avg} = |\mu_{1,avg} - \mu_{0,avg}| / (\sigma_{1,avg} + \sigma_{0,avg}) \quad (1)$$

où $\mu_{i,avg}$ et $\sigma_{i,avg}$ sont l'écart moyen et l'écart type des distributions de niveau Marque ($i = 1$) et Espace ($i = 0$), respectivement [12-17]. Les données obtenues par échantillonnage asynchrone comprennent les données des points de croisement involontaires dans le diagramme de l'œil qui réduisent la valeur mesurée du facteur de qualité moyenné. Les deux niveaux de seuil sont fixés (μ_{th1} et μ_{th0}) pour éliminer les données de point de croisement.



IEC 2563/05

Figure 1 – Diagramme de l'œil asynchrone et histogramme d'amplitude

L'essence de cette méthode est que l'extraction temporelle n'est pas utilisée et que les diagrammes de l'œil sont analysés. C'est pourquoi cette méthode fournit un format de signal, un format de modulation et une flexibilité du débit binaire.

With the averaged Q-factor obtained from amplitude histogram parameters (the standard deviation and average level), the over-all effect of the optical signal quality degradations due to the integral of the causes (such as ASE and Chromatic dispersion) can be monitored. Due to asynchronous sampling scheme, the averaged Q-factor is insensitive to the optical signal quality variations created by timing jitter. The following sections define the averaged Q-factor and provide a procedure to measure the optical signal quality via the averaged Q-factor. With the amplitude histogram parameters, it is also possible to distinguish the origins of the BER degradation (SNR degradation, waveform distortion). The information about the dependence of the amplitude histogram parameters on OSNR and chromatic dispersion is shown in Annex F (informative).

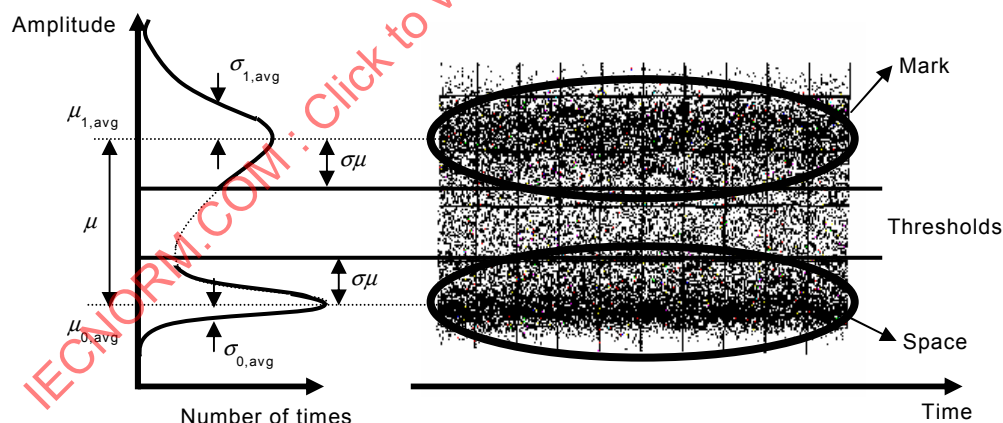
0.2 Averaged Q-factor formula

Figure 1 uses a typical asynchronous eye-pattern and its amplitude histogram, obtained by asynchronous optical sampling, to illustrate the principle of this method. Among the sampling points that constitute the histogram, it is determined that those points whose level is higher than a predetermined threshold level, μ_{th1} , belong to level "Mark" (i.e., "1"), while those points whose level is lower than a predetermined threshold level, μ_{th0} , belong to level "Space" (i.e., "0").

The averaged Q-factor, Q_{avg} , is defined by

$$Q_{avg} = |\mu_{1,avg} - \mu_{0,avg}| / (\sigma_{1,avg} + \sigma_{0,avg}) \quad (1)$$

where $\mu_{i,avg}$ and $\sigma_{i,avg}$ are the mean and standard deviation of the Mark ($i = 1$) and Space level ($i = 0$) distributions, respectively [12-17]. The data obtained by asynchronous sampling includes unwanted cross-point data in the eye-diagram, which decreases the measured value of the averaged Q-factor. The two threshold levels are set (μ_{th1} and μ_{th0}) in order to remove the cross-point data.



IEC 2563/05

Figure 1 – Asynchronous eye-pattern and amplitude histogram

The essence of this method is that timing extraction is not used and asynchronous eye diagrams are evaluated. That is why this method provides signal format, modulation format and bit rate flexibility.

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

Partie 2-11: Systèmes numériques – Détermination du facteur de qualité moyenné par l'évaluation d'histogramme d'amplitude pour la surveillance de la qualité des signaux optiques

1 Domaine d'application

La présente partie de la CEI 61280 définit le facteur de qualité moyenné et fournit une procédure pour le mesurer en utilisant les paramètres d'histogramme d'amplitude comme l'écart type et le niveau moyen.

Le facteur de qualité moyenné et les paramètres d'histogramme d'amplitude sont utiles pour la surveillance des modifications de la qualité du signal optique dans les réseaux optiques installés. Le facteur de qualité moyenné est corrélé avec le paramètre traditionnel Q d'un canal optique donné.

Avec la méthode d'essai du facteur de qualité moyenné, il est possible de surveiller les dégradations de la qualité du signal optique en raison de la dégradation du rapport signal à bruit optique (OSNR) et de la distorsion de la forme d'onde :

- la dégradation du rapport signal à bruit optique (OSNR) due aux causes suivantes:
 - accumulation d'émission spontanée amplifiée (ESA);
 - perte de ligne de transmission;
 - diaphonie entre voies;
- distorsion de la forme d'onde due aux causes suivantes (généralement présentes simultanément):
 - dispersion chromatique;
 - dispersion en mode polarisation (polarization mode dispersion – PMD);
 - effets optiques non linéaires.

NOTE 1 Dans certains cas, la cause principale de la dégradation de signal (dégradation OSNR ou distorsion de la forme d'onde) peut être identifiée par un traitement adapté des données mesurées

NOTE 2 Cette méthode n'est pas sensible aux variations de la qualité des signaux optiques créées par la l'instabilité de synchronisation.

2 Références normatives

Les documents de référence suivants sont indispensables pour l'application du présent document. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, c'est la dernière édition du document référencé (y compris tous les amendements) qui s'applique.

CEI 61280-2-2: *Procédures d'essai des sous-systèmes de télécommunications à fibres optiques – Partie 2-2: Systèmes numériques – Mesure du diagramme de l'œil optique, de la forme d'onde et du taux d'extinction*

Recommandation UIT T G.959.1: *Interfaces de la couche physique des réseaux de transport optique*

FIBRE OPTIC COMMUNICATION SUBSYSTEM TEST PROCEDURES –

Part 2-11: Digital systems – Averaged Q-factor determination using amplitude histogram evaluation for optical signal quality monitoring

1 Scope

This part of IEC 61280 defines the averaged Q-factor and provides a procedure to measure it by using amplitude histogram parameters such as the standard deviation and average level.

The averaged Q-factor and amplitude histogram parameters are useful for monitoring changes in optical signal quality in installed optical networks. The average Q-factor is correlated with the traditional Q parameter of a given optical channel.

With the averaged Q-factor test method signal, quality degradations due to optical signal-to-noise ratio (OSNR) degradation and to waveform distortion can be monitored:

- OSNR degradation, due to the following causes:
 - accumulation of amplified spontaneous emission (ASE);
 - transmission line loss;
 - channel crosstalk;
- waveform distortion, due to the following causes (usually simultaneously present):
 - chromatic dispersion;
 - polarization mode dispersion (PMD);
 - optical nonlinear effects.

NOTE 1 In some cases the main cause of signal degradation (OSNR degradation or waveform distortion) can be identified by suitable processing of the measured data

NOTE 2 This method is insensitive to the optical signal quality variations created by timing jitter.

2 Normative references

The following referenced documents are indispensable for the application of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

IEC 61280-2-2: *Fibre optic communication subsystem basic test procedures – Part 2-2: Test procedures for digital systems – Optical eye pattern, waveform, and extinction ratio*

ITU-T Recommendation G.959.1: *Optical transport network physical layer interfaces*

3 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les définitions et les termes suivants s'appliquent.

3.1

facteur de qualité moyenné

paramètre mesuré de manière asynchrone sur des signaux numériques optiques actifs pour surveiller la qualité de ces signaux.

NOTE Ce paramètre est corrélé au traditionnel paramètre de facteur de qualité.

4 Termes abrégés

ASE	émission spontanée amplifiée (<i>amplified spontaneous emission</i>)
BER	taux d'erreur binaire (<i>bit error ratio</i>)
EDFA	amplificateur à fibre dopée à l'erbium (<i>Erbium-doped fibre amplifier</i>)
IM-DD	modulé en intensité – détection directe (<i>intensity modulated direct detection</i>)
NRZ	non-retour à zéro (<i>Non-return-to-zero</i>)
OBPF	filtre passe-bande optique
OSNR	rapport signal sur bruit optique (<i>optical signal-to-noise ratio</i>)
OTN	réseaux de transport optiques (<i>optical transport networks</i>)
PMD	dispersion en mode de polarisation (<i>polarization mode dispersion</i>)
RZ	retour à zéro (<i>return-to-zero</i>)
SNR	rapport signal sur bruit (<i>Signal-to-noise ratio</i>)
WDM	multiplexage par répartition en longueur d'onde (<i>wavelength division multiplexing</i>)

5 Appareillage

Les composants de base du système de mesure sont un filtre passe-bande optique, un récepteur, un générateur d'impulsions d'horloge, un générateur d'impulsions électriques, un module d'échantillonnage et un circuit de traitement des signaux comme représenté à la Figure 2.

Dans le cas type, la mesure du facteur de qualité moyenné est réalisée juste après l'amplificateur optique de la ligne ou après les répéteurs régénérateurs, les interconnexions optiques et les autres nœuds de matrice. La puissance du signal utilisée pour la mesure de la qualité de signal peut être réglée pour ne pas descendre en dessous de la valeur du rapport signal sur bruit optique (OSNR) à l'entrée de l'amplificateur optique.

Des descriptions plus détaillées de l'équipement sont données aux paragraphes suivants.

3 Terms and definitions

For the purposes of this document, the following term and definition apply.

3.1

averaged Q-factor

parameter measured asynchronously on live optical digital signals for the purpose of monitoring the quality of those signals

NOTE This parameter is correlated with the traditional Q-factor parameter.

4 Abbreviated terms

ASE	amplified spontaneous emission
BER	bit error ratio
EDFA	Er-doped fibre amplifier
IM-DD	intensity modulated direct detection
NRZ	non-return-to-zero
OBPF	optical bandpass filter
OSNR	optical signal-to-noise ratio
OTN	optical transport networks
PMD	polarization mode dispersion
RZ	return-to-zero
SNR	signal-to-noise ratio
WDM	wavelength division multiplexing

5 Apparatus

The primary components of the measurement system are an optical bandpass filter, a receiver, a clock oscillator, an electrical pulse generator, a sampling module and a signal processing circuit, as shown in Figure 2.

In the typical case, the average Q-factor measurement is performed just after the optical amplifier of the line or regenerator repeaters, optical cross-connects, and other fabric nodes. The power of the signal used for signal quality measurement can be set so as not to fall below the optical signal-to-noise ratio (OSNR) at the input of the optical amplifier.

More detailed descriptions of the equipment are given in the following subclauses.

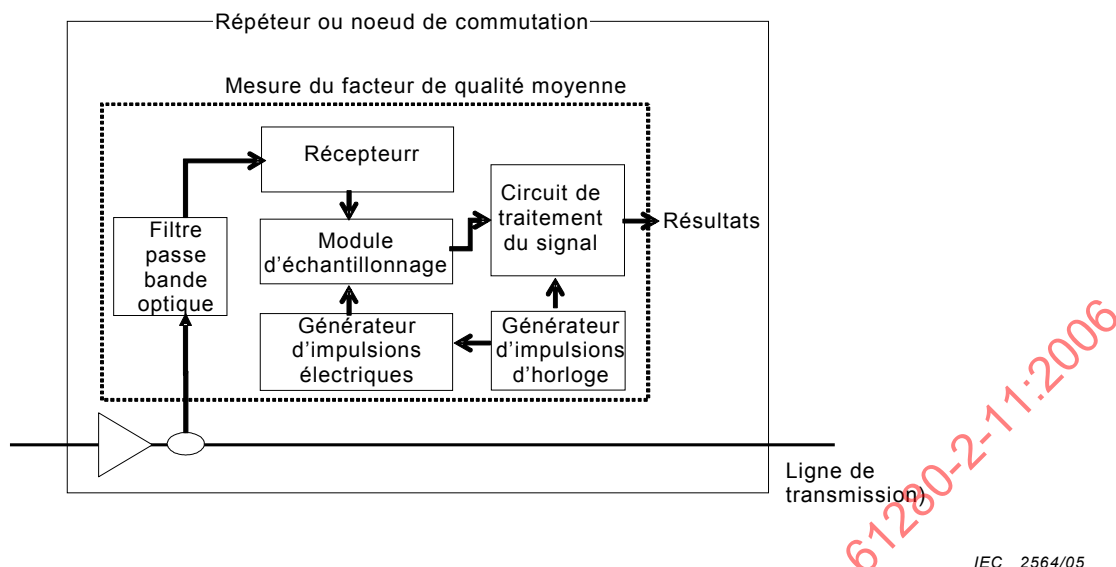


Figure 2 – Configuration de mesure du facteur de qualité moyenné

5.1 Filtre passe-bande optique

Le filtre passe-bande optique (OBPF) doit être utilisé pour réduire le bruit d'ASE involontaire provenant de l'amplificateur optique et/ou pour extraire une voie donnée du signal WDM. Il convient que la largeur de bande du filtre optique B_{opt} soit plus large que le débit binaire du signal optique. La dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de B_{opt} est décrite à l'Annexe A. La forme de l'OBPF est définie dans le document UIT-T G.959.1 à la Figure B.2 où deux paramètres, le rapport de suppression de puissance de la voie adjacente et la déviation de fréquence centrale, sont définis. Les caractéristiques qui dépendent de ces paramètres sont données à l'Annexe B.

5.2 Récepteur

Le récepteur est normalement une photodiode rapide suivie par une amplification électrique. Le récepteur est équipé d'un connecteur optique approprié pour permettre la connexion au point d'interface optique soit directement soit via une jarretière optique.

Il est impossible de donner des spécifications précises en raison de la grande variété des installations possibles. Toutefois, le récepteur doit suivre les lignes directrices générales fondées sur la CEI 61280-2-2 comme suit:

- gamme de longueurs d'onde d'entrée acceptable, adaptée pour couvrir l'application prévue;
- sensibilité adaptée pour produire un diagramme de l'œil asynchrone;

Par exemple, considérer qu'un flux de données optiques sans retour à zéro (NRZ) avec une puissance optique moyenne de -15 dBm est à mesurer. Si la sensibilité du circuit de traitement de signal avec module d'échantillonnage est de 10 mV, une sensibilité de 790 V/W est nécessaire pour produire un diagramme de l'œil de 50 mV crête à crête.

- puissance optique équivalente du bruit, suffisamment faible pour donner une mesure précise.

Par exemple, considérer qu'un flux de données optiques sans retour à zéro (NRZ) avec une puissance optique moyenne de -15 dBm est à mesurer. Si la largeur de bande de bruit efficace du système de mesure est de 470 MHz et si le bruit au carré affiché doit être inférieur à 5% de la hauteur du diagramme de l'œil asynchrone, la puissance optique équivalente au bruit doit être de 145 pW-Hz $^{-1/2}$ ou moins.

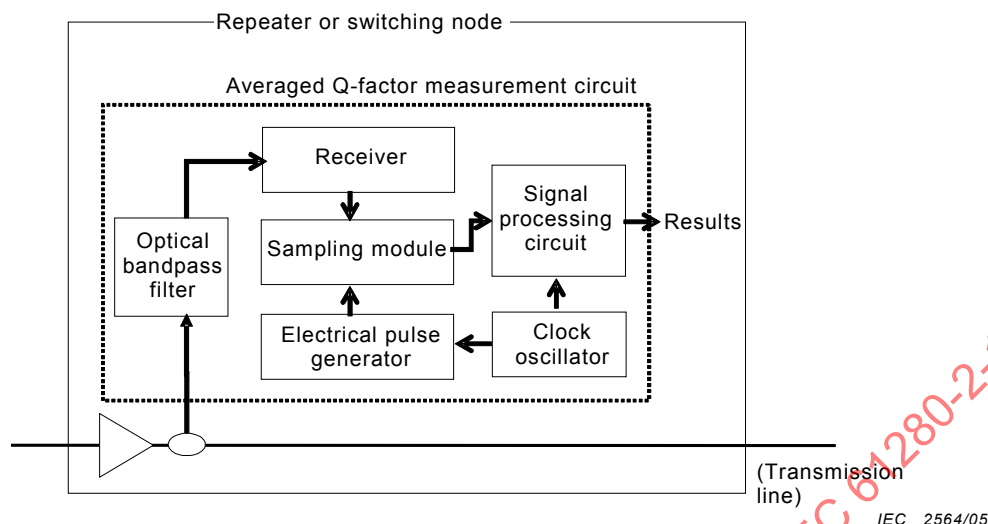


Figure 2 – Averaged Q-factor measurement configuration

5.1 Optical bandpass filter

The optical bandpass filter (OBPF) shall be used to reduce unwanted ASE noise from the optical amplifier or/and to extract a wanted channel from WDM signal. The bandwidth of the optical filter B_{opt} should be broader than the bit rate of the optical signal. The dependence of Q_{avg} on B_{opt} is described in Annex A. The shape of OBPF is defined in ITU-T G.959.1/Figure B.2, where two parameters, the power suppression ratio of adjacent channel and the central frequency deviation, are defined. The characteristics depending on these parameters are shown in Annex B.

5.2 Receiver

The receiver is typically a high-speed photodiode, followed by electrical amplification. The receiver is equipped with an appropriate optical connector to allow connection to the optical interface point, either directly or via an optical jumper cable.

Precise specifications are precluded by the wide variety of possible implementations. However, the receiver shall follow the general guidelines based on IEC 61280-2-2 as follows:

- a) acceptable input wavelength range, adequate to cover the intended application;
- b) responsivity, adequate to produce an asynchronous eye-pattern;

For example, assume that a non-return-to-zero (NRZ) optical data stream with an average optical power of -15 dBm is to be measured. If the sensitivity of the signal processing circuit with sampling module is 10 mV, a responsivity of 790 V/W is required in order to produce an asynchronous eye-pattern of 50 mV peak-to-peak.

- c) optical noise-equivalent power, low enough to result in an accurately measurement;

For example, assume that a non-return-to-zero (NRZ) optical data stream with an average optical power of -15 dBm is to be measured. If the effective noise bandwidth of the measurement system is 470 MHz, and if the displayed root-mean-square noise is to be less than 5% of the asynchronous eye-pattern height, the optical noise-equivalent power shall be 145 pW-Hz $^{-1/2}$ or less.

- d) fréquence supérieure de coupure (-3 dB), B_{re} Hz;

Pour assurer la répétabilité et la précision, il convient que la fréquence supérieure de coupure (largeur de bande), B_{re} , du récepteur soit indiquée explicitement dans les spécifications particulières.

Pour les signaux de format NRZ, ce type de récepteur a normalement une largeur de bande qui est un peu inférieure à la fréquence d'horloge. Pour ce type de mesure, un filtre passe bas avec une largeur de bande de -3 dB de $0,75/T$ (où T est l'intervalle de binaire, en secondes, du signal de données) est souvent utilisé. Pour les signaux de format RZ, le contenu spectral peut être bien supérieur au signal NRZ au même débit binaire de signal. Ceci peut donner une largeur de bande de récepteur dépassant la fréquence d'horloge.

- e) fréquence inférieure de coupure (-3 dB), 0 Hz;

Le couplage en courant continu est nécessaire pour deux raisons. Tout d'abord, les mesures du rapport d'extinction ne peuvent pas être réalisées d'une autre manière avec une précision suffisante. Deuxièmement, si un couplage en courant alternatif est utilisé, les composantes spectrales à basse fréquence du signal mesuré (de valeur inférieure à la fréquence de coupure inférieure du récepteur) peuvent causer une distorsion importante via la modulation d'amplitude du diagramme de l'œil asynchrone détecté.

- f) il convient que la réponse transitoire, le dépassement positif, le dépassement négatif et les autres aberrations de forme d'onde soient mineurs de manière à ne pas interférer avec la mesure;

Il convient que la fréquence de coupure supérieure (largeur de bande), B_{re} , du récepteur détermine essentiellement la réponse transitoire du système.

- g) facteur d'adaptation électrique de sortie suffisamment élevé pour que les réflexions provenant du module d'échantillonnage qui suit le récepteur soient supprimées de manière appropriée, de 0 Hz à une fréquence très supérieure à la largeur de bande du récepteur;

Une mesure dans le domaine temporel peut être très imprécise en présence de réflexions importantes multiples. Une valeur minimale de 15 dB est recommandée pour le facteur d'adaptation lorsque de nombreux composants sont utilisés après le récepteur. Le facteur d'adaptation de sortie efficace du récepteur peut être amélioré avec des atténuateurs électriques en ligne, aux dépens des niveaux de signal réduits. Enfin, la spécification du facteur d'adaptation s'étend au courant continu car sinon il se produirait un décalage en courant continu dans la forme d'onde ce qui entraînerait des erreurs dans les mesures du facteur de qualité moyen.

5.3 Générateur d'impulsions d'horloge

Le générateur d'impulsions d'horloge fournit un signal d'horloge qui correspond au taux d'échantillonnage. Le signal d'horloge n'est pas synchronisé sur le signal optique pour l'échantillonnage asynchrone et il est envoyé à la fois à un générateur d'impulsions électriques et à un circuit de traitement de signal. La fréquence du signal d'horloge peut aller de 1 MHz à 1 GHz.

5.4 Générateur d'impulsions électriques

Le générateur d'impulsions électriques doit être capable de fournir un train d'impulsions électriques au module d'échantillonnage. Le taux de répétition du train d'impulsions électriques doit être cohérent avec le taux d'échantillonnage.

5.5 Module d'échantillonnage

Le module d'échantillonnage doit échantillonner les signaux optiques à un taux de répétition spécifié avec une largeur de temps d'échantillonnage spécifiée (= fenêtre d'échantillonnage) en utilisant un train d'impulsions électriques générées par un générateur d'impulsions électriques et doit détecter le niveau des signaux échantillonnés. Les valeurs échantillonnées sont envoyées au circuit de traitement de signal.

La précision de Q_{avg} qui dépend de la fenêtre d'échantillonnage ou de la résolution temporelle T_{res} est représentée à l'Annexe A.

- d) upper cut-off (–3 dB) frequency, B_{re} Hz;

In order to ensure repeatability and accuracy, the upper cut-off frequency (bandwidth), B_{re} , of the receiver should be explicitly stated in the detail specifications.

For NRZ format signals, this type of receiver typically has a bandwidth that is somewhat less than the clock frequency. For this type of measurement, a low-pass filter with a –3 dB bandwidth of $0,75/T$ (where T is the bit interval, in seconds, of the data signal) is often used. For RZ format signals, the spectral content may be significantly higher than the NRZ signal at the same signal bit rate. This can lead to a receiver bandwidth that is in excess of the clock frequency.

- e) lower cut-off (–3 dB) frequency, 0 Hz;

DC coupling is necessary for two reasons. First, extinction ratio measurements cannot otherwise be performed with sufficient accuracy. Second, if AC-coupling is used, low-frequency spectral components of the measured signal (below the lower cut-off frequency of the receiver) may cause significant distortion via amplitude modulation of the detected asynchronous eye-pattern.

- f) transient response, overshoot, undershoot, and other waveform aberrations should be minor so as not to interfere with the measurement;

The upper cut-off frequency (bandwidth), B_{re} , of the receiver should primarily determine the system transient response.

- g) output electrical return loss, high enough that reflections from the sampling module following the receiver are adequately suppressed, from 0 Hz to a frequency significantly greater than the bandwidth of the receiver;

A time-domain measurement may be very inaccurate if significant multiple reflections are present. A minimum value of 15 dB for the return loss is recommended when many components are employed following the receiver. The effective output return loss of the receiver may be improved with in-line electrical attenuators, at the expense of reduced signal levels. Finally, the return loss specification extends to d.c., since otherwise, a d.c. shift in the waveform will occur, causing averaged Q-factor measurements to be in error.

5.3 Clock oscillator

The clock oscillator provides a clock signal that corresponds to the sampling rate. The clock signal is not synchronized to the optical signal for asynchronous sampling, and is sent to both an electrical pulse generator and a signal processing circuit. The frequency of the clock signal may range from 1 MHz to 1 GHz.

5.4 Electrical pulse generator

The electrical pulse generator shall be capable of providing an electrical pulse train to the sampling module. The repetition rate of the electrical pulse train is to be consistent with the sampling rate.

5.5 Sampling module

The sampling module shall sample the optical signals at a specified repetition rate with a specified sampling time width (= sampling window) by using an electrical pulse train generated with an electrical pulse generator and detect the level of the sampled signals. The sampled values are sent to the signal processing circuit.

The accuracy of Q_{avg} depending on the sampling window or temporal resolution T_{res} is shown in Annex A.

5.6 Circuit de traitement de signal

Le circuit de traitement de signal doit calculer l'histogramme d'amplitude en utilisant les valeurs échantillonnées par le module d'échantillonnage et le signal d'horloge provenant du générateur d'impulsions d'horloge. Le circuit de traitement de signal calcule ensuite le facteur de qualité moyenné à partir de l'amplitude d'histogramme. Une description détaillée du traitement de signal concerné est donnée à l'Article 6.

5.7 Paramètres du système de surveillance

Pour réaliser la mesure du facteur de qualité moyenné, Q_{avg} , il faut que les paramètres du système de mesure soient choisis de manière appropriée. La largeur de bande du filtre optique, B_{opt} , détermine la largeur de bande et le SNR optique du signal optique à traiter. La largeur de bande du récepteur, B_{re} , est déterminée par le convertisseur O/E et le filtre passe-bas; elle influence la forme d'onde et le SNR du signal électrique provenant du récepteur. La résolution temporelle, T_{res} , est la résolution du procédé d'ouverture qui est déterminé par la largeur des impulsions d'échantillonnage électriques. La résolution est indépendante de l'instabilité de l'horloge d'échantillonnage car dans ce cas l'échantillonnage est asynchrone. Le nombre d'échantillonnage, N_{smp} , est le nombre total de points échantillonnés pour tracer l'histogramme d'amplitude. Le taux d'échantillonnage, R_{smp} , est le taux de répétition de l'horloge d'échantillonnage. Il s'agit d'un paramètre qui n'est pas directement lié à Q_{avg} mais qui influe sur le temps d'échantillonnage total, T_{smp} , ou sur le temps de mesure complet. Les termes T_{smp} , N_{smp} , et R_{smp} sont liés selon l'équation suivante: $T_{smp} = N_{smp} / R_{smp}$. Ces paramètres du système de surveillance sont représentés au Tableau 1.

Tableau 1 – Paramètres du système de surveillance

Q_{avg}	Facteur de qualité moyenné
B_{opt}	Largeur de bande du filtre optique
B_{re}	Largeur de bande du récepteur
T_{res}	Résolution temporelle
N_{smp}	Nombre d'échantillons
R_{smp}	Taux d'échantillonnage:
T_{smp}	Temps d'échantillonnage total

6 Procédure

6.1 Connexions de l'appareillage

Connecter l'appareillage comme indiqué à la Figure 2. Un EDFA n'est nécessaire que si la puissance provenant de la ligne de transmission est insuffisante pour fournir un niveau de signal suffisamment élevé au récepteur.

NOTE Lorsqu'un EDFA est utilisé, l'ASE de l'EDFA modifie l'OSNR. De ce fait, il est nécessaire de confirmer que la mesure exigée du facteur de qualité moyenné peut être réalisée.

6.2 Définitions des niveaux de seuil

Tout d'abord, l'histogramme d'amplitude est tracé en comptant le nombre de points échantillonnés pour chaque niveau d'amplitude mesurés au cours d'une période pré-déterminée. L'axe horizontal de l'histogramme est le nombre de points échantillonnés et l'axe vertical représente le niveau d'amplitude. Pour les signaux types «marque et espace», il convient que l'histogramme ait deux crêtes comme indiqué à la Figure 1: une correspondant au niveau «espace», l'autre au niveau «marque».

5.6 Signal processing circuit

The signal processing circuit shall calculate the amplitude histogram by utilizing the sampled values from the sampling module and the clock signal from the clock oscillator. The signal processing circuit then calculates the averaged Q-factor from the amplitude histogram. A detailed description of the signal processing involved is given in Clause 6.

5.7 Monitoring system parameters

To realize the measurement of averaged Q-factor, Q_{avg} , the parameters of the measurement system must be appropriately chosen. The optical filter bandwidth, B_{opt} , determines the bandwidth and optical SNR of the optical signal to be processed. The receiver bandwidth, B_{re} , is determined by the O/E converter and the low-pass filter; it influences the waveform and the SNR of the electrical signal from the receiver. The temporal resolution, T_{res} , is the resolution of the gating process that is determined by the width of the electrical sampling pulses. The resolution is independent of the jitter of the sampling clock because the sampling here is asynchronous. The sampling number, N_{samp} , is the total number of sampled points for drawing the amplitude histogram. The sampling rate, R_{samp} , is the repetition rate of the sampling clock. This is a parameter that is not directly linked to Q_{avg} but is influential over total sampling time, T_{samp} , or entire measurement time. Terms T_{samp} , N_{samp} , and R_{samp} are related as per the following equation: $T_{samp} = N_{samp} / R_{samp}$. These monitoring system parameters are shown in Table 1.

Table 1 – Monitoring system parameters

Q_{avg}	averaged Q-factor
B_{opt}	optical filter bandwidth
B_{re}	receiver bandwidth
T_{res}	temporal resolution
N_{samp}	sampling number
R_{samp}	sampling rate
T_{samp}	total sampling time

6 Procedure

6.1 Equipment connections

Connect the equipment as shown in Figure 2. An EDFA is required only if the power from the transmission line is insufficient to provide a sufficiently high signal level to the receiver.

NOTE When an EDFA is used, ASE from the EDFA modifies the OSNR. Therefore, it is necessary to confirm that the required averaged Q-factor measurement can be realized.

6.2 Threshold level definitions

Firstly, the amplitude histogram is drawn by counting the number of sampled points for each amplitude level measured within a predetermined period. The horizontal axis of the histogram is the number of sampled points and the vertical axis represents the amplitude level. For typical “mark and space” signals, the histogram should have two peaks as seen in Figure 1: one corresponding to “space” level and the other to “mark” level.

Le nombre total de points échantillonnés comprenant l'histogramme d'amplitude avec l'amplitude supérieure à un certain niveau peut être obtenu par intégration numérique: le nombre intégré des points échantillonnés augmente avec la baisse du niveau d'amplitude choisi. Lorsque le nombre de points échantillonnés avec une amplitude dépassant un certain niveau devient égal à N_{middle} , il convient que ce niveau d'amplitude soit désigné niveau milieu, μ_m . Ici, le nombre de points échantillonnés au-delà du niveau milieu, N_{middle} , est défini comme

$$N_{\text{middle}} = N_{\text{total}} \times R_{\text{duty}} \times R_{\text{mark}} \quad (2)$$

où

N_{total} est le nombre total de points échantillonnés,

R_{duty} est le rapport de service (ou facteur de service: le rapport de la largeur d'impulsion sur l'intervalle de temps) du signal optique et

R_{mark} est le rapport de marque (à savoir la probabilité que le niveau de marque apparaisse dans les signaux de transmission numérique IM-DD).

Ensuite, il convient que le niveau d'amplitude correspondant au point de crête le plus faible dans l'histogramme à «deux crêtes» soit déterminé comme la moyenne $\mu_{0.\text{avg}}$. La valeur moyenne du niveau de marque, $\mu_{1.\text{avg}}$, est ensuite estimée comme

$$\mu_{1.\text{avg}} = 2 (\mu_m - \mu_{0.\text{avg}}) + \mu_{0.\text{avg}} \quad (3)$$

Dans les systèmes de transmission numérique réels, la crête qui correspond au niveau marque dans l'histogramme «à deux crêtes» peut ne pas présenter clairement de crête prononcée car plusieurs types de déficiences de transmission pourraient élargir la distribution des niveaux de puissance échantillonnés. Toutefois, il est plus difficile d'identifier la crête de la distribution du niveau de marque pour les signaux optiques RZ que pour les NRZ. La méthode décrite ci-dessus est avantageuse dans la mesure où la moyenne $\mu_{1.\text{avg}}$ du niveau de marque peut être facilement identifiée même avec la distribution de puissance élargie.

Le niveau de seuil d'espace μ_{th0} et le niveau de seuil de marque μ_{th1} qui sont utilisés respectivement pour identifier «espace» et «marque» dans l'histogramme sont déterminés comme suit:

$$\mu_{\text{th0}} = \mu_{0.\text{avg}} + \alpha (\mu_{1.\text{avg}} - \mu_{0.\text{avg}}) \quad (4)$$

$$\mu_{\text{th1}} = \mu_{1.\text{avg}} - \alpha (\mu_{1.\text{avg}} - \mu_{0.\text{avg}}) \quad (5)$$

où $0 < \alpha < 0.5$.

Ici, les points échantillonnés dont le niveau est supérieur à μ_{th1} appartiennent au niveau «Marque» (à savoir, «1»), tandis que ceux qui sont inférieurs à μ_{th0} appartiennent au niveau «Espace» (à savoir, «0»).

7 Calculs

L'écart moyen et l'écart type ($\mu_{1.\text{avg}}$ et $\sigma_{1.\text{avg}}$) sont calculés à partir de la distribution du niveau Marque. L'écart moyen et l'écart type de la distribution du niveau espace ($\mu_{0.\text{avg}}$ et $\sigma_{0.\text{avg}}$) sont également calculés.

Ensuite, le facteur de qualité, Q_{avg} , peut être calculé avec l'équation (1),

The total number of sampled points comprising the amplitude histogram with the amplitude exceeding a certain level can then be obtained by a numerical integration: the integrated number of sampled points increases with decrease in the amplitude level chosen. When the number of sampled points with their amplitude exceeding a certain level becomes equal to N_{middle} , this amplitude level should be called as the middle level, μ_m . Here, the number of sampled points above the middle level, N_{middle} , is defined as

$$N_{\text{middle}} = N_{\text{total}} \times R_{\text{duty}} \times R_{\text{mark}} \quad (2)$$

where

N_{total} is the total number of sampled points,

R_{duty} is the duty ratio (or duty factor: the ratio of the pulse width to the time slot) of the optical signal, and

R_{mark} is the Mark ratio (i.e., the probability that the Mark level appears in the IM-DD digital transmission signals).

Next, the amplitude level corresponding to the lower peak point in the “two-peak” histogram should be determined as the average $\mu_{0.\text{avg}}$. The average value of the Mark level, $\mu_{1.\text{avg}}$, is then estimated as

$$\mu_{1.\text{avg}} = 2 (\mu_m - \mu_{0.\text{avg}}) + \mu_{0.\text{avg}} \quad (3)$$

In actual optical transmission systems, the peak corresponding to the mark level in the “two-peak” histogram may not clearly exhibit a sharp peak because several types of transmission impairments could broaden the distribution of the sampled power levels. Moreover, it is more difficult for RZ optical signals than for NRZ to identify the peak of the mark level distribution. The method described above is advantageous in that the average $\mu_{1.\text{avg}}$ of the Mark level can be easily identified even with the broadened power distribution.

The space threshold level μ_{th0} and the mark threshold level μ_{th1} that are used to respectively identify “space” and “mark” in the histogram are determined as follows:

$$\mu_{\text{th0}} = \mu_{0.\text{avg}} + \alpha (\mu_{1.\text{avg}} - \mu_{0.\text{avg}}) \quad (4)$$

$$\mu_{\text{th1}} = \mu_{1.\text{avg}} - \alpha (\mu_{1.\text{avg}} - \mu_{0.\text{avg}}) \quad (5)$$

where $0 < \alpha < 0.5$.

Here, the sampled points whose level is higher than μ_{th1} belong to level “Mark” (i.e., “1”), while those lower than μ_{th0} belong to level “Space” (i.e., “0”).

7 Calculations

From the Mark level distribution, the mean and standard deviation ($\mu_{1.\text{avg}}$ and $\sigma_{1.\text{avg}}$) are calculated. The mean and standard deviation of the Space level distribution ($\mu_{0.\text{avg}}$ and $\sigma_{0.\text{avg}}$) are also calculated.

Then, the averaged Q-factor, Q_{avg} , can be calculated by Equation (1),

La Figure 3 illustre des exemples types des valeurs calculées, et montre un exemple de dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q pour différentes valeurs de α . Q dépend du SNR, ainsi la Figure 3 montre la dépendance de Q_{avg} vis-à-vis du SNR. La courbe d'ajustement linéaire de la relation entre Q_{avg} et Q est calculée en utilisant la méthode des moindres carrés. La différence entre les valeurs Q_{avg} est estimée par le coefficient de corrélation R , qui est relatif à la covariance de Q_{avg} et Q .

Cette méthode peut être utilisée pour la surveillance à la fois des valeurs relatives et absolues de la qualité des signaux optiques. En mesurant la relation entre Q_{avg} et Q (voir Figure 3) avant d'appliquer cette méthode au réseau optique, la valeur absolue de Q ou du BER peut être estimée. Même en l'absence d'informations sur la relation, la surveillance relative (détection de dégradation Q) peut être assurée.

La Figure 4 est un exemple type de valeurs calculées, qui montre comment R dépend de α lorsque B_{opt} a une valeur de quatre fois le débit binaire ($B_{opt} = 4 \times B$ Hz). Selon cette Figure, R maintient une valeur élevée lorsque α est une valeur quelconque comprise entre 0,1 et 0,5. Lorsque α devient faible, le nombre de points échantillonnés disponibles pour déterminer les valeurs de l'écart moyen et de l'écart type devient insuffisant. D'un autre côté, lorsque α devient élevé, les points de croisement échantillonnés du diagramme de l'œil sont inclus soit dans les niveaux de marque soit dans les niveaux d'espace et les valeurs d'écart moyen et d'écart type fluctuent en conséquence. En outre, la pente de la courbe d'adaptation linéaire est faible et dégrade la sensibilité de Q_{avg} à Q , lorsque α approche 0,5. Pour réduire l'ambiguïté de la mesure Q_{avg} , il convient que α soit réglé approximativement sur 0,3 lorsque B_{opt} a une valeur de quatre fois le débit binaire ($B_{opt} = 4 \times B$ Hz). La valeur optimale de α dépend de B_{opt} .

La Figure 5 montre comment la valeur optimale de α dépend de la largeur de bande OBPF B_{opt} . Ici le débit binaire B est réglé à 10 Gbit/s. Lorsque B_{opt} devient plus étroit, le temps de montée et le temps de descente de la forme d'onde du signal deviennent plus importants que ceux avant le filtrage et les points de croisement échantillonnés inclus soit dans le niveau marque soit dans le niveau espace augmentent. Pour réduire les fluctuations de la valeur de l'écart moyen et de l'écart type, il convient de régler α pour qu'il soit plus important. C'est pourquoi la valeur optimale de α augmente lorsque B_{opt} diminue. Par exemple, la valeur optimale de α est d'environ 0,3 et 0,2 pour B_{opt} de 40 GHz et 240 GHz, respectivement.

Bien que R maintienne une valeur élevée au-dessus de 0,99 lorsque α est une valeur quelconque comprise entre 0,1 et 0,5, il convient que la valeur de α soit choisie en se référant à la Figure 5 pour réduire l'ambiguïté de la mesure de Q_{avg} autant que possible.

La limite la plus élevée de Q_{avg} dépend de α et du temps de montée (de descente) du signal électrique comme le montre l'Annexe C. L'essence de cette méthode est que la récupération du rythme n'est pas utilisée et que les diagrammes de l'œil asynchrones sont évalués. C'est pourquoi cette méthode fournit un format de signal, un format de modulation et une flexibilité du débit binaire (voir l'Annexe D et l'Annexe E). Les caractéristiques en fonction de la dispersion chromatique, OSNR, et DPM sont présentées à l'Annexe F et à l'Annexe G. Les effets non linéaires sont plus compliqués et font l'objet d'une étude suivie.

Figure 3 illustrates typical examples of the calculated values, which shows an example of the dependence of Q_{avg} on Q for different values of α . Q depends on the SNR, so Figure 3 shows the dependence of Q_{avg} on the SNR. The linear fitting curve of the relationship between Q_{avg} and Q is calculated using the least squares method. The difference between Q_{avg} values is estimated by correlation coefficient R , which pertains to the covariance of Q_{avg} and Q .

This method can be utilized for monitoring both relative and absolute values of optical signal quality. By measuring the relationship between Q_{avg} and Q (see Figure 3) before applying this method to the optical network, the absolute value of Q or BER can be estimated. Even if there is not information about the relationship, the relative monitoring (Q degradation detection) can be performed.

Figure 4 is the typical example of calculated values, which shows the dependence of R on α when B_{opt} is four times the bit rate ($B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz). According to this figure, R maintains a high value when α is any value between 0,1 and 0,5. When α becomes small, the number of sampled points available to determine the values of the mean and standard deviation becomes insufficient. On the other hand, when α becomes large, the sampled cross-points of the eye diagram are included in either the Mark or Space levels, and the mean and the standard deviation values fluctuate accordingly. Moreover, the slope of the linear fitting curve is small which degrades the sensitivity of Q_{avg} to Q , when α approaches 0,5. To reduce the ambiguity of the Q_{avg} measurement, α should be set to approximately 0,3 when B_{opt} is four times the bit rate ($B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz). The optimum value of α depends on B_{opt} .

Figure 5 shows the dependence of the optimum value of α on OBPF bandwidth B_{opt} . Here the bit rate B is set to be 10 Gbit/s. When B_{opt} becomes narrower, rise time and fall time of the signal waveform become larger than those before filtering and the sampled cross-points included in either the Mark or Space levels increase. To reduce the mean and the standard deviation value fluctuations, α should be set to be larger. Therefore, the optimum value of α increases as B_{opt} decreases. For instance, the optimum value of α is about 0,3 and 0,2 for B_{opt} of 40 GHz and 240 GHz, respectively.

Though R maintains a high value over 0,99 when α is any value between 0,1 and 0,5, the value of α should be selected by referring to Figure 5 to reduce the ambiguity of Q_{avg} measurement as much as possible.

The highest limit of Q_{avg} depends on α and the rise (fall) time of the signal as shown in Annex C. The essence of this method is that timing recovering is not used and asynchronous eye diagrams are evaluated. That is why this method provides signal format, modulation format and bit rate flexibility (see Annex D and Annex E). The characteristics depending on chromatic dispersion, OSNR, and PMD are shown in Annex F and Annex G. Nonlinear effects are more complicated and are the subject of continued study.

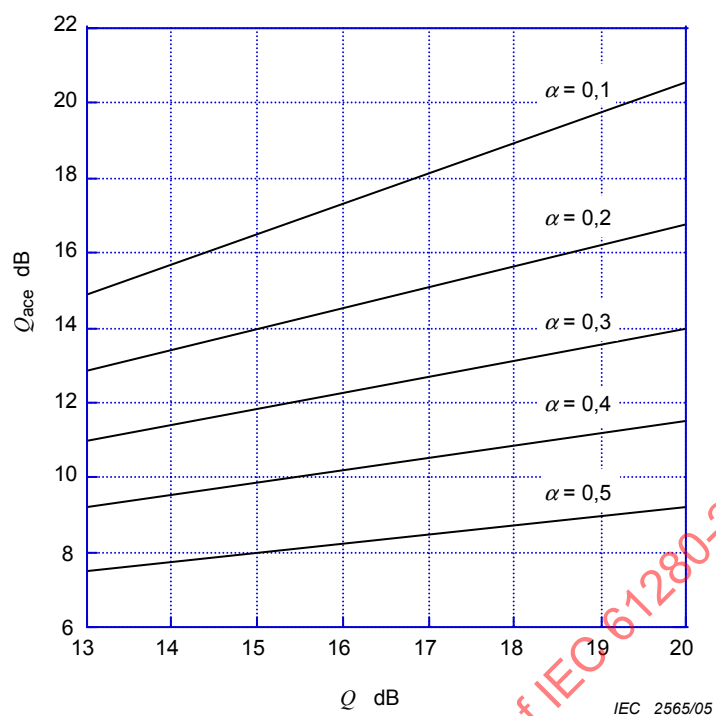


Figure 3 – Dépendance de Q_{ave} vis-à-vis de Q pour différentes valeurs de α , lorsque $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,75 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384$ (2^{14})

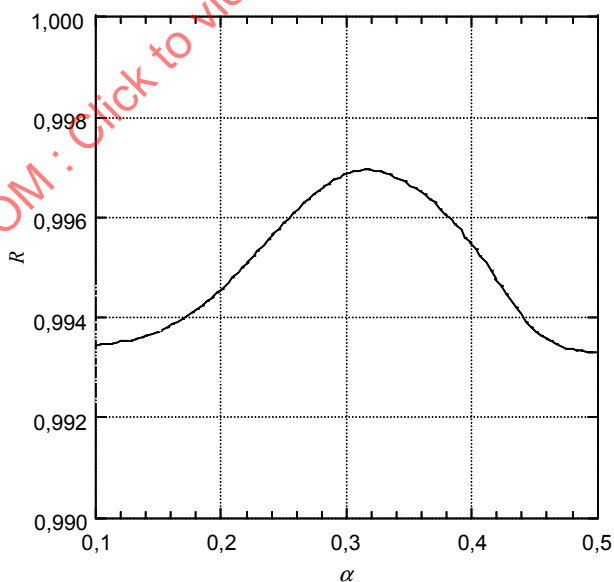


Figure 4 – Dépendance de R vis-à-vis de α , lorsque $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,7 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384$ (2^{14})

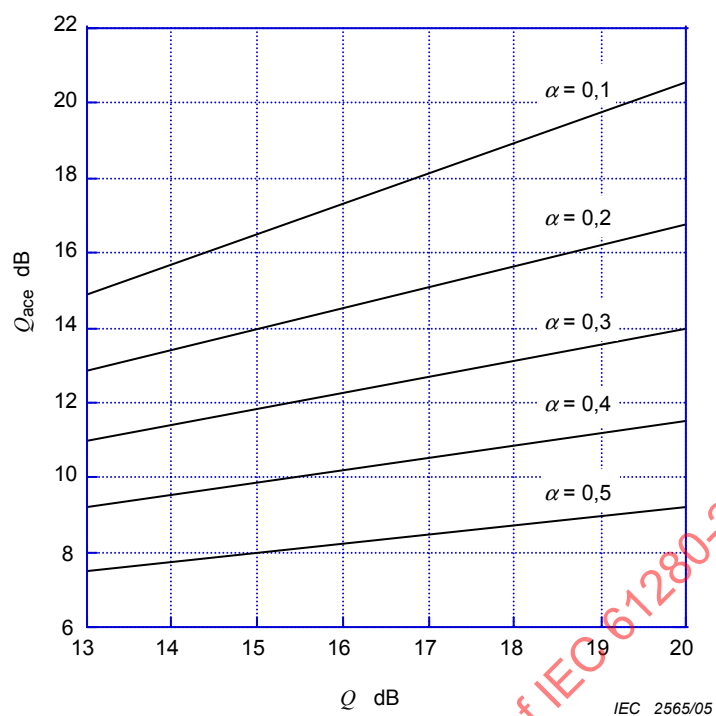


Figure 3 – Dependence of Q_{avg} on Q for different α , when $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,75 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384$ (2^{14})

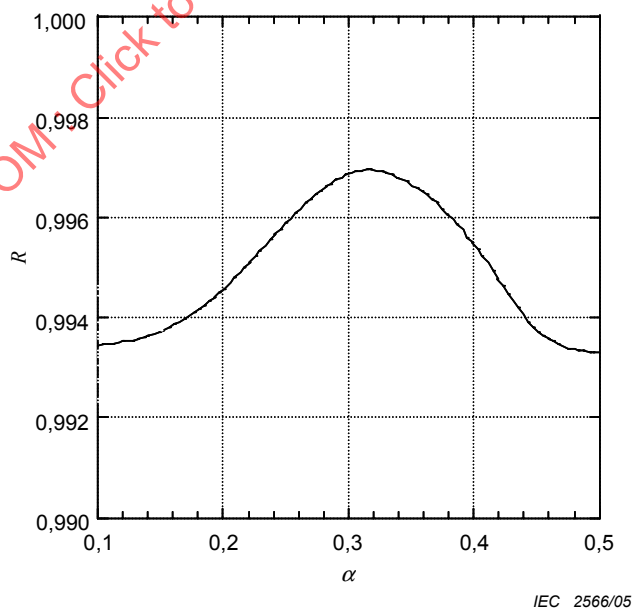


Figure 4 – Dependence of R on α , when $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,7 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384$ (2^{14})

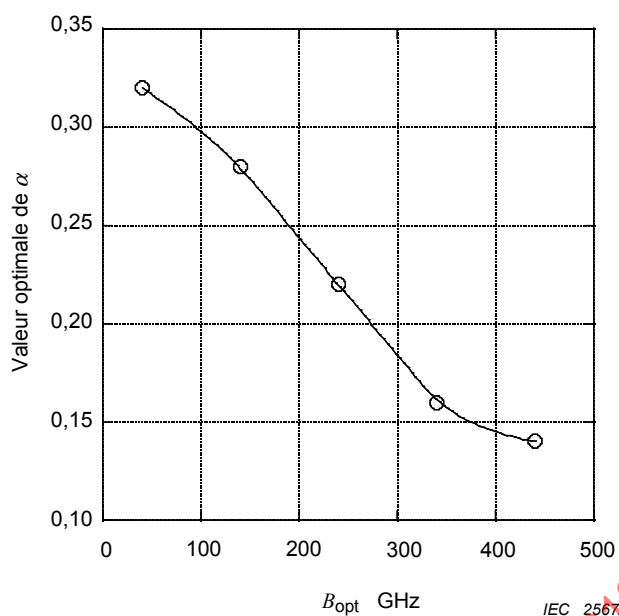
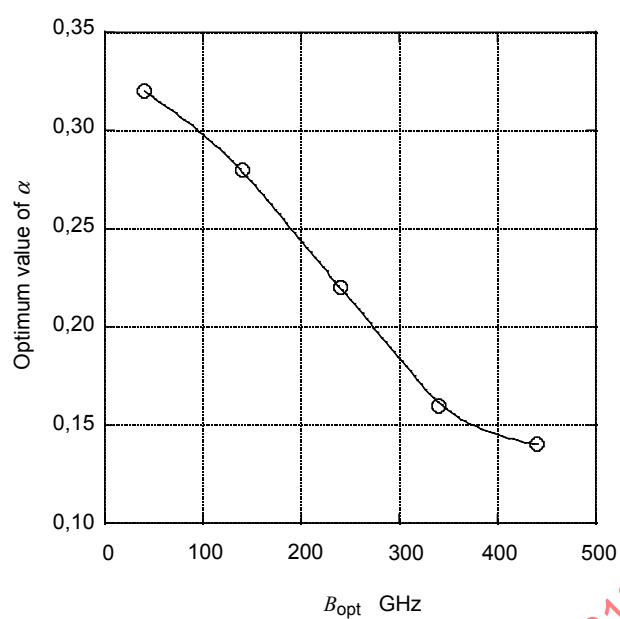


Figure 5 – Dépendance de la valeur optimale de α vis-à-vis de B_{opt} , lorsque $T_r = 1/4 \times T_{slot}$ s, $B_{re} = 0,75 \times B$ Hz, $T_{res} = 1/64 \times T_{slot}$ s, $N_{smp} = 16\ 384(2^{14})$



IEC 2567/05

**Figure 5 – Dependence of optimum value of α on B_{opt} , when $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s,
 $B_{\text{re}} = 0,75 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/64 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384(2^{14})$**

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61280-2-11:2006

Annexe A (normative)

Précision, fiabilité et sensibilité de mesure

La précision de mesure est influencée par la fiabilité de mesure. Les variations des valeurs mesurées Q_{avg} et Q sont définies respectivement comme ΔQ_{avg} et ΔQ , et la pente d'adaptation linéaire de Q_{avg} par rapport à Q est définie comme *pente*. ΔQ_{avg} , ΔQ , et *pente* désignent respectivement les paramètres de la précision de mesure, de la fiabilité de mesure et de la sensibilité de mesure. Sur la Figure A.1, ces paramètres sont facilement reconnaissables et ΔQ devient:

$$\Delta Q = \Delta Q_{\text{avg}} / \text{pente}. \quad (\text{A.1})$$

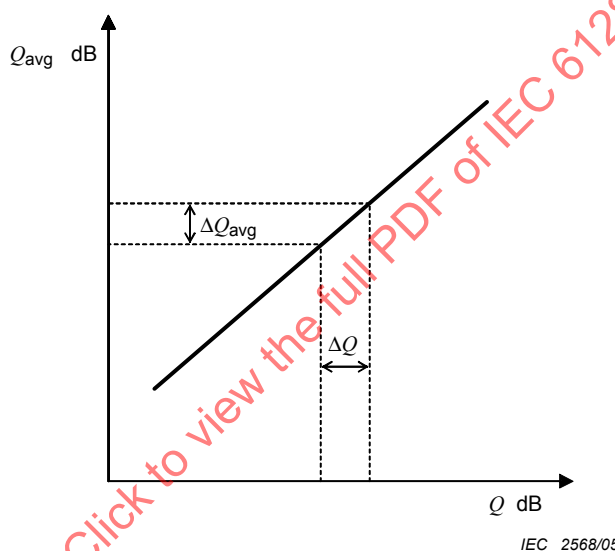


Figure A.1 – Définition de ΔQ_{avg} et ΔQ

Annex A (normative)

Measurement accuracy, reliability, and sensitivity

Measurement accuracy is influenced by the measurement reliability. The variations of the measured Q_{avg} and Q are defined as ΔQ_{avg} and ΔQ , respectively, and linear fitting slope of Q_{avg} versus Q is defined as *slope*. ΔQ_{avg} , ΔQ , and *slope* mean the parameters of measurement accuracy, measurement reliability, and measurement sensitivity, respectively. In Figure A.1, these parameters are easily recognized and ΔQ becomes:

$$\Delta Q = \Delta Q_{\text{avg}} / \text{slope}. \quad (\text{A.1})$$

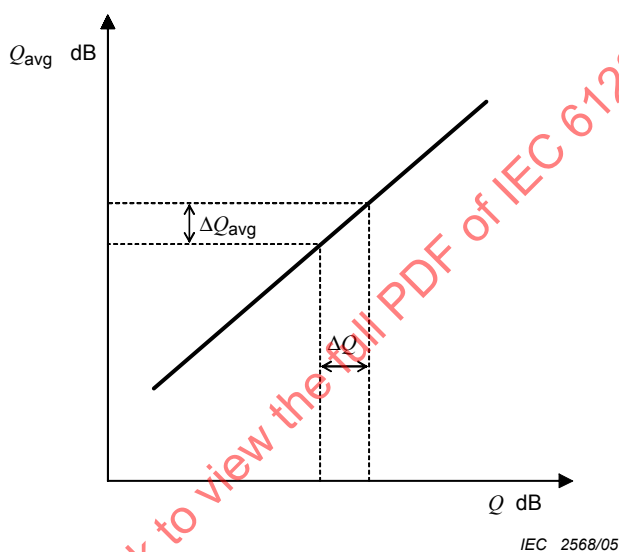
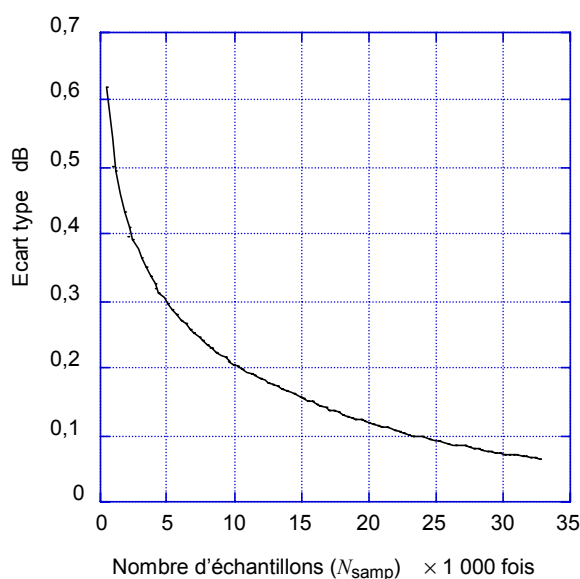


Figure A.1 – Definition of ΔQ_{avg} and ΔQ



IEC 2569/05

Figure A.2 – Dépendance de l'écart type de Q_{avg} vis-à-vis de N_{samp} :
 $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$, $B_{\text{re}} = 0,7 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ Hz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$,
 $\alpha = 0,3$, $Q = 16\text{dB}$ (BER $\sim 10^{-10}$)

La fiabilité de mesure dépend du nombre de points d'échantillonnage N_{samp} . La Figure A.2 montre la dépendance de la variation des mesures multiples vis-à-vis de N_{samp} . L'axe vertical montre l'écart type de huit points de mesure, qui appartient à ΔQ_{avg} dans l'équation A.1. Lorsque N_{samp} augmente, l'écart type des huit points de mesure se réduit.

En général, la valeur de *pente* est inférieure à 1, parce que l'évaluation de Q_{avg} inclut une partie des données de point de croisement bien que l'évaluation de Q ne les inclue pas. Comme cela apparaît à la Figure A.3 qui donne le tracé de la pente par rapport à B_{opt} , la valeur de *pente* dépend beaucoup de B_{opt} .

L'équation A.1, la Figure A.2 et la Figure A.3 sont utilisées pour la conception des paramètres B_{opt} et N_{samp} . Par exemple, lorsque la valeur exigée pour ΔQ est inférieure à 0,60, qui correspond à la différence de BER entre 10^{-10} et 10^{-9} , il faut que le rapport entre ΔQ_{avg} et la *pente* soit également inférieur à 0,60 ($\Delta Q_{\text{avg}} / \text{pente} \leq 0,60$). Si B_{opt} est $20 \times B$, la *pente* est réglée à 0,56 à partir de la Figure A.3 et il convient que ΔQ_{avg} soit inférieure à 0,34 à partir de l'équation A.1. Lorsque ΔQ_{avg} est défini comme $2 \times$ (écart type), la valeur d'écart type admise est inférieure à 0,17. Ainsi, la valeur N_{samp} nécessaire pour maintenir la fiabilité de mesure est définie à partir de la Figure A.2 comme supérieure à 13 000 points.

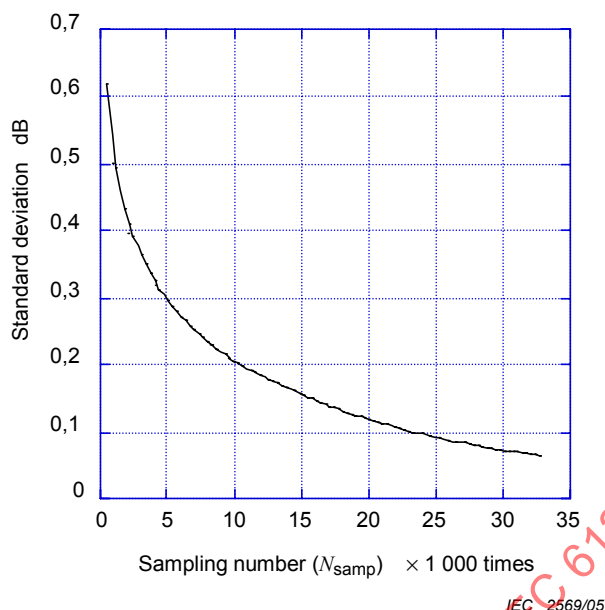
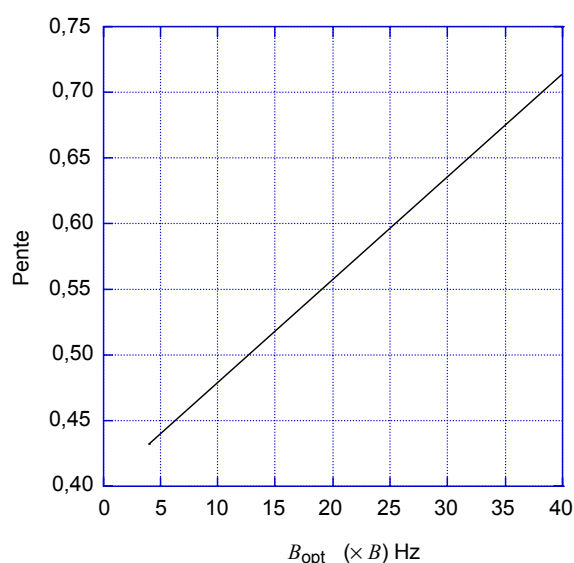


Figure A.2 – Dependence of the standard deviation of Q_{avg} on N_{smp} :
 $T_r = 1/4 \times T_{slot}$ s, $B_{re} = 0,7 \times B$ Hz, $B_{opt} = 4 \times B$ Hz, $T_{res} = 1/256 \times T_{slot}$ s, $\alpha = 0,3$,
 $Q = 16$ dB (BER $\sim 10^{-10}$)

Measurement reliability depends on the number of sampling points N_{smp} . Figure A.2 shows the dependence of the variation of multiple measurements on N_{smp} . The vertical axis shows the standard deviation of eight measurement points, which pertain to ΔQ_{avg} in Equation A.1. As N_{smp} increases, the standard deviation of the eight measurement points shrinks.

In general, the value of *slope* is smaller than 1, because the Q_{avg} evaluation includes a part of the cross-point data although the Q evaluation does not include them. As shown in Figure A.3, which plots *slope* versus B_{opt} , the *slope* value strongly depends on B_{opt} .

Equation A.1, Figure A.2, and Figure A.3 are used to design parameters B_{opt} and N_{smp} . For example, when the required value of ΔQ is less than 0,60, which corresponds to the difference in BER between 10^{-10} and 10^{-9} , the ratio between ΔQ_{avg} and the *slope* must also be less than 0,60 ($\Delta Q_{avg} / \text{slope} \leq 0,60$). If B_{opt} is $20 \times B$, the *slope* is set to 0,56 from Figure A.3, and ΔQ_{avg} should be less than 0,34 from Equation A.1. When ΔQ_{avg} is defined as $2 \times$ (standard deviation), the permitted standard deviation value is less than 0,17. Thus the N_{smp} value needed to maintain measurement reliability is defined from Figure A.2 as more than 13 000 points.

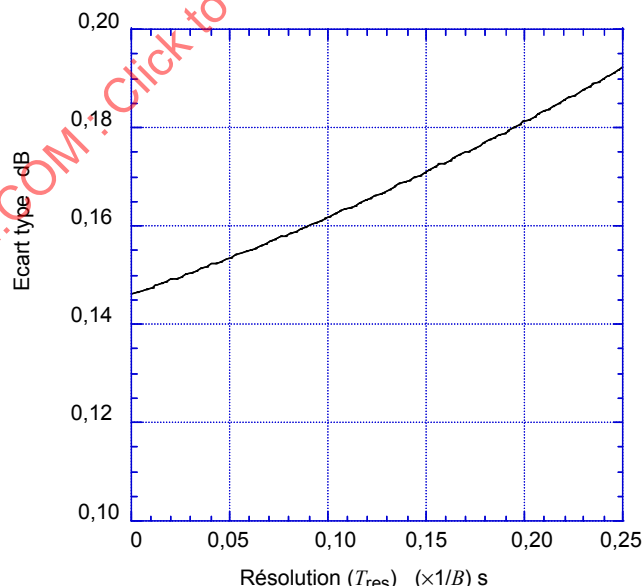


IEC 2570/05

Figure A.3 – Dépendance de la pente d'adaptation linéaire de Q_{avg} par rapport à Q sur B_{opt} : $T_r = 1/4 \times T_{slot} \text{ s}$, $B_{re} = 0,7 \times B \text{ Hz}$, $T_{res} = 1/256 \times T_{slot} \text{ s}$, $\alpha = 0,3$

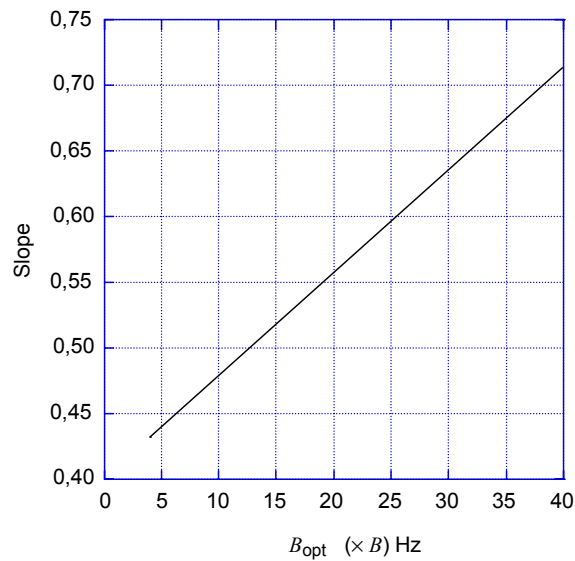
La Figure A.4 montre la dépendance de la variation des mesures multiples vis-à-vis de la résolution temporelle (fenêtre d'échantillonnage) T_{res} . L'axe vertical est l'écart type de la valeur Q_{avg} de huit points de mesure. En adoptant l'analyse utilisée pour examiner le nombre de points d'échantillonnage, la valeur T_{res} nécessaire pour maintenir la fiabilité de mesure est définie à partir de la Figure A.4 comme étant inférieure à $1/8 \times 1/B \text{ s}$ pour un signal NRZ.

Comme indiqué ci-dessus, les Figures A.2 et A.4 suggèrent les réglages de paramètres.



IEC 2571/05

Figure A.4 – Dépendance de l'écart type des huit points de mesure de Q_{avg} vis-à-vis de T_{res} : $T_r = 1/4 \times T_{slot} \text{ s}$, $B_{re} = 0,75 \times B \text{ Hz}$, $B_{opt} = 4 \times B \text{ Hz}$, $N_{smp} = 16\,384(2^{14})$, $\alpha = 0,3$, $Q = 16 \text{ dB}$ (BER $\sim 10^{-10}$)

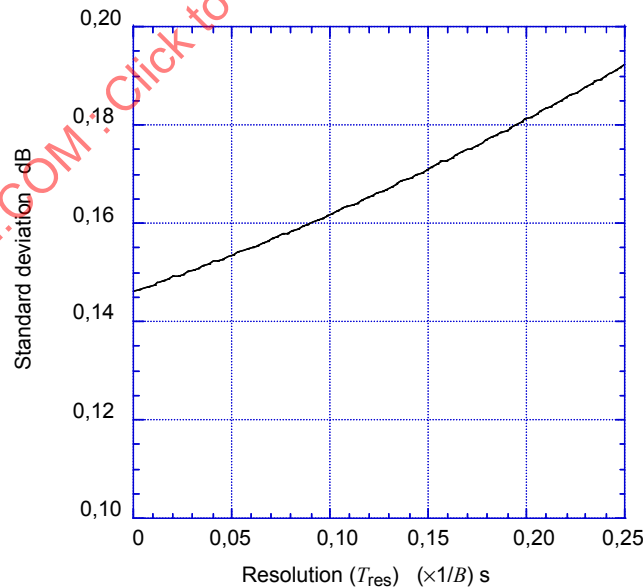


IEC 2570/05

Figure A.3 – Dependence of linear fitting slope of Q_{avg} versus Q on B_{opt} :
 $T_r = 1/4 \times T_{slot} \text{ s}$, $B_{re} = 0,7 \times B \text{ Hz}$, $T_{res} = 1/256 \times T_{slot} \text{ s}$, $\alpha = 0,3$

Figure A.4 shows the dependence of the variation of multiple measurements on the temporal resolution (sampling window) T_{res} . The vertical axis is the standard deviation of the Q_{avg} value of eight measurement points. Adopting the same analysis used to examine the number of sampling points, the T_{res} value needed to maintain measurement reliability is defined from Figure A.4 as less than $1/8 \times 1/B \text{ s}$ for an NRZ signal.

As mentioned above, Figure A.2 and Figure A.4 suggest the parameter settings.



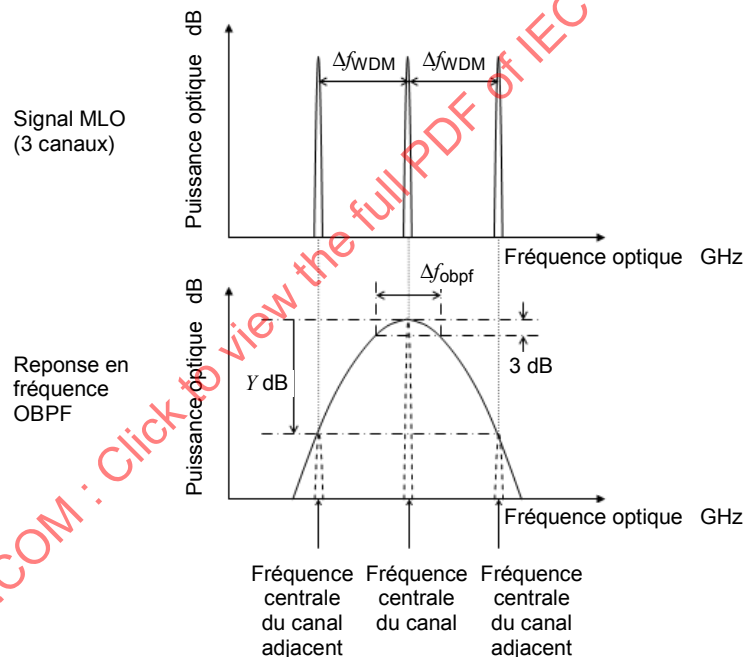
IEC 2571/05

Figure A.4 – Dependence of the standard deviation of eight measurement points of Q_{avg} on T_{res} : $T_r = 1/4 \times T_{slot} \text{ s}$, $B_{re} = 0,75 \times B \text{ Hz}$, $B_{opt} = 4 \times B \text{ Hz}$, $N_{samp} = 16\,384 (2^{14})$, $\alpha = 0,3$, $Q = 16 \text{ dB}$ (BER $\sim 10^{-10}$)

Annexe B (informative)

Diaphonie et désaccord de fréquence d'un filtre passe-bande optique

Les caractéristiques de la méthode du facteur de qualité moyenné dépendent de la largeur de bande OBPF et de la suppression de puissance de voie adjacente. La Figure B.1 montre un spectre optique de trois signaux optiques NRZ de 10 Gbit/s et la réponse en fréquence OBPF. Les valeurs Q (qui sont corrélées avec Q_{avg} de la voie centrale) sont examinées après filtrage en utilisant le OBPF. Les termes Δf_{obpf} (largeur de bande de 3-dB de OBPF), Y (suppression de puissance de la voie adjacente) et Δf_{WDM} (espacement de voie du signal WDM) sont définis comme représenté à la Figure B.1. Une fonction gaussienne est utilisée pour la réponse en fréquence OBPF et une simulation numérique est réalisée.



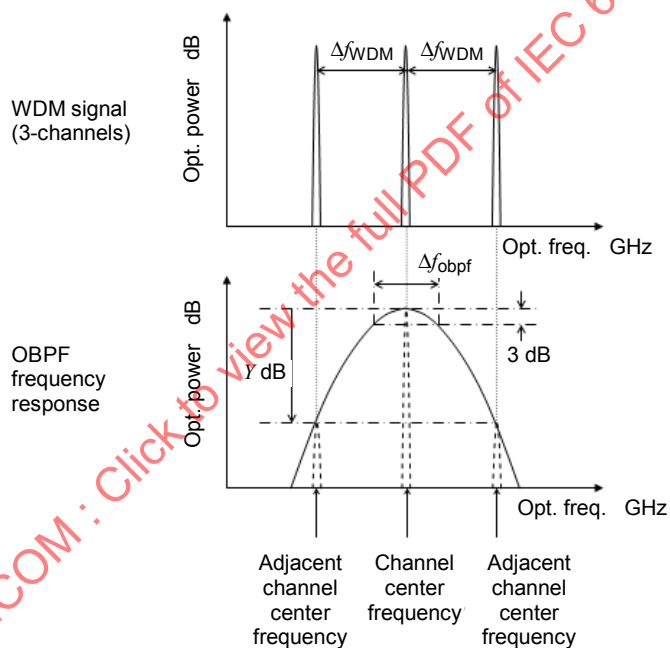
IEC 2572/05

Figure B.1 – Définition du signal MLO (WDM, wavelength-division multiplexing = multiplexage en longueur d'onde) et de la réponse en fréquence OBPF

Annex B (informative)

Crosstalk and frequency detuning of optical bandpass filter

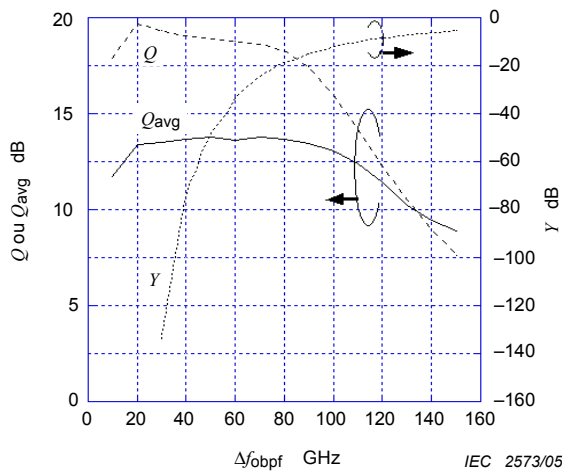
The characteristics of the averaged Q-factor method depend on the OBPF bandwidth and adjacent channel power suppression. Figure B.1 shows an optical spectrum of three 10 Gbit/s NRZ optical signals and the OBPF frequency response. The Q (which is correlated with) and Q_{avg} values of the center channel are examined after filtering using the OBPF. Terms Δf_{obpf} (3-dB bandwidth of the OBPF), Y (power suppression of the adjacent channel) and Δf_{WDM} (channel spacing of the WDM signal) are defined as shown in Figure B.1. A Gaussian function is used for the OBPF frequency response and numerical simulation is performed.



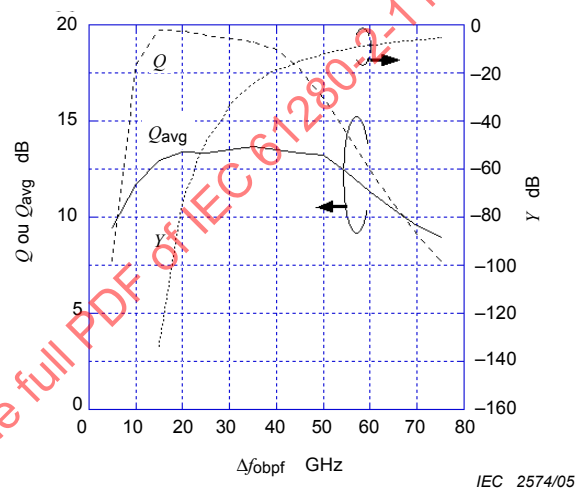
IEC 2572/05

Figure B.1 – Definition of WDM signal and OBPF frequency response

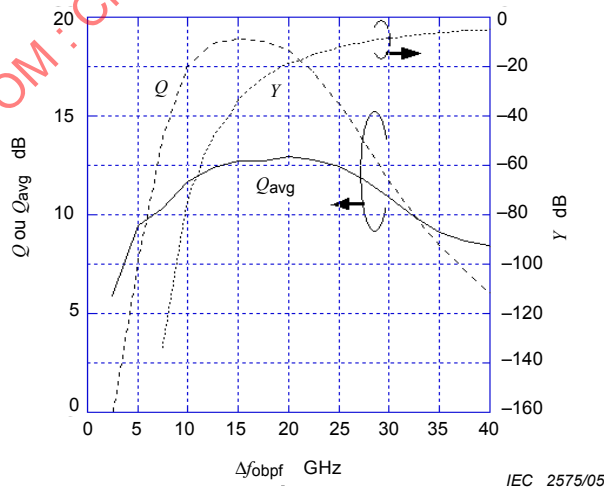
Les Figures B.2 (a), (b), et (c) montrent la dépendance Δf_{obpf} de Q , Q_{avg} , et Y , lorsque Δf_{WDM} est égal à 100 GHz, 50 GHz et 25 GHz, respectivement. Il convient que la diaphonie MLO (multiplexage en longueur d'onde) de la voie adjacente soit inférieure à -20 dB pour maintenir à une valeur élevée Q et Q_{avg} . La limite supérieure de Δf_{obpf} est $0,8 \times \Delta f_{\text{WDM}}$, ce qui correspond à 80 GHz, 40 GHz et 20 GHz lorsque Δf_{WDM} est de 100 GHz, 50 GHz et 25 GHz pour un signal optique NRZ de 10 Gbit/s. Les résultats lorsque Δf_{WDM} est égal à 25 GHz sont appliqués à un signal optique NRZ de 40 Gbit/s avec Δf_{WDM} de 100 GHz. La raison pour laquelle Q et Q_{avg} décroissent rapidement lorsque Δf_{obpf} devient plus étroite que 10 GHz est que Δf_{obpf} devient trop faible pour transmettre toutes les composantes de spectre optique du signal NRZ de 10-Gbit/s. C'est pourquoi, la gamme de Δf_{obpf} pour maintenir une valeur de Q_{avg} élevée (écart inférieur à 1 dB) est $1,5 \times B \leq \Delta f_{\text{obpf}} \leq 0,8 \times \Delta f_{\text{WDM}}$ si le désaccord de fréquence centrale est négligeable.



(a)



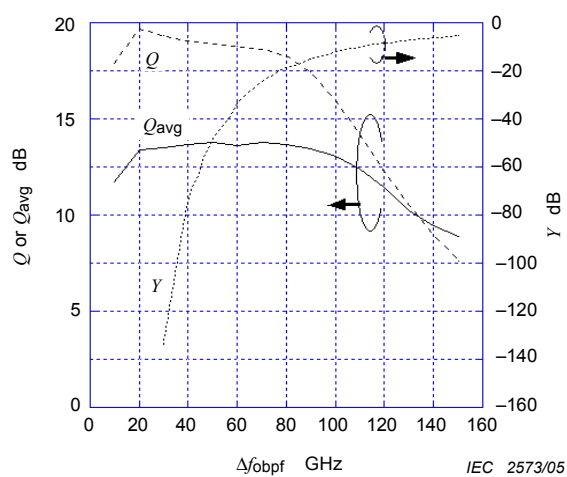
(b)



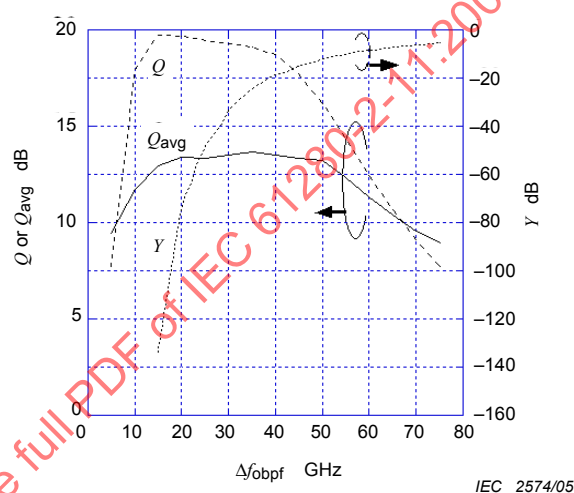
(c)

Figure B.2 – Dépendance Δf_{obpf} de Q et Q_{avg} pour une valeur Δf_{WDM} de 100 GHz(a), 50 GHz(b) et 25 GHz(c)

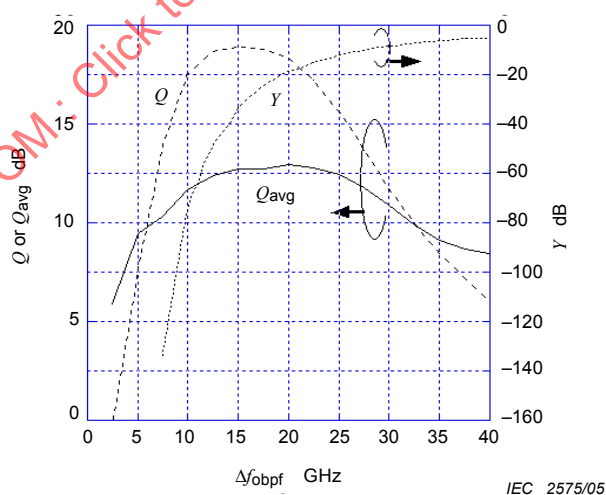
Figures B.2 (a), (b), and (c) show the Δf_{obpf} dependence of Q , Q_{avg} , and Y , when Δf_{WDM} is 100 GHz, 50 GHz and 25 GHz, respectively. The WDM crosstalk of the adjacent channel should be less than -20 dB to maintain high Q and Q_{avg} values. The upper limit of Δf_{obpf} is $0,8 \times \Delta f_{\text{WDM}}$, which corresponds to 80 GHz, 40 GHz, and 20 GHz when Δf_{WDM} is 100 GHz, 50 GHz, and 25 GHz for a 10 Gbit/s NRZ optical signal. The results when Δf_{WDM} is 25 GHz are applied to a 40 Gbit/s NRZ optical signal with the Δf_{WDM} of 100 GHz. The reason why Q and Q_{avg} decrease rapidly when Δf_{obpf} becomes narrower than 10 GHz is that Δf_{obpf} becomes too small to transmit all optical spectrum components of the 10-Gbit/s NRZ signal. Therefore, the range of Δf_{obpf} in order to maintain a high Q_{avg} value (deviation is less than 1 dB) is $1,5 \times B \leq \Delta f_{\text{obpf}} \leq 0,8 \times \Delta f_{\text{WDM}}$ if central frequency detuning is negligible.



(a)



(b)



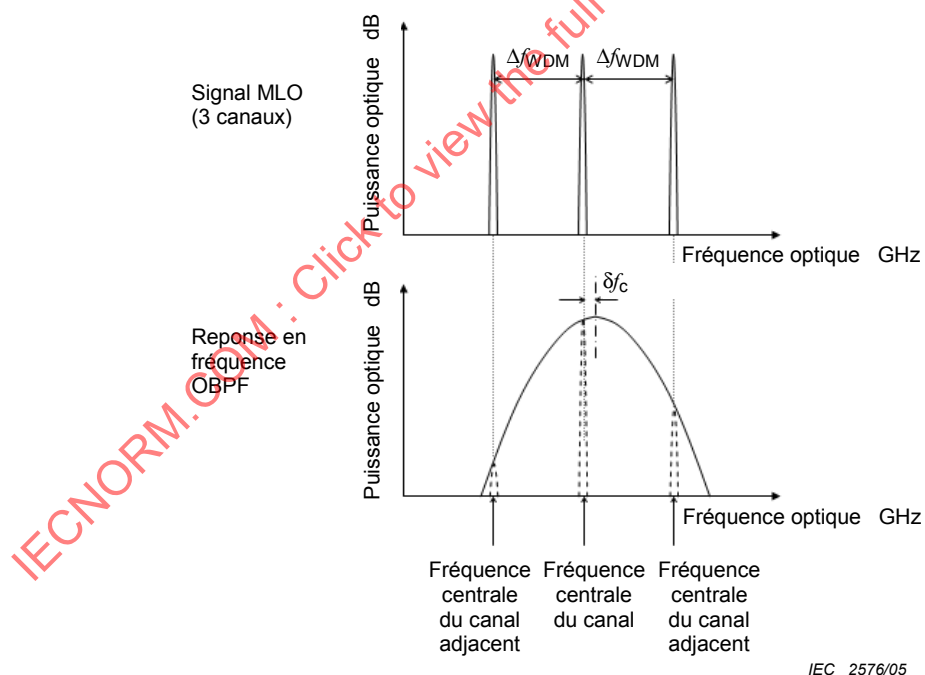
(c)

Figure B.2 – Δf_{obpf} dependence of Q and Q_{avg} for Δf_{WDM} of 100 GHz(a), 50 GHz(b), and 25 GHz(c)

Ensuite, les caractéristiques de cette méthode sont calculées avec le désaccord de fréquence centrale OBPF, δf_c . Le désaccord de fréquence centrale, δf_c , est défini à la Figure B.3. Les Figures B.4 (a), (b), et (c) montrent la dépendance δf_c de Q_{avg} , lorsque Δf_{WDM} est égal à 100 GHz, 50 GHz et 25 GHz, respectivement.

Le désaccord de fréquence centrale conduit à la fois à la suppression de puissance de voie mesurée et à l'augmentation de puissance de voie adjacente. Il est efficace d'élargir Δf_{obpf} pour maintenir la transmittance de puissance de voie mesurée à un niveau élevé. Toutefois, si Δf_{obpf} est trop large, la diaphonie provenant de la voie adjacente cause une dégradation. Aux Figures B.4 (a) et (b), la gamme optimale de Δf_{obpf} pour obtenir une tolérance de fréquence centrale élevée est $0,4 \times \Delta f_{WDM} \leq \Delta f_{obpf} \leq 0,6 \times \Delta f_{WDM}$, lorsque Δf_{WDM} est égal à 100 GHz ou 50 GHz pour un signal optique NRZ de 10-Gbit/s. A la Figure B.2(c), Q_{avg} diminue rapidement lorsque Δf_{obpf} est plus étroite que 15 GHz ($1,5 \times$ débit binaire). C'est parce que Δf_{obpf} devient trop faible pour transmettre toutes les composantes de spectre optique du signal NRZ de 10-Gbit/s. Aux Figures B.2(c) et B.4(c), la gamme de Δf_{obpf} pour établir une tolérance de fréquence centrale élevée devient $1,5 \times B \leq \Delta f_{obpf} \leq 0,6 \times \Delta f_{WDM}$, lorsque Δf_{WDM} est de 25 GHz pour le signal optique NRZ de 10 Gbit/s.

Sur la base de ces résultats, il est possible de garder Q_{avg} à une valeur élevée et d'atteindre une tolérance de fréquence centrale élevée en réglant Δf_{obpf} sur approximativement $0,6 \times \Delta f_{WDM}$. Dans ce cas, on s'attend à ce que la tolérance de fréquence centrale soit de $\pm 1/5 \times \Delta f_{WDM}$.



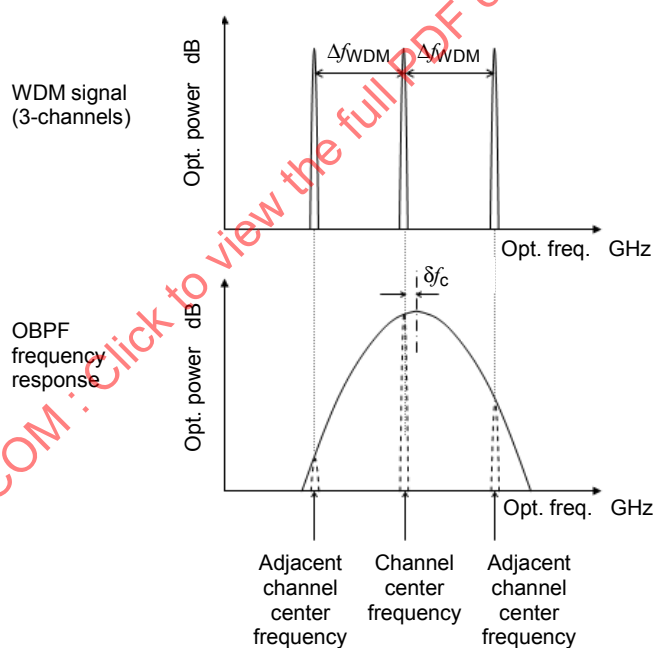
IEC 2576/05

Figure B.3 – Définition du désaccord de fréquence centrale OBPF δf_c

Next, the characteristics of this method with the OBPF center frequency detuning, δf_c , are calculated. The center frequency detuning, δf_c , is defined in Figure B.3. Figures B.4 (a), (b), and (c) show the δf_c dependence of Q_{avg} when Δf_{WDM} is 100 GHz, 50 GHz, and 25 GHz, respectively.

Center frequency detuning leads to both measured channel power suppression and adjacent channel power increase. It is effective to make Δf_{obpf} broad to keep the measured channel power transmittance high. However, if Δf_{obpf} is too broad, the crosstalk from the adjacent channel causes degradation. From Figures B.4 (a) and (b), the optimum range of Δf_{obpf} to achieve a high center frequency tolerance is $0,4 \times \Delta f_{WDM} \leq \Delta f_{obpf} \leq 0,6 \times \Delta f_{WDM}$, when Δf_{WDM} is 100 or 50 GHz for a 10-Gbit/s NRZ optical signal. In Figure B.2(c), Q_{avg} rapidly decreases for Δf_{obpf} narrower than 15 GHz (1,5 x bitrate). This is because Δf_{obpf} becomes too small to transmit all the optical spectrum components of the 10-Gbit/s NRZ signal. From Figure B.2(c) and Figure B.4(c), the range of Δf_{obpf} to establish a high center frequency tolerance becomes $1,5 \times B \leq \Delta f_{obpf} \leq 0,6 \times \Delta f_{WDM}$, when Δf_{WDM} is 25 GHz for the 10 Gbit/s NRZ optical signal.

Based on these results, it is possible to keep Q_{avg} high and to achieve a high center frequency tolerance by setting Δf_{obpf} to approximately $0,6 \times \Delta f_{WDM}$. In this case, the center frequency tolerance is expected to be $\pm 1/5 \times \Delta f_{WDM}$.



IEC 2576/05

Figure B.3 – Definition of OBPF central frequency detuning δf_c

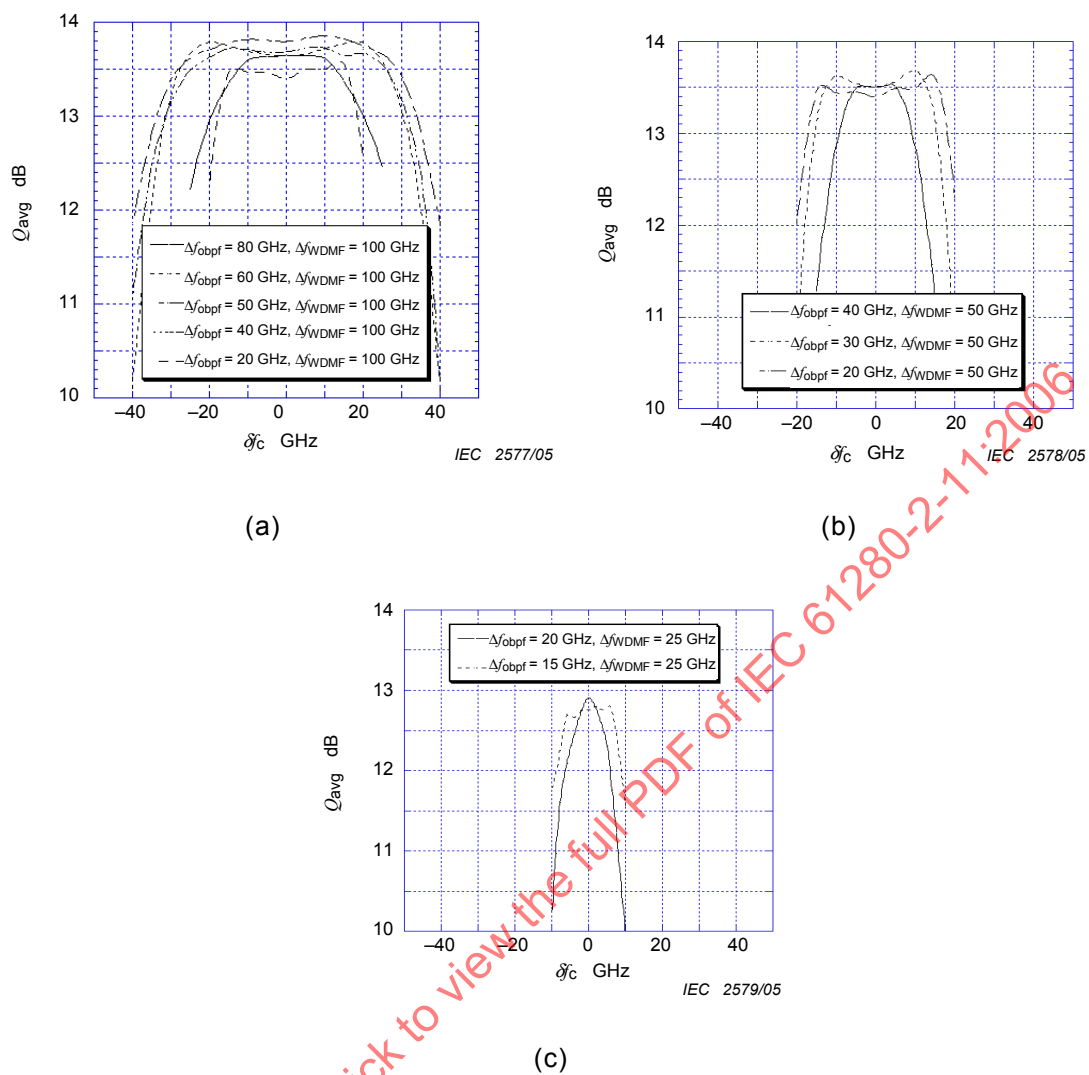


Figure B.4 – Dépendance δf_c de Q_{avg} pour Δf_{WDM} de 100 GHz(a), 50 GHz(b) et 25 GHz(c)

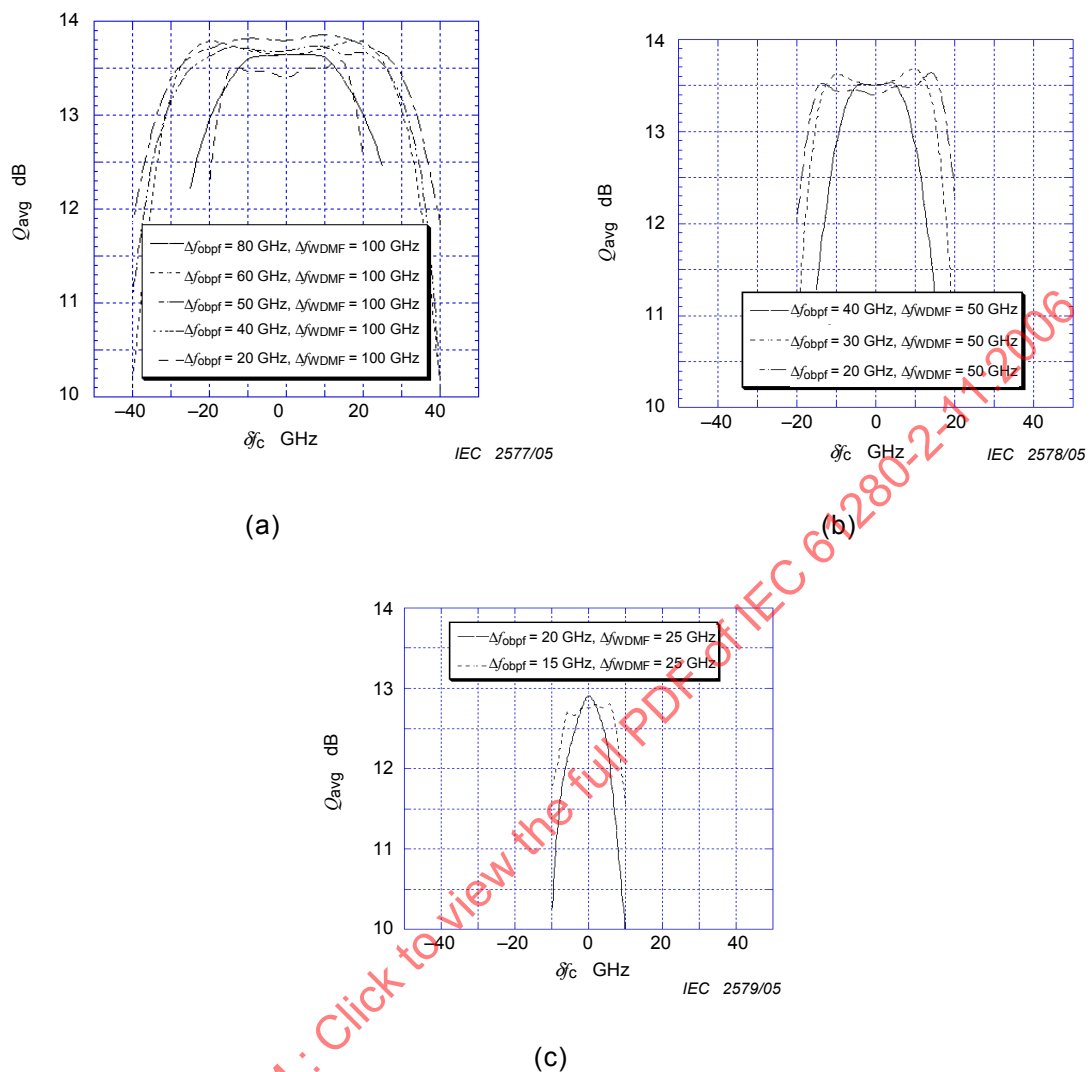


Figure B.4 – δf_c dependence of Q_{avg} for Δf_{WDM} of 100 GHz(a), 50 GHz(b), and 25 GHz(c)

Annexe C (normative)

Limite la plus élevée de Q_{avg}

Comme indiqué à la Figure C.1, un BER extrêmement bas, jusqu'à $BER < 10^{-24}$ ($Q > 20$ dB) ou moins, peut être évalué par les mesures de Q_{avg} . La Figure C.1 donne la courbe d'adaptation linéaire des résultats de simulation de Q de 14 dB à 20 dB. La simulation suppose un bruit Gaussien. Au niveau de la région dans laquelle Q dépasse 20 dB, Q_{avg} est limité. Cette limite est causée en incluant une partie des données du point de croisement à l'estimation de Q_{avg} . La limite la plus élevée peut être estimée en ignorant une composante de bruit. La méthode de mesure conventionnelle du facteur de qualité n'a pas de limite la plus élevée (c'est-à-dire que Q est infini) parce que l'écart type à la fois de la distribution de marque et d'espace est de 0. Toutefois, pour la méthode de mesure du facteur de qualité moyenné représentée à la Figure C.1, l'écart type à la fois de la distribution des niveaux de marque et d'espace ne devient pas 0 parce qu'une partie des données du point de croisement est incluse dans ces distributions même en l'absence de composante de bruit. Lorsque le bruit est ignoré, la limite la plus élevée de Q_{avg} dépend de α et du temps de montée (de descente) du signal électrique NRZ. Lorsque α est égal à 0,3, la relation entre la limite la plus élevée de Q_{avg} et le temps de montée après l'apparition du convertisseur O/E est représentée à la Figure C.2; lorsque T_r est de $1/4 \times T_{slot}$ s et B_{re} de $0,75 \times B$ Hz, le temps de montée après que le convertisseur O/E arrive à 0,7. Comme indiqué à la Figure C.2, la limite la plus élevée de Q_{avg} est de 14,5 dB lorsque le temps de montée après conversion O/E est de 0,7 et ce résultat est cohérent avec le résultat représenté à la Figure C.1. Ceci permet une détection plus sensible de la dégradation de la qualité des signaux que celle possible dans la couche SDH/SONET. En d'autres termes, il apparaît extrêmement difficile de réaliser une telle analyse de tendance sensible par une surveillance numérique pure et un traitement des erreurs sur les bits dans des temps de mesure raisonnables.

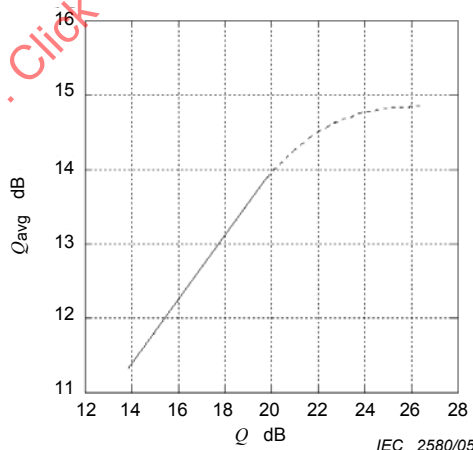


Figure C.1 – Dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q lorsque B est de 10 Gbit/s:
 $T_r = 1/4 \times T_{slot}$ s, $B_{re} = 0,75 \times B$ Hz, $B_{opt} = 4 \times B$ GHz, $T_{res} = 1/256 \times T_{slot}$ s,
 $N_{smp} = 16\,384(2^{14})$, $\alpha = 0,3$

Annex C (normative)

Highest limit of Q_{avg}

As shown in Figure C.1, an extremely low BER, down to $\text{BER} < 10^{-24}$ ($Q > 20$ dB) or lower, can be assessed by Q_{avg} measurements. In Figure C.1, linear fitting curve of simulation results from Q of 14 dB to 20 dB is shown. The simulation assumed Gaussian noise. At the region in which Q exceeds 20 dB, Q_{avg} is limited. This limit is caused by including a part of cross point data to estimate Q_{avg} . The highest limit can be estimated by ignoring a noise component. The conventional Q-factor measurement method has no highest limit (that is, Q is infinity) because the standard deviation of both Mark and Space distribution are 0. However, for the averaged Q-factor measurement method shown in Figure C.1, the standard deviation of both Mark and Space levels distribution don't become 0 because a part of cross point data are included in these distributions even when there is no noise component. When noise is ignored, the highest limit of Q_{avg} depends on α and the rise (fall) time of the electrical NRZ signal. When α is 0,3, the relationship between the highest limit of Q_{avg} and rise time after O/E converter is shown in Figure C.2; When T_r is $1/4 \times T_{\text{slot}}$ s and B_{re} is $0,75 \times B$ Hz, the rise time after O/E converter becomes 0,7. As shown in Figure C.2, the highest limit of Q_{avg} is 14,5 dB when the rise time after O/E conversion is 0,7, and this result is consistent with the result shown in Figure C.1. This enables more sensitive detection of signal quality degradation than possible in the SDH/SONET layer. In other words, it appears to be extremely difficult to realize such a sensitive trend analysis by pure digital monitoring and processing bit errors within reasonable measurement times.

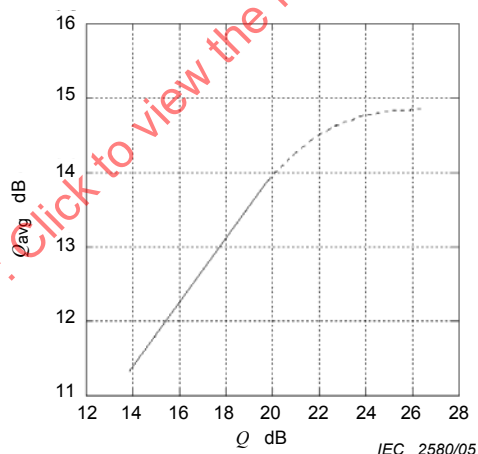


Figure C.1 – Dependence of Q_{avg} on Q when B is 10 Gbit/s: $T_r = 1/4 \times T_{\text{slot}}$ s, $B_{\text{re}} = 0,75 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 4 \times B$ GHz, $T_{\text{res}} = 1/256 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384(2^{14})$, $\alpha = 0,3$

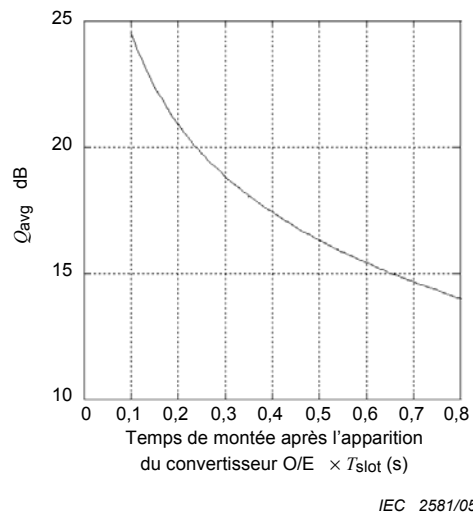
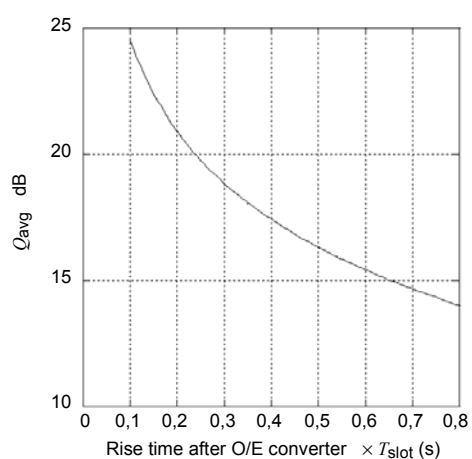


Figure C.2 – Dépendance de la limite la plus élevée de Q_{avg} au moment du temps de montée après le convertisseur O/E

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61280-2-11:2006



IEC 2581/05

Figure C.2 – Dependence of the highest limit of Q_{avg} on rise time after O/E converter

Annexe D (informative)

Dépendance vis-à-vis du débit binaire

La méthode de surveillance de la qualité du signal optique est fondamentalement liée au débit binaire. Les valeurs de T_r , B_{re} , B_{opt} , et $1/T_{res}$ sont représentées en multiples du débit binaire B . Le Tableau D.1 montre les valeurs de T_r , B_{re} , B_{opt} et T_{res} pour différents débits binaires ($B = 2,5$ Gbit/s, 10 Gbit/s, 40 Gbit/s). Comme indiqué à la Figure D.1, la dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q présente approximativement les mêmes caractéristiques quel que soit le débit binaire.

Tableau D.1 – Valeurs de T_r , B_{re} , B_{opt} et T_{res}

	T_r (ps)	B_{re} (GHz)	B_{opt} (GHz)	T_{res} (ps)
2,5 Gbit/s	100	1,75	60	1,6
10 Gbit/s	25	7	240	0,4
40 Gbit/s	6,25	28	960	0,1

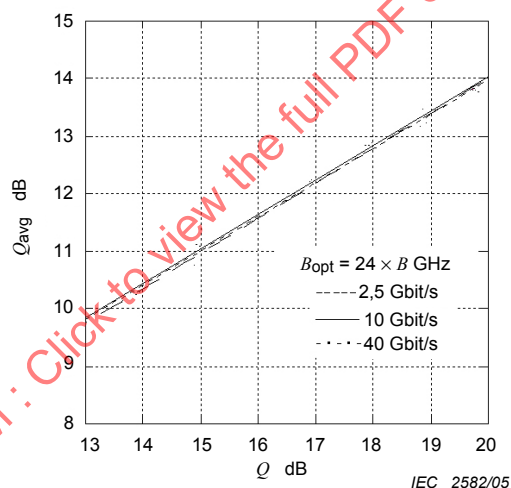


Figure D.1 – Exemple de relation entre Q_{avg} et Q pour différents débits binaires

Annex D (informative)

Bit rate dependence

The optical signal quality monitoring method is fundamentally bit rate independent. The values of T_r , B_{re} , B_{opt} , and $1/T_{res}$ are represented in multiples of bit rate B . Table D.1 shows the values of T_r , B_{re} , B_{opt} and T_{res} for different bit rates ($B = 2,5$ G bit/s, 10 G bit/s, 40 G bit/s). As shown in Figure D.1, the dependence of Q_{avg} on Q exhibits approximately the same characteristics regardless of the bit rate.

Table D.1 – Values of T_r , B_{re} , B_{opt} and T_{res}

	T_r (ps)	B_{re} (GHz)	B_{opt} (GHz)	T_{res} (ps)
2,5 Gbit/s	100	1,75	60	1,6
10 Gbit/s	25	7	240	0,4
40 Gbit/s	6,25	28	960	0,1

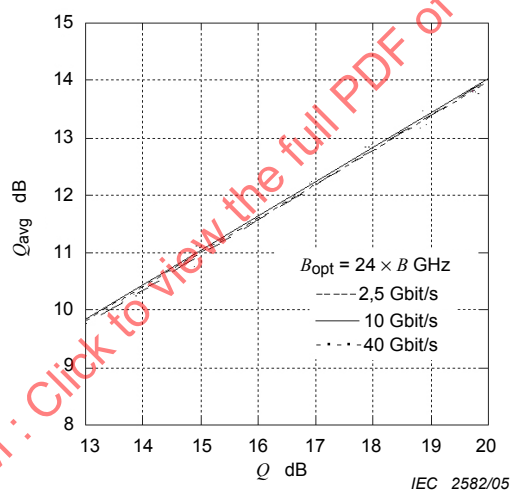


Figure D.1 – Example of relationship between Q_{avg} and Q for different bit rates

Annexe E (informative)

Dépendance vis-à-vis du format

Cette méthode de surveillance permet d'évaluer le facteur de qualité moyenné à la fois des signaux optiques NRZ et RZ. Les Figures E.1 et E.2 montrent des exemples de dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q pour les signaux optiques RZ. Ces exemples sont les résultats de simulations. L'impulsion de signal optique RZ, exprimée par l'équation suivante, est utilisée comme source de signal optique.

$$f(t) = \exp(-t^2/2 t_0^2) \quad (\text{E.1})$$

Cette équation est donnée comme une réponse en impulsion de forme gaussienne (l'écart type est t_0). Le terme t_0 dépend de T_{fwhm} comme indiqué dans l'équation suivante.

$$T_{\text{fwhm}} = 2 t_0 \{\ln(2)\}^{0,5} \quad (\text{E.2})$$

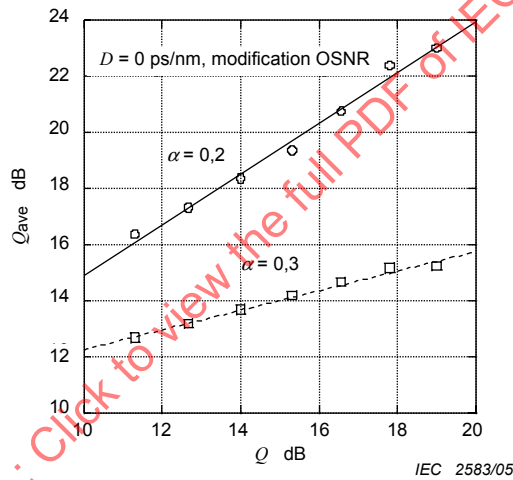


Figure E.1 – Dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q lorsque $D = 0$ ps/nm, $R_{\text{duty}} = 0,4$, $B_{\text{re}} = 0,6 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 240$ GHz, $T_{\text{res}} = 1/64 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\ 384(2^{14})$ et $\alpha = 0,2$ ou $0,3$

Annex E (informative)

Format dependence

This monitoring method makes it possible to evaluate the averaged Q-factor of both NRZ and RZ optical signals. Figures E.1 and E.2 show examples of the dependence of Q_{avg} on Q for RZ optical signals. The examples are simulation results. The RZ optical signal pulse, expressed by the following equation, is used as the optical signal source.

$$f(t) = \exp(-t^2/2 t_0^2) \quad (\text{E.1})$$

This equation is given as a Gaussian shaped impulse response (standard deviation is t_0). Term t_0 depends on T_{fwhm} as indicated in the following equation.

$$T_{\text{fwhm}} = 2 t_0 \{\ln(2)\}^{0,5} \quad (\text{E.2})$$

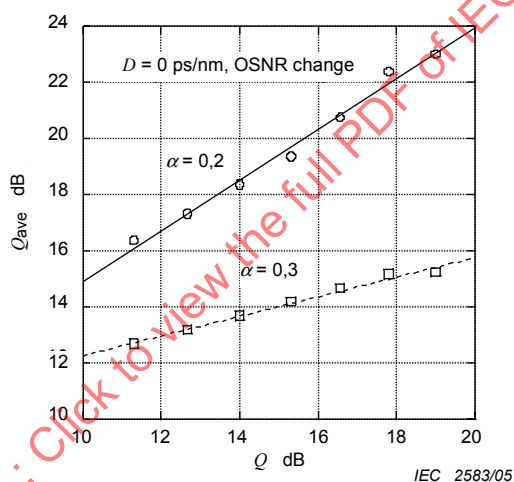


Figure E.1 – Dependence of Q_{avg} on Q when $D = 0$ ps/nm, $R_{\text{duty}} = 0,4$, $B_{\text{re}} = 0,6 \times B$ Hz, $B_{\text{opt}} = 240$ GHz, $T_{\text{res}} = 1/64 \times T_{\text{slot}}$ s, $N_{\text{samp}} = 16\,384(2^{14})$ and $\alpha = 0,2$ or $0,3$

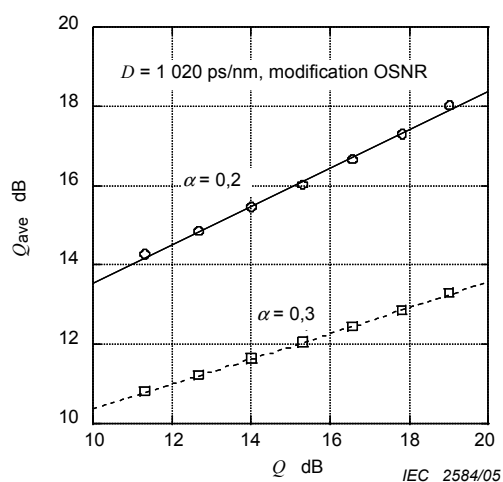


Figure E.2 – Dépendance de Q_{avg} vis-à-vis de Q lorsque $D = 1\ 020\ \text{ps/nm}$, $R_{duty} = 0,4$, $B_{re} = 0,6 \times B\ \text{Hz}$, $B_{opt} = 240\ \text{GHz}$, $T_{res} = 1/64 \times T_{slot}\ \text{s}$, $N_{samp} = 16\ 384(2^{14})$ et $\alpha = 0,2$ ou $0,3$

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61280-2-11:2006